

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA
RECHERCHE SCIENTIFIQUE

Université Echahid Hamma Lakhrad El-Oued

Faculté des Sciences et de la Technologie

DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME

MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Sciences de la Technologie

Filière : Génie Électrique

Spécialité : Commande Électrique

Thème

**Commande par mode glissant d'ordre deux
flou d'une MSAP via « Super Twisting
Algorithm »**

Encadré par :

Dr BABA ARBI Idriss

Présenté par :

KHEDDARI Mohammed Dia El Hak

DRISS Abderraouf

PROMOTION 2026



REMERCIEMENT

Avant tout on remercie Dieu le tout puissant
qui nous a donné le courage la patience,
l'aide et la volonté de réaliser ce modeste
travail.

Nous tenons à remercier vivement notre
encadreur : Dr BABA ARBI Idriss qui à ménagé
un grand effort afin de nous permettre de
mener à bien le présent travail et à qui nous
exprimons notre gratitude et notre respect.

Nous remercions aux enseignants du
département d'électrotechnique.

DÉDICACE

Je dédie ce modeste travail

A mes parents.

A mon très cher frère et mes sœurs.

A tous mes amis.

A tous ceux qui m'aiment et que j'aime.

A tous mes collègues de la promotion
commande électrique 2026.

A vous.

KHEDDARI Mohammed Dia Elhak

DÉDICACE

Je dédie ce modeste travail:

À mes très chers parents,
pour leur amour, leurs sacrifices, leurs prières et
leur soutien permanent tout au long de mon parcours.

À ma famille et à mes frères,
pour leurs encouragements et leur présence dans les
moments difficiles.

À mes enseignants,
qui m'ont transmis le savoir et guidé avec patience
et bienveillance.

À toutes les personnes qui m'ont soutenu de près ou
de loin,
et qui ont contribué à la réalisation de ce mémoire.
Enfin, à tous ceux qui pour suivent leurs rêves avec
détermination malgré les difficultés,
je dédie ce travail avec respect et gratitude

DRIS Abderraouf

Résumé

Résumé

Ce travail porte sur l'amélioration des performances de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP). Pour faire face aux non-linéarités de cette machine, nous avons appliqué la commande par mode glissant. Bien que la méthode classique (MGO1) soit très robuste, elle souffre du phénomène de broutement (en anglais *chattering*), qui crée des vibrations indésirables. Pour y remédier, nous avons mis en œuvre une commande par mode glissant d'ordre deux (MGO2) via l'algorithme Super Twisting. Enfin, nous avons associé cette technique à la logique floue (MGO2-Flou) pour ajuster ses paramètres automatiquement. Les résultats de simulation confirment l'efficacité de cette approche, avec une nette réduction des oscillations du couple et des courants.

Mots-clés : MSAP, Mode glissant d'ordre deux, Algorithme Super Twisting, Commande floue, Broutement (Chattering), Robustesse.

Abstract:

This work focuses on improving the performance of the permanent magnet synchronous machine (PMSM). To address the non-linearities of this machine, we applied sliding mode control. Although the classical method (SMC1) is highly robust, it suffers from chattering, which generates undesirable vibrations. To overcome this issue, we implemented a second-order sliding mode control (SMC2) using the Super Twisting algorithm. Finally, we combined this technique with fuzzy logic (SMC2-Fuzzy) to automatically adjust its parameters. Simulation results confirm the effectiveness of this approach, with a significant reduction in torque and current oscillations.

Key Words:

PMSM, Second Order Sliding Mode, Super Twisting Algorithm, Fuzzy Control, Chattering, Robustness

الملخص:

يركز هذا العمل على تحسين أداء الآلة المتزامنة ذات المغناطيس الدائم (PMSM) وللتغلب على اللاخطية لهذه الآلة، قمنا بتطبيق التحكم ذي النمط الانزلاقي. وعلى الرغم من أن الطريقة التقليدية (SMC1) تتمتع بقوة تحمل عالية، إلا أنها تعاني من الظاهرة الارتعاشية (Chattering) التي تولد اهتزازات غير مرغوب فيها. وللتغلب على هذه المشكلة، قمنا بتنفيذ تحكم نمط انزلاقي من الدرجة الثانية (SMC2) باستخدام خوارزمية Super Twisting. وأخيراً، قمنا بدمج هذه التقنية مع المنطق الضبابي (SMC2-Fuzzy) لضبط معاملاتها تلقائياً. تؤكد نتائج المحاكاة فعالية هذا النهج، مع تقليل ملحوظ في تذبذبات عزم الدوران والتيار.

الكلمات المفتاحية:

أ م د ، تحكم نمط انزلاقي من الدرجة الثانية، خوارزمية “Super Twisting” ، تحكم ضبابي، الظاهرة الارتعاشية، المتانة

Liste des figures

N °	Titre	Page
I.1	Stator et rotor d'une machine synchrone à aimants permanents	2
I.2	Différents types de rotors d'une MSAP	3
I.3	Principe de fonctionnement du moteur à aimants permanents	3
I.4	Courbe de désaimantation	5
I.5	Images d'aimants Alnico	6
I.6	Images d'aimants ferrites	6
I.7	Images d'aimants Terre-Rares	7
I.8	Les Néodyme Fer Bore (Nd-Fe-B)	7
I.9	Emplacement des aimants dans le rotor : a) aimants en surface, b)	8
I.10	Structure à aimants déposés en surface (rotor interne)	9
I.11	Structure à aimants insérés	9
I.12	Structure à aimants enterrés : (a) avec concentration de flux, (b) structure classique	10
I.13	Schéma de la MSAP dans le repère abc	12
I.14	Différents couples qui agissent sur le rotor	14
I.15	Schéma équivalent de la MSAP dans le repère (d, q)	15
I.16	Schéma d'un onduleur de tension triphasé avec sa charge	17
I.17	Vecteurs de tension créés par l'onduleur de tension dans (α, β)	18
I.18	Génération d'une MLI naturelle pour un signal de (a) et de 2 kHz(b).	19

II.1	Convergence du système glissant	24
II.2	Figure II.2.A Glissement Idéal	25
II.3	Figure II.3.A Glissement Réel	25
II.4	Démonstration du mode de glissement	26
II.5	Trajectoire de l'état vis-à-vis de la surface	27
II.6	Commande équivalente U_{eq}	28
II.7	Représentation de la fonction « sign »	29
II.8	Phénomène de broutement	30
II.9	Fonction de saturation	31
II.10	Fonction de SMOOTH	32
II.11	Schéma global de réglage par mode glissant, stratégie à trois surfaces	33
II.12	Vitesse de rotation via MGO1	36
II.13	Couple électromagnétique via MGO1	36
II.14	Courant statorique avec MGO1	36
II.15	Courant quadratique avec MGO1	37
II.16	Courant direct avec MGO1	37
III.1	Trajectoire du mode glissant d'ordre deux	43
III.2	Portrait de phases $(S, \dot{S})$ via « Twisting Algorithm »	44
III.3	Portrait de phases $(S, \dot{S})$ via « Super Twisting Algorithm »	46
III.4	Schéma bloc de réglage par mode glissement d'ordre2	46
III.5	Configuration interne d'un contrôleur par logique floue	49
III.6	Ensembles flous de l'entrée S	50

III.7	Ensembles flous de l'entrée $\hat{S}$	50
III.8	Ensembles flous des sorties M_F et λ_F	51
III.9	Schéma de commande floue en Simulink	51
III.10	Vitesse de rotation via MGO2	51
III.11	Couple électromagnétique via MGO2	52
III.12	Courant statorique via MGO2	52
III.13	Courant quadratique via MGO2	53
III.14	Courant direct via MGO2	53
III.15	Vitesse de rotation via MGO2-Flou	54
III.16	Couple électromagnétique via MGO2-Flou	54
III.17	Courant statorique via MGO2-Flou	55
III.18	Courant quadratique via MGO2-Flou	55
III.19	Courant direct via MGO2-Flou	55

Notions symboliques :

Symbole / Abréviation	Signification
MSAP	Machine Synchrone à Aimants Permanents
CSV	Commande à Structure Variable
CMG	Commande par Mode Glissant
CMG1	Commande par Mode Glissant d'Ordre 1
CMG2	Commande par Mode Glissant d'Ordre 2
STA	Super Twisting Algorithm
MGO1	Mode Glissant d'Ordre 1
MGO2	Mode Glissant d'Ordre 2
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion
DTC	Direct Torque Control (Commande Directe du Couple)
DSP	Digital Signal Processor
PI	Proportionnel Intégral
PWM	Pulse Width Modulation
SMC	Sliding Mode Control
SMC-Flou	Sliding Mode Control Fuzzy

Symboles physiques

Symbole	Signification	Unité
ω	Vitesse angulaire du rotor	rad/s
ω_{ref}	Vitesse de référence	rad/s
C_e	Couple électromagnétique	N.m
C_r	Couple résistant (charge)	N.m

Symbole	Signification	Unité
R_s	Résistance statorique	Ω
L_d	Inductance suivant l'axe d	H
L_q	Inductance suivant l'axe q	H
i_d	Courant direct	A
I_q	Courant quadrature	A
V_d	Tension suivant l'axe d	V
V_q	Tension suivant l'axe q	V
Φ_f	Flux des aimants permanents	Wb
J	Moment d'inertie	kg.m^2
F	Coefficient de frottement visqueux	N.m.s/rad
p	Nombre de paires de pôles	-
$S(x)$	Surface de glissement	-
$e(x)$	Erreur de poursuite	-
λ	Coefficient de la surface de glissement	-
U_{eq}	Commande équivalente	-
U_n	Commande discontinue	-

Table des matières

Introduction Générale	1
Chapitre I : Notions générales sur la machine asynchrone à aimants permanents	
I.1.Introduction.....	1
I.2. Structure d'une machine synchrone à aimants permanents	1
1.2.1. Principe de fonctionnement de la MSAP :	3
I.2.2. L'aimants permanents :.....	4
I.2.2.1. Définition de L'aimants permanents :	4
I.2.2.2.B. Propriétés d'aimant permanent :.....	4
I.2.2.3.Les différents types des aimants permanents	5
I.2.2.4.D. Emplacement des aimants dans le rotor :	7
I.2.3. Avantages et inconvénients de la MSAP	10
I.2.4. Domaines d'application de MSAP	11
I.3 Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents	11
I.3.2. Equations électriques :.....	12
I.3.3. Equation mécanique :	13
I.6.2. Transformation de Park [6]	14
I.7. L'alimentation de l'MSAP	16
I.7.1. Modélisation de l'onduleur de tension	16
I.7.2. Commande de l'onduleur de tension à MLI naturelle (sinus-triangle).....	18
I.8. Les différentes techniques de commande de L'MSAP	20
I.8.1. La commande vectorielle	20

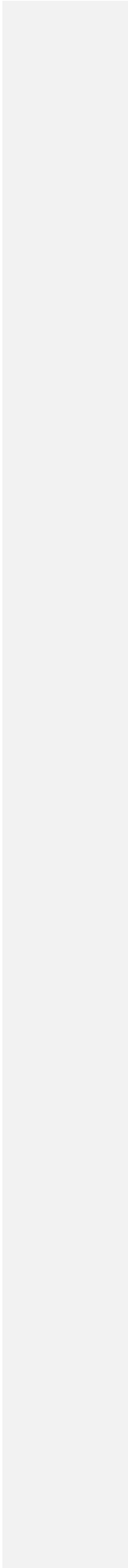
I.8.2. La commande directe du couple.....	20
I.8.3. La commande scalaire	21
I.9.Conclusion	21

Chapitre II : Commande par mode glissant d'ordre 1 d'un MSAP

II.1. Introduction	23
II.2. Définition et principe	23
II.2.1. Définition	23
II.2.1.1 Mode de convergence (MC)	24
II.2.1.2 Mode de glissement (MG)	24
II.2.1.3. Mode du régime permanent (MRP).....	24
II.2.1.3.1 Régime glissant idéal.....	25
II.2.1.3.2. Régime glissant réel.....	25
II.2.2 Conception de l'algorithme de commande par mode de glissement	25
II.2.1. Choix de la surface.....	26
II.2.2. L'établissement des conditions d'existence	27
II.2.2.1. Fonction directe de commutation.....	27
II.2.2.2. Fonction de Lyapunov	27
II.3.la loi de commande.....	28
II.4.Avantages et inconvénients de la commande par mode de glissement	30
II.4.1. Elimination du phénomène de chattering	30
II.4.1.1. Fonction <i>SAT</i>	31
II.4.1.2. Fonction SMOOTH	31
II.5. Application de la commande par mode de glissement d'ordre 1 à la MSAP...31	
II.5.1. Stratégie de réglage à trois surfaces.....	32
II.5.1.2. Surface de régulation du courant i_q	33
II.5.1.3. Surface de régulation du courant i_d :	33
II.6. Résultats de simulation.....	34
Conclusion	37

Chapitre III : Commande par mode glissant-flou d'ordre deux d'une MSAP

III.1. Introduction.....	40
III.2. Définition et principe :	40
III.2.1. Commande par mode glissant d'ordre supérieur [16]:	40
III.2.2. Commande par mode glissant d'ordre deux	42
III.2.3. Algorithme Twisting :.....	43
III.2.4. Algorithme « Super Twisting » :	45
III.3. Application de la commande par mode glissant d'ordre 2 à la MSAP	46
III.4. Commande Floue	47
III.4.1. Principe	47
III.4.2. Les bases théoriques de la logique floue	47
III.4.3. Avantages et inconvénients de la commande par logique floue	48
III.4.3.1. Les avantages essentiels sont.....	48
III.5. Commande floue associée au MGO2	49
III.6. Résultats de simulation MG02 (Twisting Algorithm):	51
III.7. Résultats de simulation MG02 Flou (Twisting Algorithm Flou).....	53
III.8. Conclusion	55
Conclusion Générale	57



Introduction Générale

Introduction Générale

Au cours des deux dernières décennies, le domaine de la conversion d'énergie électrique a connu une mutation profonde, portée par les avancées conjuguées de l'électronique de puissance et de la micro-informatique. Les solutions classiques de variation de vitesse, qu'elles soient purement mécaniques ou électromécaniques, ont été progressivement supplantées par des systèmes intégrant des convertisseurs statiques associés à des machines électriques. Historiquement, le moteur à courant continu a largement dominé les applications industrielles en raison de ses qualités de commande. Toutefois, son principal défaut réside dans la présence du collecteur mécanique, qui s'avère problématique dans certains environnements sévères et génère des coûts de maintenance élevés. Ces contraintes ont naturellement orienté les recherches vers des solutions reposant sur des machines à courant alternatif [1].

Parmi ces machines, la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) occupe une place de choix. Réputée pour sa robustesse, elle permet d'élaborer des commandes de vitesse et de couple à la fois précises et dynamiquement performantes. Néanmoins, sa mise en œuvre reste plus complexe que celle d'une machine à courant continu, car son modèle mathématique est non linéaire et le découplage entre le courant induit et le courant inducteur s'avère délicat à obtenir.

En automatique, de nombreuses approches de commande ont vu le jour, dont certaines sont relativement récentes dans le domaine du génie électrotechnique. Pour la MSAP, le recours à des structures de commande avancées permet d'atteindre des niveaux de performance comparables à ceux de la machine à courant continu. Parmi ces approches figure la commande à structure variable (CSV), une technique non linéaire reconnue pour sa robustesse. Largement adoptée, elle a fait ses preuves dans de nombreuses applications. Son principe consiste à modifier la structure de la commande en fonction de l'état du système, garantissant ainsi de bonnes performances et une insensibilité aux perturbations externes ainsi qu'aux variations paramétriques. Le régime permanent ainsi obtenu est appelé mode de glissement : la trajectoire d'état du système est amenée vers une hypersurface, dite surface de glissement, le long de laquelle elle oscille jusqu'à atteindre le point d'équilibre.

Cependant, l'inconvénient majeur des modes glissants classiques (d'ordre un) est l'apparition d'un phénomène indésirable appelé broutement (ou *chattering* en anglais). Ce phénomène,

provoqué par des commutations à haute fréquence de la loi de commande, introduit des composantes haute fréquence dans le spectre de la commande, excite les dynamiques non modélisées et peut réduire la durée de vie des actionneurs.

Afin de remédier à ce problème sans sacrifier la robustesse et la précision inhérentes au régime glissant, des solutions plus élaborées s'imposent. Ce travail se concentre sur l'application de la commande par mode glissant d'ordre deux (MGO2), en exploitant des algorithmes performants tels que l'algorithme « Super Twisting ». Pour optimiser davantage les performances et atténuer efficacement le broutement, il est proposé de coupler cet algorithme avec une commande par logique floue (MGO2-Flou), permettant ainsi un ajustement dynamique des paramètres de l'algorithme.

Notre mémoire s'articule autour de trois chapitres principaux :

- **Chapitre I** : Ce premier chapitre présente les notions générales sur la machine synchrone à aimants permanents (MSAP), en abordant sa structure, les différents types d'aimants, sa modélisation mathématique ainsi que son alimentation. Il se termine par un aperçu des techniques de commande classiques appliquées à cette machine (commande vectorielle, commande directe du couple et commande scalaire).
- **Chapitre II** : Ce chapitre est consacré à la commande par mode glissant d'ordre 1 (MGO1). Il expose les principes fondamentaux, la méthodologie de conception des surfaces de commutation, et met en évidence les avantages et les limites de cette approche. Une attention particulière est portée au phénomène de broutement et aux solutions envisagées pour l'atténuer.
- **Chapitre III** : Le dernier chapitre traite de la commande par mode glissant d'ordre supérieur, avec un accent sur le mode glissant d'ordre deux (MGO2). Il détaille l'utilisation de l'algorithme « Super Twisting » pour assurer une convergence en temps fini. Il présente également l'intégration de la logique floue (MGO2-Flou) pour l'ajustement des paramètres de l'algorithme. Les résultats de simulation montrent une réduction remarquable de l'amplitude des oscillations des courants et du couple, confirmant l'efficacité de l'approche proposée.

Chapitre I

Notions générales sur la machine synchrone à aimants permanents

I.1.Introduction

L'évolution des aimants permanents modernes, qu'ils soient à base d'alliages métalliques (Alnico), d'oxydes métalliques (ferrites durs anisotrope) ou de terres rares (SmCo, NdFeB) leur a permis d'être utilisés comme inducteurs dans les machines synchrones [2].

Les chaînes éoliennes, les véhicules électriques hybrides et l'aéronautique sont des domaines dans lesquels les machines à aimants permanents sont largement employées actuellement. Toutefois, les exigences liées à la sûreté de fonctionnement de ce type de machines prennent une large part dans les contraintes de leur mise en disposition [3].

Dans ce chapitre, nous présentons d'abord la structure et la modélisation des machines à aimants permanents, ainsi que leur alimentation. Ensuite, nous passons en revue les différentes techniques de commande de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP).

I.2. Structure d'une machine synchrone à aimants permanents

Le terme de machine synchrone regroupe toutes les machines dont la vitesse de rotation du rotor est égale à la vitesse de rotation du champ tournant du stator. Pour obtenir un tel fonctionnement, le champ magnétique rotorique est généré soit par des aimants, soit par un circuit d'excitation. La position du champ magnétique rotorique est alors fixe par rapport au rotor, ce qui impose le synchronisme entre le champ tournant statorique et le rotor ; d'où le nom de machine synchrone.

La vitesse de rotation du champ tournant est proportionnelle au nombre de pôles de la machine et à la pulsation des courants statoriques. On note [8]:

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

La MSAP possède la même structure que toutes les machines électriques à savoir, un stator et un rotor. Le stator de la MSAP est identique à celui de la machine synchrone mais la différence entre les deux machines réside dans le rotor, car on trouvera dans la MSAP un rotor à base d'aimants permanents [3].

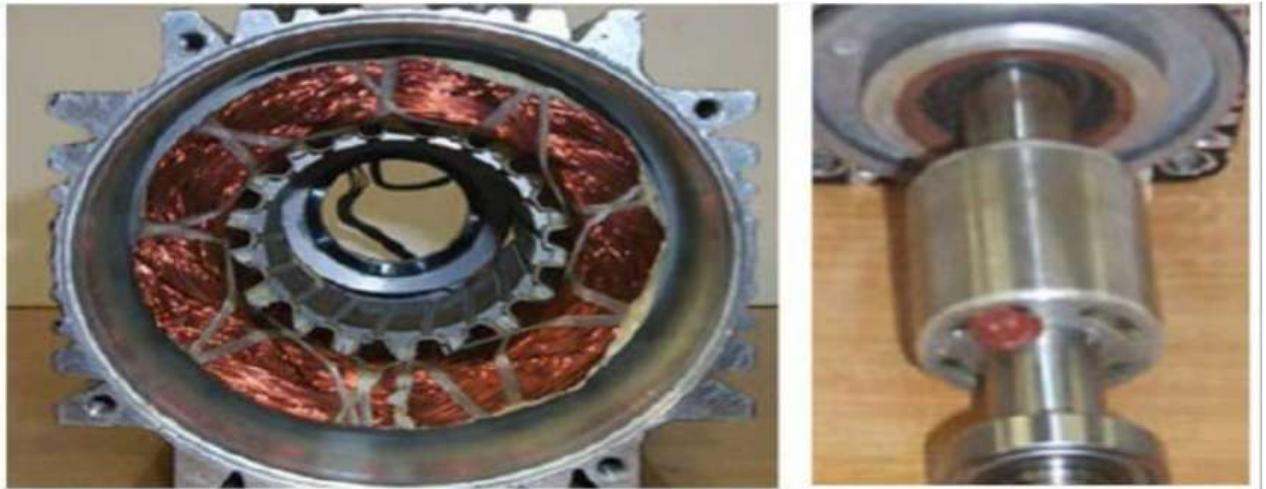
**A****B**

Figure I.1 Stator et rotor d'une machine synchrone à aimants permanents

a. Le stator :

Est similaire à celui de la machine asynchrone. Il se compose d'un bobinage distribué triphasé, tel que les forces électromotrices générées par la rotation du champ rotorique soient sinusoïdales ou trapézoïdales. Ce bobinage est représenté par les trois axes (a, b, c) déphasés, l'un par rapport à l'autre, de 120° électriques.

b. Le rotor :

Se compose d'aimants permanents. Les aimants permanents présentent l'avantage d'éliminer les balais et les pertes rotoriques, ainsi que la nécessité d'une source pour fournir le courant d'excitation. Cependant, on ne peut pas contrôler l'amplitude du flux rotorique.[5]

Le rotor possède différentes configurations [. La figure (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 (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.B).

Enfin la figure (2.c) représente le cas où les aimants permanents sont distribués uniformément sur la surface cylindrique du rotor. L'aimantation des aimants est radiale [8].

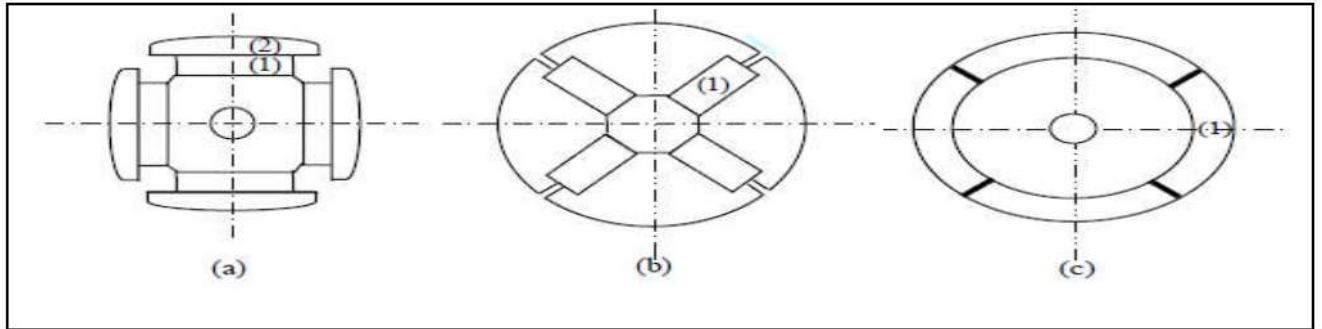


Figure I.2: Différents types de rotors d'une MSAP

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

1.2.1. Principe de fonctionnement de la MSAP :

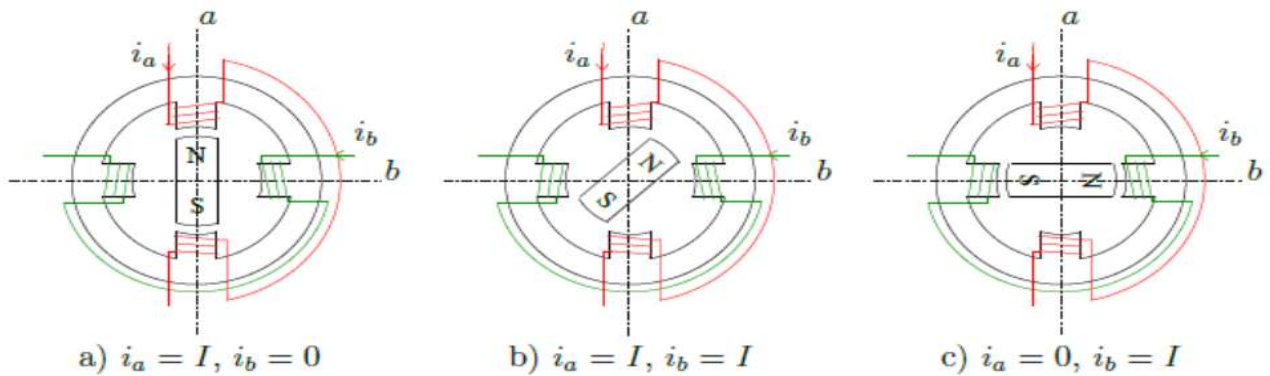


Figure I.3 Principe de fonctionnement du moteur à aimants permanents

Le principe des moteurs à aimants permanents est assez simple. Seules les bobines sont alimentées. Le champ créé par les enroulements oriente le rotor qui est constitué par des aimants. La Figure (3) représente un moteur ayant un rotor bipolaire et un stator comportant une paire de pôles. Les phases a b et sont portées par des enroulements opposés. La présence de courants dans les phases oriente le rotor.

On définit un “pas” élémentaire θ_p comme étant le déplacement angulaire du rotor lorsque l'alimentation est commutée d'une phase à la suivante. Nous obtenons pour cette structure $\theta_p = 90^\circ$. Ceci correspond au passage de la Figure (3.a) à la Figure (3.c). Les demi-pas sont obtenus en alimentant deux phases à la fois (Figure (3.b)). De nombreux moteurs sur le marché utilisent ce genre de structure.

I.2.2. L'aimants permanents :

I.2.2.1. Définition de L'aimants permanents :

On appelle un aimant permanent tout corps ayant la capacité ou la propriété de conserver une très grande aimantation rémanente et qui est difficile de se désaimanter lorsqu'il est aimanté.

Un aimant permanent est un matériau magnétique qui a la particularité d'avoir une bonne résistance à la désaimantation, c'est-à-dire une aimantation rigide qui ne varie pas obligatoirement en présence d'un champ magnétique extérieur [2].

I.2.2.2.B. Propriétés d'aimant permanent :

Les aimants permanents sont principalement caractérisés par leurs cycles d'hystérésis et plus particulièrement par la courbe désaimantation du deuxième quadrant du plan (B-H) comme le montre la figure (I-2). Cette courbe est caractérisée par :

- Br : L'induction résiduelle (ou rémanente).
- H_{cb} : Le champ coercitif, qui est le champ démagnétisant annulant l'induction, plus sa valeur est élevée et plus l'aimant est stable.
- BH_{max} : Le produit d'énergie volumique.
- B_m et H_m : les valeurs du point de fonctionnement optimal M correspondent à BH_{max} .
- l'aimantation H_{cb} , champ coercitif qui annule l'aimantation intrinsèque du Matériau [6].

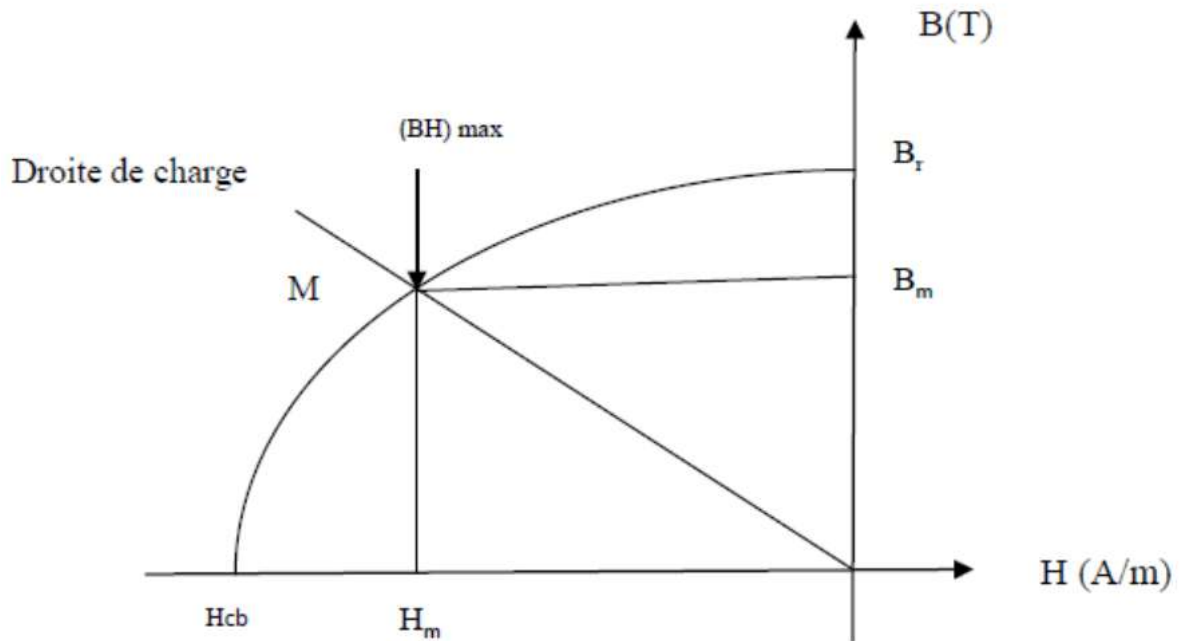


Figure I.4: Courbe de désaimantation

I.2.2.3. Les différents types des aimants permanents

Selon la disposition des aimants sur le rotor, on distingue principalement 04 types de machines synchrones à aimants permanents et à flux radial. Le choix des aimants permanents est essentiel puisqu'ils interviennent pour beaucoup dans le couple massique de la machine électrique [6].

1. Les Al Nico : sont des alliages à base de fer, d'aluminium et de nickel, avec des additions de cobalt, cuivre ou de titane. Ils peuvent être isotropes ou anisotropes [5].



Figure I.5. Images d'aimants Alnico

2. Les ferrites : sont des composés d'oxyde de fer, de baryum et de strontium. Ils sont obtenus par frittage et peuvent être isotropes ou anisotropes [5].



Figure I.6. Images d'aimantes ferrites

3. Les terres rares : tels que les **Samarium Cobalt** sont beaucoup plus performants et autorisent une température de fonctionnement élevée (jusqu'à 300°C), mais ils sont très coûteux en raison notamment de la présence du cobalt dans leur composition [5].



Figure I.7. Images d'aimants Terre-Rares

4. Les Néodyme Fer Bore (Nd-Fe-B) : ont des performances supérieures aux Samarium Cobalt et sont beaucoup moins coûteux mais leur tenue à la température est moins bonne (jusqu'à 160°C) [5].



Figure I.8. Les Néodyme Fer Bore (Nd-Fe-B)

I.2.2.4.D. Emplacement des aimants dans le rotor :

Nous pouvons distinguer quatre types de rotors de la MSAP selon le placement des aimants permanents [3] comme le montre la figure(I.9)

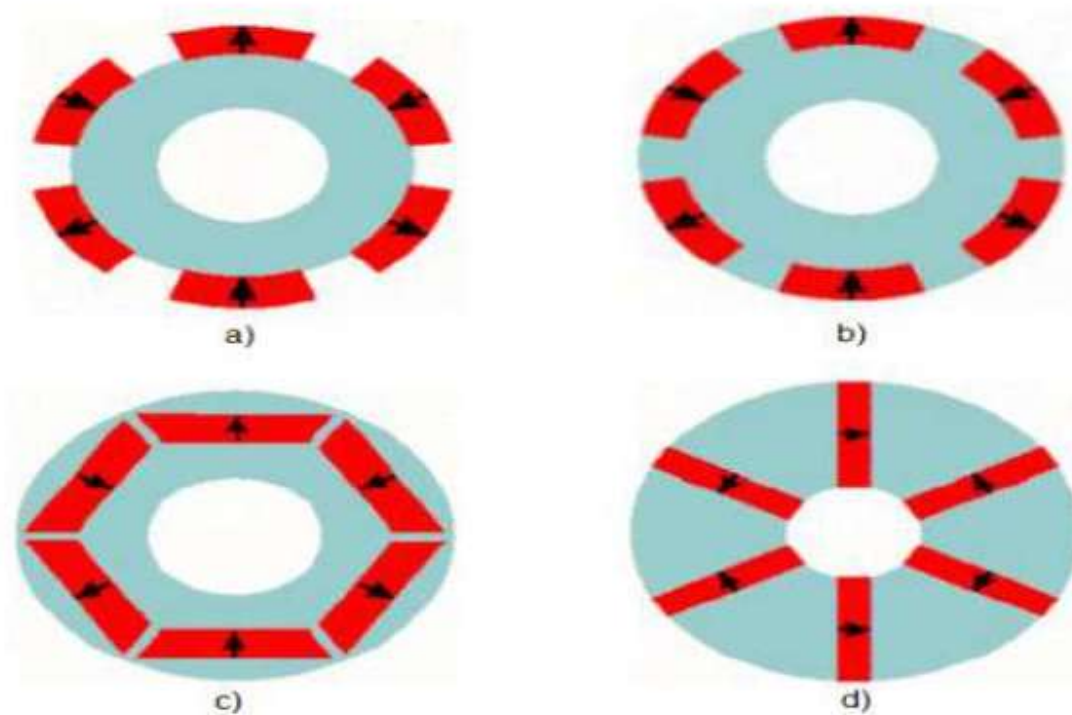


Figure I.9 : Emplacement des aimants dans le rotor : a) aimants en surface, b)

•Aimants permanents montés en surface :

Les aimants sont déposés sur la surface du rotor dans une direction radiale. Les principaux avantages de ce type sont l'absence de saillance (rapport de saillance = 1) et le faible coût de fabrication vu sa simplicité.

L'inconvénient majeur est l'exposition des aimants permanents à des forces centrifuges qui peuvent les faire décoller du rotor d'où l'utilisation d'un dispositif mécanique pour les maintenir ceci limite leur présence dans les applications à faible vitesse de rotation [3].

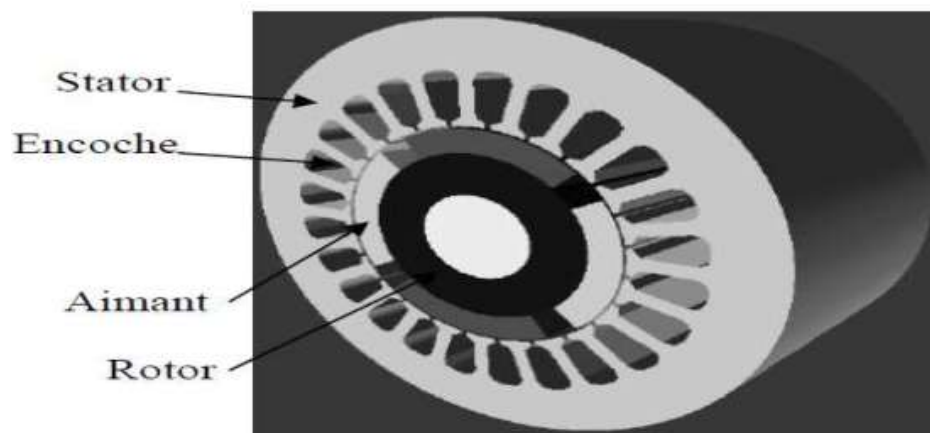


Figure I.10: Structure à aimants déposés en surface (rotor interne)

•Aimants permanents insérés :

Dans cette structure, les aimants sont insérés à la surface du rotor ce qui leur permet d'avoir une bonne tenue mécanique sans aucun dispositif auxiliaire.

Le jeu entre les aimants est rempli avec le fer ce qui crée une saillance par rapport aux aimants montés en surface (rapport de saillance >1) [3].

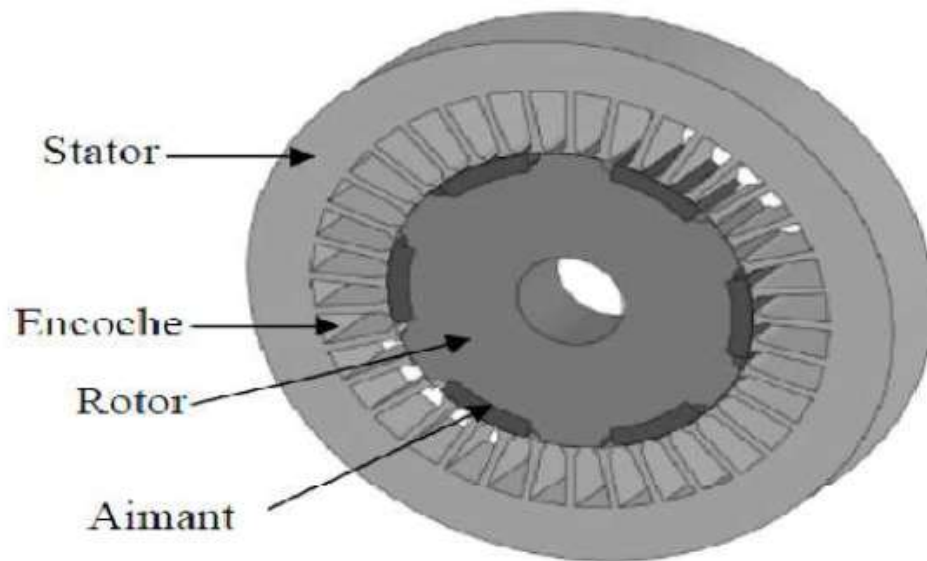


Figure I.11: Structure à aimants insérés

•Aimants permanents enterrés :

Les aimants sont enterrés à l'intérieur du rotor ce qui garantit une robustesse mécanique. Ils sont bien protégés contre les forces centrifuges ce qui favorise leur présence dans les applications à grande vitesse de rotation [3].

•Aimants permanents à concentration de flux :

Les aimants dans cette structure sont enterrés profondément à l'intérieur du rotor. Cette structure offre la possibilité de concentrer le flux généré par les aimants permanents dans le rotor. La construction de ce type de rotor reste compliquée vu la difficulté pour l'insertion des aimants [3].

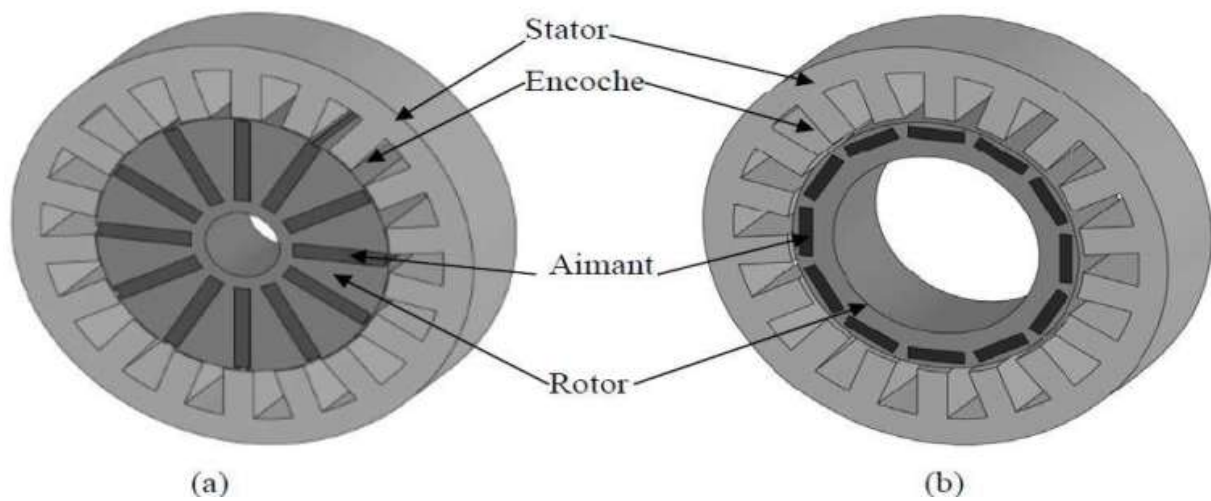


Figure I.12: Structure à aimants enterrés : (a) avec concentration de flux, (b) structure classique

I.2.3. Avantages et inconvénients de la MSAP

I.2.3.1. Les avantages

Les machines synchrones à aimants permanents présentent plusieurs avantages par rapport aux autres types de machines [3]:

- Puissances massiques importantes et élevées.
- Absence de contacts glissants.
- Pas des pertes résistives au rotor ce qui facilite l'évaluation de la chaleur due aux pertes dans la machine. Ainsi, il y a suppression d'équipement de refroidissement au rotor.
- Suppression des bagues et des ballait, ce qui réduit les problèmes de maintenance.
- Possibilité de supporter des surcharges transitoires importantes et un bon comportement dynamique en accélération et en freinage.
- Grande fiabilité.

I.2.3.2. Les inconvénients

Comme inconvénients de la MSAP on cite [3]:

- Coût élevé des aimants.
- Interaction magnétique due au changement de structure.
- Influence des vibrations et des chocs sur la structure de la machine.
- Il est impossible de varier l'excitation

I.2.4. Domaines d'application de MSAP

Maintenant on présente des exemples d'application des MSAP utilisées dans différentes plages de puissance. [3]:

- Les machines-outils.
- Les équipements domestiques (machine à laver le linge).
- Disque Dur.
- Voiture électrique.
- Programmeur Mécanique.
- La production d'électricité.
- Robot industrie.

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 [4] :

- 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) :

La Figure (I.3) donne la représentation des enroulements pour une machine synchrone triphasée à aimants permanents.

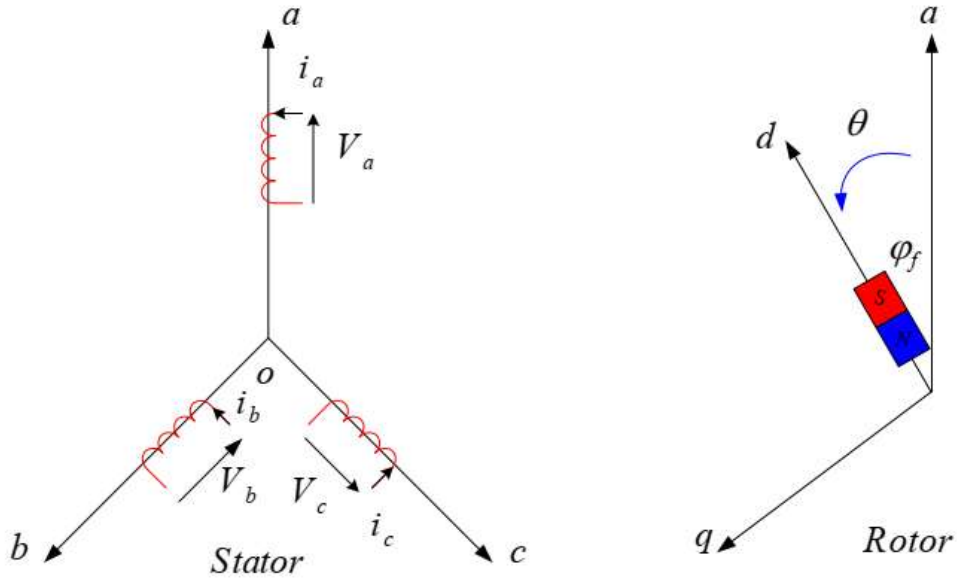


Figure I.2: Schéma de la MSAP dans le repère abc

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

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

I.3.2. Equations électriques :

Les équations triphasées des tensions et des flux statoriques sont écrites respectivement comme suite[6] :

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

$$[\varphi_s] = [R_s] \cdot [I_s] + [\Phi_{sf}] \quad (I.3)$$

En définissant les vecteurs suivants :

$$[v_s] = \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}, [i_s] = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}, [\Phi_s] = \begin{bmatrix} \Phi_a \\ \Phi_b \\ \Phi_c \end{bmatrix}, [R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad (I.4)$$

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ab} \\ M_{ab} & L_b & M_{bc} \\ M_{ab} & M_{bc} & L_c \end{bmatrix}$$

$[V_s]$: Vecteur tension statorique

$[I_s]$: Vecteur courant statorique

$[\varphi_s]$: Vecteur flux statorique

$[R_s]$: Matrice résistance du stator

$[L_s]$: Matrice inductance du stator

$[\Phi_{sf}]$: Vecteur flux engendré par l'aimant définie par :

θ : Angle de charge (position de rotor) défini par :

$$[\Phi_{sf}] = \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (I.5)$$

$$\theta(t) = \int_0^t \omega dt \quad (I.6)$$

Sachant que: $\omega = P\Omega_r \quad (I.7)$

ω : Pulsation électrique.

Ω_r : La vitesse de rotor.

P : Nombre de paires de pôle

I.3.3. Equation mécanique :

L'équation mécanique de la machine est donnée par :

$$J \frac{d\omega}{dt} = C_e - C_r - f\omega \quad (I.8)$$

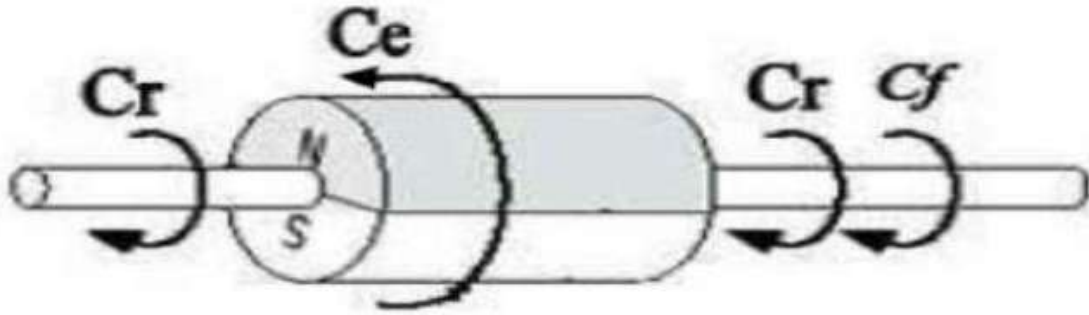


Figure I.14 : Différents couples qui agissent sur le rotor

Avec :

C_{em} : Couple électromagnétique (couple moteur). ω

C_r : couple de charge (couple résistant).

F : Coefficient de frottement.

J : Moment d'inertie.

P : nombre de paires de pôles.

On voit bien que les systèmes d'équations sont à coefficients variables en fonction de θ .

Sa résolution analytique dans ce repère reste très difficile [1].

I.6.1.3. Equation électromagnétique

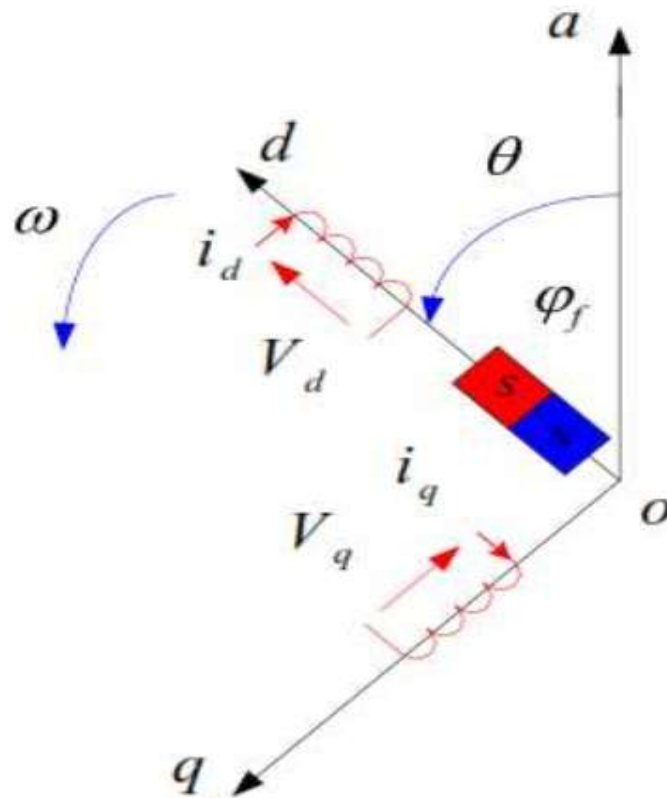
L'équation de couple électromagnétique est importante pour définir l'équation mécanique et prend la forme suivante [5]:

$$C_{em} = [i_s]^T \left[\frac{1}{2} \cdot \frac{d[L_s]}{d\theta} [i_s] + \frac{1}{2} \cdot \frac{d[\Phi_{sf}]}{d\theta} \right] \quad (I.9)$$

I.6.2. Transformation de Park [6]

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 θ 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.15: Schéma équivalent de la MSAP dans le repère (d, q)

La figure (1.4) présente la MSAP en modèle de Park. Le repère (Oa) est fixe. Le repère (d, q) tourne avec la vitesse de synchronisme ω [7].

a) Passage direct : triphasé au diphasé

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

$$[X_{dq0}] = [p(\theta)] [X_{abc}]$$

$[p(\theta)]$: 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 [7].

$$[P] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (I.10)$$

b) Passage inverse : diphasé au triphasé

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

Et la matrice de passage inverse de Park inverse est donnée par [7] :

$$[X_{abc}] = [P(\theta)]^{-1} [X_{dq0}] \quad (I.11)$$

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

I.7. L'alimentation de l'MSAP

I.7.1. 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 peuvent être considérés comme une grandeur booléenne [8].

- $S_{a,b,c} = 1$ 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.

La figure 16 montre le schéma d'un onduleur triphasé avec sa charge [HAD02] :

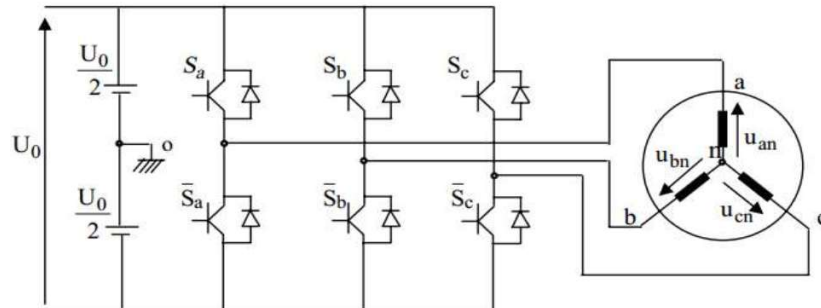


Figure I.16 : Schéma d'un onduleur de tension triphasé avec sa charge

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 :

$$\begin{cases} U_{ab} = U_{ao} + U_{ob} = U_{ao} - U_{bo} \\ U_{bc} = U_{bo} + U_{oc} = U_{bo} - U_{co} \\ U_{ca} = U_{co} + U_{oa} = U_{co} - U_{ao} \end{cases} \quad (I.13)$$

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 :

$$\begin{cases} U_{ao} = U_{an} + U_{no} \\ U_{bo} = U_{bn} + U_{no} \\ U_{co} = U_{cn} + U_{no} \end{cases} \quad (I.14)$$

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 MAS et le point fictif d'indice "o".

Sachant que la charge est équilibrée et le neutre isolé alors :

$$U_{an} + U_{bn} + U_{cn} = 0 \quad (I.15)$$

La substitution de (I.15) dans (I.14) aboutit à :

$$U_{no} = \frac{1}{3}(U_{ao} + U_{bo} + U_{co}) \quad (I.16)$$

En remplaçant (I.16) dans (I.14), on obtient :

$$\begin{cases} U_{an} = \frac{2}{3}U_{ao} - \frac{1}{3}U_{bo} - \frac{1}{3}U_{co} \\ U_{bn} = \frac{-1}{3}U_{ao} + \frac{2}{3}U_{bo} - \frac{1}{3}U_{co} \\ U_{cn} = \frac{-1}{3}U_{ao} - \frac{1}{3}U_{bo} + \frac{2}{3}U_{co} \end{cases} \quad (I.17)$$

Alors :

$$\begin{cases} U_{an} = \frac{U_o}{3}(2S_a - S_b - S_c) \\ U_{bn} = \frac{U_o}{3}(-S_a + 2S_b - S_c) \\ U_{cn} = \frac{U_o}{3}(-S_a - S_b + 2S_c) \end{cases} \quad (I.18)$$

Comme on peut le voir, les combinaisons $(S_a S_b S_c) = (111)$ et (000) correspondent au vecteur nul. La figure 17 montre les six vecteurs non nuls qui peuvent être créés par un onduleur triphasé [8].

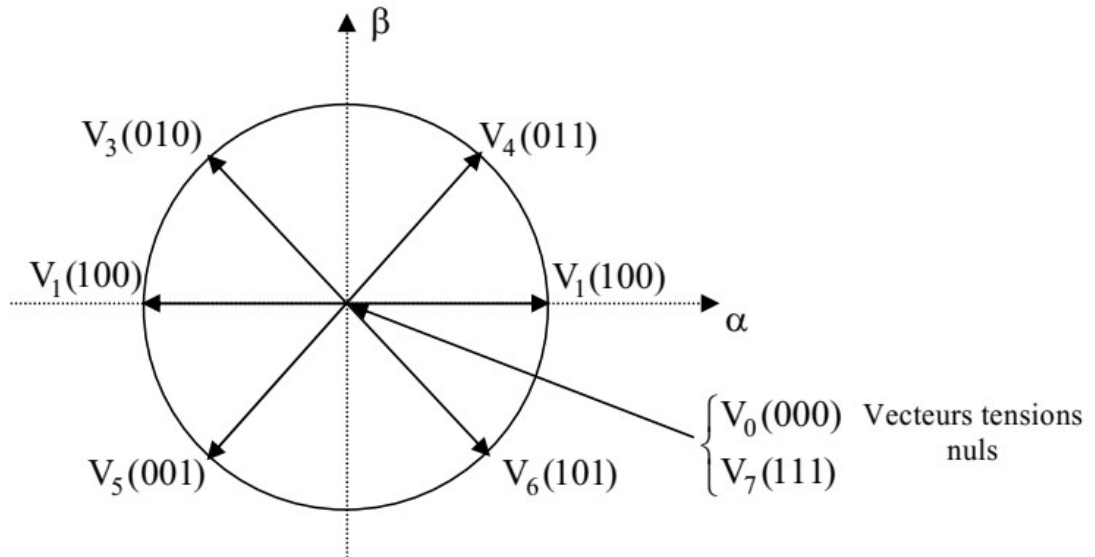


Figure I.17 Vecteurs de tension créés par l'onduleur de tension dans (α, β)

I.7.2. Commande de l'onduleur de tension à MLI naturelle (sinus-triangle)

La technique de la *MLI* naturelle repose sur la comparaison entre deux signaux :

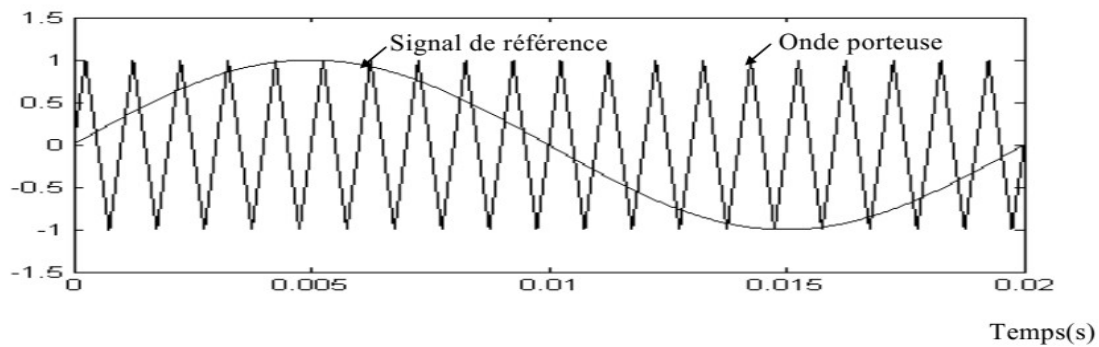
- le premier, qui est appelé signal de référence (Modulatrice) représente l'image de la sinusoïde qu'on désire à la sortie de l'onduleur. Ce signal est modulable en amplitude et en fréquence.
- le second, qui est appelé signal de la porteuse (Triangulaire), définit la cadence de la commutation des interrupteurs statiques de l'onduleur. C'est un signal de hautes fréquences (HF) par rapport au signal de référence.

L'onde en impulsion est meilleure que l'onde rectangulaire si [KHE 01] :

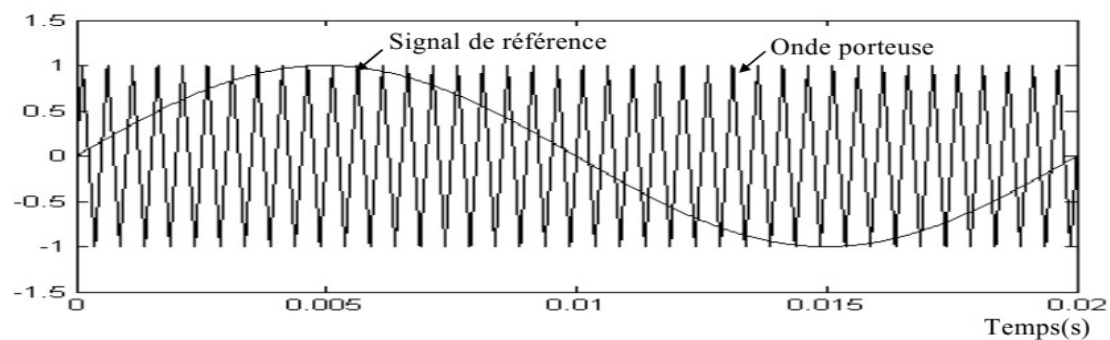
$$f_{\text{porteuse}} > 20 \cdot f_{\text{référence}} \quad (\text{I.19})$$

Les figures 1.8 représentent deux signaux à *MLI* générés par la comparaison de deux signaux de la porteuse en triangle ayant deux fréquences différentes 1kHz (figure 18.a) et 2 kHz (figure 18.b), avec le

même signal de référence sinusoïdal.



(a)



(b)

Figure I.18 Génération d'une MLI naturelle pour un signal de (a) et de 2 kHz(b).

La modulation sinus-triangle présente l'inconvénient de générer des impulsions dissymétriques par rapport à une période de la porteuse. Ainsi, les instants de commutation ne peuvent être exprimés sous

forme analytique simple ; ce qui rend délicate sa mise en œuvre dans les applications numériques [GRE 00].

L'avantage majeur de la technique de modulation sinus-triangle naturelle est de réduire la pollution (élimination d'harmoniques non désirés) ou de minimiser les oscillations sur la vitesse, le couple et les courants ; ce qui permettra de réduire la pollution en harmoniques dans le réseau électrique avec minimisation des pertes dans le système et donc amélioration du rendement.

I.8. Les différentes techniques de commande de L'MSAP

I.8.1. La commande vectorielle

Quel que soit le but de la commande (régulation de couple, de vitesse ou de position), le contrôle du couple de moteur est nécessaire. Celui-ci, dépend des deux variables I_d et I_q selon la relation.

L'objectif principal de la commande vectorielle de la MSAP est donc de contrôler le couple de manière optimale selon un critère choisi. Compte tenu de l'importance de la contrainte thermique dans les machines électriques, le critère choisi correspond souvent à la minimisation des pertes Joule à couple donné.

Mais ce critère demande la solution d'un problème d'optimisation qui impose le contrôle simultané de I_d et I_q . Pour simplifier la commande, on fixe souvent le courant I_d de manière que le couple soit proportionnel à I_q dans une plage de vitesse donnée.

Dans les machines à rotor lisse, où le couple ne dépend que de la composante en quadrature du courant selon l'équation, la valeur optimale du courant I_d est évidente.

La technique de la commande vectorielle est utilisée pour établir un modèle linéaire et transformer la machine synchrone à aimant en une structure équivalente à la machine à courant continu à excitation séparée du point de vue couple, pour permettre un découplage du couple et du flux [2].

I.8.2. La commande directe du couple

La technique de commande directe du couple (Direct torque control ou DTC) a été apparue dans la deuxième moitié des années 1980 comme concurrentielle des méthodes classiques, basées sur une alimentation à modulation de largeur d'impulsion (MLI) et sur un découplage de flux et de couple par orientation du flux magnétique.

La DTC est une technique de commande qui assure un découplage du flux et du couple et simple à mettre en œuvre.

Elle présente des avantages déjà bien connus par rapport aux techniques classiques, notamment en ce qui concerne la réduction du temps de réponse du couple ; l'amélioration de sa robustesse par rapport aux variations des paramètres rotoriques ; l'imposition directe de l'amplitude des ondulations du couple et du flux statorique ; l'absence de transformations de Park. D'autre part, cette loi de commande en couple s'adapte par nature à l'absence de capteur mécanique (vitesse, position).

Beaucoup de travaux ont été faits par les chercheurs dans ce domaine dont le but d'améliorer la technique de base énoncé par Takahashi.

I.8.3. La commande scalaire

Le contrôle scalaire consiste à imposer les modules de la tension ou du courant ainsi que la pulsation. Ce mode de commande est le plus simple à mettre en œuvre, mais il reste le moins performant, particulièrement aux basses vitesses. Cependant, la plupart des variateurs de vitesse ne nécessitent pas des performances de contrôle élevées. Pour des applications dont la plage de vitesse ne dépasse pas un rapport de 3 ou 4 entre les vitesses extrêmes (ventilation, climatisation, centrifugeuse, etc.) et qui n'exigent pas un fonctionnement à très faible vitesse avec un fort couple de charge, le contrôle scalaire donne des résultats satisfaisants. Son principe repose sur le maintien du rapport V/f constant afin de garder le flux magnétique constant, tandis que le contrôle du couple s'effectue par l'action sur le glissement [6]."

I.9. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la machine synchrone à aimants permanent et les différentes structures de MSAP, ses modélisations, ses alimentations et les différentes techniques de commande.

Le chapitre suivant sera consacré à la commande par mode glissant d'ordre 1 d'une machine synchrone à aimants permanents[2].

Chapitre II

Commande par mode glissant d'ordre 1 d'un MSAP

II.1. Introduction

Les lois de commande classiques du type PID sont très efficaces dans le cas des systèmes linéaires à paramètres constants. Pour des systèmes non linéaires ou ayant des paramètres non constants, ces lois de commande peuvent être insuffisantes car elles ne sont pas robustes surtout lorsque les exigences sur la précision et autres caractéristiques dynamiques du système sont strictes [4]. On doit faire appel à des lois de commande insensibles aux variations des paramètres, aux perturbations et aux non linéarités. Les lois de commande dite à structure variable constituent une solution à ces problèmes. La commande à structure variable (CSV) est, par sa nature, une commande non linéaire, elle est basée sur la commutation de fonctions des 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. Dans la pratique, l'utilisation de cette technique de commande a été longtemps limitée par les oscillations liées aux commutations de la commande et qui peuvent se manifester sur les grandeurs asservies. Depuis, de nombreuses solutions ont été proposées permettant de réduire ces oscillations : augmentation de la fréquence de commutation, commande continue dans une bande autour de la variété de glissement ou décomposition de la commande en une composante continue de basse fréquence et une commande discontinue de haute fréquence et la méthode de la couche limite où la composante discontinue de la commande est remplacée au voisinage de l'hypersurface de glissement par une fonction continue.

II.2. Définition et principe

II.2.1. Définition

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

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. Par la suite, de nombreuses recherches ont été menées partout ailleurs, soit pour compléter l'étude théorique, soit pour

l'appliquer aux systèmes physiques [12]. 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 [16].

La trajectoire dans le plan de phase est constituée de trois parties distinctes (système à structure variable)

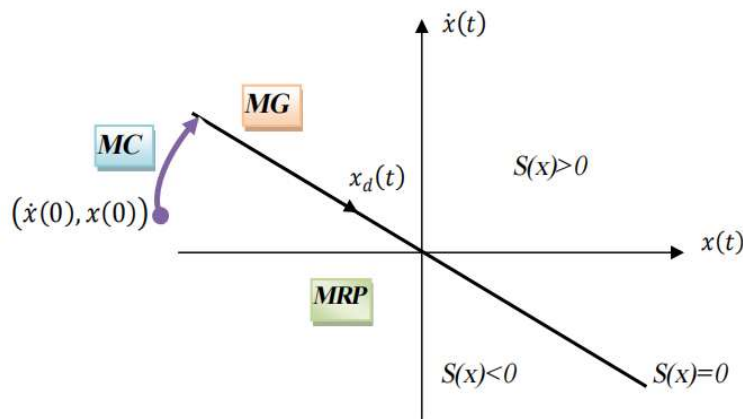


Figure II.1 Convergence du système glissant

- **II.2.1.1 Mode de convergence (MC):** phase où l'état du système se dirige vers la surface de commutation ($S(x)=0$) depuis n'importe quelle condition initiale, grâce à la loi de commande
- **II.2.1.2 Mode de glissement (MG):** une fois la surface atteinte, le système "glisse" dessus et évolue vers l'origine selon la dynamique imposée par cette surface.
- **II.2.1.3. Mode du régime permanent (MRP):** phase finale où le système est proche de l'équilibre ; on évalue ici la précision, la stabilité et les performances de la commande.

Avant de présenter les méthodes de synthèse des systèmes de commande par mode glissant, il est nécessaire d'introduire quelques notions de base relatives au régime glissant.

On a deux types de Régime glissant :

- **II.2.1.3.1 Régime glissant idéal** : en théorie, il n'y a pas de perturbations ni de défauts. Le système suit exactement la surface ($S(x)=0$), avec des oscillations infiniment rapides mais d'amplitude nulle $\rightarrow$ glissement parfait.
- **II.2.1.3.2. Régime glissant réel** : en pratique, à cause des imperfections (retards, bruit...), le système n'atteint pas parfaitement la surface. Il oscille autour d'elle (phénomène de *chattering*), ce qui réduit la précision et peut affecter la stabilité.[8].

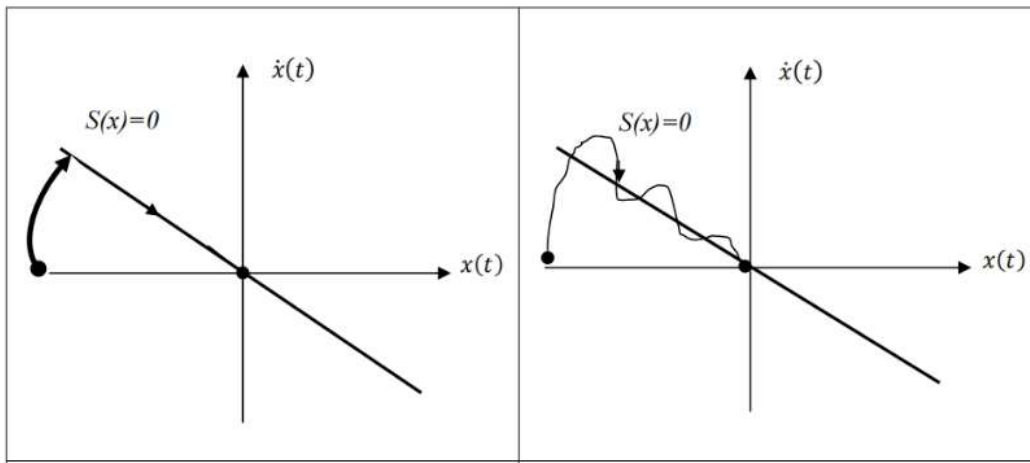


Figure II.2.A Glissement Idéal

Figure II.3.A Glissement Réel

II.2.2 Conception de l'algorithme de commande par mode de glissement

La **conception** ou bien le principe de la commande par mode glissant peut être effectuée en trois étapes principales très indépendantes l'une de l'autre :

- Choix de la surface.
- L'établissement des conditions d'existence.
- Détermination de la loi de commande

II.2.1. Choix de la surface

On a cet exemple :

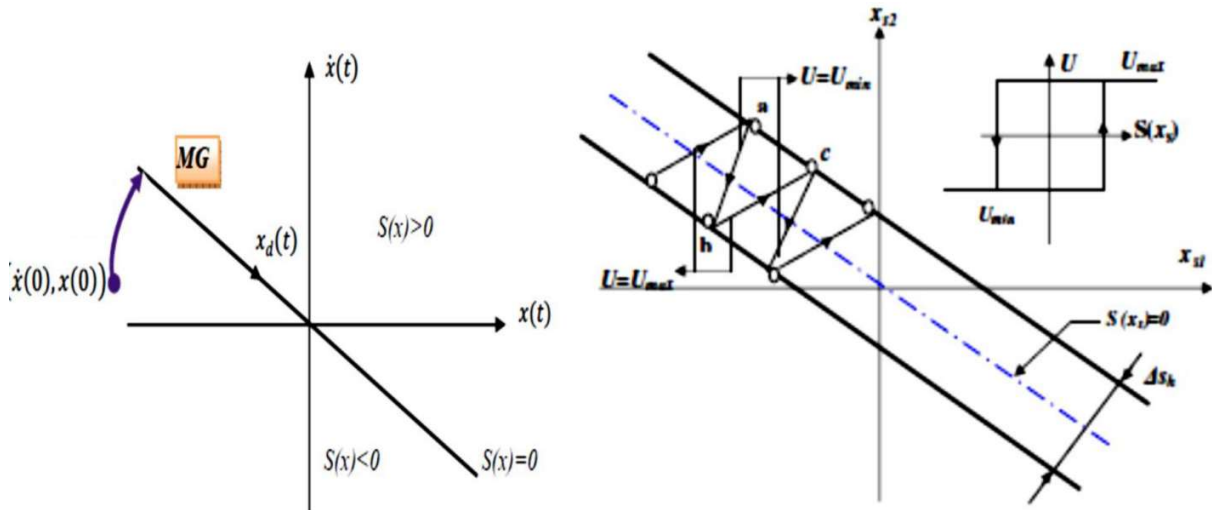


Figure II.3 Démonstration du mode de glissement

L'expression de choisir le surface écrit comme :

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

Avec :

$e(x)$: Écart de la variable à régler $e(x) = x_{ref} - x$

λ_x : Constante positive qui interprète la bande passante du contrôle désiré

r : Degré relatif, égal au nombre de fois qu'il faut dériver la sortie pour faire apparaître la commande

$$\text{Pour : } r=1 : S(x) = e(x) \quad (\text{II},2)$$

$$r=2 : S(x) = \lambda e(x) + \dot{e}(x) \quad (\text{II},3)$$

$$r=3 : S(x) = \lambda^2 e(x) + 2\lambda \dot{e}(x) + \ddot{e}(x) \quad (\text{II},4)$$

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

II.2.2. L'établissement des conditions d'existence

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

II.2.2.1. Fonction directe de commutation

Dans cette condition, il faut introduire pour $S(x)$ et sa dérivée $\dot{S}(x)$, les valeurs justes à gauche et à droite de la surface de commutation. Puisque $S(x)$ change de signe aux deux côtés de la surface de commutation. La condition est équivalente à exiger que la dérivée de $S(x)$ doive aussi changer de signe lorsqu'on passe d'un côté à l'autre de la surface de commutation [11] .

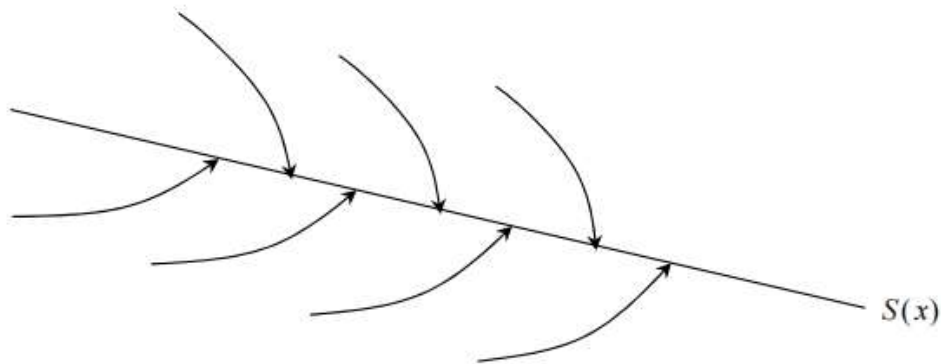
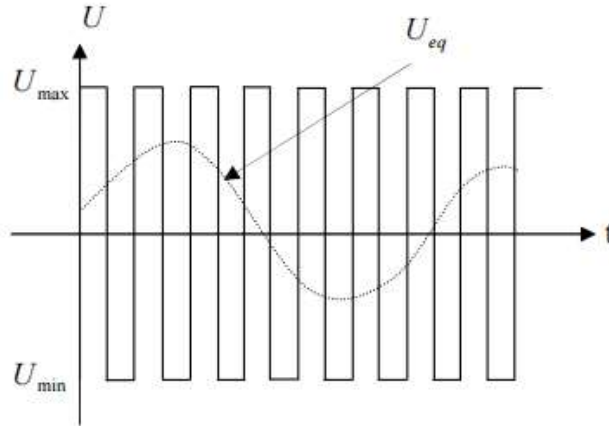


Figure II.4 Trajectoire de l'état vis-à-vis de la surface

II.2.2.2. 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 [11] .

Figure II.5 Commande équivalente U_{eq}

En déduisant la fonction de *Lyapunov* et sa dérivée par :

$$\{V(x) = \frac{1}{2}S^2(x) \quad (II.5)$$

$$\dot{V}(x) = S(x)\dot{S}(x) \quad (II.6)$$

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

$$\dot{V}(x) = S(x)\dot{S}(x) < 0 \quad (II.7)$$

Cette équation montre que le carré de la distance vers la surface, mesuré par $S^2(x)$, diminue tout le temps, contraignant la trajectoire du système à se diriger vers la surface des deux côtés (**Figure II.5**) cette condition suppose un régime glissant idéal [13] .

II.3. la loi de commande

Après le choix de la surface de glissement et du critère de convergence, il faut déterminer la loi de commande pour amener le système vers cette surface puis vers l'équilibre, tout en respectant la condition du mode glissant. Le contrôleur comprend deux parties : une commande équivalente (u_{eq}) pour la linéarisation, et une commande stabilisante (u_N) qui assure la robustesse face aux perturbations.

$$U(t) = U_{eq} + U_N \quad (II.8)$$

(u_{eq}): Correspond à la commande équivalente proposée par Filipov et Utkin.

(u_n) :est un terme introduit pour satisfaire la condition de convergence $S'(x).S(x) < 0$

La dérivée de la surface est :

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

Durant le mode de glissement et en régime permanent, la surface ($S(x)$) est nulle ; par conséquent, sa dérivée ainsi que la partie discontinue de la commande sont également nulles. On peut ainsi en déduire l'expression de la commande équivalente

$$\begin{cases} U_{eq} = - \left[\frac{\partial S}{\partial x} B(x, t) \right]^{-1} \left(\frac{\partial S}{\partial x} f(x, t) \right) \\ U_n = 0 \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

le problème revient à trouver (u_n) tel quel :

$$S(x)\dot{S}(x) = S(x) \frac{\partial S}{\partial x} [B(x, t)U_n] < 0 \quad (\text{II.11})$$

La solution la plus simple est de choisir (u_n) sous la forme de relais, Dans ce cas, la commande s'écrit comme suit [8] :

$$U_n = K \text{sign}(S(x)) = K \frac{S(x)}{|S(x)|} \quad (\text{II.12})$$

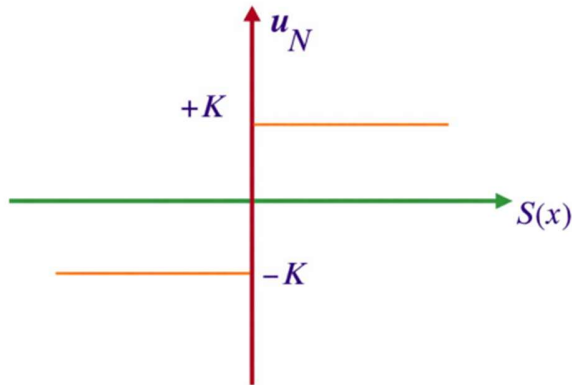


Figure II.6 Représentation de la fonction « sign »

II.4. Avantages et inconvénients de la commande par mode de glissement [8]

Il y'a plusieurs avantages pour la commande par mode glissant : la précision, la stabilité, la simplicité, le faible temps de réponse et la robustesse. Ceci lui permet d'être particulièrement adaptée pour traiter les systèmes qui ont des modèles mal connus, soit à cause de problèmes d'identifications des paramètres, soit à cause de la simplification sur modèle des systèmes.

Néanmoins, elle présente aussi des inconvénients car cette technique fait appel à un grand effort de commande, chose qui peut détériorer les organes de commande.

De plus, en réalité, on n'a pas le glissement idéal sur la surface mais des zigzags autour de celle-ci. Ce phénomène est appelé 'broutement' ou encore 'chattering', il engendre plusieurs effets indésirables sur la qualité et la réalisation de la commande et sur le système comme la (figure II.7) représente ce phénomène.

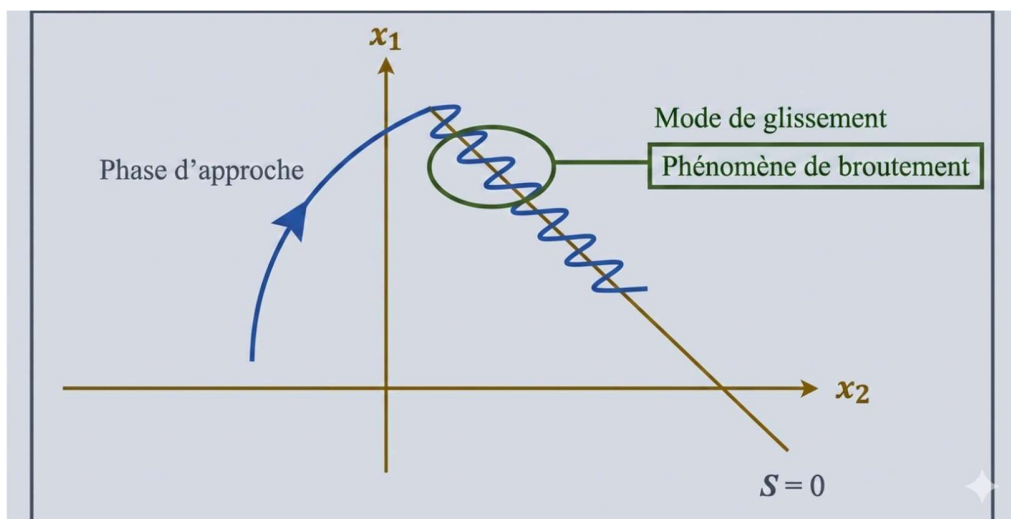


Figure II.7 Phénomène de broutement

II.4.1. Elimination du phénomène de chattering

Le phénomène de Chattering est provoqué par une commutation non infiniment rapide de la commande quand les techniques des modes glissants sont utilisées.

Ce phénomène est indésirable car il ajoute au spectre de la commande des composantes de haute fréquence.

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.[14]

II.4.1.1. Fonction SAT

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

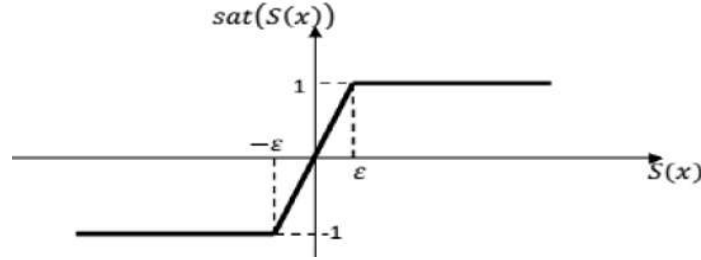


Figure II.8 Fonction de saturation

II.4.1.2. 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 :

$$smooth(S) = \frac{S}{|S| + \mu} \quad (\text{II.14})$$

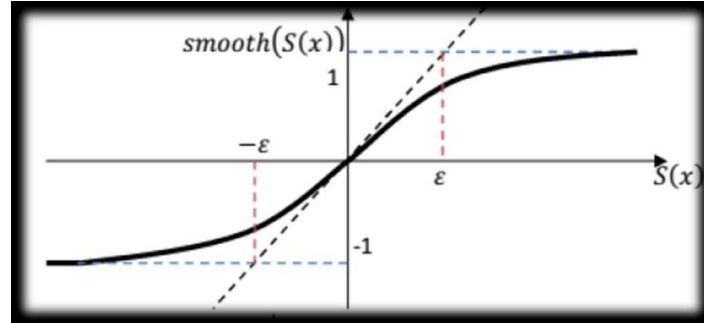


Figure II.9 Fonction de SMOOTH

II.5. Application de la commande par mode de glissement d'ordre 1 à la MSAP

On rappelle le modèle de la machine synchrone à aimants permanents :

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = -\frac{R_s}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} p \omega_r i_q + \frac{1}{L_d} u_d \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{R_s}{L_q} i_q - \frac{L_d}{L_q} p \omega_r i_d - \frac{p \Phi_f}{L_q} \omega_r + \frac{1}{L_q} u_q \\ \frac{d\omega_r}{dt} = \frac{p(L_q - L_d) i_q + p \Phi_f i_d}{J} - \frac{1}{J} C_r - \frac{f}{J} \omega_r \end{cases} \quad (\text{II.15})$$

II.5.1. 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 figure30) représente la structure cascade de régulation de vitesse par mode glissant de la MSAP alimentée par un onduleur de tension [13]

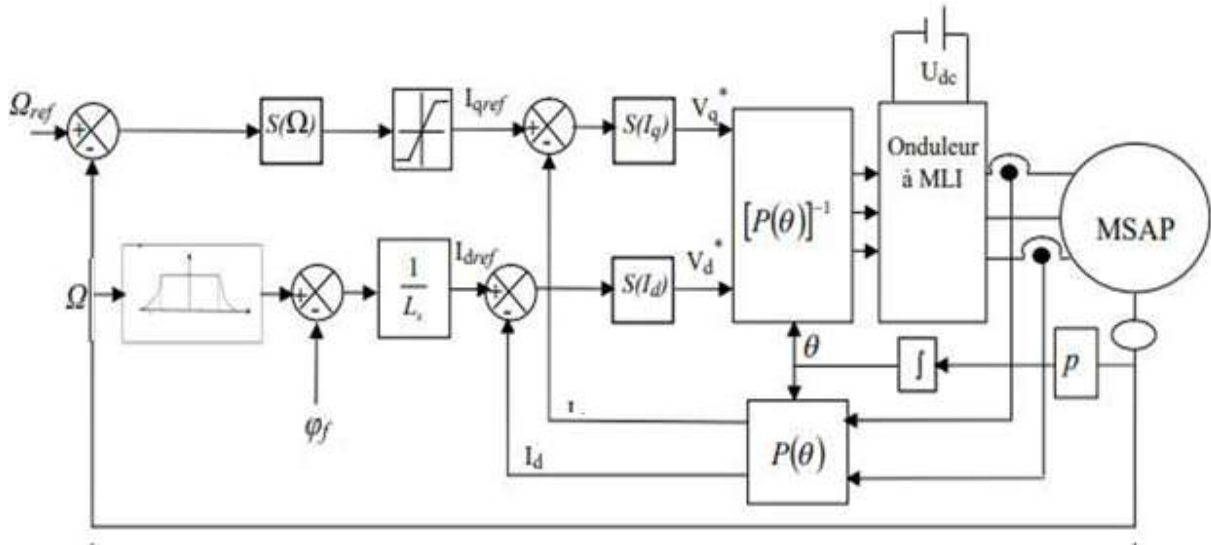


Figure II.9 Schéma global de réglage par mode glissant, stratégie à trois surfaces

On remarque que d'après l'équation (II.15), le degré relatif de la vitesse avec i_q est égal un. Dans ce cas, l'erreur de réglage est choisie comme la surface.

$$S(i_d) = i_{dref} - i_d \quad (II.16)$$

La dérivée de la surface est :

$$\dot{S}(i_d) = \frac{R_s}{L_s} i_d - p \Omega i_q \frac{V_d}{L_s} \quad (A) \quad (II.17)$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, nous avons :

$$\dot{S}(i_d) = 0 \text{ et } S(i_d) = 0 \quad (II.18)$$

Donc, on déduit la commande équivalente à partir de l'équation (A)

$$\dot{S}(i_d) = 0 \Rightarrow \begin{cases} V_{deq} = R_s i_d - p L_s i_q \Omega \\ V_{dn} = 0 \end{cases} \quad (II.19)$$

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 :

$$V_{dn} = K_d \cdot \frac{S(x)}{|S(x)| + \lambda} \quad (\text{II.20})$$

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

$$V_d = R_s i_d - p L_s i_q \Omega + K_d \frac{S(x)}{|S(x)| + \lambda} \quad (\text{II.21})$$

II.5.1.2. Surface de régulation du courant i_q

La surface de glissement est choisie comme :

$$S(i_q) = i_{q\text{réf}} - i_q \quad (\text{II.22})$$

Sa dérivée est définie par :

$$\dot{S}(i_q) = \frac{R_s}{L_s} i_q - p \Omega i_d - \frac{p \Phi_f}{L_s} - \frac{V_q}{L_s} \quad (\text{II.23})$$

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

$$\dot{S}(i_q) = 0 \Rightarrow V_{qeq} = R_s i_q - p \Omega (\varphi_f + L_s i_q) \quad (\text{II.24})$$

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

$$V_{qn} = K_q \frac{S(x)}{|S(x)| + \lambda} \quad (\text{II.25})$$

La commande V_q devient :

$$V_q = R_s i_q - p \Omega (\varphi_f + L_s i_d) + K_d \frac{S(x)}{|S(x)| + \lambda} \quad (\text{II.26})$$

II.5.1.3. Surface de régulation du courant i_d :

La surface de glissement est choisie comme :

$$S(i_d) = i_{dréf} - i_d \quad (\text{II.27})$$

La dérivée de la surface est donnée par :

$$\dot{S}(i_d) = \frac{R_s}{L_s} i_d - p \Omega i_q \frac{V_d}{L_s} \quad (\text{II.28})$$

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 :

$$\dot{S}(i_d) = 0 \Rightarrow \begin{cases} V_{deq} = R_s i_d - p L_s i_q \Omega \\ V_{dn} = 0 \end{cases} \quad (\text{II.29})$$

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 :

$$V_{dn} = K_d \cdot \frac{S(x)}{|S(x)| + \lambda} \quad (\text{II.30})$$

Par conséquent, la commande totale à la sortie du régulateur devient [12] :

$$V_d = R_s i_d - p L_s i_q \Omega + K_d \frac{S(x)}{|S(x)| + \lambda} \quad (\text{II.31})$$

II.6. Résultats de simulation

La commande par mode glissant est appliquée sous Matlab/ Simulink pour une machine synchrone à aimants permanents avec les paramètres représentés par le tableau suivant :

N°	Paramètres	Valeurs
1	Flux des aimants Φ_f	0.1546 Wb
2	Nombre de paires des pôles p	3
3	Résistance statorique R_s	1.4 Ω
4	Inductance quadratique L_q	6.6 mH
5	Inductance directe L_d	5.8 mH
6	Moment d'inertie J	0.00176 kg.m ²
7	Coefficient de frottement visqueux f	0.00038818 Nm.s/rad

Tableau.II.1 Paramètres de la MSAP

La simulation est réalisée dans l'environnement *Matlab/Simulink*, avec une plage de simulation de 2 secondes, avec une vitesse de référence $\omega_{ref} = 130 \text{ rad/s}$, une charge avec un couple résistant $C_r = 10 \text{ N.m}$ est introduite à l'instant $t = 1\text{s}$.

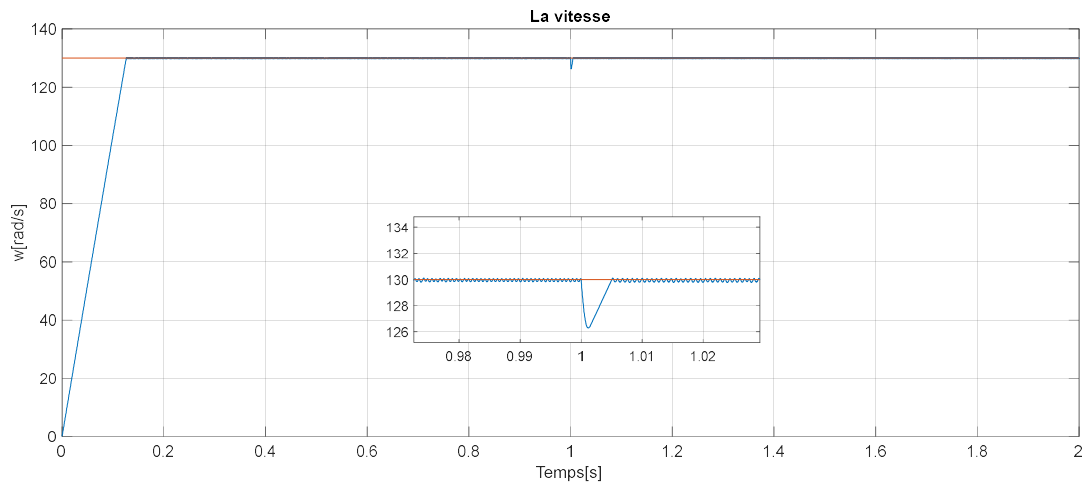


Figure II.10 : Vitesse de rotation via MGO1

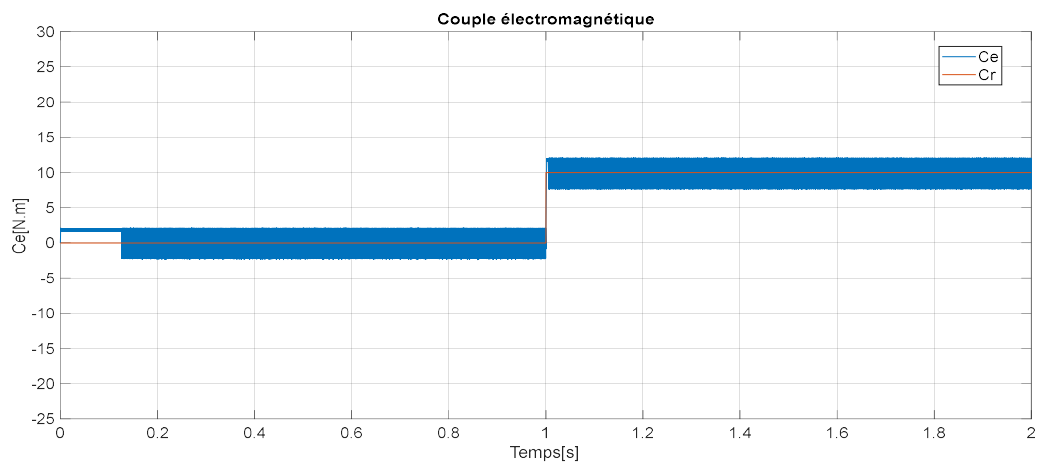


Figure II.11 : Couple électromagnétique via MGO1

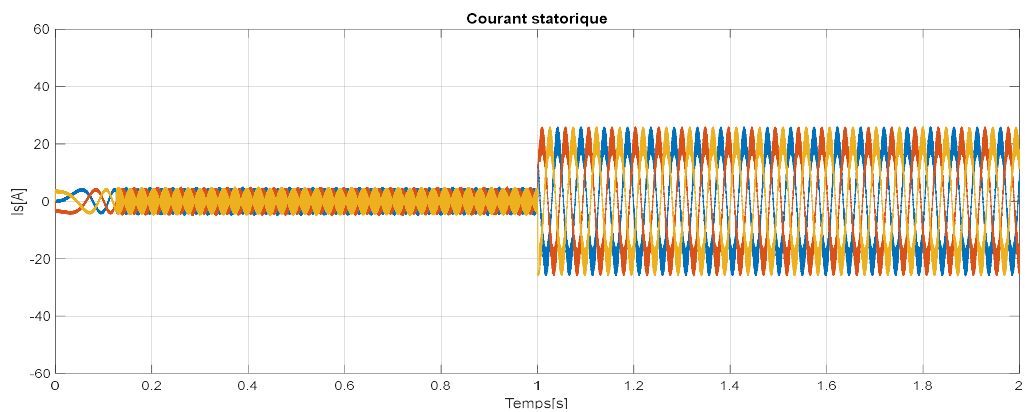


Figure II.12 : Courant statorique avec MGO1

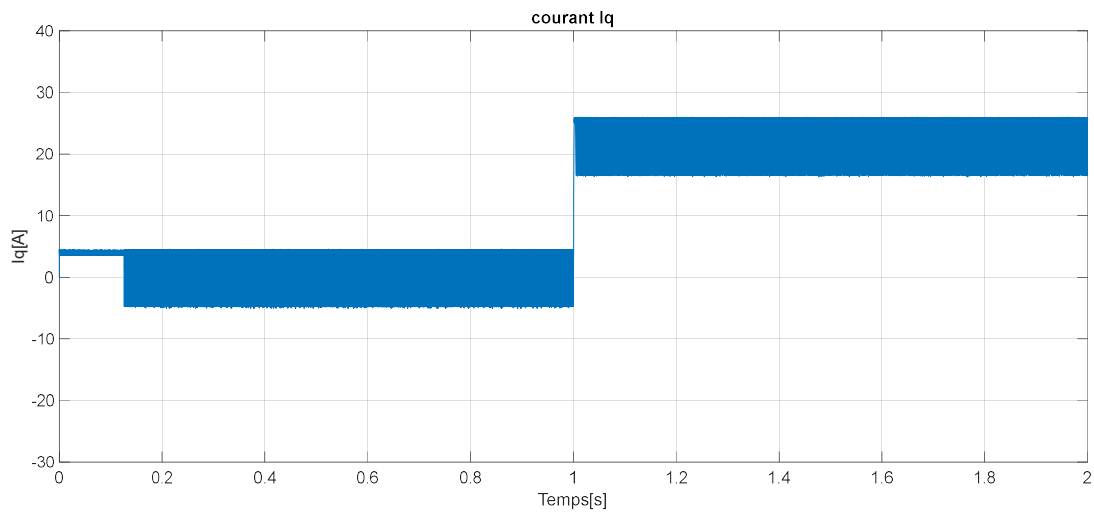


Figure II.13 : Courant quadratique avec MGO1

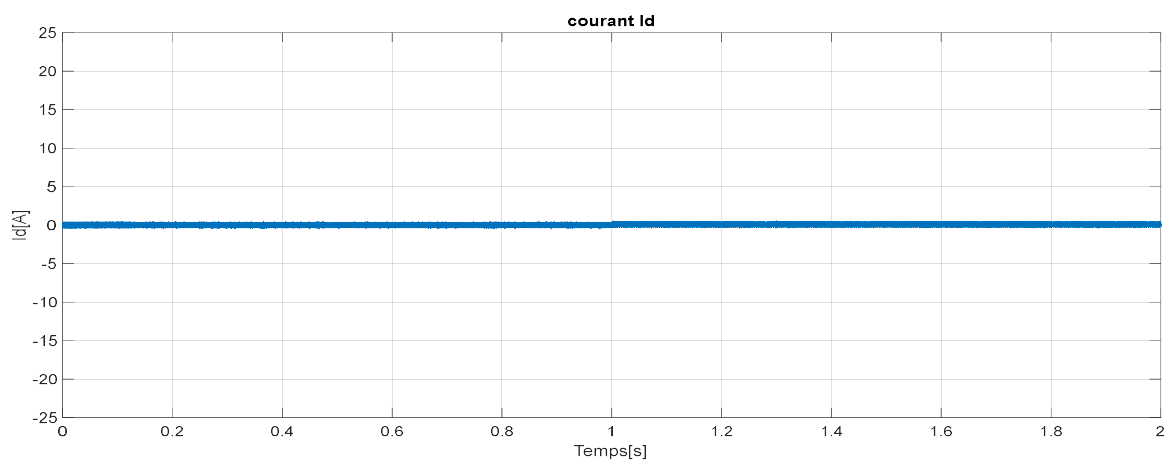


Figure II.14 : Courant direct avec MGO1

Interprétations :

La figure (**Figure II.10**) montre que la vitesse de rotation atteint la vitesse désirée 130 rad/s avec un temps de réponse très court et encore un retour rapide à la vitesse de référence après l'introduction de la charge ce qui confirme l'aptitude de la commande par mode glissant classique appliquée à la machine.

Le couple électromagnétique (**Figure II.11**) est obtenu avec des oscillations à haute fréquence d'amplitude due au partie discontinue de la commande

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté une méthode de commande à structure variable (CSV) de la MSAP (commande par mode glissant), on a défini cette méthode et puis nous avons défini la méthodologie de conception nécessaire pour cette commande, nous constatons que le choix convenable des surfaces de commutation permet d'obtenir des hautes performances.

On déduit leurs avantages et inconvénients (on précise le phénomène de broutement) et on a donné la solution d'éliminer ce phénomène.

Chapitre III

**Commande par mode glissant d'ordre deux flou d'une
MSAP**

III.1. Introduction

Le chapitre précédent a mis en évidence l'efficacité de la commande par mode glissant d'ordre un, pour assurer la robustesse et la stabilité de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP). Toutefois, cette approche classique présente un inconvénient majeur : le phénomène de broutement, dû aux commutations à haute fréquence de la loi de commande. Ce phénomène peut exciter des dynamiques non modélisées, réduire la durée de vie des actionneurs et dégrader les performances pratiques du système.

Afin de réduire ou d'éliminer l'effet du broutement tout en préservant les avantages de la commande par mode glissant, plusieurs solutions ont été proposées dans la littérature. Parmi celles-ci, on peut citer :

- La commande continue dans une bande au voisinage de la surface de glissement.
- L'utilisation de la dérivée proportionnelle de la surface de glissement.
- La commande par mode glissant flou.
- La commande par mode glissant d'ordre supérieur [21].

Dans ce chapitre, nous nous intéressons plus particulièrement à la commande par mode glissant d'ordre deux. Il y est proposé de modifier convenablement la dynamique du système dans un petit voisinage de la surface de discontinuité, afin de rendre la commande continue tout en maintenant la robustesse et la précision du régime glissant.

III.2. Définition et principe :

III.2.1. Commande par mode glissant d'ordre supérieur [15]:

Afin de réduire ou bien éliminer l'effet du phénomène de broutement dans la commande par mode glissant classique, plusieurs solutions ont été proposées, telles que la commande continue dans une bande au voisinage du surface de glissement, l'utilisation de la dérivée proportionnelle de la surface de glissement, la commande par mode glissant flou, et plus récemment la commande par mode glissant d'ordre supérieur.

Il y est proposé de modifier convenablement la dynamique du système dans petit voisinage de la surface de discontinuité en préservant les avantages de la commande par mode glissant.

Dans le mode glissant d'ordre r , le nombre r est le nombre de dérivées de la fonction de la surface de glissement $S(x)$ (incluant l'ordre zéro) au voisinage de la surface de glissement.

Il est déterminé par les équations suivantes :

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

Où : $S, \dot{S}, \ddot{S}, \dots, S^{(r-1)}$ sont continues et $S^{(r)}$ est discontinue ou indéfinie.

Si S et $\dot{S}$ sont des fonctions continues de l'état de système en boucle fermée, le mouvement en mode $S = \dot{S} = 0$ est appelé, le mouvement en « Mode glissant d'ordre deux »

Considérant le système à commander est décrit par le système dynamique incertain suivant :

$$\dot{x} = f(t, x, u) \quad (\text{III.2})$$

III.2.2. Commande par mode glissant d'ordre deux

Dans le chapitre précédent, nous avons examiné la commande par mode glissant d'ordre Un, en mettant en évidence ses principaux avantages ainsi que ses limites. Dans la présente section, nous nous intéressons à la commande par mode glissant d'ordre deux, reconnue pour offrir une stabilité accrue et des performances améliorées. En effet, cette approche permet d'atténuer de manière significative le phénomène de broutement, tout en assurant une meilleure précision de suivi et une robustesse renforcée vis-à-vis des incertitudes et des perturbations externes. Par conséquent, elle constitue une solution particulièrement pertinente pour les systèmes industriels nécessitant un haut niveau de fiabilité et de performance.

Les modes glissants standards ou classiques sont appliqués seulement sur les systèmes à structure variable à un degré relatif égal à un, où la commande apparaît dans la première dérivée de la surface de glissement. Cette commande possède les propriétés suivantes [16] :

- La convergence en temps fini,
- La robustesse par rapport aux perturbations internes et externes,
- Les commutations de la commande en hautes fréquences induisent le phénomène de broutement.

Le problème de "chattering" peut dégrader les performances des systèmes mécaniques du fait qu'il engendre une consommation énergétique excessive et qu'il réduit la durée de vie des

équipements mécaniques. Le concept de mode glissant d'ordre supérieur a été introduit dans les années 80 par M. Levantovsky et M. Emelyanov. On parle dans ce cas des modes glissants d'Ordres supérieurs (MGOS) [16] [17].

L'utilisation d'une commande par modes glissants d'ordre deux par l'application des algorithmes Twisting et Super Twisting, afin d'assurer la convergence de la surface et sa dérivée vers l'origine dans un temps fini. Cette méthode a été un domaine de recherche important pour plusieurs auteurs [18].

Les principaux avantages de cette commande sont [16] :

- Garder les avantages du régime glissant d'ordre un
- Suppression du phénomène de Chattering dans la plupart des systèmes
- Amélioration des performances de la commande en termes de précision

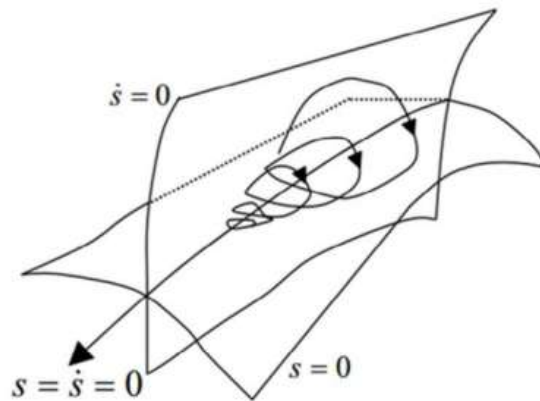


Figure III.1 : Trajectoire du mode glissant d'ordre deux

III.2.3. Algorithme "Twisting Algorithm" :

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 glissement 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 [19].

Son principe de fonctionnement est la commutation de l'amplitude de la commande entre deux valeurs $(\alpha_M \text{ et } \alpha_m)$, de telle façon que l'abscisse et l'ordonnée soient croisées de plus en plus vers l'origine [19][20]. L'algorithme à construire doit résoudre le problème pour tout

système dynamique de la classe défini par les constantes $\alpha_m < \alpha_M$, S_0 , et C . Il sera évidemment robuste en ce qui concerne toute perturbation ou incertitude du modèle mathématique.

Les hypothèses ci-dessus sont nécessaires pour assurer l'existence d'une commande équivalente $u_{eq}(t, x)$ définie dans la région $|S| < S_0$, satisfaisant l'équation $\dot{S}(t, x, u) = 0$. $\dot{u}_{eq}$ est uniformément délimité par $C/\alpha_m, |u_{eq}| < 1$. En conséquence, cette fonction inconnue peut être suivie par une commande bornée de *Lipschitz*. Tout algorithme proposé doit contenir les trajectoires transitoires à l'intérieur de la région $|S| < S_0$, où le système possède des bonnes propriétés.

L'algorithme « Twisting Algorithme » est donné par :

$$\dot{u} = \begin{cases} -u & \text{si } |u| > 1 \\ -\alpha_m \text{sign}(S) & \text{si } S\dot{S} \leq 0 \text{ et } |u| \leq 1 \\ -\alpha_M \text{sign}(S) & \text{si } S\dot{S} > 0 \text{ et } |u| \leq 1 \end{cases} \quad (\text{III.3})$$

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

Donc brièvement l'idée principale est de quitter la région $S\dot{S} > 0$ aussi rapidement que possible et de durer dans le voisinage de la région $S\dot{S} \leq 0$ aussi longtemps que possible, et pour cela $\alpha_M|_{S\dot{S}>0}$ doit être suffisamment grand par rapport à $\alpha_m|_{S\dot{S}\leq 0}$. [21]

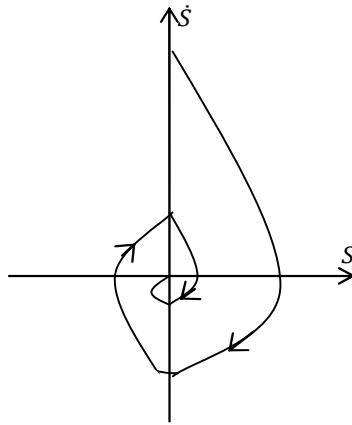


Figure III.2 Portrait de phases $(S, \dot{S})$ via « Twisting Algorithm »

III.2.4. Algorithme « Super Twisting » :

L'algorithme « Super Twisting » n'a besoin d'aucune information sur la dérivée temporelle de la variable de glissement. Un mode glissant d'ordre deux exponentiellement stable est atteint si la loi de commande en utilisant $\rho = 1$. Le choix $\rho = 0.5$ donne la possibilité maximale pour la commande pour atteindre le mode glissant d'ordre deux réels.

La convergence de cet algorithme est régie aussi par les rotations autour de l'origine du diagramme de phase. La loi de commande Super Twisting $u(t)$, est formée de deux parties.

La première est définie par sa dérivée par rapport au temps (u_1), tandis que le deuxième est donné par la fonction continue de la variable de glissement. [11].

La loi de commande de cet algorithme donné par :

$$u = u_1 + u_2 \text{ avec } \begin{cases} \dot{u}_1 = \begin{cases} -u & \text{si } |u| > 1 \\ -W \text{sign}(S) & \text{si } |u| \leq 1 \end{cases} \\ u_2 = \begin{cases} -\lambda |S_0|^\rho \text{sign}(S) & \text{si } |S| > S_0 \\ -\lambda |S|^\rho \text{sign}(S) & \text{si } |S| \leq S_0 \end{cases} \end{cases} \quad (\text{III.4})$$

Les conditions correspondantes suffisantes pour la convergence en temps fini vers la surface de glissement sont :

$$\begin{cases} W > \frac{c}{\alpha_m} \\ \lambda^2 \geq \frac{4c}{\alpha_m^2} \frac{\alpha_M \{W+c\}}{\alpha_m \{W-c\}} \\ 0 < \rho < 0.5 \end{cases} \quad (\text{III.5})$$

Ce contrôleur peut être simplifié lorsque le système à commander dépend linéairement au commande, u n'a pas besoin d'être bornée et $S_0 \rightarrow +\infty$.

$$\begin{cases} u = -\lambda |S|^\rho \text{sign}(S) + u_1 \\ \dot{u}_1 = W \text{sign}(S) \end{cases} \quad (\text{III.6})$$

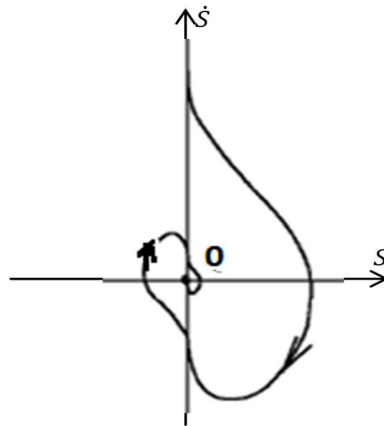
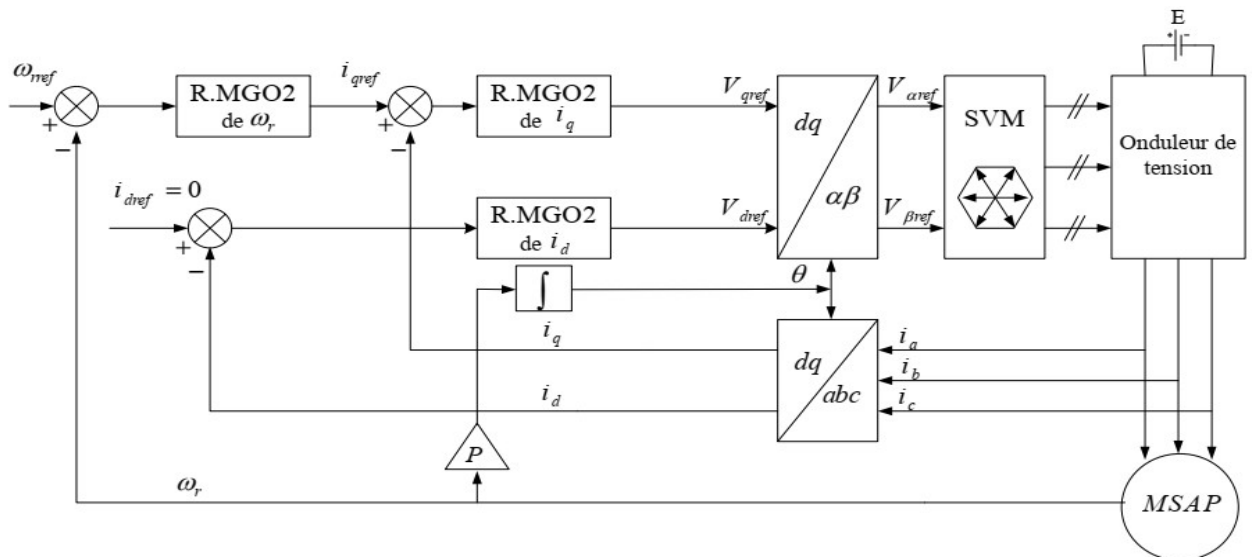


Figure III.3 : Portrait de phases $(S, \dot{S})$ via « Super Twisting Algorithm »

III.3. Application de la commande par mode glissant d'ordre 2 à la MSAP

Le schéma de la commande par mode glissant d'ordre 2 (*MGO2*) est représenté sur la Figure (4.4) . En utilisant 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 [11].



FigureIII.4 : Schéma bloc de réglage par mode glissement d'ordre2.

La stratégie de commande proposée est basée sur l'algorithme du Super Twisting. Dans ce cadre nous considérons les surfaces de glissement suivantes :

$$\begin{cases} S_1 = \omega_{rref} - \omega_r \\ S_2 = i_{qref} - i_q \\ S_3 = i_{dref} - i_d \end{cases} \quad (III.7)$$

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

$$\begin{cases} u_i = -\lambda_i |S_i|^{1/2} \text{sgn}(S_i) + u_{1i} \\ u_i = -W_i \text{sgn}(S_i) \\ \text{et } i = 1, 2, 3 \end{cases} \quad (III.8)$$

III.4. Commande Floue

III.4.1. Principe

Une des caractéristiques du raisonnement humain est qu'il est généralement fondé sur des données imprécises ou même incomplètes. En effet les connaissances dont nous disposons sur un système quelconque sont généralement incertaines ou vagues, soit parce que nous avons un doute sur leur validité ou alors nous éprouvons une difficulté à les exprimer clairement [9].

III.4.2. Les bases théoriques de la logique floue

L'exemple suivant montre où nous voulons en venir avec cette théorie. Nous voulons réaliser une régulation de température sur la base de règles telles que :

- 1- **Si** la température est basse, **Alors** le chauffage doit être fort,
- 2- **Si** la température est moyenne **Et** que la pression est haute, **Alors** le chauffage doit être moyen **Et** le volet doit être ouvert.
- 3- **Si** la température est trop élevée **Ou** la pression trop forte, **Alors** le chauffage doit être arrêté **Et** le volet ouvert.
- 4- **Si** la température est trop élevée **Et** que la pression n'est pas trop haute, **Alors** le chauffage doit être arrêté **Et** le volet en position médiane et ainsi de suite.. .

On décrit ainsi des situations à l'aide de combinaisons de l'appartenance des valeurs mesurées à un ensemble déterminé de valeurs d'entrées. Chaque situation demande une action déterminée, pour cela on fait appel à un certain nombre d'opération sur les ensembles, que nous allons examiner dans la suite.

Les éléments de base de la logique floue sont les suivants :

- * les ensembles flous (*fuzzy sets*) pour la représentation de variables linguistiques ;
- * les fonctions d'appartenance (*membership functions*) qui décrivent le degré d'appartenance de grandeurs physiques (vitesse, courant, température) à un ensemble flou (faible, élevé, chaud) ;
- * les opérateurs flous qui permettent l'énonciation de relations logiques entre les assertions floues (conclusion du genre « Si, Alors »);
- l'inférence floue c'est à dire la déduction de nouvelles informations déjà disponibles sur la base des règles linguistiques.

Le premier concept important à expliquer est celui de variable linguistique et de sous ensemble flou [10].

III.4.3. Avantages et inconvénients de la commande par logique floue

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

III.4.3.1. Les avantages essentiels sont

- La non-nécessité d'une modélisation (cependant, il peut être utile de disposer d'un modèle convenable).
- La possibilité d'implanter des connaissances (linguistiques) de l'opérateur de processus.
- La maîtrise du procédé avec un comportement complexe (fortement non-Linéaire et difficile à modéliser).
- L'obtention fréquente de meilleures prestations dynamiques (régulateur non-linéaire).
- Deux solutions sont possibles: solution par logiciels (par microprocesseur, DSP et PC) ou solution matérielle (par fuzzy processeurs).

III.4.3.2. Les inconvénients de la commande par logique floue sont

- Le manque de directives précises pour la conception d'un réglage (choix des grandeurs à mesurer, détermination de la fuzzification, des inférences et de la défuzzification).
- L'approche artisanale et non systématique (implantation des connaissances des opérateurs souvent difficile).
- L'impossibilité de la démonstration de la stabilité du circuit de réglage en toute généralité(en l'absence d'un modèle valable).
- La possibilité d'apparition de cycles limites à cause de fonctionnement non-linéaire.

- La cohérence des inférences non garantie a priori (apparition de règles d'inférence contradictoires possible) [10] .

III.5. Commande floue associée au MGO2

Les paramètres de l'algorithme « Super Twisting » de l'équation (III.8) sont obtenus à partir d'un contrôleur flou selon les démarches suivantes :

- **Fuzzification** : On définit pour chaque entrée du système (dans ce cas la surface de glissement S et sa dérivée $\dot{S}$) un univers de discours et un partitionnement de cet univers en ensembles flous (Figures III.6et III.7) . La fuzzification consiste à attribuer à la valeur réelle de chaque entrée, au temps t , sa fonction d'appartenance à chacune des ensembles flous définies préalablement, et donc transformer l'entrée réelle en un sous ensemble flou.
- **Inférence** : A partir de la base de règles donnée par (Table III.1) et des sous-ensembles flous correspondants à la fuzzification des entrées, le mécanisme d'inférence calcule les sous-ensembles flous M_F et λ_F relatifs à l'algorithme « Super Twisting ». La base de règles floues est constituée par une collection des règles linguistiques de la forme :
 $R(i) : \text{SI } x_1 \text{ est } F_1 \text{ et } x_2 \text{ est } F_2 \dots \text{et } x_n \text{ est } F_n, \text{ ALORS } Y \text{ est } G(i), i = 1, \dots, M$ où $(x_1, x_2, \dots, x_n)$ est le vecteur des variables des entrées, Y est la commande, M est le nombre de règles, n est le nombre de variables floues, $(F_1, F_2, \dots, F_n)$ sont les ensembles flous.
- **Défuzzification** : La défuzzification a pour objectif de transformer le sous ensemble flou défini par le mécanisme d'inférence en une valeur non floue permettant ainsi la commande effective du système.

La Fig. III.5 montre la configuration interne d'un régulateur par logique floue.

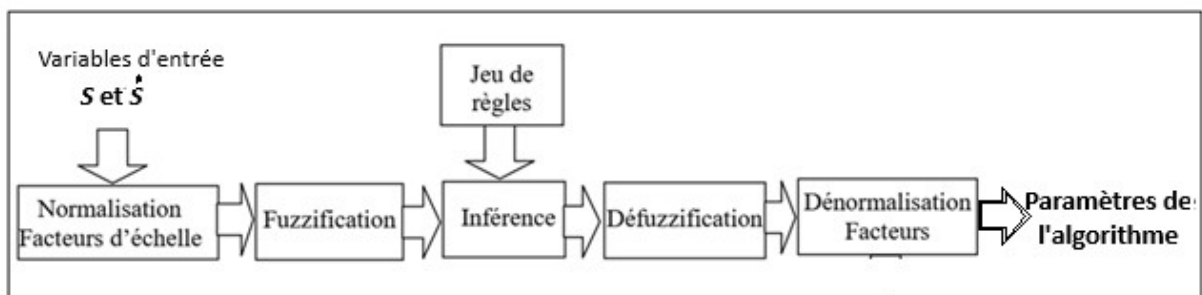


Figure III.5 : Configuration interne d'un contrôleur par logique floue

Les règles d'inférences donnent la fonction d'appartenance des paramètres de l'algorithme « Super Twisting » en fonction des variables d'entrées S et $\dot{S}$. Dans notre cas, la construction de la table d'inférence repose sur une analyse qualitative dans le plan de phase de la trajectoire que l'on souhaite donner au système.

Le mécanisme d'inférence est donné par la table d'inférence suivante :

$\dot{S} \backslash S$	NG	NP	Z	PP	PG
N	Gr	Gr	Pt	Mo	Mo
Z	Gr	Mo	Pt	Mo	Gr
P	Mo	Mo	Pt	Gr	Gr

Tableau III.1 Table d'inférence flou

Ici nous avons : NG – négatif grand, N – négatif, Z – zéro, P – positif, PG – positif grand, Pt – petit, Mo – moyen et Gr – grand.

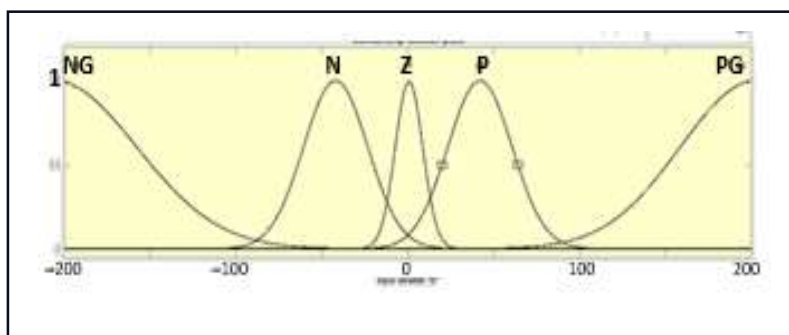


Figure III.6 : Ensembles flous de l'entrée S

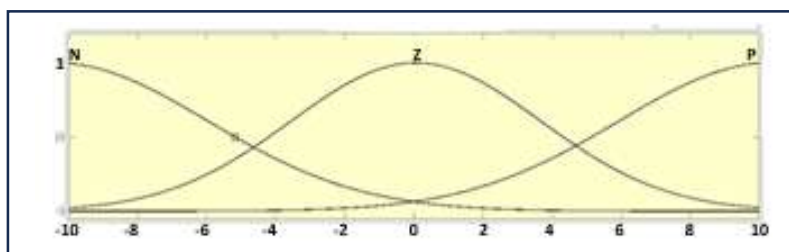


Figure III.7 : Ensembles flous de l'entrée $\dot{S}$

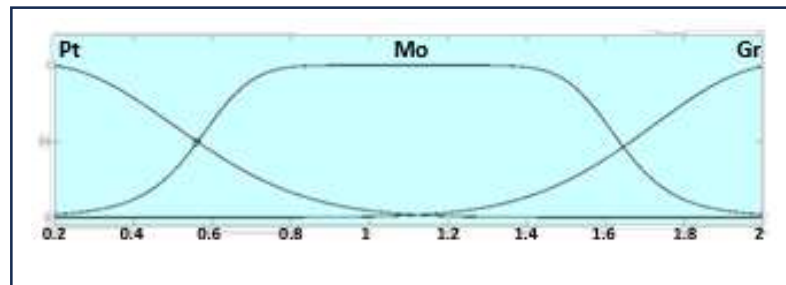
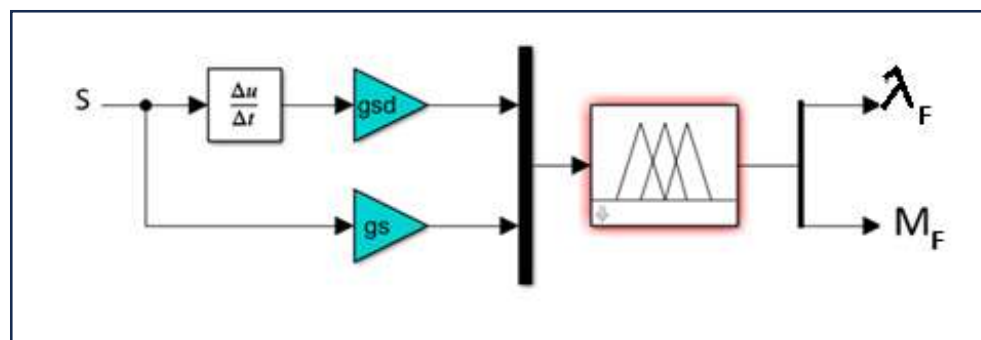
Figure III.8 : Ensembles flous des sorties MF et λ_F 

Figure III.9: Schéma de commande floue en Simulink

III.6. Résultats de simulation MGO2 (Twisting Algorithm):

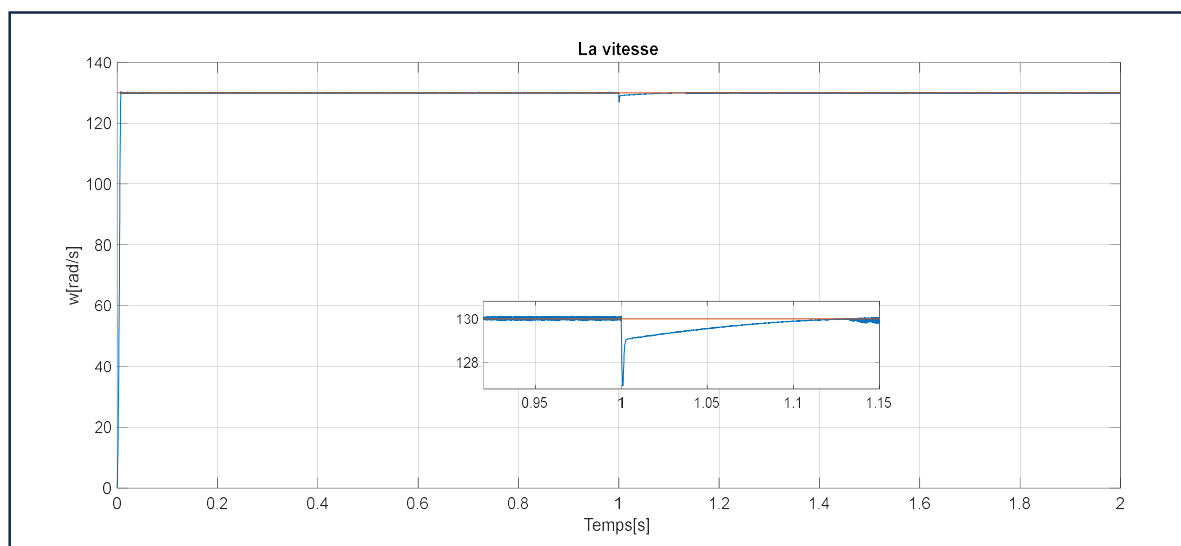


Figure III.10 : Vitesse de rotation via MGO2

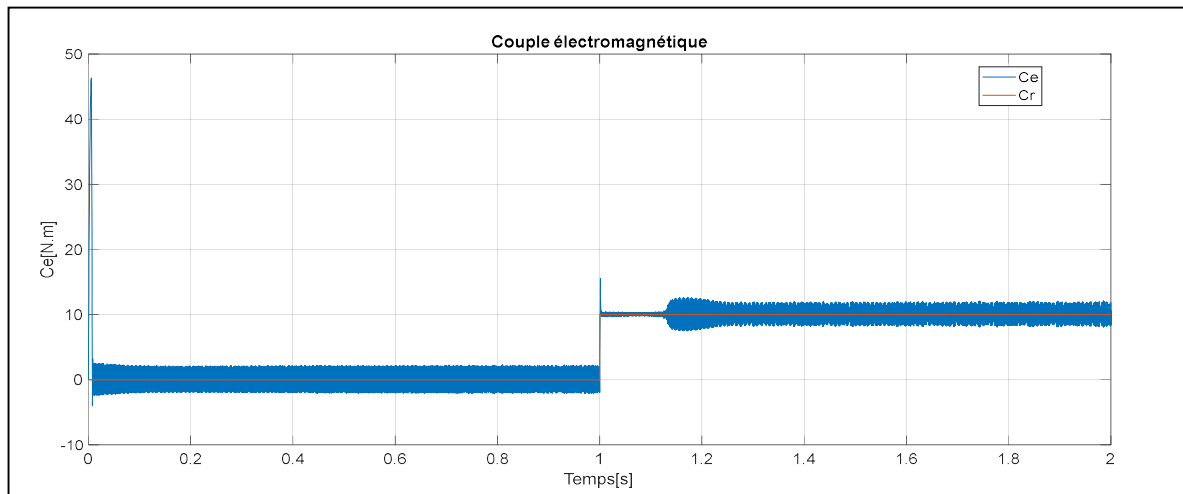


Figure III.11 : Couple électromagnétique via MGO2

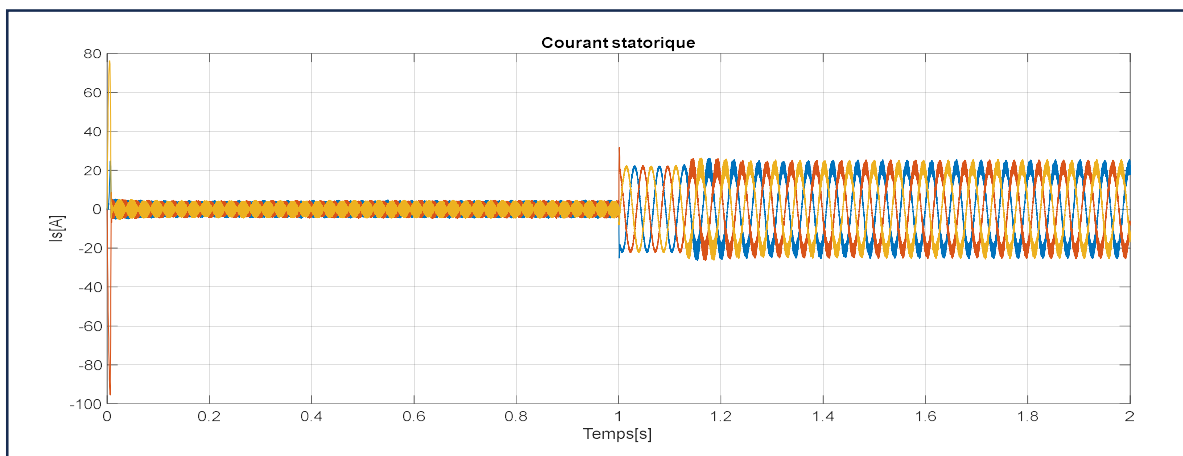


Figure III.12 : Courant statorique via MGO2

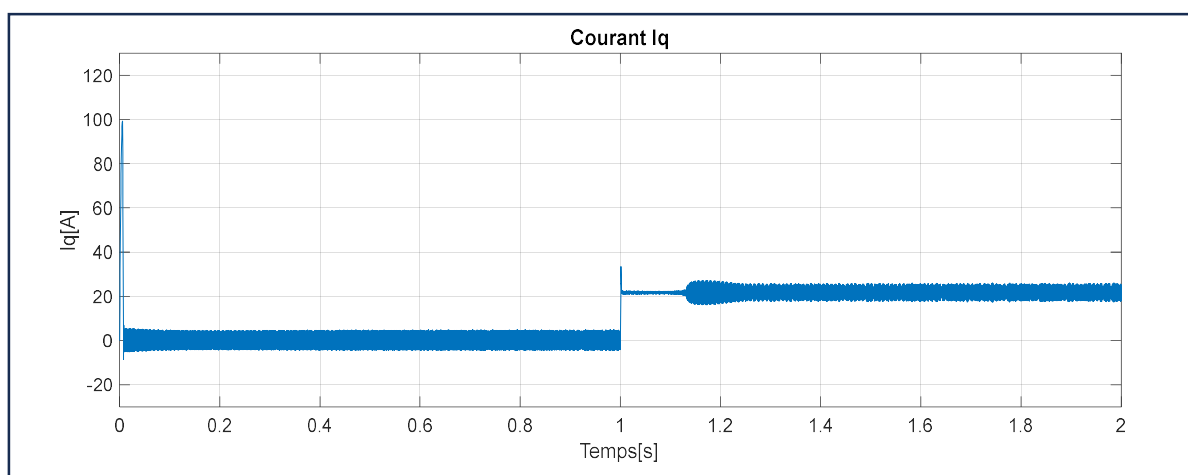


Figure III.13 : Courant quadratique via MGO2

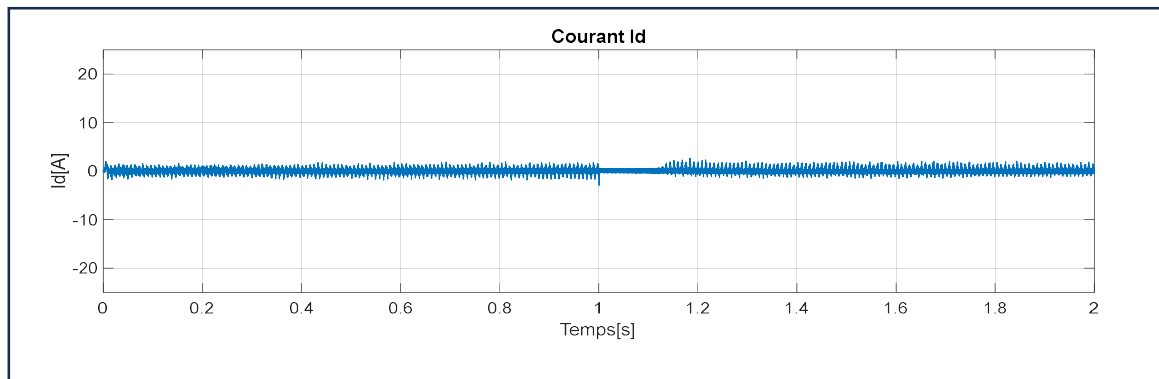


Figure III.14 : Courant direct via MGO2

Interprétations :

La vitesse de rotation atteint la vitesse de référence très rapidement et encore un retour rapide avec une précision remarquable (**Figure III.10**)

Le couple électromagnétique (**Figure III.11**) est obtenu avec une minimisation de l'amplitude des oscillations.

III.7.Résultats de simulation MGO2 Flou (Twisting Algorithm Flou)

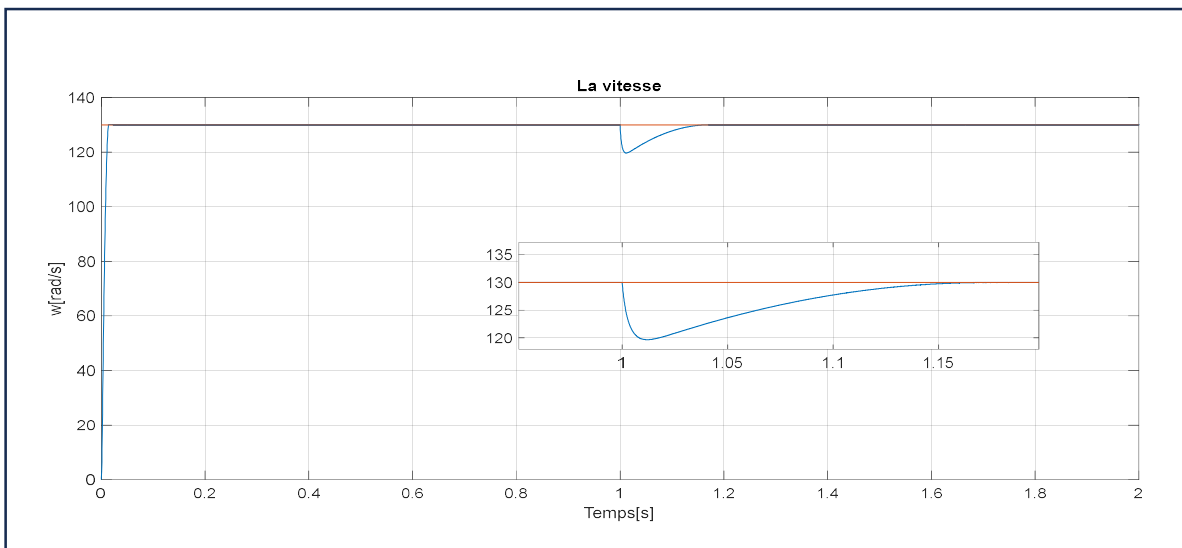


Figure III.15 : Vitesse de rotation via MGO2-Flou

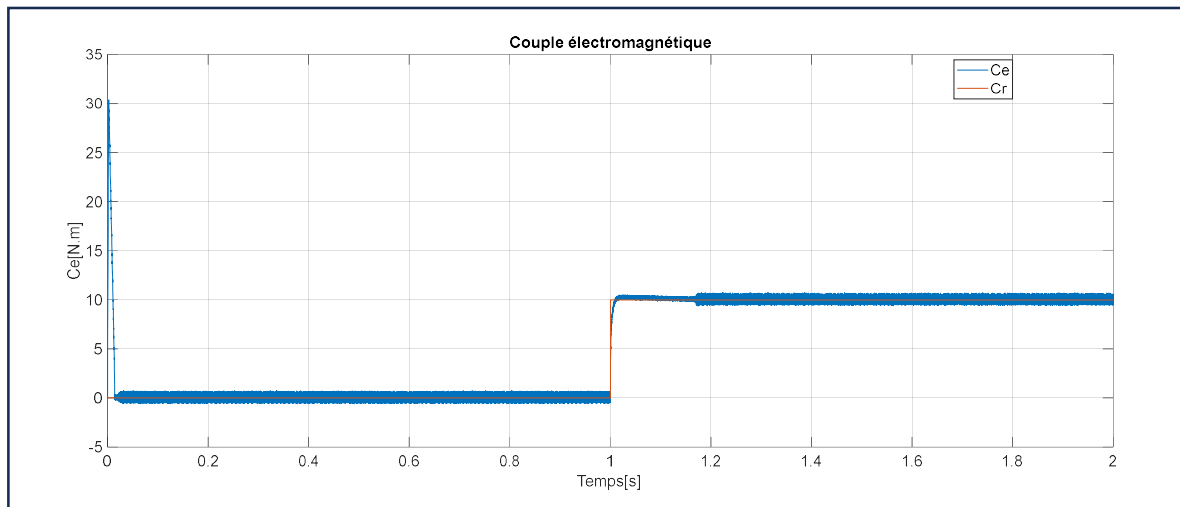


Figure III.16 : Couple électromagnétique via MGO2-Flou

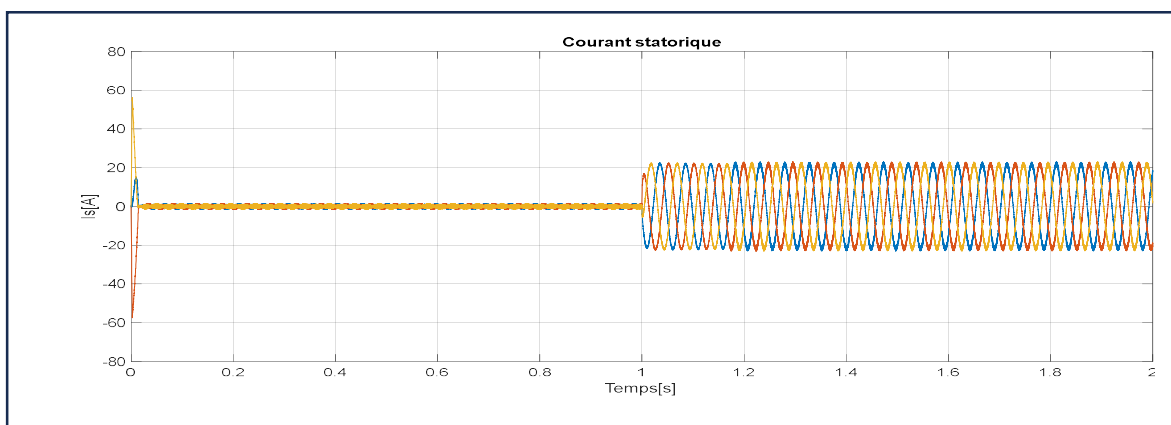


Figure III.17 : Courant statorique via MGO2-Flou

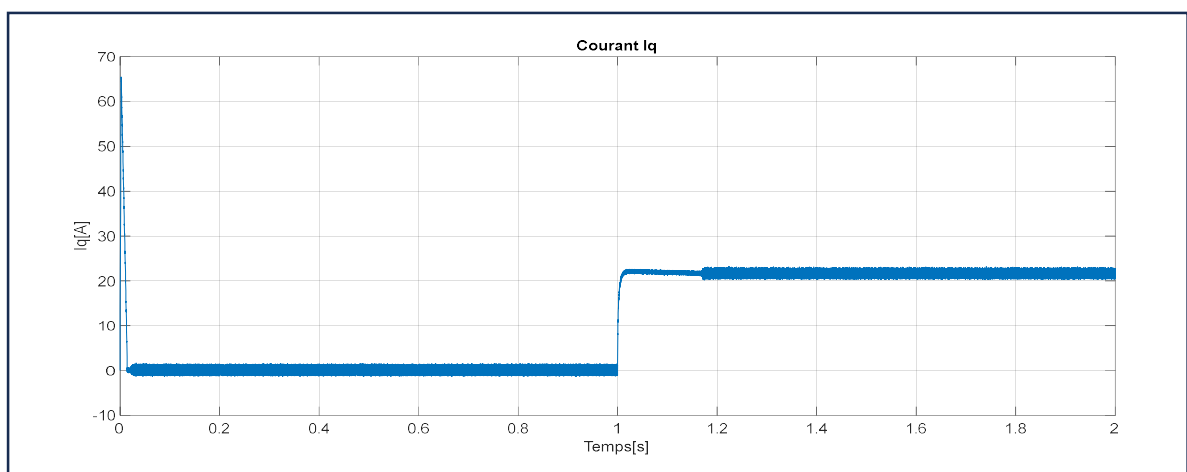


Figure III.18 : Courant quadratique via MGO2-Flou

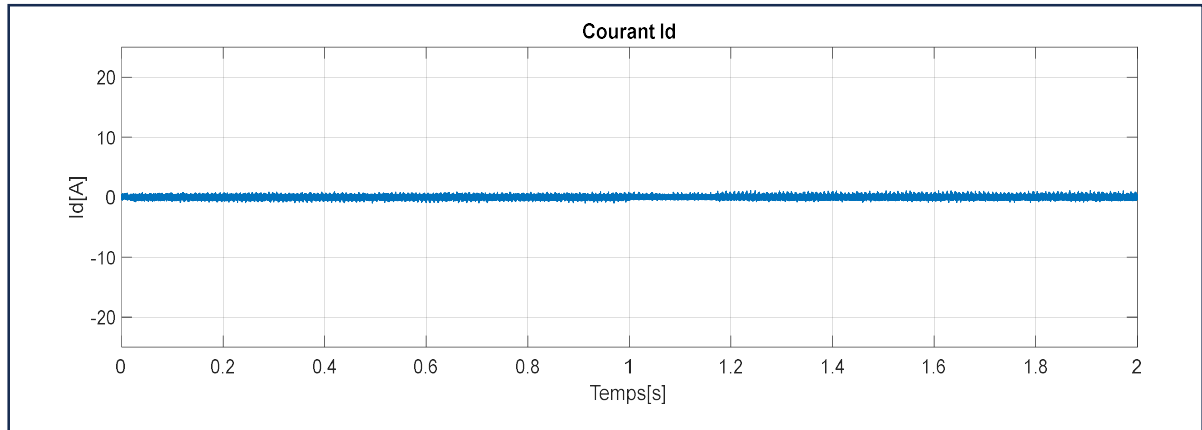


Figure III.19 : Courant direct via MGO2-Flou

Interprétations :

La vitesse de rotation atteint la vitesse de référence très rapidement et encore un retour rapide avec une haute précision (**Figure III.15**). Le rétablissement de la vitesse de référence est légèrement retardé par rapport aux résultats précédents.

On peut remarquer une atténuation très claire dans l'allure du couple électromagnétique (**Figure III.16**) est obtenu avec une minimisation de l'amplitude des oscillations.

III.8. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la commande par mode glissant d'ordre deux d'une MSAP. On a défini au premier lieu les principes de base de la commande par mode glissant d'ordre supérieur et particulièrement le mode glissant d'ordre deux.

Les mêmes choix des surfaces de glissement du chapitre précédent en était pris, puis la commande par MGO2 a été simulée en utilisant l'algorithme « Super Twisting » avec leurs paramètres constants où on a obtenu les résultats souhaitables.

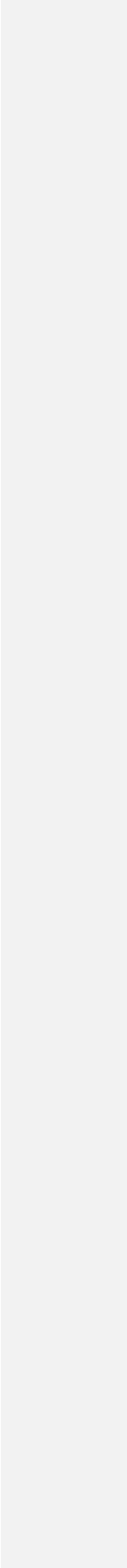
On a encore appliqué la commande par mode glissant d'ordre deux pour l'MSAP mais en utilisant la logique floue pour calculer les paramètres de l'algorithme « Super Twisting » où on a remarqué plus d'atténuation de l'amplitude des oscillations au niveau des courants et du couple.

Conclusion Générale

Ce mémoire a porté sur l'étude des techniques de commande par mode glissant appliquées à la machine synchrone à aimants permanents (MSAP), avec un intérêt particulier pour la commande d'ordre deux basée sur l'algorithme Super Twisting ainsi que la commande floue. Cette étude a permis de présenter les différents aspects théoriques liés à la structure de la machine, sa modélisation, son alimentation ainsi que les principales stratégies de commande utilisées afin d'améliorer les performances dynamiques et la stabilité du système.

Nous avons également étudié le principe de la commande par mode glissant d'ordre un et ses caractéristiques, avant d'aborder la commande d'ordre deux qui a montré une meilleure capacité à réduire le phénomène de broutement (Chattering) et à améliorer la précision de poursuite ainsi que la rapidité de réponse du système. Les résultats de simulation ont aussi mis en évidence l'efficacité de l'association de la commande floue avec l'algorithme Super Twisting pour obtenir des performances plus robustes face aux perturbations et aux variations des paramètres du système.

À travers cette étude, nous pouvons conclure que les techniques modernes de commande, notamment la commande par mode glissant d'ordre deux, constituent une solution efficace pour la commande des machines électriques à hautes performances grâce à leur rapidité, leur précision et leur robustesse. Enfin, ce travail reste ouvert à plusieurs perspectives de développement, telles que l'intégration d'algorithmes intelligents plus avancés ou la réalisation d'une validation expérimentale afin de confirmer les résultats obtenus par simulation.



Bibliographie

- [1] **S. Laamiri**, « Commande des systèmes électriques : machines synchrones et convertisseurs multi-niveaux » Thèse de doctorat, l'école centrale de Nantes . France,2020.
- [2] **Dr. Harrouz Abdelkader**, " Etude et commande de la machine synchrone à aimant permanent MSAP", Université Ahmed Draia, Adrar, 2021
- [3] **Mr BOUREK YACINE**, "Commande de vitesse par mode glissant d'une machine synchrone à aimants permanents", Université Kasdi Merbah Ouargla, 2022
- [4] **F. Benchabane**, "Commande en position et en vitesse par mode de glissement d'un moteur synchrone triphasé à aimants permanents avec minimisation du chattering", Université Mohammed Khider de Biskra, 2005
- [5] **L.LAKHDARI**, "Etude comparative entre la régulation vectorielle et Mode glissant pour un moteur synchrone a aimant permanent", Université-Ain-Temouchent- Belhadj Bouchaib, 2022
- [6] **Z. Yamina**, "Commande par mode glissant des courants statoriques de la machine asynchrone", université Ferhat Abbas de Sétif, 2010
- [7] **A. Hamida**, "Commande en vitesse par mode glissant d'un moteur synchrone à aimant permanent", université KasdiMerbah Ouargla, 2017
- [8] **N. Bounasla** "Commande par Mode de Glissement d'Ordre Supérieurde la Machine synchrone à Aimants Permanents", Mémoire de Magister. UNIV SIDI BEL ABBES 2014
- [9] **S. Zeghlache**, "Commande Intelligente", Université Mohammed Boudiaf, 2004
- [10] **M. Oussama**, "Commande par logique floue appliquée à la machine asynchrone", Université Eochaid Hamma Lakhrad El-Oued, 2019
- [11] ; **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
- [12]:**R. Sadouni**, “ Commande par mode glissant flou d'une machine asynchrone à double étoile”, Thèse de Magister, Université de Sidi Bel Abbès, 2010.
- [13].**A.Goléa**, "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 Mémoire de Magister Hammami UNIV Mohammed Khider Biskra
- [14] **H. Chouiref & B. Sid Ali** « Commande en vitesse par mode glissant d'un moteur synchrone à aimant permanent » Mémoire Master université Kasdi Merbah Ourgla, 2017.

- [15] **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.
- [16] **S. Benahdoug**, “ Commande par mode glissant d’ordre supérieur application à un réseau électrique”, Thèse de Magister, Ecole Nationale Polytechnique, 2006
- [17] **S. V Emelyanov, S. V. Korovin, and L. V. Levant**, “Higher sliding modes in the binary control systems,”, Soviet Physics, Doklady, vol. 31, no. 4, pp. 291-293, 1986
- [18] **H. Benderradji**, 'Contribution à la Commande Robuste de la Machine à Induction', Thèse de Doctorat en Sciences, Université de Batna, 2013
- [19] **H.E. Benabderrahman *** , **R. Taleb**, **M. Helaimi** et **F. Chabn** , "Commande par mode glissant d’ordre deux d’un moteur asynchrone lié à un convertisseur multi-niveau asymétrique", Laboratoire Génie Electrique et Energies Renouvelables, LGEER Département d'Electrotechnique, Université Hassiba Benbouali, Chlef, Algérie
- [20] **E. Prempain, I. Postlethwaite and A. Benchaib**, "*A linear parameter variant Control design for an induction motor*", Elsevier Science, Control Engineering Practice, Vol. 10, pp. 633 – 644, 2002
- [21] **A. Levant**, "Sliding order and sliding accuracy in sliding mode control.", International Journal of Control, 1993