

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



Université Hassiba Benbouali de Chlef

Faculté de technologie

Département d'électrotechnique



Mémoire

Présenté pour l'obtention du diplôme de

MASTER EN : Electrotechnique

Spécialité : Machines électriques

Par :

SADDEK Azzedine

MAIZIA Ayyoub

Thème :

**Commande Avancée Par Mode Glissant D'ordre Supérieur et
Intelligence Artificielle : Application à une MSAP**

Soutenu le 24/06/2025 devant le jury composé de :

Dr. BESSAD Taieb	MCA	UHB-Chlef	Président
Dr. BOUROUINA Ahmed	MCA	UHB-Chlef	Encadreur
Dr. YAHDYOU Adil	MCA	UHB-Chlef	Examineur
Pr. BOUDJEMA Zinelaabidine	Professeur	UHB-Chlef	Examineur

Année Universitaire 2024-2025

DIODICACE

Je dédie ce modeste travail :

*A mes chers parents, pour leur soutien
inconditionnel, leurs encouragements, et bien sûr pour
m'avoir permis de réaliser mes études dans les
meilleures conditions.*

A toute ma famille.

A tous mes amis surtout C. Rami.

Mon maitre MOHAMED DHAIIF.

*A tous les enseignants qui m'ont aidé de proche ou
de loin pour être un jour un Master.*

*A ceux qui m'ont soutenu pendant toute la durée de
mes études.*

SADDEK AZZEDINE

DIDICACE

*A mes chers parents, pour leur soutien
inconditionnel, leurs encouragements, et bien sûr pour
m'avoir permis de réaliser mes études dans les
meilleures conditions.*

A mes frères, toute ma famille et mes amis.

*A tous les enseignants qui m'ont aidé de proche ou de
loin pour être un jour un Master.*

*A tous ceux qui m'ont aidé, de près ou de loin, même
qu'il soit un mot d'encouragement et de gentillesse.*

Je dédie ce modeste travail.

MAIZIA AYOUB

REMERCIEMENTS

Avant toute chose, on remercie ALLAH le tout puissant de nous avoir donné le courage, la patience et la force durant toutes ces années d'études.

Nous sommes très reconnaissants à Monsieur BOUROUINA Ahmed et nos remerciements pour nous avoir encadré et en particulier pour son soutien, sa gentillesse, ses encouragements, ses conseils et sa patience pendant la période de la réalisation de ce travail.

Nos sincères remerciements aux messieurs les membres de jury qui nous ont fait l'honneur en acceptant d'examiner ce travail.

Nos remerciements vont aussi Mdm .HAMICI .

Nos remerciements vont aussi aux enseignants du département d'électrotechnique qui ont contribué à notre formation.

Enfin, un remerciement spécial aux étudiants de la 2eme année Master de la spécialité d'électrotechnique spécifiquement machine électrique

Sommaire

Introduction générale.....	1
Chapitre I : Modélisation de l'association convertisseur – MSAP	
I.1. Introduction	4
I.2. Présentation des machines synchrones à aimants permanents	4
I.3. Principe de fonctionnement de MSAP.....	6
I.4. Avantages de la MSAP	7
I.5. Inconvénients de la MSAP.....	7
I.6. Domaine d'application.....	8
I.7. Modélisation du MSAP.....	8
I.7.1. Hypothèses simplificatrices.....	8
I.7.2. Représentation du MSAP dans l'axe triphasé (a, b, c).....	8
I.7.2.1. Équations électriques	9
I.7.2.2. Équations magnétiques	9
I.7.2.3. Équations mécaniques	10
I.7.3. Transformation de Park.....	10
I.7.4. Application de la transformation de Park à la MSAP	12
I.8. Modélisation de l'association convertisseur–MSAP	13
I.8.1. Modélisation de l'onduleur de tension 2 niveaux	14
I.8.2. Commande par modulation sinus-triangle	15
I.9. Résultats de simulation	17
I.9.1. Alimentation par le réseau	17
I.9.2. Alimentation par un onduleur de tension	18
I.10. Conclusion	19
Chapitre II : Commande vectorielle de la MSAP	
II.1. Introduction	20

II.2. Commande vectorielle de la MSAP alimentée en tension	20
II.2.1. Principe de la commande vectorielle	20
II.2.2. Découplage	21
II.2.2.1. Découplage par compensation	21
II.2.3. Description du système global	23
II.2.4. Calcul des régulateurs	23
II.2.4.1. Régulation du courant i_q	25
II.2.4.2. Régulation du courant i_d	26
II.2.4.3. Régulation de vitesse	27
II.3. Résultats de simulation	29
II.3.1. Essai à vide et en charge	29
II.3.2. Essai de l'inversion de sens de rotation	29
II.3.3. Essai de variation de la résistance statorique et du couple de charge	30
III.3.4. Essai de robustesse avec erreur en pourcentage	30
II.4. Conclusion	33
Chapitre III : Commande par mode de glissement de la MSAP	
III.1. Introduction	34
III.2. Théorie de la commande par mode de glissement	34
III.2.1. Régime glissant idéal	35
III.2.2. Régime glissant réel	36
III.3. Conception de l'algorithme de commande par mode de glissement	36
III.3.1. Choix de la surface	37
III.3.2. Condition d'existence et de convergence	37
III.3.2.1. Fonction de commutation directe	37
III.3.2.2. Fonction de Lyapunov	38
III.3.3. Détermination de la loi de commande	38
III.4. Avantage et inconvénients de la commande par mode glissant	39

III.5. Application de la commande par mode de glissement d'ordre 1 à la MSAP	40
III.5.1. Stratégie de réglage à trois surfaces	40
III.5.1.1. Surface de régulation de la vitesse	41
III.5.1.2. Surface de régulation du courant i_d	42
III.5.1.3. Surface de régulation du courant i_q	42
III.6. Simulation et interprétation des résultats	42
III.6.1. Essai à vide et en charge	42
III.6.2. Essai de l'inversion de sens de rotation	42
III.6.3. Essai de variation de la résistance statorique et du couple de charge	43
III .6.4. Essai de robustesse avec erreur en pourcentage	43
III.7. Conclusion	46
 Chapitre IV : Commande par mode de glissement d'ordre supérieur de la MSAP	
IV.1. Introduction	47
IV.2. Position du problème	48
IV.3. Degré relatif	48
IV.4. Principe	49
IV.5. Commande par mode glissant d'ordre deux	50
IV.6. Propriétés de convergence en temps fini de la commande 2-glissante	51
IV.6.1. Loi 2-glissante	52
IV.6.2. Surface de glissement	53
IV.6.3. Commande équivalente	53
IV.7. Algorithmes glissants d'ordre supérieur	54
IV.7.1 Algorithme de Twisting	54
IV.7.2 Algorithme de Super Twisting	56
IV.7.3 Algorithme Sous-Optimal	57
IV.7.4 Algorithme de Drift	58
IV.8 Suppression de la réticence	58

IV.9 Contrôleur par régime glissant d'ordre n	59
IV.9.1 Définition du problème	59
IV.9.2 Construction de la commande	60
IV.10. Application de la commande par mode glissant d'ordre 2 à la MSAP	62
IV.11. Résultats de simulation	62
IV.11.1. Essai à vide et en charge	62
IV.11.2. Essai de l'inversion de sens de rotation	62
IV.11.3. Essai de variation de la résistance statorique et du couple de charge	63
IV.11.4. Essai de robustesse avec erreur en pourcentage	63
IV.12. Conclusion	66
Chapitre V : Commande par intelligence artificielle	
V.1. Introduction	68
V.2. La logique floue.....	69
V.2.1. La Théorie Des sous-ensembles Flous	69
V.2.2. Variable Linguistiques.....	69
V.2.3. Opérations sur Les ensembles Flous.....	70
V.3. Raisonement Floue	72
V.3.1. Implication Floue.....	72
V.3.2. Modus Ponens Généralisé.....	73
V.4. Régulateur par logique floue	73
V.4.1 Fuzzification	75
V.4.2. Inférences (déductions floues).....	77
V.4.3. Défuzzification	77
V.4.4. Différentes approches pour la détermination des règles	77
V.4.5. Développement pratique du contrôleur flou	79
V.5. Commande hybride par logique floue et MGO2.....	80
V.5.1. Principe de la commande hybride.....	80

V.5.2 Conception du régulateur flou	80
V.6. Simulation de la commande	81
V.6.1. Résultat de simulation.....	83
V.7. Etude comparative entre PI et R.MGO 2 et logique floue	85
V.7.1. Comparaison au niveau de la variation de la vitesse	85
V.7.2 application d'une charge.....	87
V.7.3. Essai de robustesse avec erreur en pourcentage	89
V.8.Conclusion.....	90
Conclusion Générale et Perspectives	87
1. Conclusion Générale	87
2. Perspectives	88
Annex	89
Bibliographie.....	92

Symboles et Abréviations

MSAP	Machine Synchrone à Aimants Permanents.
CSV	Commande à Structure Variable.
PI	(Proportionnelle, Intégrale).
R. MGO1	Régulateur par Mode Glissement d'Ordre 1.
R. MGO2	Régulateur par Mode Glissement d'Ordre 2.
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion.
SMC	Sliding Mode Control en anglais.
a, b, c	Axes liés aux enroulements triphasés.
d, q	Composantes de Park (lié au rotor) directe et quadrature.
p	Nombre de paires de pôles.
θ	Position angulaire du rotor par rapport au stator.
ω	Vitesse électrique du rotor.
$[p(\theta)]$	Matrice de transformation de Park.
$[p(\theta)]^{-1}$	Matrice de transformation inverse de Park.
V_a, V_b, V_c	Tension statorique de la phase a, b et c.
V_s	Tension statorique.
V_d, V_q	Tensions statoriques sur l'axe direct et en quadrature.
i_a, i_b, i_c	Courant statorique de la phase a, b et c.
i_s	Courant statorique.
i_d, i_q	Courants statoriques d'axe direct et en quadrature.
$\varphi_a, \varphi_b, \varphi_c$	Flux statorique de la phase a, b et c.
φ_s	Flux statorique.
φ_d, φ_q	Flux statorique d'axe direct et en quadrature.
φ_f	Flux des aimants.

θ_{goe}	Ecart angulaire de la partie mobile (rotor par rapport au stator).
w_e	Energie emmagasinée dans le circuit magnétique.
R_s	Résistance d'une phase statorique.
L_s	Inductance d'une phase statorique.
L_{s0}	Inductance propre d'une phase statorique.
M_{s0}	Inductance mutuelle entre deux phases statoriques.
L_d, L_q	Inductances d'axe directe et en quadrature.
ω_r	Vitesse de rotation de la machine.
C_r	Couple résistant.
C_{em}	Couple électromagnétique.
J	Moment d'inertie de la machine.
f_c	Coefficient de frottement.
e_d, e_q	Termes de découplages.
X_{ref}	Valeur de référence.
LF	Logique Floue.
RLFMGO2	Régulateur par commande hybrid.
NG	Négatif grand.
NM	Négatif Moyen.
NP	Négatif Petite.
ZE	Zéro.
PP	Positif Petite.
PM	Positif Moyen.

Liste des figures

Figure I.1 : machine synchrone à aimants permanents.....	5
Figure I.2 : Stator d'une MSAP.....	5
Figure I.3 : Différents types de rotors d'une MSAP.....	6
Figure I.4 : Principe de fonctionnement du moteur à aimants permanents.....	7
Figure I.5 : Représentation de la MSAP dans le système d'axe biphasé (a, b, c).....	9
Figure I.6 : Différents couples qui agissent sur le rotor.....	10
Figure I.7 : Machine équivalente au sens de Park.....	12
Figure I.8 : Schéma fonctionnel du modèle de Park.....	13
Figure I.9 : Schéma de principe d'un onduleur de tension alimentant une charge équilibrée.....	14
Figure I.10 : Schéma de principe MLI sinus-triangle.....	16
Figure I.11 : Principe de la commande par M.L.I sinus-triangle.....	17
Figure I.12 : Résultats de simulation de la MSAP alimentée par un réseau triphasé.....	18
Figure I.13 : Résultats de simulation de la MSAP alimentée par un onduleur de tension commandé par MLI sinus-triangle.....	19
Figure II.1: Découplage par compensation.....	22
Figure II.2: Commande découplée.....	22
Figure II.3: Schéma global de la commande vectorielle de la MSAP.....	23
Figure II.4: Régulateur PI.....	24
Figure II.5 : Boucle de régulation du courant i_q	25
Figure II.6: Boucle de régulation du courant i_d	26
Figure II.7: Boucle de régulation de vitesse.....	27
Figure II.8: Boucle de régulation de vitesse.....	28

Figure II.9: Résultats de simulation de la commande vectorielle du MSAP pour un démarrage à vide.....	31
Figure II.10: Résultats de simulation pour un démarrage à vide suivie d'une application de charge de 5 N.m à $t = 0.5$ s.....	31
Figure II.11: Résultats de simulation pour une inversion du sens de rotation à $t = 1$ s.....	32
Figure II.12: Résultats de simulation pour variation la résistance statorique et le couple de charge.....	32
Figure II.13: Résultats de simulation (erreur en pourcentage) pour variation de moment d'inertie.....	33
Figure III.1 : Convergence du système glissant.....	35
Figure III. 2 : Glissement idéal.....	36
Figure III.3 : Glissement réel.....	36
Figure III.4 la fonction « sign »	39
Figure III.5 : le phénomène de broutement.....	40
Figure III.6 : Schéma bloc de réglage par mode glissement d'ordre1 (Reg. MGO1).....	41
Figure III.7 : Résultats de simulation de R. MGO1 de la MSAP lors d'un démarrage à vide.	44
Figure III.8 : Résultats de simulation de R. MGO1 de la MSAP lors d'un démarrage à vide suivie d'une application de charge de 5 N.m à $t = 0.5$ s.....	44
Figure III.9 : Résultats de simulation de R. MGO1 de la MSAP pour une inversion du sens a $t=1$ s	45
Figure III.10 : Résultats de simulation de R. MGO1 de la MSAP pour variation la résistance statorique et le couple de charge.....	45
Figure III.11: Résultats de simulation (erreur en pourcentage) pour variation de moment d'inertie.....	46
Figure IV.1 : Trajectoire du mode glissant d'ordre 2.....	50
Figure IV.2 : Convergence en temps fini de l'algorithm Twisting.	55
Figure IV.3: L'idée de la commande r-glissant.....	61
Figure IV.4 : Schéma bloc de réglage par mode glissement d'ordre2 (Reg. MGO2).....	62
Figure IV.5 : Résultats de simulation de R. MGO2 de la MSAP lors d'un démarrage à vide.	64

Figure IV.6 : Résultats de simulation de R. MGO2 de la MSAP lors d'un démarrage à vide suivie d'une application de charge de 5 N.m à $t = 0.5$ s.....	64
Figure IV.7 : Résultats de simulation de R. MGO2 de la MSAP pour une inversion du sens de rotation à $t = 1$ s.....	65
Figure IV.8 : Résultats de simulation de R. MGO2 de la MSAP pour variation la résistance statorique et le couple de charge.....	65
Figure IV.9: Résultats de simulation (erreur en pourcentage) pour variation de moment d'inertie.....	66
Figure V.1 : Fonctions d'Appartenance de T (vitesse)= {NG, NP, ZE, PP, PG}	68
Figure V.2 : Forme des Fonctions D'appartenance Usuelles.....	70
Figure V.3 : Configuration de base d'un régulateur par logique floue RLF.....	73
Figure V.4 : Différentes formes pour les fonctions d'appartenance.....	74
Figure V.5: Formes à éviter pour les fonctions d'appartenance des variables d'entrée.....	75
Figure V.6 : Écriture du jeu de règles à l'aide d'une analyse temporelle.....	77
Figure V.7 : Schéma bloc d'une boucle de régulation avec contrôleur flou.....	79
Figure V.8 : Schéma bloc de réglage par commande hybride.....	80
Figure V.9. : Le système de contrôleur flou.....	82
Figure V.10.fonction d'appartenance pour l'entrée 'ec'.....	82
Figure V.11.fonction d'appartenance pour l'entrée 'dec'.....	82
Figure V.12.fonction d'appartenance pour sortie 'output1'.....	83
Figure V.13. Résultats de simulation de RLF de la MSAP lors d'un démarrage à vide.....	84
Figure V.14. Résultats de simulation de RLF de la MSAP lors d'un démarrage à vide suivie d'une application de charge de 5 N.m à $t = 0.5$ s.....	84
Figure V.15 Résultats de simulation de RLFMGO2 de la MSAP pour une inversion du sens de rotation à $t = 1$ s.....	85
Figure V.16: Résultats de simulation de RLFMGO2 de la MSAP pour variation la résistance statorique et le couple de charge.....	85

Figure V.17: comparaison entre PI et R. MGO2 et RLFMGO2 et de la MSAP (variation de vitesse)	87
Figure V.18: comparaison entre PI et R. MGO2 et RLFMGO2 et de la MSAP (application une charge)	89
Figure V.19: Résultats de simulation (erreur en pourcentage) pour variation de moment d'inertie.....	90

Introduction Générale

Introduction générale

Dans l'industrie, les machines synchrones à aimants permanents gagnent en popularité grâce à leurs nombreux atouts : une faible inertie du rotor, une excellente gestion de chaleur et un couple massique important. Par ailleurs, la suppression des balais diminue les nuisances sonores et élimine le besoin de leur entretien. Les études en cours visent à substituer les machines à courant continu (MCC) par des MSAP dans le secteur industriel, qui était initialement dominé par la commande des MCC. Un convertisseur statique alimente le moteur à courant continu, et la régulation de son courant d'induit permet de contrôler son couple. Dans le collecteur de la MSAP, un onduleur synchronisé avec la position du rotor joue le rôle de collecteur [1].

Les MSAP rencontrent de nombreux problèmes techniques et défis notamment : la difficulté à assurer la robustesse face aux incertitudes paramétriques et aux perturbations externes, la complexité d'obtenir une haute précision, nécessité de maintenir une stabilité dynamique en conditions variables, ces problèmes rendent les méthodes de contrôle traditionnelles inefficaces pour les affronter [2].

Dans ce contexte, les méthodes de commande par mode glissant (SMC) ont prouvé leur valeur grâce à leur robustesse face aux incertitudes et leur aptitude à assurer une qualité de suivi élevée. Toutefois, la version standard de la SMC est sujette au problème du chattering (oscillation non désirée), ce qui restreint son utilisation dans les systèmes délicats tels que les MSAP. Pour pallier ce problème, des contrôleurs de type mode glissant d'ordre supérieur (MGO2) ont été appliqués, permettant une diminution notable du chattering tout en préservant leur robustesse.

De même, les progrès réalisés dans le secteur de l'intelligence artificielle (IA), et en particulier les réseaux de neurones artificiels (ANN), les algorithmes évolutionnaires et l'apprentissage automatique ouvrent la voie à des améliorations potentielles des performances des systèmes de contrôle. L'intelligence artificielle rend possible, entre autres, l'ajustement automatique face aux fluctuations du système, la régulation des non-linéarités et l'optimisation des paramètres de commande en temps réel.

Les méthodes de commande traditionnelles, comme le PID et les versions simples de SMC ne donnent pas toujours les meilleurs résultats face à robustesse, à la capacité d'adaptation et la précision des systèmes modernes, et peuvent parfois entraîner une détérioration des performances de la machine et une instabilité de son système, ce qui signifie

une productivité réduite et une maintenance fréquente. C'est pourquoi il est nécessaire d'utiliser des techniques plus précises.

Ce travail a pour but d'examiner le comportement dynamique de la MSAP en réglant la vitesse à l'aide de régulateurs classiques (PI) et de régulateurs basés sur un mode glissement classique de premier et deuxième ordre et des méthodes de l'intelligence artificielle.

Notre travail est divisé en 05 chapitres comme suit :

La modélisation mathématique de la MSAP et de son alimentation est l'objet de chapitre I.

Le chapitre II sera à consacré à la commande vectorielle sur la MSAP.

Dans le chapitre III, nous aborderons la commande par mode glissant d'ordre 1 de la MSAP.

Le chapitre IV sera dédié à l'application des contrôleurs par mode glissant d'ordre supérieur sur la MSAP.

Afin d'améliorer les performances de la commande de notre machine un contrôleur hybride de mode glissant d'ordre deux et logique floue sera appliqué dans le chapitre V.

Le travail sera clôturé par une conclusion générale et des perspectives de recherche.

Chapitre I :
Modélisation de
l'association
convertisseur –
MSAP

I.1. Introduction

L'étude du comportement de la machine électrique est une tâche ardue qui requiert principalement une compréhension approfondie de son modèle dynamique, afin de pouvoir prévoir, via simulation, son fonctionnement dans les divers modes d'opération envisagés.

Historiquement, les servomoteurs utilisant des machines à courant continu (MCC) ont assuré le fonctionnement de la majorité des équipements industriels (robots et machines-outils). Cependant, leur principal inconvénient reste le collecteur mécanique, dont la présence est difficilement tolérable dans certaines applications.

C'est pourquoi nous avons opté pour l'utilisation de machines électriques à courant alternatif, afin d'éliminer cet inconvénient et de tirer parti de leurs avantages, tels que la souplesse de modulation de la vitesse et la régularité de fonctionnement. Parmi les moteurs électriques à courant alternatif utilisés dans les systèmes d'entraînement, la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) constitue une option valable en raison des nombreux atouts qu'elle offre. Ceux-ci incluent l'élimination des pertes au rotor, une capacité de surcharge importante, une vitesse stable et constante à une fréquence donnée, et surtout un couple massique élevé comparé à celui des moteurs asynchrones et synchrones traditionnels [16].

Cet avantage lui confère une supériorité par rapport à d'autres types de machines. Elle est fréquemment désignée comme une MCC sans balais, car lorsqu'elle fonctionne en mode autopiloté, ses caractéristiques sont comparables à celles de la MCC à excitation shunt. En effet, les études portant sur le fonctionnement de la MSAP autopilotée ont mis en évidence une similitude entre ses propriétés et celles de la MCC, ce qui facilite le transfert des lois de commande. Toutefois, l'autopilotage exige le recours à un onduleur de tension et à un capteur de position, ce qui a un impact non négligeable sur le coût du système [17].

I.2. Présentation des machines synchrones à aimants permanents

On désigne sous le terme de machine synchrone toutes les machines dont la vitesse de rotation du rotor coïncide avec la vitesse de rotation du champ tournant du stator. Pour assurer ce type de fonctionnement, le champ magnétique du rotor est produit soit par des aimants, soit par un circuit d'excitation. Le champ magnétique rotorique est alors fixé en relation avec le rotor, ce qui établit un synchronisme entre le champ tournant statorique et le rotor ; d'où l'appellation de machine synchrone.



Figure I.1. Machine synchrone à aimants permanents.

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 :

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

- **Stator** d'une machine synchrone à aimants permanents conduit à un seuil aussi général que dans celui d'une machine synchrone. Il comporte trois enroulements, réparties dans trois axes distincts (a, b, c) décalées du deuil à 120 degrés partout dans la planète qui entrent à la porte de la position de réception magnétique fixe.



Figure I.2. Stator d'une MSAP.

- **Rotor** dans le cas du moteur synchrone à aimants permanents, les aimants remplacent l'inducteur, offrant ainsi l'avantage d'éliminer les balais, les pertes dans le rotor et

le besoin d'une source pour alimenter le courant d'excitation. Toutefois, cette configuration ne permet pas de contrôler le flux magnétique du rotor.

Le rotor possède différentes configurations [16-17][20]. La figure (I.3) montre trois cas typiques pour un rotor à quatre pôles.

- La figure (I.3.a) illustre une configuration du rotor à pôles saillants, qui utilise des composants polaires pour la concentration du flux. Les aimants permanents sont magnétiques dans la direction radiale.
- Une autre option serait de placer les aimants permanents de manière radiale (aimants enchâssés dans le rotor). La figure (I.3.b) illustre que les aimants sont magnétiquement orientés de manière tangentielle.
- Enfin la figure (I.3.c) représente le cas où les aimants permanents sont distribués uniformément sur la surface cylindrique du rotor. L'aimantation des aimants est radiale.

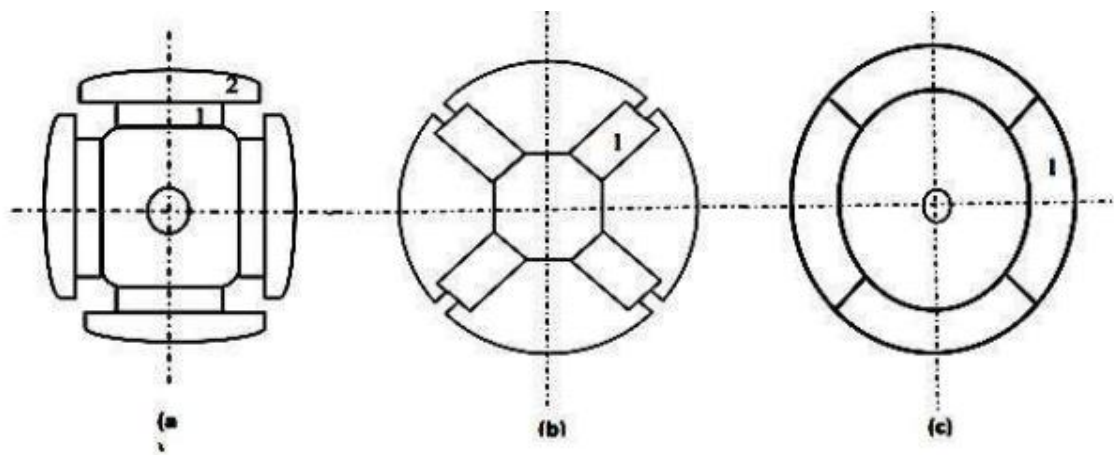


Figure 1.3 : Différents types de rotors d'une MSAP.

I.3. Principe de fonctionnement du MSAP

Le principe de fonctionnement d'un moteur à aimants permanents est simple. Seules les bobines sont alimentées. Le champ magnétique créé par les enroulements guide le rotor, constitué d'aimants. La figure (I.4) montre un moteur avec un rotor bipolaire et un stator avec une paire de pôles. La phase a et la phase b sont portées par des enroulements opposés.

La présence de courant 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. Pour cette structure, on obtient $\theta_p = 90^\circ$. Cela correspond à la transition de la figure (4.a) à la figure (4.c). Les demi-pas sont obtenus en alimentant les deux phases simultanément (Fig.4.b). Cette structure est utilisée dans plusieurs moteurs. [8]

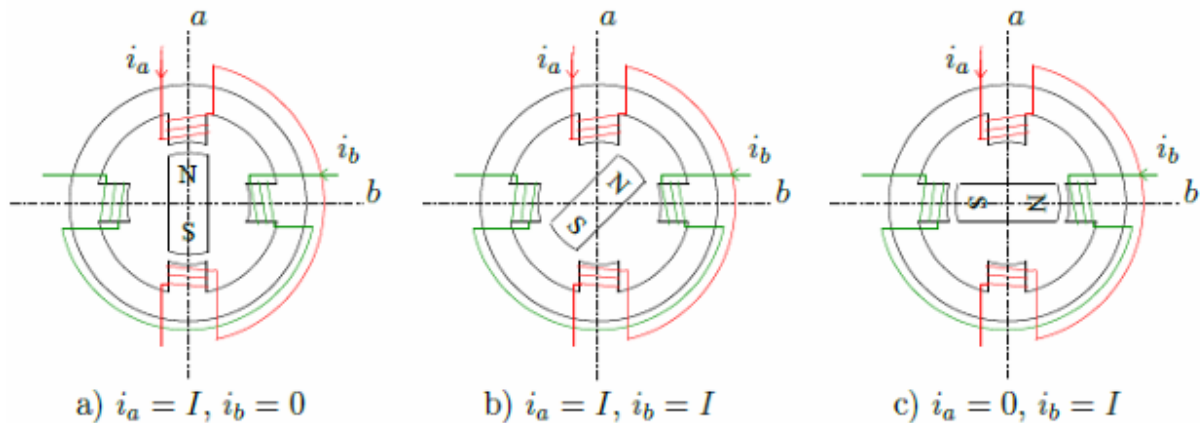


Figure I.4 : Principe de fonctionnement du moteur à aimants permanents.

I.4. Avantages de la MSAP

- Absence de l'alimentation au rotor (absence du contact bague balais).
- Moins des pertes de cuivre, les pertes viennent surtout du stator.
- Facteur de puissance et rendement du moteur améliorés.
- Faible inertie et couple massique élevé.
- Meilleure performance dynamique.
- Construction et maintenance simplifiées.
- Pas d'échauffement au rotor, et absence des pertes joules.[18]

I.5. Inconvénients de la MSAP

- Commutateur mécanique remplacé par une autre électronique, ce qui a pour effet de rendre le contrôle du moteur plus complexe et coûteux que celui d'un moteur à courant continu.
- Coût élevé des aimants.
- Interaction magnétique inhérentes à la structure de la machine.
- Influence des vibrations et des chocs sur la structure de la machine.
- Diminution de l'aimantation selon loi logarithmique en fonction du temps.[18]

I.6. Domaine d'application

Le moteur synchrone à aimants permanents est utilisé dans une large gamme de puissance, allant de centaines de Watts (servomoteur) à plusieurs méga Watts (système de propulsion des navires), dans des applications aussi diverses que le positionnement, la synchronisation l'entraînement à vitesse variable, et la traction [4].

- Il fonctionne comme compensateur synchrone.
- Il est utilisé pour les entraînements qui nécessitent une vitesse de rotation constante, tels que les grands ventilateurs, les compresseurs et les pompes centrifuges, et grâce au développement de l'électronique de puissance, l'association machine à aimants convertisseur de puissance a trouvé de nombreuses applications dans les domaines très divers tels que la robotique, la technologie de l'espace et dans d'autres applications plus particulières (domestique, ...) [19].

I.7. Modélisation du MSAP

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

I.7.1. Hypothèses simplificatrices

Il est nécessaire de développer le modèle linéaire, qui représente le fonctionnement réel de la machine synchrone à aimant permanent à contrôler, tout en respectant les hypothèses simplificatrices décrites ci-après

- La répartition des forces magnétomotrice est considérée sinusoïdale.
- L'effet de la température est négligé.
- Le circuit magnétique de la machine n'est pas saturé.
- L'effet d'amortissement au rotor est négligé.
- Les irrégularités de l'entrefer dues aux encoches statoriques sont ignorées.
- Les phénomènes d'hystérésis et les courants de Foucault sont négligés.
- Les couplages capacitifs entre les enroulements sont négligés.

I.7.2. Représentation du MSAP dans l'axe triphasé (a, b, c)

Le modèle mathématique du MSAP ressemble à celui d'une machine synchrone traditionnelle, en s'appuyant sur le système de coordonnées tridimensionnel suivant

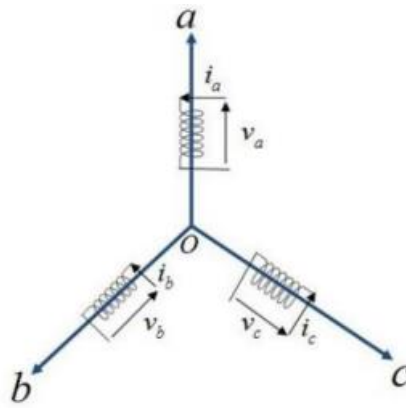


Figure I.5 : Représentation de la MSAP dans le système d'axe biphasé (a, b, c).

I.7.2.1. Équations électriques

Dans un repère fixe liée au stator (a, b, c) l'équation électrique de MSAP donne comme suit [10].

$$[V_s] = [R_s][I_s] \frac{d}{dt} [\varphi_s] \quad (I.2)$$

Avec :

$[R_s]$: Matrice des résistances statoriques,

$[V_s] = [V_a \ V_b \ V_c]^T$, Vecteur des tensions statoriques,

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}, \text{ Matrice des résistances statoriques,}$$

$[i_s] = [i_a \ i_b \ i_c]^T$, Vecteur des courants statoriques,

$[\varphi_s] = [\varphi_a \ \varphi_b \ \varphi_c]^T$, Vecteur des flux créés par les bobines statoriques,

I.7.2.2. Équations magnétiques

Les flux statoriques s'écrivent sous la forme suivante :

$$[\varphi_s] = [L_s][i_s] + [\varphi_{f abc}] \quad (I.3)$$

Avec :

$[\varphi_s] = [\varphi_a \ \varphi_b \ \varphi_c]^T$, Vecteur flux statoriques,

$[i_s] = [i_a \ i_b \ i_c]^T$, Vecteur courants statoriques

$$[\varphi_{f abc}] = [\varphi_{fa} \ \varphi_{fb} \ \varphi_{fc}]^T$$

La matrice $[L_s]$ est une matrice carrée comportant des termes constants rassemblés en $[L_{s0}]$, tandis que les termes variables liés à (θ) sont réunis en $[L_{s2}(\theta)]$. Dans le cas général, elle se met sous la forme :

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

Avec

$$[L_{s0}] = \begin{bmatrix} L_{s0} & M_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & L_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & M_{s0} & L_{s0} \end{bmatrix} \text{ et } [L_{s0}(\theta)] = \begin{bmatrix} \cos(2\theta) & \cos 2(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos 2(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos 2(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos 2(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(2\theta) \\ \cos 2(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(2\theta) & \cos 2(\theta - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

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

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

θ : Caractérise la position angulaire du rotor par rapport au stator.

I.7.2.3. Équation mécanique

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f_c \omega_r \quad (I.5)$$

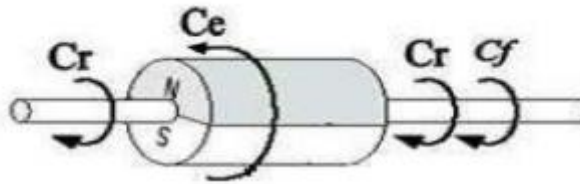


Figure I.6: Différents couples qui agissent sur le rotor.

Avec

J : est le moment d'inertie du moteur,

f_c : est le coefficient de frottement visqueux,

C_{em} : est le couple électromagnétique délivré par le moteur,

C_r : est le couple résistant, ou de charge,

I.7.3. Transformation de Park

Les équations dérivées dans le système (a, b, c) présentent une forte non-linéarité et sont couplées

Elles dépendent de l'emplacement du rotor θ . Cela révèle des problèmes pour résoudre le système. Afin de rendre ce problème plus simple, la majorité des recherches citées dans la littérature utilisent la transformation de Park [11].

Cette conversion, mise en œuvre sur les variables réelles telles que les tensions, les courants et les flux, donne lieu à des variables fictives désignées sous le nom de composantes d, q ou de Park. On peut comprendre cela comme une transformation des enroulements de phases du système réel (a, b, c) en enroulements orthogonaux d'axes (d, q) tournant à une vitesse ω_r par rapport au stator.

Ce changement de repère rend les équations dynamiques de la machine plus simples ce qui facilite leur étude.

On définit la transformation de Park comme suit :

$$[X_{d,q,o}] = [P(\theta)] [X_{a,b,c}] \quad (\text{I.6})$$

X peut-être un courant, une tension ou un flux et θ représente la position du rotor.

Les termes X_d , X_q représentent les composantes longitudinale et transversale des variables statoriques (tensions, courants, flux et inductances).

La matrice de transformation est donnée par :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.7})$$

Le changement de variables relatifs aux courants, tensions et flux est défini par la transformation dont la matrice inverse a pour forme :

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.8})$$

$\theta = \theta_s$ pour le stator et $\theta = \theta_r$ pour le rotor, $[(\theta)]$ étant la matrice de la transformation de Park qui permet le passage des grandeurs statoriques $[V_s]$, $[\varphi_s]$, et $[i_s]$ à leurs composants relatifs.

I.7.4. Application de la transformation de Park à la MSAP

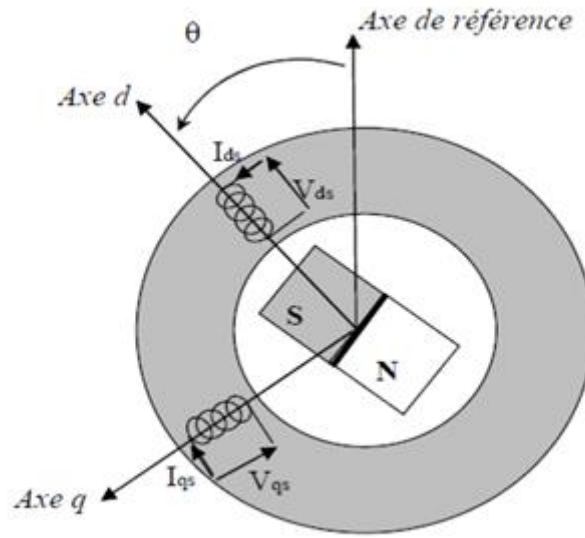


Figure I.7 : Machine équivalente au sens de Park.

On utilise la transformation de Park pour simplifier le système d'équation, les équations de tension est donnée par :

$$\begin{cases} V_d = R_s i_d + \frac{d\phi_d}{dt} - \omega \phi_q \\ V_q = R_s i_q + \frac{d\phi_q}{dt} + \omega \phi_d \end{cases} \quad (\text{I.8})$$

Les équations de flux donnée par

$$\begin{cases} \phi_d = L_d i_d + \phi_f \\ \phi_q = L_q i_q \end{cases} \quad (\text{I.9})$$

En remplaçant

$$\begin{cases} V_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega L_q i_q \\ V_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega (L_d i_d + \phi_f) \end{cases} \quad (\text{I.10})$$

Le couple électromagnétique est défini par la dérivée partielle de l'énergie électromagnétique en fonction de l'angle géométrique de rotation du rotor de la manière suivante :

$$C_{em} = \frac{dw_e}{d\theta_{geo}} = p \frac{dw_e}{d\theta} \quad (\text{I.11})$$

L'expression de la puissance transmise donnée par :

$$P(t) = \frac{3}{2} (V_d i_d + V_q i_q) \quad (\text{I.12})$$

En remplaçant :

$$p(t) = \frac{3}{2} \left[R_s (i_d^2 + i_q^2) + \left(\frac{d\varphi_d}{dt} i_d + \frac{d\varphi_q}{dt} i_q \right) + \frac{d\theta}{dt} (\varphi_q i_q - \varphi_d i_d) \right] \quad (\text{I.13})$$

$\frac{3}{2} R_s (i_d^2 + i_q^2)$: c'est la puissance dissipée en pertes Joules dans les enroulements du stator,

$\left(\frac{d\varphi_d}{dt} i_d + \frac{d\varphi_q}{dt} i_q \right)$: c'est la variation de l'énergie magnétique emmagasinée dans les enroulements du stator,

$(\varphi_d i_q - \varphi_q i_d)$: C'est la puissance électromagnétique,

Sachant que :

$$P_e = C_{em} \omega_r \quad (\text{I.14})$$

Il vient :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p (\varphi_d i_q - \varphi_q i_d) \quad (\text{I.15})$$

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

$$C_{em} = \frac{3}{2} p [(L_d - L_q) i_d i_q + i_q \varphi_f] \quad (\text{I.16})$$

La Figure (I.7) illustre la représentation fonctionnelle du modèle de Park du MSAP :

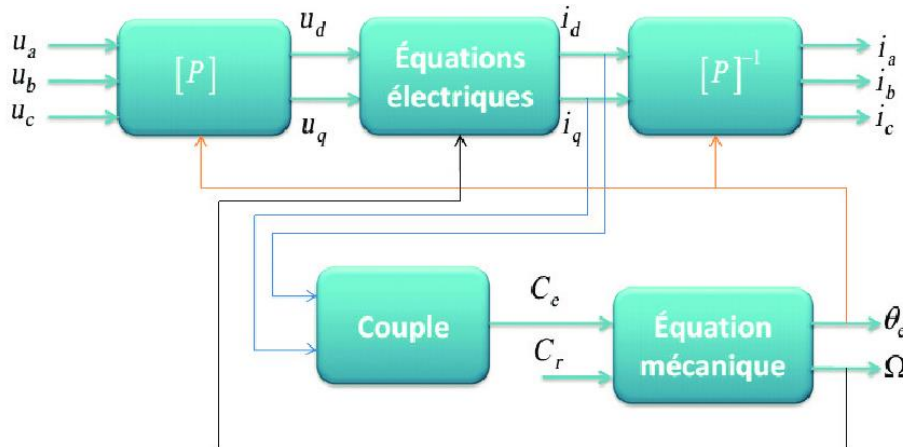


Figure I.8 : Schéma fonctionnel du modèle de Park.

I.8. Modélisation de l'association convertisseur-MSAP

L'onduleur de tension est un convertisseur statique qui peut transformer l'énergie électrique issue d'une source en courant continu en énergie électrique sous forme alternative. Les onduleurs ont une large application dans le secteur industriel, comme les contrôleurs de vitesse pour les équipements triphasés, les alimentations interruptibles... et bien d'autres.

En raison des progrès technologiques dans le domaine des semi-conducteurs, ainsi que l'émergence de nouvelles méthodes de contrôle, les onduleurs ont gagné en efficacité.

D'autre part, la forme de tension de sortie d'un onduleur devrait être idéalement proche d'une sinusoïde afin de minimiser le taux d'harmoniques, ce dernier étant fortement lié à la méthode de contrôle employée [13].

On distingue plusieurs types d'onduleurs :

- Selon la source (Onduleurs de tension, onduleurs de courant)
- Selon le nombre de phases (monophasé, triphasé, etc.),
- Selon le nombre de niveaux (2, 3, etc....).

I.8.1. Modélisation de l'onduleur de tension 2 niveaux

Après avoir présenté le modèle de la MSAP, on présentera le système d'entraînement complet où la MSAP est associée un onduleur de tension triphasé.

La figure (I.9) illustre le schéma de principe de cette association convertisseur-MSAP :

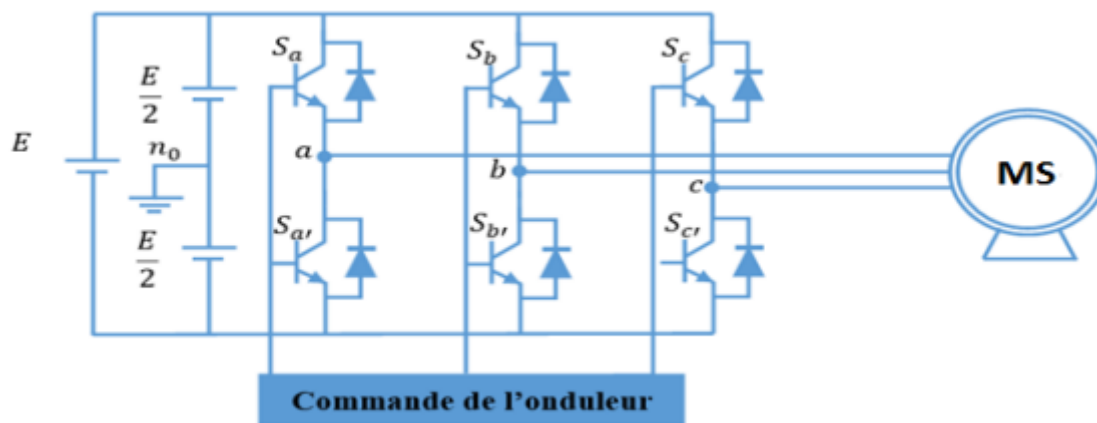


Figure I.9 : Schéma de principe d'un onduleur de tension alimentant une charge triphasée équilibrée.

Dans la modélisation de l'onduleur de tension, on envisage son alimentation comme une source idéale, supposée être composée de deux générateurs de force électromotrice identiques à $E/2$, reliés entre eux par un point désigné n_0 [14].

Pour simplifier l'étude, on supposera que [15] :

- 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 un neutre isolé n .

Le modèle de la MSAP a été élaboré à partir des tensions élémentaires que nous notons V_{an} , V_{bn} , V_{cn} . E représente la tension du bus continu à l'entrée de l'onduleur de

voltage. La fonction $S_i(t)$ pour $i=a, b, c$ est une fonction binaire qui illustre la condition du bras de l'onduleur de tension. Cette fonction, à elle seule, est adéquate pour décrire le fonctionnement d'un bras complet. Les interrupteurs situés sur le même bras sont pilotés de manière complémentaire pour prévenir un court-circuit de la source d'alimentation en entrée E . La définition de la fonction $S_i(t)$ de bras est donnée comme suit

- $S_i(t) = 0$ si l'interrupteur du haut est ouvert et celui du bas est fermé.
- $S_i(t) = 1$ si l'interrupteur du haut est fermé et celui du bas est ouvert.

Les tensions composées (de lignes) délivrées par l'onduleur de tension sont données comme suit :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{an} - V_{bn} = E(S_a - S_b) \\ U_{bc} = V_{bn} - V_{cn} = E(S_b - S_c) \\ U_{cn} = V_{cn} - V_{an} = E(S_c - S_a) \end{cases} \quad (I.17)$$

Les tensions V_{an}, V_{bn}, V_{cn} constituent un système équilibré de tension triphasée lorsque :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad (I.18)$$

Après les équations précédant on a :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{3}{2}(2S_a - S_b - S_c) \\ V_{bn} = \frac{3}{2}(2S_b - S_a - S_c) \\ V_{cn} = \frac{3}{2}(2S_c - S_a - S_b) \end{cases} \quad (I.19)$$

Ainsi, la relation qui connecte les vecteurs de tensions simples aux signaux de contrôle est exprimée par la matrice suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{sa}(t) \\ V_{sb}(t) \\ V_{sc}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{an}(t) \\ V_{bn}(t) \\ V_{cn}(t) \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a(t) \\ S_b(t) \\ S_c(t) \end{bmatrix} \quad (I.20)$$

L'objectif de l'onduleur est de produire à sa sortie des tensions aussi sinusoïdales que possible. Pour ce faire, différentes stratégies de contrôle sont mises en œuvre afin de définir les trois fonctions logiques $S(a, b, c)$.

Dans notre travail, nous avons utilisé La technique de commande par MLI sinus-triangle pour le contrôle de l'onduleur :

I.8.2. Commande par modulation sinus-triangle

La méthode de Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI) est employée pour définir les moments précis d'ouverture et de fermeture (moments de commutation) des interrupteurs. Cette technique compare le signal de référence à basse fréquence, qui suit une forme

sinusoïdale (modulante), à un signal triangulaire à haute fréquence (porteuse). Les moments de transition sont définis par les points où la porteuse croise la porteuse.

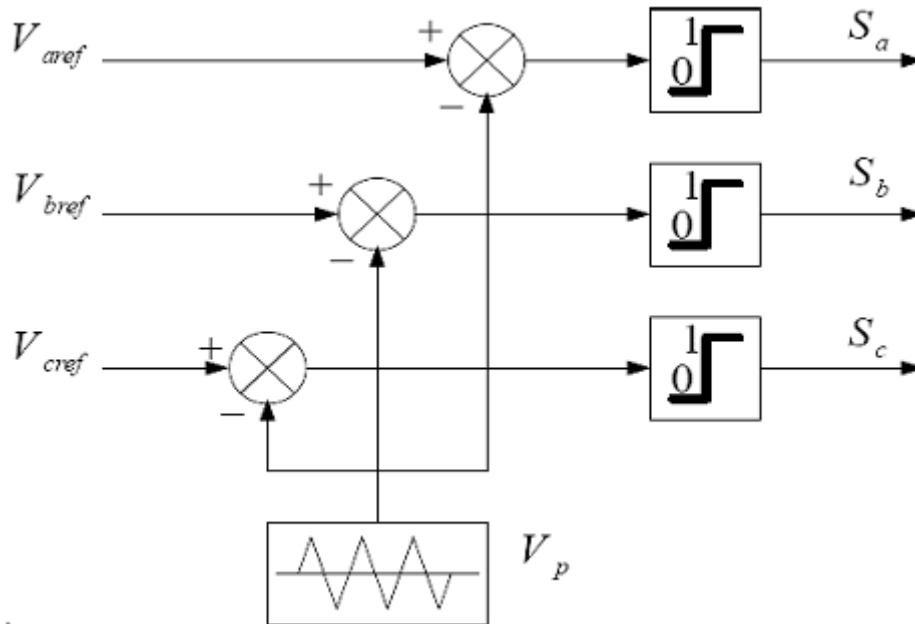


Figure I.10 : Schéma de principe MLI sinus-triangle.

Donc le principe de cette stratégie peut être résumé par l'algorithme suivant :

$$\text{Si : } V_{iref} \geq V_p \Rightarrow s_i = 1 \text{ sinon } S_i = 0, i = a, b, c \quad (\text{I.21})$$

On exprime les tensions de références sinusoïdales par :

$$\begin{cases} V_{aref} = V_m \sin(\omega t) \\ V_{bref} = V_m \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{cref} = V_m \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{I.22})$$

La formule de la porteuse triangulaire est donnée par :

$$\begin{cases} V_{pm} \left(4 \left(\frac{t}{T_p} \right) - 1 \right) & \text{si } 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ V_{pm} \left(-4 \left(\frac{t}{T_p} \right) - 1 \right) & \text{si } \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \quad (\text{I.23})$$

Cette technique est caractérisée par les deux paramètres suivants :

- Le rapport de la fréquence de modulation f_p à la fréquence de référence f donne l'indice de modulation f , ($m = f_p/f$)
- Le coefficient de réglage en tension r est égal à la fraction de l'amplitude de la tension de référence V_m par la valeur maximale de l'onde modulée V_m . ($r = V_m/V_{pm}$)

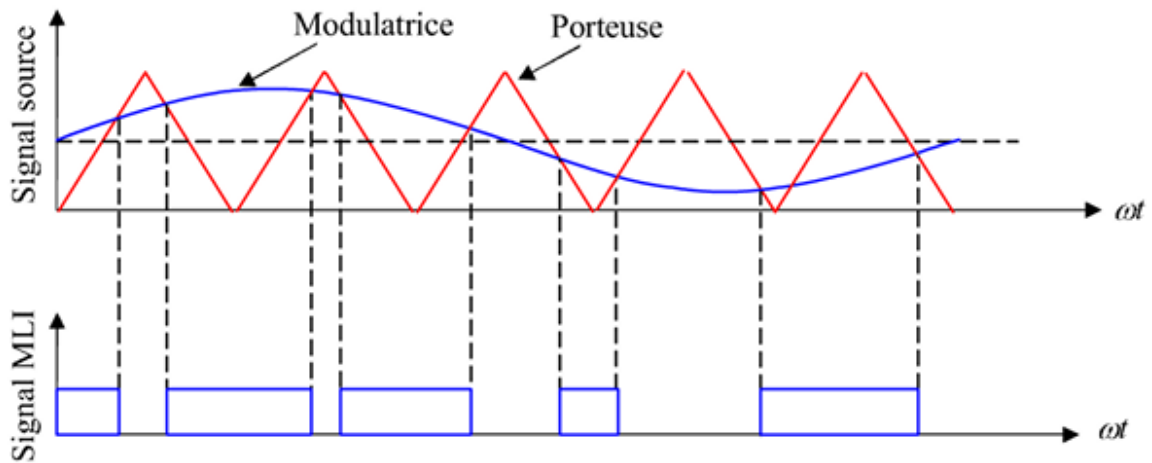


Figure I.11 : Principe de la commande par M.L.I sinus-triangle.

I.9. Résultats de simulation :

Pour compléter l'analyse théorique présentée précédemment, l'utilisation d'une simulation numérique s'avère indispensable. La simulation a été réalisée dans le cadre de l'environnement Matlab/Simulink.

I.9.1. Alimentation par le réseau

La figure (I.12) présente les résultats de la simulation de la MSAP, dans un premier temps pour un démarrage à vide sous une alimentation de tension de 220 V et de fréquence 50 Hz.

- Durant le régime transitoire, la vitesse présente une forte oscillation, marquée par d'importants battements au démarrage, avant d'atteindre sa valeur nominale de **105 rad/s**. La réaction des masses en rotation, cherchant à ramener le moteur à l'état de repos, engendre de faibles valeurs négatives de vitesse, de très courte durée.
- Le tracé du couple montre des fluctuations importantes au début, sur un court laps de temps, puis se stabilise à zéro lorsque la machine fonctionne à vide.
- Lors du démarrage initial, des pics significatifs apparaissent au niveau des courants i_d et i_q , avant de se stabiliser à leurs valeurs nominales après une brève période.

Dans une deuxième étape, un couple résistant de 5 N.m est appliqué à l'instant $t = 0,5$ s :

- Toutes les grandeurs simulées passent par une phase transitoire avant d'atteindre un nouvel état stable. Le couple électromagnétique se stabilise autour de 5,039 N.m,

tandis que la vitesse diminue pour se stabiliser à 105 rad/s, ce qui correspond à la vitesse nominale de la machine.

- Les courants directs et en quadrature (i_d et i_q) sont directement affectés, mettant en évidence une forte corrélation entre le couple appliqué et la réponse en vitesse de la machine.

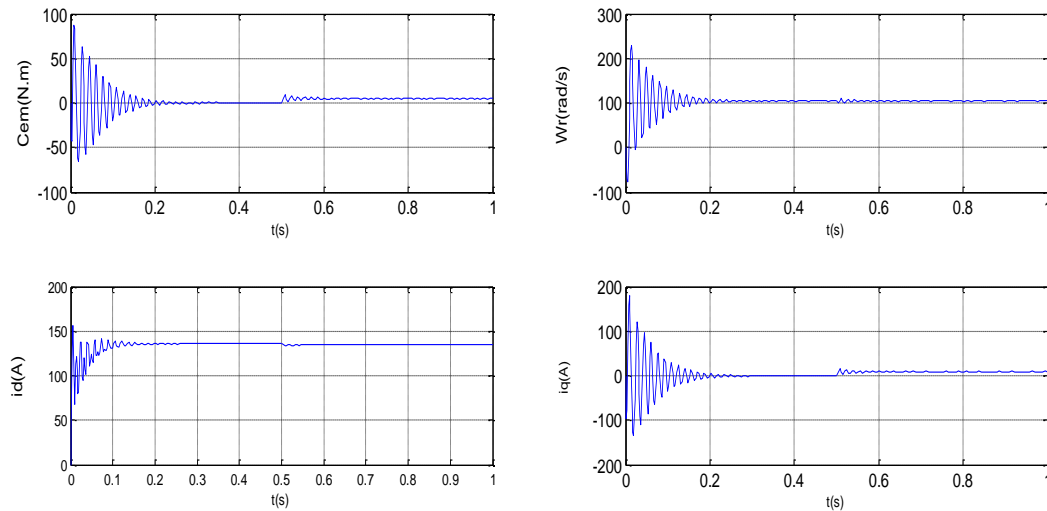


Figure I .12 Résultats de simulation de la MSAP alimentée par un réseau triphasé.

I.9.2. Alimentation par un onduleur de tension

Les performances de la conduite du MSAP, alimenté par un onduleur à deux niveaux contrôlés par une stratégie sinus-triangle, sont illustrées dans les figures (I.13) pendant le démarrage à vide et l'application d'un couple de charge ($C_r=5N\cdot m$) à 0,5s. Les résultats indiquent une ressemblance avec ceux déjà obtenus pour la MSAP alimentée par un réseau triphasé, excepté les fluctuations causées par les changements des interrupteurs de l'onduleur.

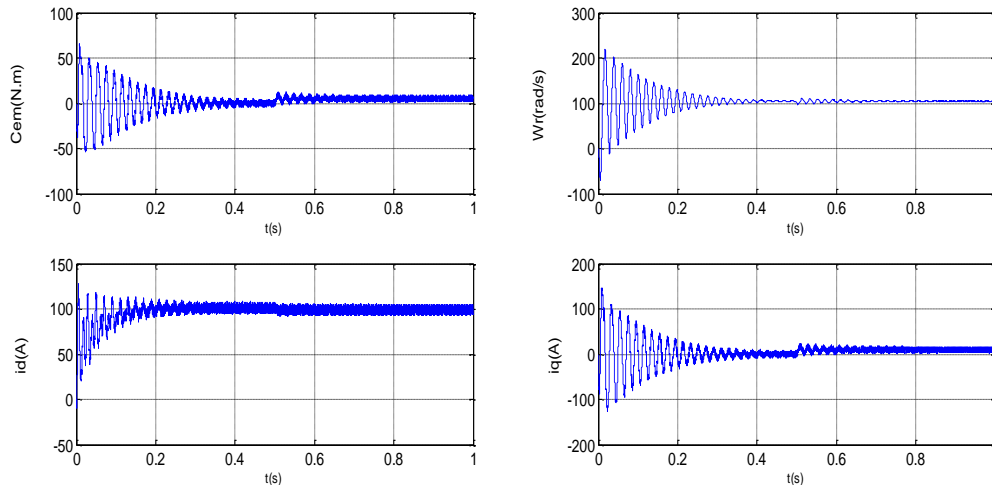


Figure 1.13 : Résultats de simulation de la MSAP alimentée par un onduleur de tension commandé par MLI sinus-triangle.

1.10. Conclusion

Ce chapitre présente la configuration de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP), ses domaines d'utilisation, le principe de son fonctionnement ainsi que sa modélisation. Bien que le modèle triphasé repose sur des hypothèses simplificatrices, sa complexité et la forte interdépendance de ses équations le rendent aujourd'hui rarement exploitable tel quel.

Nous avons démontré que grâce à la transformation de Park, le modèle peut être considérablement simplifié, réduisant ainsi les non-linéarités.

Par la suite, nous avons présenté le modèle de l'onduleur de tension ainsi que sa commande, en adoptant la méthode de modulation sinus-triangle (MLI).

Enfin, nous avons effectué une simulation du modèle de la MSAP, d'abord alimentée par une source idéale, puis par un onduleur à modulation de largeur d'impulsion.

Les résultats de simulation montrent que les réponses sont rapides et stables. Toutefois, les performances restent perfectibles, en particulier lors du démarrage et en présence de perturbations du couple de charge.

Ainsi, dans le but d'atteindre de meilleures performances statiques et dynamiques, nous introduirons dans le chapitre suivant la commande vectorielle, qui fera l'objet d'une étude détaillée.

Chapitre II :
Commande
vectorielle de la
MSAP

II.1. Introduction

La maîtrise des machines à courant alternatif reste délicate en raison de la relation complexe qui existe entre le flux magnétique et le couple électromagnétique. Ce défi a conduit au développement de plusieurs stratégies de commande, visant à faire fonctionner ces machines d'une manière similaire aux machines à courant continu, qui se distinguent par une séparation naturelle entre le contrôle du flux et celui du couple.

Parmi ces stratégies, la commande vectorielle s'impose comme l'une des plus efficaces et les plus répandues.

Ce chapitre est consacré à l'application de la commande vectorielle à la machine synchrone à aimants permanents (MSAP). La régulation des boucles de courant et de vitesse y est assurée à l'aide de correcteurs de type PI. Des résultats de simulation sont présentés afin de mettre en évidence les performances de cette stratégie de commande.

II.2. Commande vectorielle de la MSAP alimentée en tension

II.2.1. Principe de la commande vectorielle

Le principe clé de cette approche est de faire correspondre le fonctionnement de la machine synchrone à celui d'une machine à courant continu, c'est-à-dire un modèle linéaire et séparé qui favorise une meilleure performance dynamique.

L'équation (II.1), donnant le couple, montre que celui-ci dépend de deux variables

$$Cem = \frac{3}{2}p \left((L_d - L_q)i_d i_q + i_q \varphi_f \right) \quad (\text{II.1})$$

On recourt fréquemment à la stratégie de commande qui préconise de conserver la composante i_d nulle parmi les différentes options disponibles. Cette approche facilite l'acquisition d'une loi de commande simplifiée.

Avec une corrélation linéaire entre le couple et le courant. On observe donc une caractéristique semblable à celle de la machine à courant continu avec excitation séparée.

L'expression du couple devient :

$$Cem = \frac{3}{2}p \varphi_f i_q \quad (\text{II.2})$$

Comme le flux φ_f est constant, le couple est directement proportionnel à i_q .

Donc :

$$Cem = k_i i_q \quad (\text{II.3})$$

Avec :

$$k_i = \frac{3}{2} p \varphi_f \quad (\text{II.4})$$

On remarque que l'équation du couple présente des similitudes avec celle du couple de la machine à courant continu à excitation séparée, et qu'un contrôle distinct du couple et du flux est instauré.

II.2.2. Découplage

Dans le cadre du modèle de la machine synchrone selon le référentiel de Park, on obtient un système d'équations différentielles dans lequel les courants i_d et i_q ne sont pas autonomes l'un par rapport à l'autre. Ils sont reliés par des termes non linéaires $L_q \omega i_q$ et $L_d \omega i_d$

$$\begin{cases} V_d = \left(R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} \right) - \omega L_q i_q \\ V_q = \left(R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} \right) + \omega (L_d i_d + \varphi_f) \end{cases} \quad (\text{II.5})$$

Une méthode de compensation est utilisée pour supprimer ce couplage [20]. Cette méthode consiste à ajouter des termes pour rendre les axes d et q totalement indépendants.

II.2.2.1. Découplage par compensation

L'objectif de la compensation est donc de dissocier les axes d et q. Cette dissociation facilite l'écriture des équations de la machine et de la section régulation de façon simple, permettant ainsi un calcul facile des coefficients des régulateurs.

L'idée de ce découplage consiste à établir deux nouvelles variables de contrôle, et il est illustré par e dans la Figure II.1 [20] :

$$\begin{cases} V_d = V_{d1} - e_d \\ V_q = V_{q1} + e_q \end{cases} \quad (\text{II.6})$$

Avec :

$$\begin{cases} V_{d1} = L_d \frac{di_d}{dt} + R_s i_d \\ V_{q1} = L_q \frac{di_q}{dt} + R_s i_q \end{cases} \quad (\text{II.7})$$

Et :

$$\begin{cases} e_d = L_q \omega e_q \\ e_q = \omega (L_d i_d + \varphi_f) \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

On a donc les courants i_d et i_q sont découplés. Le courant i_d ne dépend que de V_{d1} et i_q ne dépend que V_{q1} à partir de l'équation (II.7) les courant i_d et i_q s'écrivent de la façon suivante :

$$\begin{cases} i_d = \frac{V_{d1}}{R_s + pL_d} \\ i_q = \frac{V_{q1}}{R_s + pL_q} \end{cases} \quad (II.9)$$

p : Opérateur de Laplace.

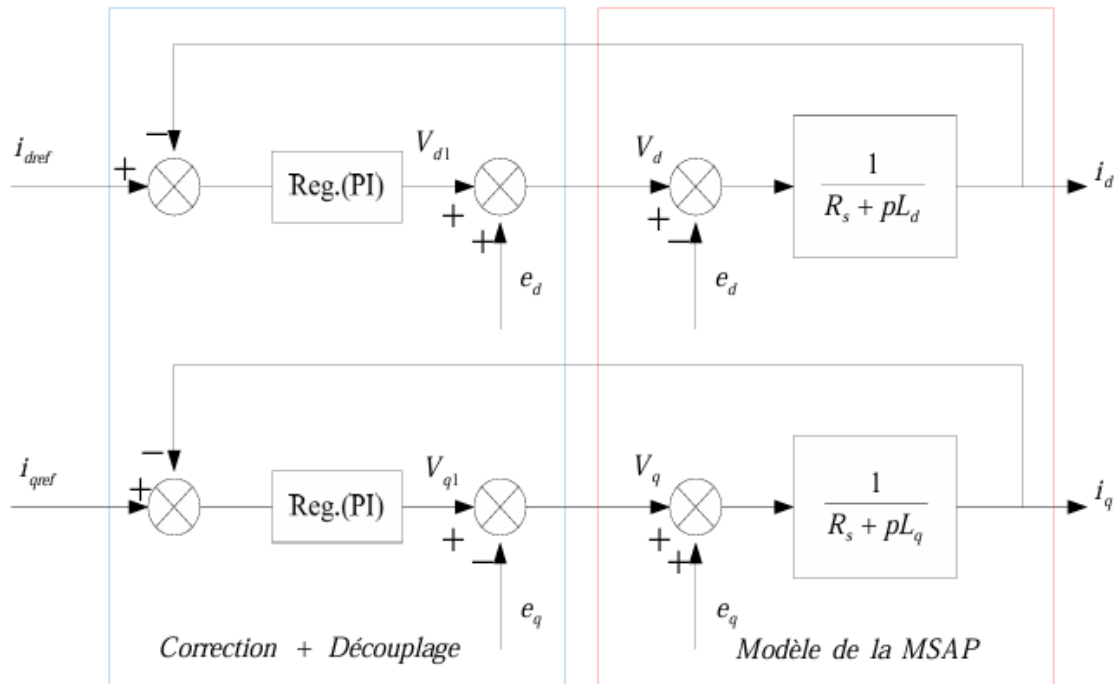


Figure II.1 : Découplage par compensation.

Les actions sur les axes d et q sont donc découplées et représentées par la Figure II.2.

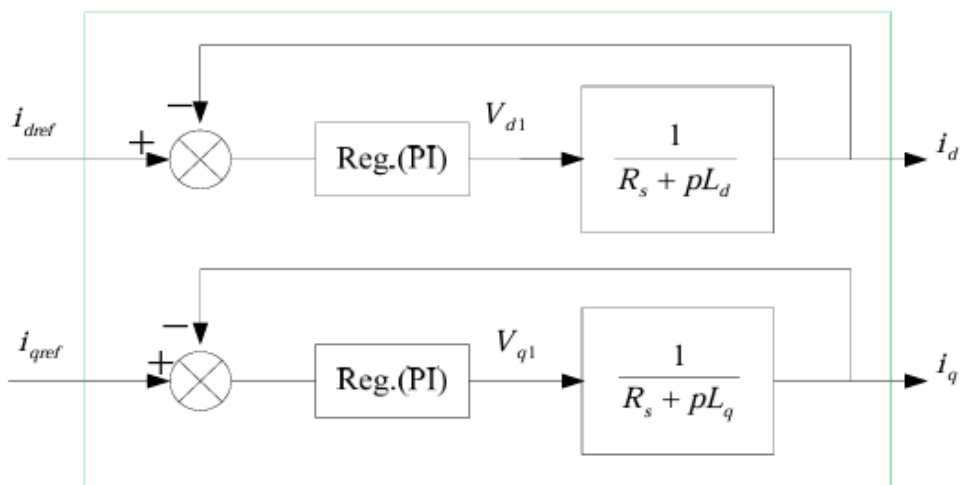


Figure II.2 : Commande découplée.

II.2.3. Description du système global

La machine étant dissociée selon deux directions (d, q), l'ajustement sur l'axe d est effectué via une unique boucle, alors que l'ajustement sur l'axe q s'effectue à travers deux boucles en cascade. Une régulation interne pour le courant et une régulation externe pour la vitesse.

La régulation de la vitesse s'effectue par le biais de la boucle externe, où la sortie de son régulateur permet de produire le courant de référence i_{qref} qui est mis en parallèle avec la valeur du courant i_q dérivée de la mesure des courants effectifs et l'erreur associée appliquée à l'entrée du régulateur du courant i_q . En parallèle avec cette boucle, il existe une autre boucle de contrôle du courant i_d , qui est maintenu à zéro.

Les sorties des régulateurs de courant i_d et i_q sont appliquées à un bloc de découplage qui permet de générer les tensions de référence repère V_{dref} , V_{qref} et par passage du repère (d, q)

La Figure II.3 représente le schéma global de la commande vectorielle en vitesse d'une MSAP dans le repère (d, q).

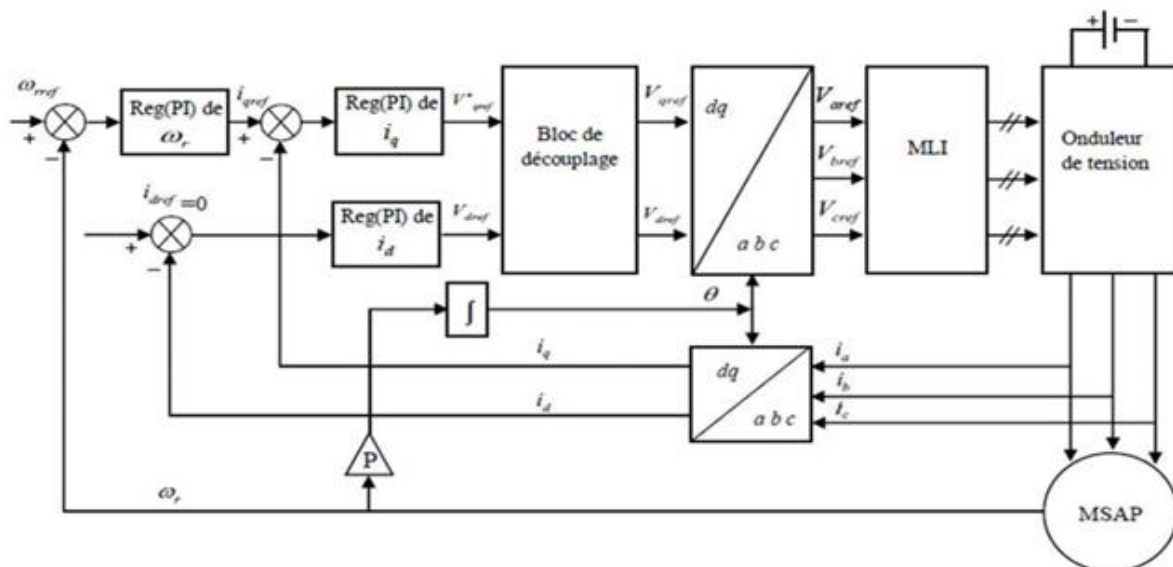


Figure II.3 : Schéma global de la commande vectorielle de la MSAP.

II.2.4. Calcul des régulateurs

La mission des régulateurs est de garantir que la sortie reste à la même valeur que la valeur de référence imposée, malgré les perturbations internes ou externes [3].

Quand l'indépendance entre l'axe d et l'axe q est instaurée, la régulation se fait par le biais de régulateurs de genre proportionnel-intégral (PI). L'action complète vise à diminuer la

différence entre la valeur de consigne et la valeur régulée. Le réglage de la vitesse du système est possible grâce à l'action proportionnelle [18].

Le régulateur (PI) est la mise en parallèle des actions proportionnelle et intégrale, figure (II.4). La relation entre la sortie $u_r(t)$ et le signal d'erreur $\varepsilon(t)$ est donné par la relation suivante :

$$u_r(t) = k_p \varepsilon(t) + k_i \int_0^t \varepsilon(t) d(t) \quad (\text{II.10})$$

C'est à dire :

$$\frac{u_r(p)}{\varepsilon(p)} = k_p + \frac{k_i}{p} \quad (\text{II.11})$$

Où :

k_p : Gain proportionnel.

k_i : Gain intégral.

Le régulateur PI est donné par la figure suivante :

Le régulateur PI est donné par la figure suivante :

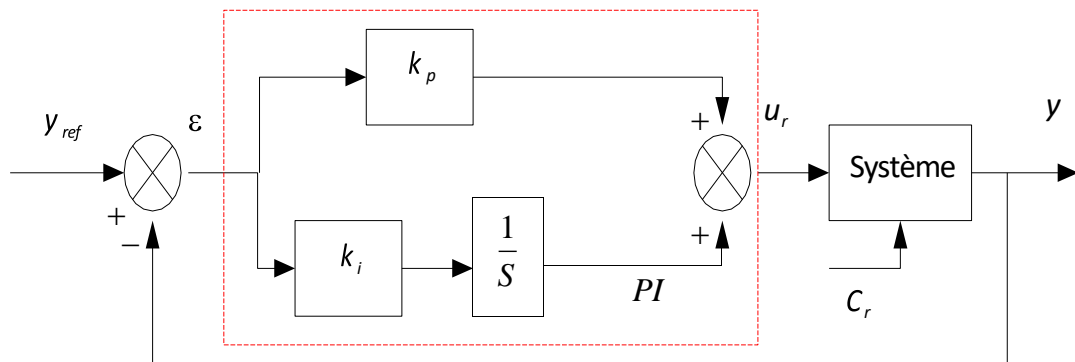


Figure II.4 : Régulateur PI.

La fonction de transfert sera :

$$u_r = \left(k_p + \frac{k_i}{s} \right) \varepsilon \quad (\text{II.12})$$

On peut aussi écrire le régulateur sous la forme suivante :

$$PI \rightarrow \frac{u_r}{\varepsilon} = \frac{1+sT_1}{sT_2} \quad (\text{II.13})$$

$$\text{Avec : } \begin{cases} k_p = \frac{T_1}{T_2} \\ k_i = \frac{1}{T_2} \end{cases} \quad (\text{II.14})$$

II.2.4.1. Régulation du courant i_q

Selon l'équation (II.9) et (II.13), on aboutit au schéma de la Figure (II.5).

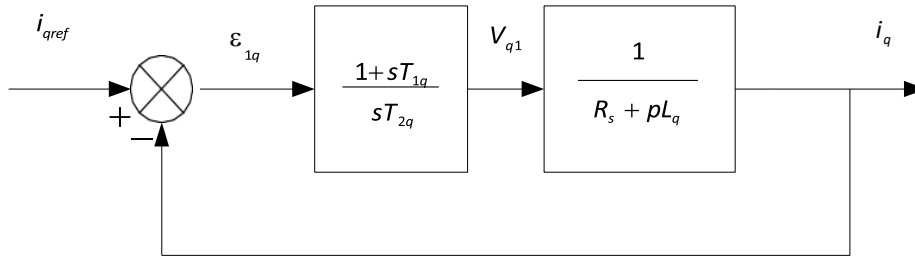


Figure II.5 : Boucle de régulation du courant i_q .

La fonction de Transfer en boucle ouvert (FTBO) de la Figure (II.5) est :

$$FTBO = \frac{1+sT_{1q}}{sT_{2q}(R_s+sL_q)} = \frac{1+sT_{1q}}{sT_{2q}R_s\left(1+s\frac{L_q}{R_s}\right)} \quad (\text{II.15})$$

Par l'utilisation de la méthode de compensation des pôles, on aura :

$$1 + sT_{1q} = 1 + s\frac{L_q}{R_s} \quad (\text{II.16})$$

Ce qui se traduit par la condition :

$$T_{1q} = \frac{L_q}{R_s} \quad (\text{II.17})$$

Avec :

$$\tau_q = \frac{L_q}{R_s} : \text{ Constante de temps électrique de l'axe } q.$$

Après compensation l'équation (II.15), se réduit à :

$$FTBO = \frac{1}{sR_sT_{2q}} \quad (\text{II.18})$$

La fonction de Transfer en boucle fermé (FTBF) est donnée par :

$$FTBF = \frac{FTBO}{1+FTBO} \quad (\text{II.19})$$

$$FTBF = \frac{1}{1+sR_S T_{2q}} \quad (\text{II.20})$$

L'équation (II.20) peut être imposée de la forme $\left(\frac{1}{1+s\tau q}\right)$ Par identifications on trouve :

$$\tau q = R_S T_{2q} \Rightarrow T_{2q} = \frac{\tau q}{R_S} \quad (\text{II.21})$$

En imposant le temps de réponse :

$$Tr = 3\tau q \quad (\text{Critère de } \pm 5\%) \quad (\text{II.22})$$

$$\text{Donc :} \quad T_{2q} = \frac{Tr}{3R_S} \quad (\text{II.23})$$

Tr : Temps de réponse imposé.

En remplace l'équation (II.21) dans (II.14), On obtient :

$$k_{iq} = \frac{R_S}{\tau q} \quad (\text{II.24})$$

Si on remplace l'équation (II.22) dans (II.24), on obtient finalement :

$$\begin{cases} k_{pq} = \frac{3L_q}{Tr} \\ k_{iq} = \frac{3R_S}{Tr} \end{cases} \quad (\text{II.25})$$

II.2.4.2. Régulation du courant i_d :

La boucle de régulation sur l'axe d est présentée par la figure suivante :

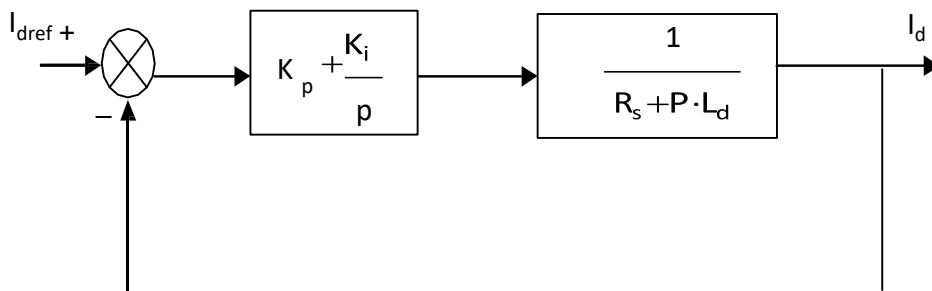


Figure II.6: Boucle de régulation du courant i_d .

On applique la même méthode pour le contrôle du courant i_d que pour celui du courant i_q . L'expression de la FTBO est donnée par :

$$FTBO = \frac{1+sT_{1d}}{sT_{2d}(1+sL_d)} = \frac{1+sT_{1d}}{sT_{2d}R_s\left(1+s\frac{L_d}{R_s}\right)} \quad (\text{II.26})$$

$$T_{1d} = \frac{L_d}{R_s} \quad (\text{II.27})$$

On remplace l'équation (II.27) dans (II.26). La FTBF devient :

$$FTBF = \frac{1}{1+sR_sT_{2d}} = \frac{1}{1+s\tau_d} \quad (\text{II.28})$$

Par identifications on trouve :

$$\tau_d = R_sT_{2d} \Rightarrow T_{2d} = \frac{\tau_d}{R_s} \quad (\text{II.29})$$

En imposant le temps de réponse en boucle fermée $T_r=3\tau_d$, il vient :

$$T_{2d} = \frac{T_r}{3R_s} \quad (\text{II.30})$$

$\tau_d = \frac{L_d}{R_s}$: Constante de temps électrique de l'axe de la machine.

II.2.4.3. Régulation de vitesse

On décompose le processus à commander en deux sous-systèmes :

Système de contrôle du courant i_q , et donc aussi du couple.

Système secondaire de la composante mécanique.

La boucle de régulation de la vitesse est représentée par la figure ci-dessous :

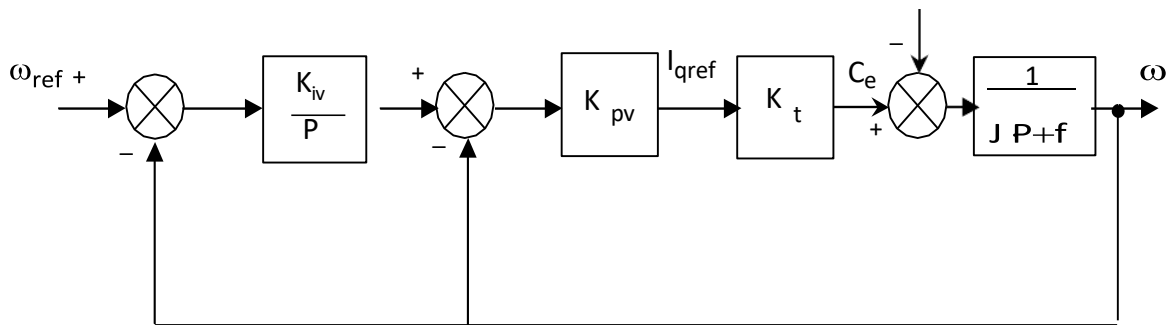


Figure II.7: Boucle de régulation de vitesse.

Le schéma de la Figure (II.7) peut être simplifié par la Figure (II.8) :

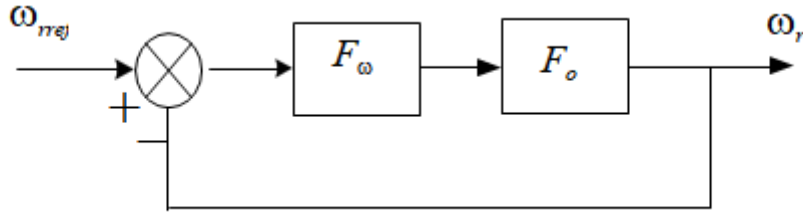


Figure II.8: Boucle de régulation de vitesse.

❖ $F_\omega(S)$: La fonction de transfert du régulateur de vitesse est donnée par :

$$F_\omega(S) = k_{p\omega} + \frac{k_{i\omega}}{s} = \frac{1+sT_{1\omega}}{sT_{2\omega}} \quad (\text{II.31})$$

$$\text{Où : } \begin{cases} k_{p\omega} = \frac{T_{1\omega}}{T_{2\omega}} \\ k_{i\omega} = \frac{1}{T_{2\omega}} \end{cases} \quad (\text{II.32})$$

❖ $F_o(s)$: La fonction de transfert en boucle ouverte pour $C_r=0$, est donnée par

$$F_o(s) = \frac{p\varphi_f}{f(1+s\tau_q)(1+s\tau_m)} \quad (\text{II.33})$$

$\tau_m = \frac{J}{f}$: Constant mécanique de la machine.

La FTBF est donnée par :

$$FTBF = \frac{F_\omega F_o}{1+F_\omega F_o} \quad (\text{II.34})$$

Après les calculs on trouve :

$$FTBF(s) = \frac{p\varphi_f(k_{p\omega}s+k_{i\omega})}{J\tau_q s^3 + (J+f\tau_q)s^2 + (p\varphi_f k_{p\omega} + f)s + p\varphi_f k_{i\omega}} \quad (\text{II.35})$$

Si on néglige ($J\tau_q$) et ($f\tau_q$) devant (J), le polynôme caractéristique de cette fonction devient:

$$p(s) = Js^2 + (f + p\varphi_f k_{p\omega})s + p\varphi_f k_{i\omega} \quad (\text{II.36})$$

La FTBF possède une dynamique de 2^{ème} ordre, par identification à la forme canonique du 2^{ème} ordre dont l'équation caractéristique est représentée comme suit :

$$\frac{1}{\omega_0^2} p^2 + \left(\frac{2\zeta}{\omega_0}\right) p + 1 = 0 \quad (\text{II.37})$$

Où :

ω_0 : Pulsation propre du système,

ζ : Facteur d'amortissement.

Par identification terme à terme entre l'équation (II.36) et (II.37) on trouve :

$$\begin{cases} k_{p\omega} = \frac{2J\zeta\omega_0 - f}{p\omega_f} \\ k_{i\omega} = \frac{\omega_0^2 J}{p\varphi_f} \end{cases} \quad (\text{II.38})$$

Pour définir les caractéristiques du contrôleur, on opte pour un coefficient d'amortissement de 0.7 et on établit la fréquence des oscillations non amorties en fonction de la dynamique désirée.

II.3. Résultats de simulation

Suite à l'achèvement du découplage et de la synthèse des régulateurs, nous procédons à la simulation du contrôle de la vitesse de la MSAP via un régulateur PI. Les spécifications de l'appareil sont fournies en annexe.

II.3.1. Essai à vide et en charge

Les résultats de simulation de l'essai à vide et en charge de la MSAP sont illustrés par les figures II.9 et II.10. Ces tests ont été réalisés avec une consigne de vitesse en échelon fixée à 100 rad/s, suivie de l'application d'un couple résistant de 5 N·m à $t = 0,5$ s.

Les observations suivantes peuvent être formulées :

- La vitesse suit globalement sa consigne, bien qu'un dépassement soit observé pendant le régime transitoire. Après l'application de la charge, une chute temporaire de la vitesse est notée, mais elle est rapidement compensée, ce qui témoigne d'un bon rejet de perturbation.
- Le couple électromagnétique présente une montée initiale, atteignant rapidement la valeur du couple résistant, aussi bien avant qu'après l'application de la charge.
- Le comportement des courants direct et en quadrature montre un découplage clair, avec $i_d \approx 0$, ce qui confirme l'efficacité de la commande vectorielle utilisée.
- Le courant i_q suit l'évolution du couple, confirmant ainsi sa relation directe avec la production de couple.

II.3.2. Essai de l'inversion de sens de rotation

La figure II.11 présente les résultats de la simulation d'une inversion de vitesse, passant de +100 rad/s à -100 rad/s à $t = 0,5$ s, sans application de charge.

Les résultats sont satisfaisants et indiquent que la commande est robuste face à ce type de variation rapide, assurant un suivi précis de la consigne avec une transition rapide et stable.

II.3.3. Essai de variation de la résistance statorique et du couple de charge

La résistance statorique de la MSAP peut varier avec la température, notamment lors de l'application de charges prolongées. Pour tester cette influence, la machine est d'abord démarrée à vide, puis à $t = 0,5$ s, un couple résistant de 5 N·m est appliqué. Ensuite, la résistance statorique est augmentée de +100 % par rapport à sa valeur nominale.

D'après la figure II.12, le régulateur montre une réponse affectée par cette variation, traduisant une sensibilité aux changements paramétriques internes. On note également une augmentation du temps de réponse, ce qui indique que cette méthode de commande est peu robuste face aux variations de résistance statorique.

III.3.4. Essai de robustesse avec erreur en pourcentage

Cet essai évalue l'impact d'une variation du moment d'inertie (+100 %) sur les performances du système. L'erreur en pourcentage est utilisée comme indicateur de l'écart entre la réponse nominale et la réponse modifiée, permettant ainsi de mesurer la précision et la stabilité du système.

Une erreur faible témoigne d'une bonne concordance entre les résultats simulés et attendus, alors qu'une erreur élevée peut indiquer des limitations du modèle, des hypothèses simplificatrices ou un manque de robustesse du régulateur.

Dans notre cas, les résultats montrent que la commande utilisée (probablement HOSMC ou Fuzzy-SMC) offre une bonne adaptation dynamique. Malgré un léger dépassement et des oscillations transitoires, le système retrouve rapidement sa stabilité, ce qui confirme la robustesse de la stratégie de commande face aux variations importantes de l'inertie.

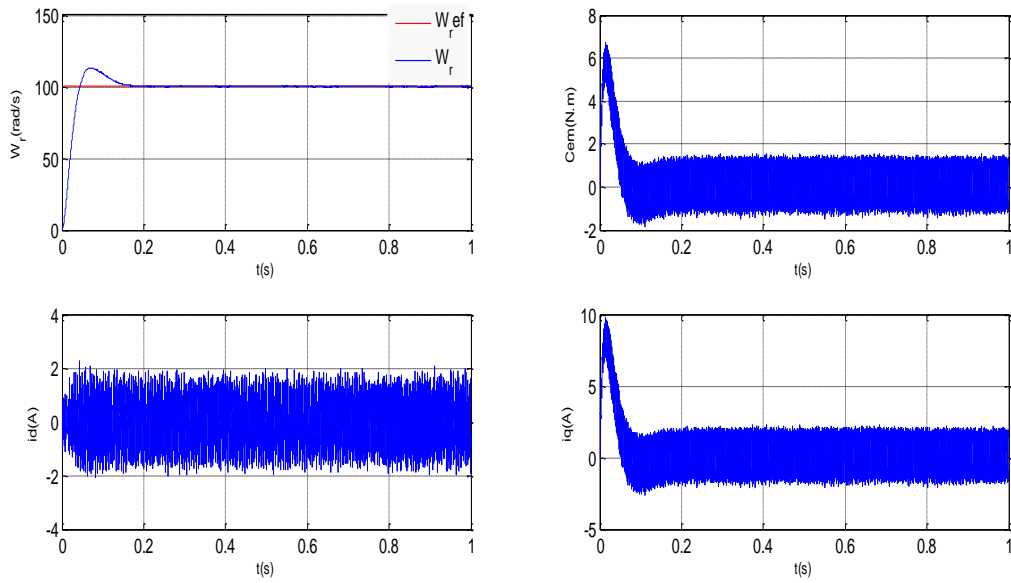


Figure II.9: Résultats de simulation de la commande vectorielle du MSAP pour un démarrage à vide.

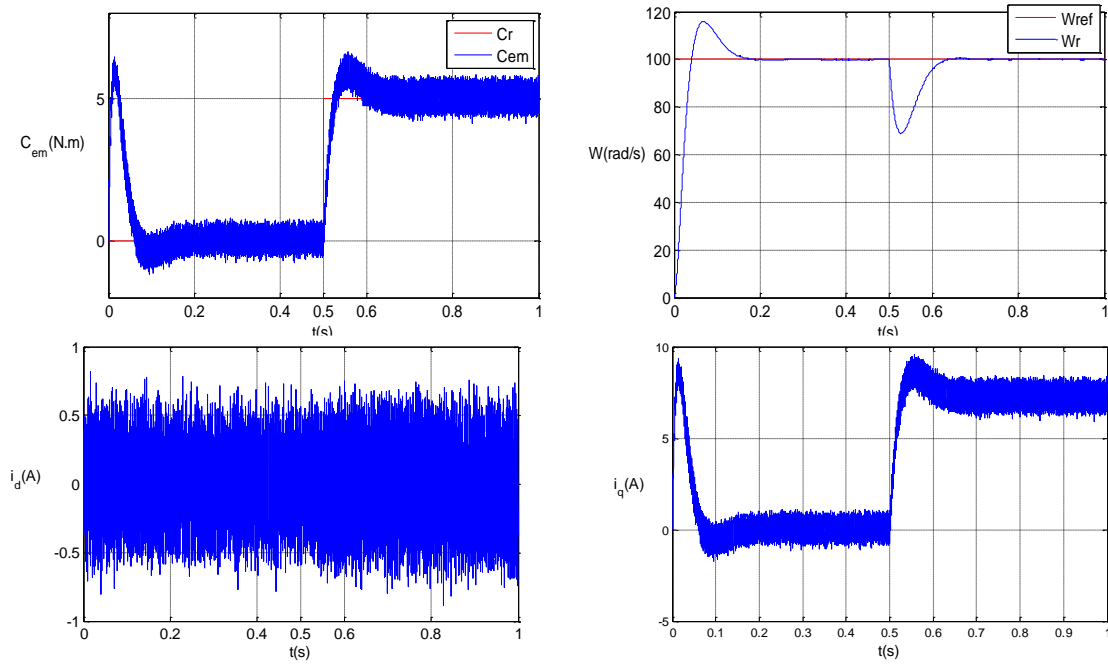


Figure II.10: Résultats de simulation pour un démarrage à vide suivie d'une application de charge de 5 N.m à $t = 0.5$ s.

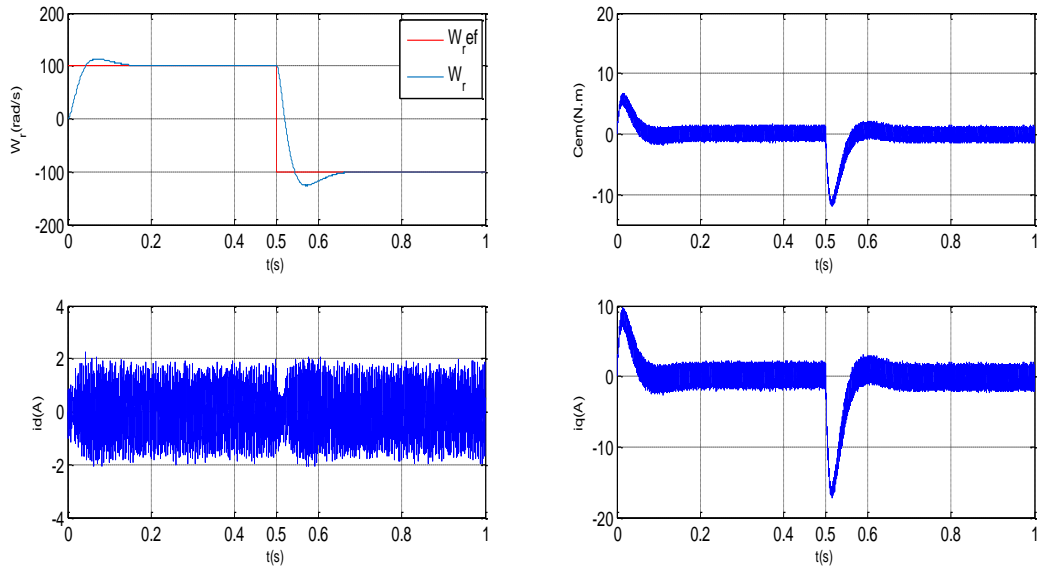


Figure II.11: Résultats de simulation pour une inversion du sens de rotation à $t = 0.5s$.

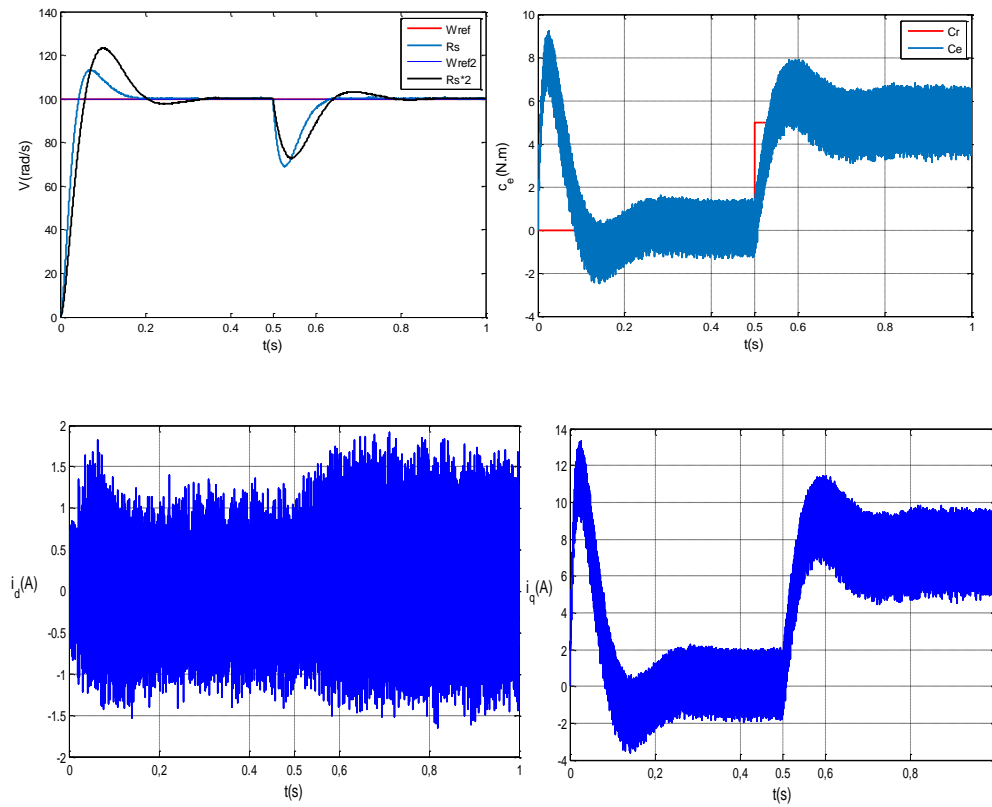


Figure II.12: Résultats de simulation pour variation la résistance statorique et le couple de charge.

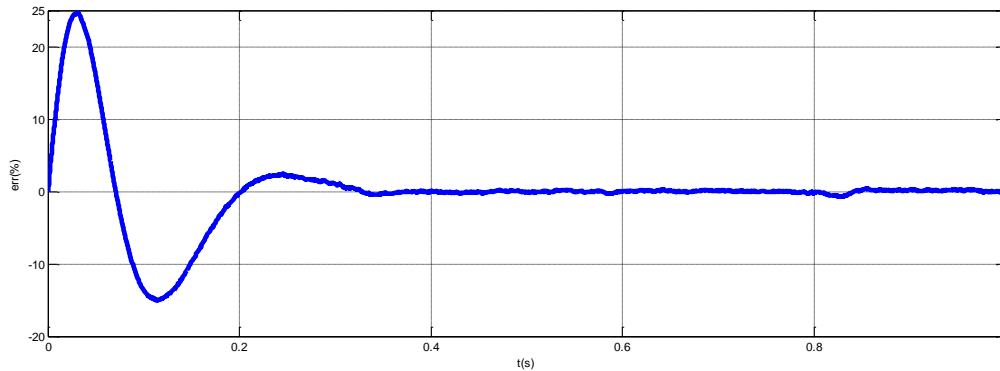


Figure II.13: Résultats de simulation (erreur en pourcentage) pour variation de moment d'inertie.

II.4. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons mis en œuvre la commande vectorielle pour la machine synchrone à aimants permanents (MSAP). Cette approche permet de découpler le couple électromagnétique du flux magnétique, rendant ainsi le comportement de la MSAP comparable à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée.

L'ajustement de la vitesse à l'aide d'un régulateur PI classique a permis d'obtenir des performances satisfaisantes, tant sur le plan statique que dynamique.

Cependant, comme les correcteurs PI sont généralement dimensionnés à partir des paramètres fixes de la machine, toute variation de ces paramètres — due, par exemple, à la température ou aux charges variables — peut dégrader les performances globales du système.

Dans ce contexte, il devient pertinent d'envisager des méthodes de commande plus robustes, capables de maintenir une stabilité et une précision élevées malgré ces incertitudes. La commande par mode glissant, reconnue pour sa robustesse et sa réactivité, constitue une alternative prometteuse. Elle fera l'objet d'une étude approfondie dans le chapitre suivant.

Chapitre III :
Commande par mode
de glissement de la
MSAP

III.1. Introduction

Dans le chapitre précédent, nous avons appliqué la commande vectorielle en employant des régulateurs PI traditionnels, qui produisent de bons résultats pour les systèmes linéaires à paramètres fixes. Ces lois de commande traditionnelles peuvent ne pas être adéquates pour les systèmes non linéaires ou à paramètres variants, car elles manquent de robustesse, en particulier lorsque les critères de précision et d'autres aspects dynamiques du système sont rigoureux. Il est nécessaire d'utiliser des lois de commande qui sont insensibles aux variations des paramètres, aux perturbations et aux non-linéarités [20]. On emploie donc l'ajustement par mode de glissement pour ce faire. Il s'agit d'un cas spécifique de la commande à structure variable (CSV), largement reconnu pour sa robustesse, sa stabilité, sa simplicité et son temps de réponse très réduit grâce à son insensibilité aux fluctuations des paramètres internes et externes [31].

Dans ce chapitre, nous aborderons certains concepts clés sur la commande par mode de glissement et la sélection de la surface. Puis, la mise en œuvre de cette stratégie de commande sur la MSAP.

III.2. Théorie de la commande par mode de glissement

La méthode de commande à structure variable par mode glissant a vu le jour au début des années 60. Elle a été conçue et élaborée exclusivement en Union soviétique durant les années 1960. Par la suite, de multiples études ont été effectuées ailleurs, que ce soit pour enrichir l'analyse théorique ou pour sa mise en œuvre sur des systèmes physiques [28]. La CSV est, de par ses caractéristiques, est une commande non linéaire. Elle est fondée sur l'utilisation de la commutation de fonctions de variables d'état, permettant de générer une variété ou hypersurface de glissement. L'objectif étant d'obliger la dynamique du système à s'aligner avec celle déterminée par l'équation de l'hypersurface. Lorsque le système est maintenu sur cette hypersurface, il se trouve dans un état de glissement. Tant que les conditions du mode glissant sont maintenues, sa dynamique reste imperméable aux perturbations externes et paramétriques [32].

Le cheminement dans le plan de phase se compose de trois segments distincts, Figure III.1[28] :

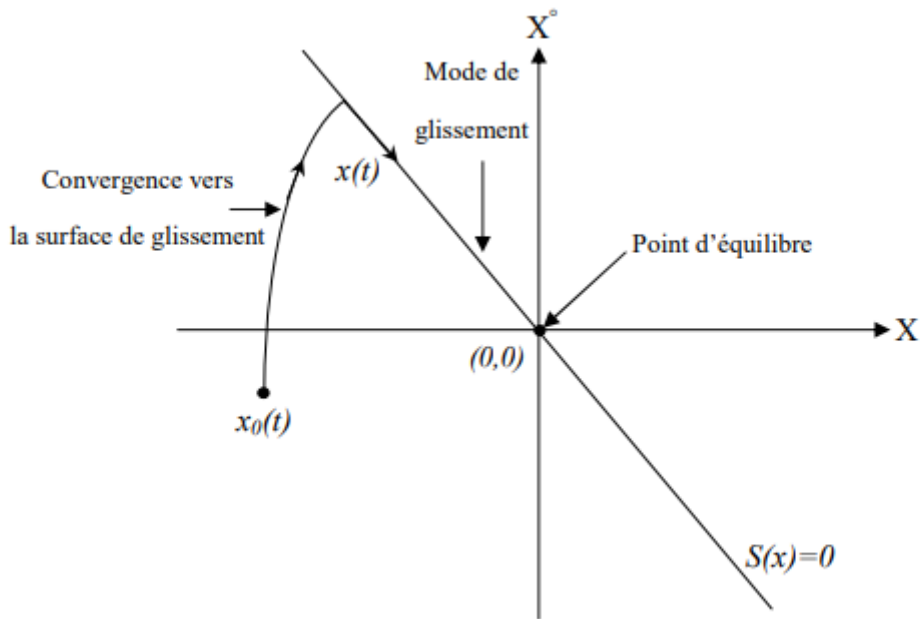


Figure III.1 : Convergence du système glissant.

Mode de convergence (MC) : C'est la configuration dans laquelle la variable à d'état se déplace depuis n'importe quel point de départ dans le plan de phase, et converge vers la surface de commutation $S(x)=0$. Ce mode se distingue par la loi de commande et le critère de convergence.

Mode de glissement (MG) : C'est la phase où la variable d'état atteint la surface de glissement et se dirige vers l'origine du plan de phase. La dynamique de ce mode se caractérise par la sélection de la surface de glissement $S(x)=0$,

Mode de fonctionnement continu (MRP) : Ce mode a été intégré pour examiner la réaction du système autour de son état d'équilibre (point d'origine du plan de phase). Il se distingue par la qualité et les performances de sa commande.

Avant de nous plonger dans les techniques employées pour la synthèse du système de commande par mode glissant, nous commencerons par exposer quelques concepts fondamentaux du mode glissant.

III.2.1. Régime glissant idéal

En théorie, le dispositif de commutation est censé être insensible aux interférences, et la trajectoire en mode glissant correspond parfaitement à l'équation $S(x)=0$. Le mode glissant optimal se définit par une oscillation de fréquence illimitée et d'amplitude zéro, le point symbolisant l'évolution du système glisse idéalement sur l'hypersurface de commutation. (Figure III.2)

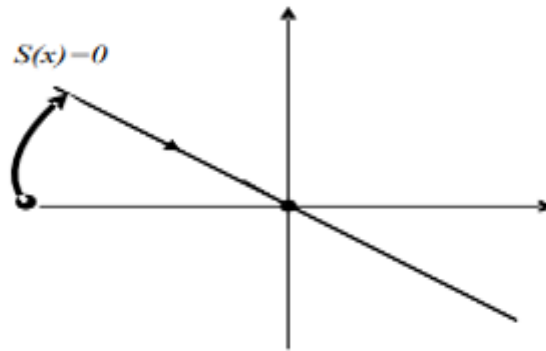


Figure III. 2 : Glissement idéal

III.2.2. Régime glissant réel

En réalité, l'organe de commutation est fabriqué à partir de relais qui peuvent avoir des défauts tels que des délais de commutation. Dans ce scénario, la trajectoire de phase du mode glissant reste proche de la surface de commutation, entraînant des oscillations non souhaitées qui compromettent la précision du système tout en maintenant sa stabilité.

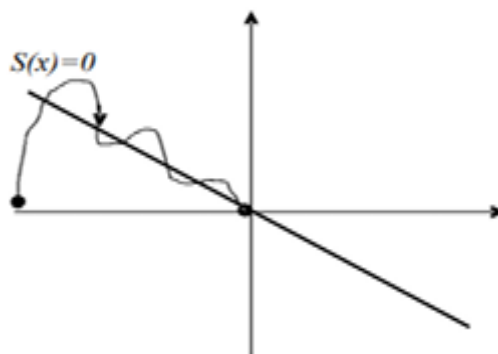


Figure III.3 : Glissement réel

III.3. Conception de l'algorithme de commande par mode de glissement

L'élaboration des régulateurs par mode glissant se charge de manière systématique des questions de stabilité et des performances souhaitées. L'application de cette technique d'ordre implique essentiellement trois phases :

- Le choix de la surface,
- L'établissement des conditions d'existence de la convergence,
- La détermination de la loi de commande.

III.3.1. Choix de la surface

La sélection de la surface de glissement ne dépend pas uniquement du nombre requis de ces surfaces, mais aussi de leur configuration, en fonction de l'application et du but recherché. Habituellement, pour un système décrit par l'équation d'état ci-dessous [28] :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(x, t) + g(x, t)u(t) \\ y = C^t x, \quad y \in R^m \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

Habituellement, le nombre de surfaces de glissement est fixé pour correspondre à la taille du vecteur de commande $u(t)$. Afin d'assurer la convergence d'une variable d'état x vers sa valeur de référence X_{ref} plusieurs travaux proposent la forme générale suivante [20][28] :

$$S(x) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda_s \right)^{r-1} e(x) \quad (\text{III.2})$$

Avec :

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

λ : Une constante positive qui interprète la bande passante du contrôle désiré,

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

Pour $r = 1$, $S(x) = e(x)$.

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

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

Le but de la commande est de garder la surface à zéro. C'est une équation différentielle linéaire pour laquelle la seule solution est $e(x) = 0$. Pour une sélection appropriée du paramètre, cela correspond à un problème de suivi de trajectoire qui est équivalent à une linéarisation précise de l'écart tout en respectant la condition de convergence [28].

III.3.2. Condition d'existence et de convergence

Les critères de convergence ou d'attractivité sont les paramètres qui assurent la convergence des diverses dynamiques du système vers les surfaces de glissement, tout en restant indépendantes à la perturbation. Deux aspects doivent être pris en compte pour garantir le mode de convergence :

III.3.2.1. Fonction de commutation directe

Emelyanov et **Utkin** [7][33] la présentent et l'examinent. Il est question d'apporter à la surface une dynamique qui converge vers zéro. Elle est exprimée par :

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

III.3.2.2. Fonction de Lyapunov

La fonction de **Lyapunov** est une fonction scalaire positive applicable aux variables d'état du système. L'objectif est de sélectionner une fonction scalaire $S(x)$ afin d'assurer que la variable à maîtriser converge vers sa valeur de référence [28]. Nous formulons la définition de la fonction de **Lyapunov** de la manière suivante :

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

La dérive de cette fonction est :

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

Il est suffisant de garantir que la dérivée de $V(x)$ soit négative pour que cette fonction soit en déclin. C'est pourquoi la condition de convergence est formulée ainsi :

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

III.3.3. Détermination de la loi de commande

Une fois que la surface de glissement et le critère de convergence ont été sélectionnés, il s'agit de définir le contrôle requis pour orienter la variable à surveiller vers la surface, puis vers son point d'équilibre tout en préservant la condition d'existence des modes glissants.

Un contrôleur se compose de deux éléments distincts. Une première concernant la linéarisation exacte u_{eq} et une deuxième stabilisante u_N . Elle joue un rôle crucial dans la méthode de commande par mode glissant, car elle sert à écarter les perturbations externes. Ainsi, nous avons :

$$u(t) = u_{eq} + u_N \quad (\text{III.7})$$

u_{eq} : Elle est similaire à la commande équivalente suggérée par **Filipov** et Utkin, et vise à garder la variable contrôlée sur la surface de glissement ($S(x)$). On déduit la commande correspondante en supposant que la dérivée de la surface est nulle $\dot{S}(x) = 0$.

La dérivée de la surface est :

$$\dot{S}(x) = \frac{dS}{dt} = \frac{\partial S}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} \{f(x, t) + g(x, t)u_{eq}(t)\} + \frac{\partial S}{\partial x} \{g(x, t)u_N\} \quad (\text{III.8})$$

En mode de glissement et en régime stable, la surface est inexistante, par conséquent, sa dérivée ainsi que sa composante discontinue sont également nulles. C'est de là que l'on dérive l'expression de la commande équivalente :

$$\begin{cases} u_{eq}(t) = \left\{ \frac{\partial S}{\partial x} g(x, t) \right\}^{-1} \cdot \left\{ -\frac{\partial S}{\partial x} f(x, t) \right\} \\ u_N = 0 \end{cases} \quad (\text{III.9})$$

Avec les conditions d'existence :

$$\left\{ \frac{\partial S}{\partial x} g(x, t) \right\}^{-1} \neq 0 \quad (\text{III.10})$$

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

Pendant le processus de convergence, et en substituant l'instruction équivalente par son expression dans (III.8), nous obtenons la nouvelle formulation de la dérivée de la surface :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} \{g(x, t)u_N\} \quad (\text{III.11})$$

Le problème revient à trouver u_N tel quel :

$$S(x)\dot{S}(x) = S(x) \frac{\partial S}{\partial x} \{g(x, t)u_N\} < 0 \quad (\text{III.12})$$

L'option la plus facile consiste à sélectionner u_N sous en tant que relais (Figure 3.4). Dans ce contexte, la commande se présente de la façon suivante :

$$u_N = K \text{sing}(S(x)) \quad (\text{III.13})$$

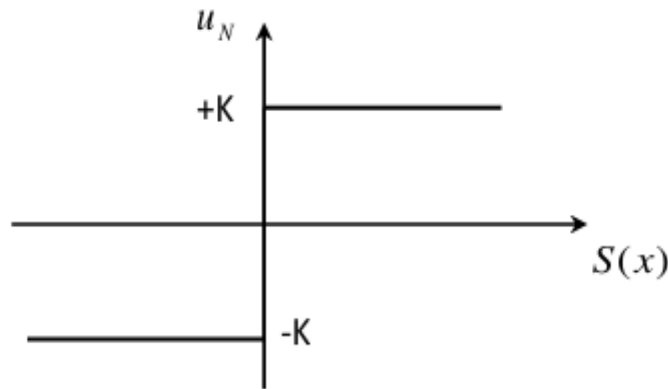


Figure III.4 : la fonction « sign »

En substituant l'expression (III.13) dans (III.12), nous arrivons à :

$$S(x)\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} g(x, t)K|S(x)| < 0 \quad (\text{III.14})$$

Où le coefficient $\frac{\partial S}{\partial x} g(x, t)$ demeure constamment négatif et le gain K est sélectionné en positif afin de respecter la condition (III.14).

III.4. Avantage et inconvénients de la commande par mode glissant

La commande par mode glissant offre de nombreux atouts : précision, stabilité, simplicité, rapidité de réaction et robustesse. Cela lui confère une aptitude particulière à traiter les systèmes présentant des modèles peu connus, que ce soit en raison de difficultés d'identification des paramètres, ou de la simplification du modèle des systèmes.

Cependant, elle a aussi ses inconvénients, car cette méthode nécessite un important effort de commande, qui peut nuire aux organes de commande.

De plus, en fait, on ne bénéficie pas d'un glissement parfait sur la surface, mais plutôt des zigzags autour. On désigne ce phénomène par les termes 'broutement' ou 'chattering'. Il entraîne divers effets néfastes sur la qualité et l'exécution de la commande, ainsi que sur le système,

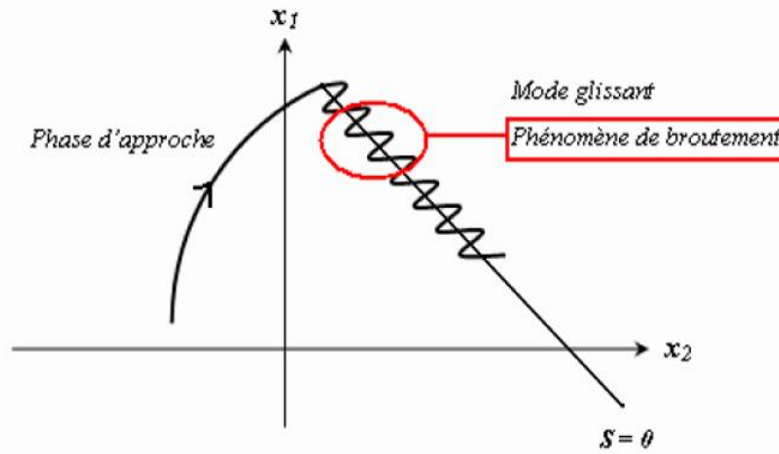


Figure III.5 : le phénomène de broutement.

Le phénomène de broutement est perçu comme un véritable obstacle à l'application de la commande par mode glissant, diverses solutions ont été suggérées pour y faire face. On peut mentionner :

- La première méthode consiste à employer un observateur d'état asymptotique pour atténuer le broutement [12].
- La seconde est l'emploi d'algorithmes de commande par mode de glissement d'ordre supérieur [13]. Cette approche a contribué à diminuer voire à atténuer le phénomène du chattering tout en préservant les caractéristiques de robustesse et la convergence en temps fini [8] [14-15] ... etc.

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

On se réfère au modèle de la machine synchrone à aimants permanents :

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = \dot{i}_d = -\frac{R_s}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} p\omega_r i_q + \frac{1}{L_q} u_d & (a) \\ \frac{di_q}{dt} = \dot{i}_q = -\frac{R_s}{L_d} i_q - \frac{L_d}{L_q} p\omega_r i_d - \frac{p\phi_f}{L_q} \omega_r + \frac{1}{L_q} u_q & (b) \\ \frac{d\omega_r}{dt} = \dot{\omega}_r = \frac{p(L_d - L_q)}{J} i_q - \frac{1}{J} C_r - \frac{f}{J} \omega_r & (c) \end{cases} \quad (III.15)$$

III.5.1. Stratégie de réglage à trois surfaces :

Le schéma du réglage par mode glissement d'ordre 1 (MGO1), qui repose sur la méthode de réglage en cascade (structure à trois surfaces), est illustré dans la Figure III.5. La

boucle interne sert à réguler les courants, alors que la boucle externe est utilisée pour gérer la vitesse.

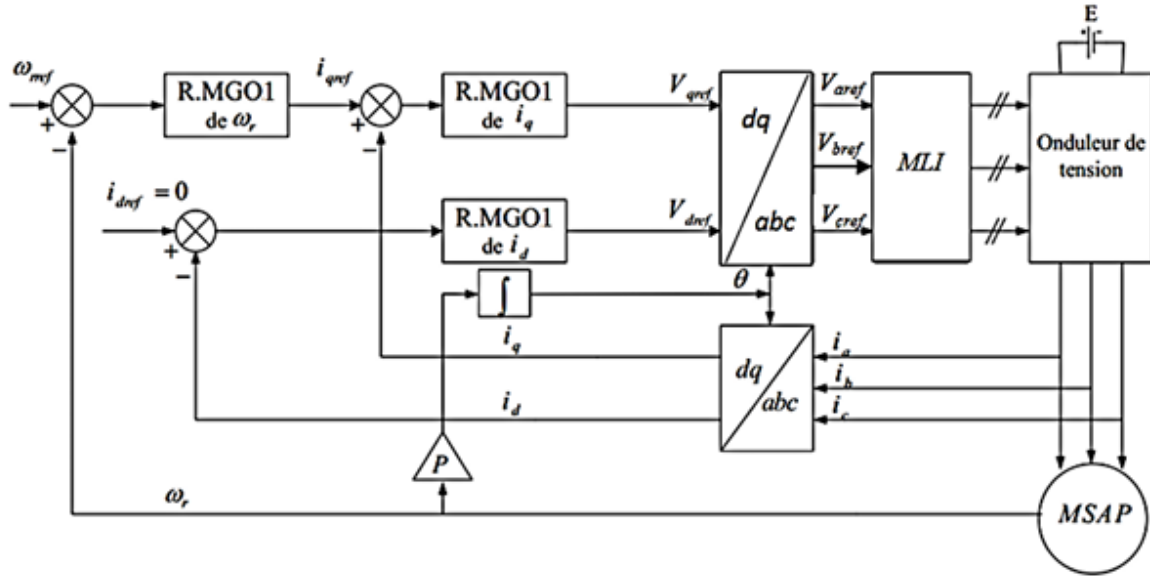


Figure III.6 : Schéma bloc de réglage par mode glissement d'ordre1 (Reg. MGO1).

III.5.1.1. Surface de régulation de la vitesse

D'après (III.15(a)), le degré relatif de la vitesse ω_r avec i_q est défini comme étant égal à un. Dans ce contexte, l'erreur de paramétrage est sélectionnée en tant que surface :

$$S(\omega_r) = \omega_{rref} - \omega_r$$

La dérivée de la surface est :

$$\begin{cases} \dot{S}(\omega_r) = \dot{\omega}_{rref} - \frac{p(L_d - L_q)}{J} i_d + p\varphi_f i_q + \frac{1}{J} C_r + \frac{f}{J} \omega_r \\ i_q = i_{qeq} \end{cases} \quad (III.16)$$

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

$$S(\omega_r) = 0 \Rightarrow \dot{S}(\omega_r) = 0 \text{ et } i_{qn} = 0 \quad (III.17)$$

Donc, on déduit la commande équivalente à partir de l'équation (III.17) :

$$i_{qeq} = \frac{\dot{\omega}_{rref} + \frac{f}{J} \omega_r + \frac{1}{J} C_r}{\frac{p(L_d - L_q)}{J} i_d + p\frac{\varphi_f}{J}} \quad (III.18)$$

Durant le mode de convergence, la dérivée de l'équation de **Lyapunov** doit être négative :

$$\dot{V}(\omega_r) = S(\omega_r) \dot{S}(\omega_r) < 0 \quad (III.19)$$

Si on remplace l'équation (III.19) dans (III.17), on obtient :

$$\dot{S}(\omega_r) = - \left[\frac{p(L_d - L_q)}{J} i_d + p\varphi_f \right] i_{qn} \quad (III.20)$$

Donc :

$$i_{qn} = k_{\omega r} \text{sing}(S(\omega_r)) \quad (\text{III.21})$$

$k_{\omega r}$: gain positif.

III.5.1.2. Surface de régulation du courant I_q

La surface de glissement est choisie comme :

$$S(i_q) = i_{qref} - i_q \quad (\text{III.22})$$

Dans ce cas, les commandes V_{qeq} et V_{qN} sont définies comme suit :

$$\begin{cases} V_{qeq} = \left(i_{qref} + \frac{R_s}{L_q} p \omega_r i_d + \frac{p \varphi_f}{L_q} \right) L_q \\ V_{qN} = k_q \text{sign}(S(i_q)) \end{cases} \quad (\text{III.23})$$

K_q : Gain positif.

III.5.1.3. Surface de régulation du courant i_d

La surface de glissement est choisie comme :

$$S(i_d) = i_{dref} - i_d \quad (\text{III.24})$$

De même les expressions de V_{deq} et V_{dN} sont :

$$\begin{cases} V_{deq} = \left(i_{dref} + \frac{R_s}{L_d} i_d - \frac{L_q p \omega_r}{L_d} i_q \right) L_d \\ V_{dN} = k_d \text{sign}(S(i_d)) \end{cases} \quad (\text{III.25})$$

K_d : Gain positif.

III.6. Simulation et interprétation des résultats

Pour évaluer les performances et la solidité de la commande par mode glissant de la MSAP, des séries de simulations numériques comparables à celles effectuées dans le précédent chapitre ont été mises en œuvre :

III.6.1. Essai à vide et en charge

Les résultats de la simulation du test à vide et en charge de la MSAP sont illustrés par les figures III.7 et III.8. Ces simulations correspondent à une consigne en échelon de 100 rad/s, suivie de l'application d'un couple résistant de 5 N·m à partir de $t = 0,5$ s. Il est à noter que :

- La caractéristique de la vitesse est quasi linéaire et atteint la valeur de consigne en un temps de réponse très courte. Après l'application de la charge à $t = 0,5$ s, on observe très peu de variation dans le profil de la vitesse.
- Lors du démarrage, le couple présente un pic transitoire, puis converge rapidement vers la valeur du couple résistant, aussi bien avant qu'après l'application de la charge.

- Le découplage est correctement réalisé, comme en témoigne le maintien de i_d proche de zéro.
- Le phénomène de chattering apparaît clairement dans la réponse du couple.
- Le courant i_q reflète directement la dynamique du couple.

III.6.2. Essai de l'inversion de sens de rotation

Dans la figure III.9, nous avons simulé un changement de direction de rotation de $+100$ rad/s à -100 rad/s en l'absence de charge, à $t = 0,5$ s.

Les résultats montrent que la vitesse suit fidèlement la trajectoire de référence, atteinte en un temps très court. L'erreur induite par la perturbation est immédiatement corrigée. Ce changement de direction met en évidence la **robustesse** de la commande vectorielle utilisée.

III.6.3. Essai de variation de la résistance statorique et du couple de charge

La résistance du stator varie généralement avec l'élévation de température des enroulements, par exemple sous l'effet d'une charge appliquée. Dans cet essai, la machine démarre sans charge, puis à $t = 0,5$ s, un couple résistant de 5 N.m est appliqué. À $t=0.5$ s, la résistance statorique est augmentée de 100% par rapport à sa valeur nominale.

À partir de la figure III.10, on constate que la commande reste insensible aux variations de la résistance statorique et du couple de charge, confirmant la robustesse de la méthode face aux perturbations paramétriques internes et externes.

III .6.4. Essai de robustesse avec erreur en pourcentage

La figure III.11 met en évidence que la commande **PI** présente une erreur importante, un dépassement marqué, ainsi qu'une dérive lente, indiquant une faible capacité de compensation en présence d'incertitudes.

En revanche, la commande **SMC** maintient l'erreur autour de zéro, avec des oscillations rapides dues au chattering, tout en offrant une meilleure stabilité et une réaction rapide.

Ces résultats confirment que la commande **SMC** est plus robuste et réactive que la commande **PI**, malgré le bruit inhérent à la structure en mode glissant.

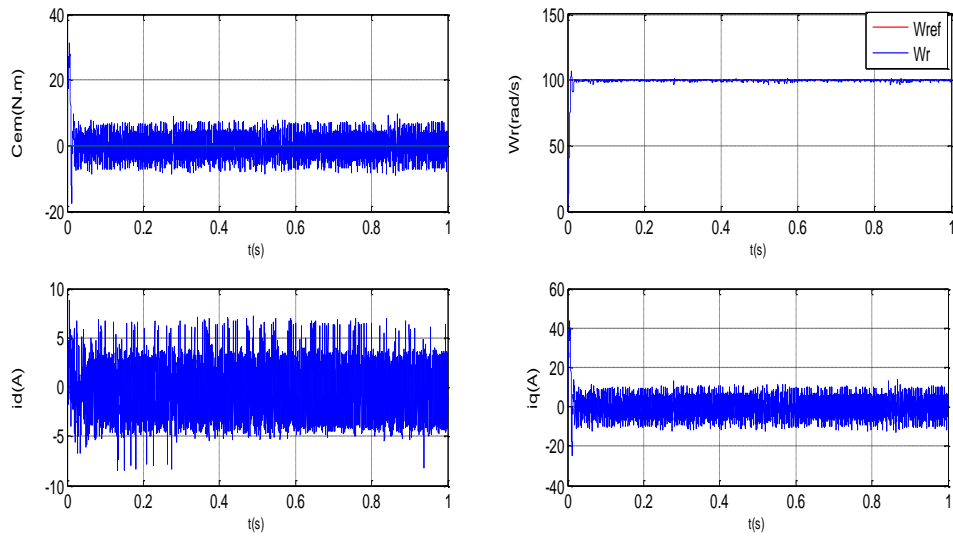


Figure III.7 : Résultats de simulation de R. MGO1 de la MSAP lors d'un démarrage à vide.

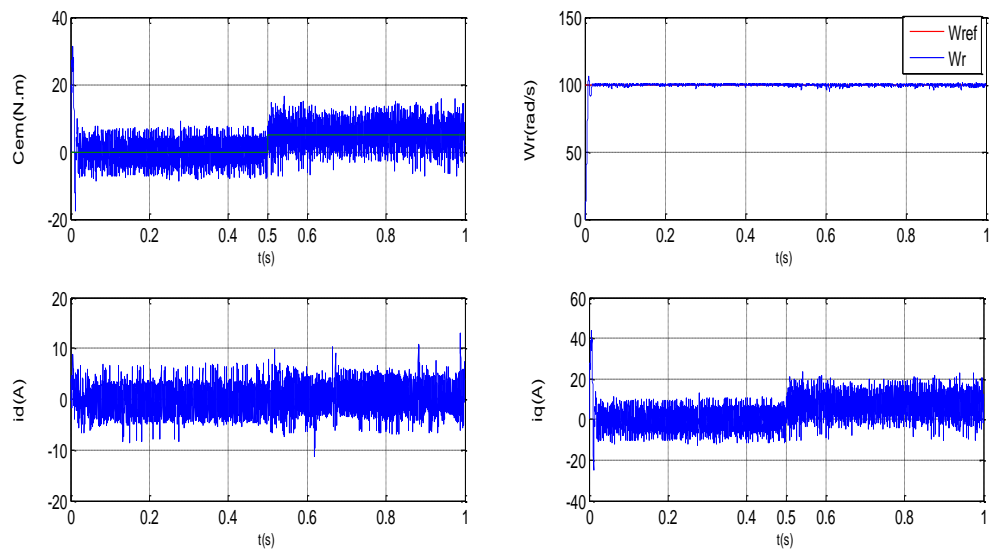


Figure III.8 : Résultats de simulation de R. MGO1 de la MSAP lors d'un démarrage à vide suivie d'une application de charge de 5 N.m à $t = 0.5$ s.

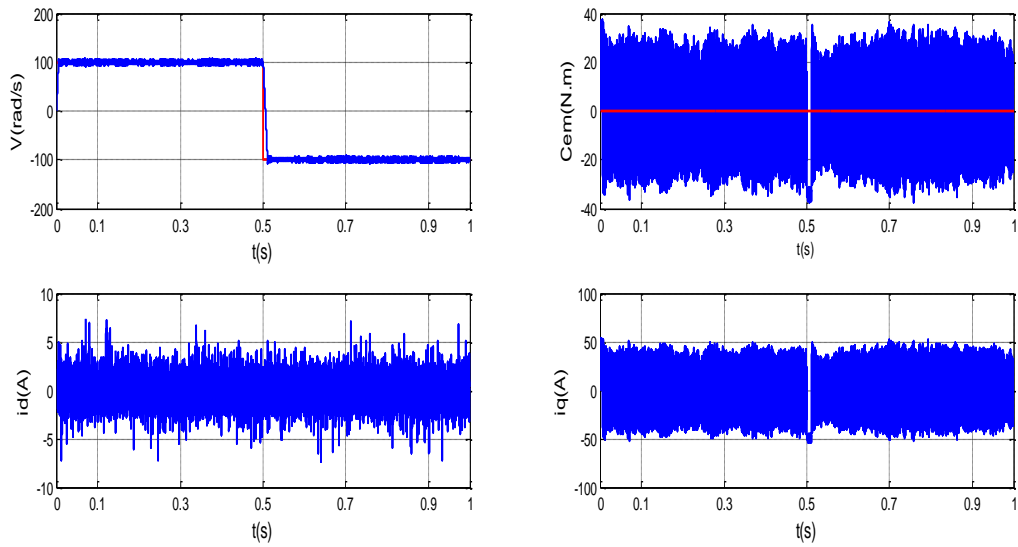


Figure III.9 : Résultats de simulation de R. MGO1 de la MSAP pour une inversion du sens a $t=0,5s$

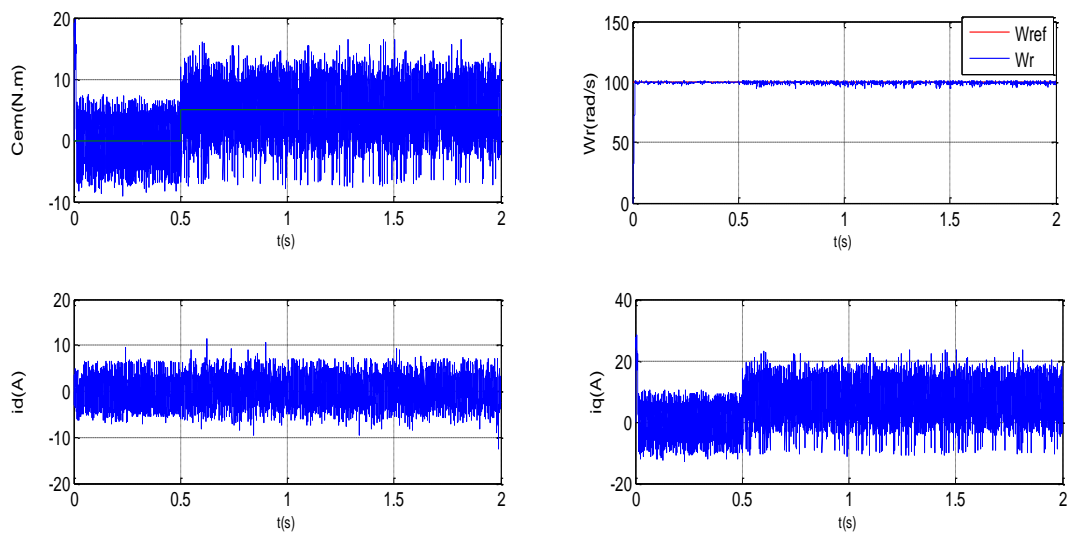


Figure III.10: Résultats de simulation de R.MGO1 de la MSAP pour variation la résistance statorique et le couple de charge.

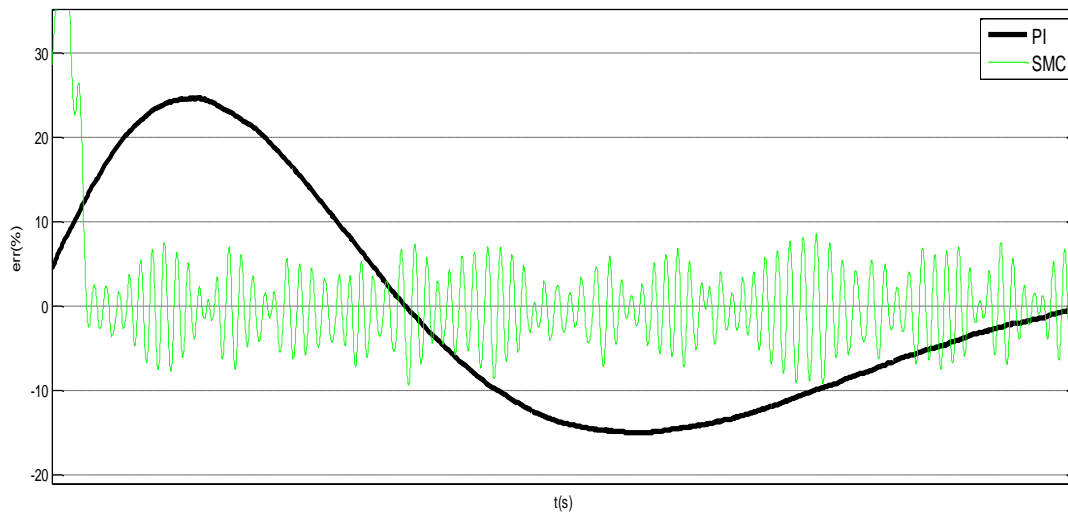


Figure III.11: Résultats de simulation (erreur en pourcentage) pour variation de moment d'inertie.

III.7. Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté une technique de commande à structure variable (CSV) appliquée à la MSAP, en adoptant une architecture de type cascade. La démarche de conception de cette commande a été exposée, en particulier pour le contrôle de la vitesse.

Les résultats de simulation montrent que la commande CSV appliquée à la régulation de la vitesse offre des réponses rapides et robustes, aussi bien face aux variations de charge qu'aux changements de consigne.

La commande par mode glissant présente plusieurs avantages, parmi lesquels : robustesse élevée, grande précision, stabilité, simplicité de mise en œuvre et temps de réponse très court.

Cependant, son principal inconvénient réside dans le phénomène de broutement (*chattering*), qui se manifeste par des oscillations indésirables du couple. Ce phénomène peut s'avérer nuisible pour les actionneurs, car il engendre des bruits mécaniques et des contraintes de torsion supplémentaires sur l'arbre de la machine.

Afin de pallier ce problème, une approche alternative est envisagée : la commande par mode glissant d'ordre supérieur, qui permet d'atténuer, voire d'éliminer, le phénomène de *chattering*. Cette stratégie sera développée en détail dans le chapitre suivant.

Chapitre IV
Commande par mode
de glissement d'ordre
supérieur de la
MSAP

IV.1. Introduction :

Les techniques de commande par mode glissant standard sont généralement appliquées aux systèmes à structure variable possédant un degré relatif égal à un, c'est-à-dire lorsque la commande intervient directement dans la première dérivée de la surface de glissement. Ce type de commande présente plusieurs caractéristiques notables [34] :

- Convergence en temps fini,
- Robustesse face aux perturbations internes et externes,
- Présence de commutations de commande à haute fréquence, à l'origine du phénomène de chattering (*broutement*).

Le chattering peut nuire significativement aux performances des systèmes mécaniques, car il engendre une surconsommation d'énergie et accélère l'usure des composants, notamment les actionneurs. Ce comportement est dû à l'excitation de dynamiques à haute fréquence non prises en compte dans la modélisation du système, ce qui peut, dans certains cas, conduire à son instabilité [36].

Pour remédier à ce problème, des chercheurs russes ont proposé une approche novatrice, qui consiste à baser la loi de commande non plus sur la première dérivée de la surface de glissement, mais sur ses dérivées d'ordre supérieur. Cette idée a été introduite dans les années 1980 par M. Levantovsky et M. Emelyanov, donnant ainsi naissance au concept de Modes Glissants d'Ordre Supérieur (MGOS), ou High Order Sliding Modes (HOSM) en anglais [13][34].

Le principe fondamental de cette approche est que le phénomène de chattering est transféré vers les dérivées supérieures de la commande, le rendant beaucoup moins nocif pour les composants physiques du système.

Parmi les avantages majeurs de cette stratégie de commande [34], on peut citer :

- La conservation des propriétés souhaitables du mode glissant d'ordre un (robustesse, stabilité, simplicité),
- La réduction voire l'élimination du chattering dans la majorité des applications,
- L'amélioration des performances en termes de précision et de régularité de la commande.

Ce chapitre est consacré à l'application de la commande par mode glissant d'ordre supérieur à la MSAP.

Nous y présentons d'abord quelques définitions formelles relatives aux MGOS, avant d'expliquer le lien entre le degré relatif d'un système et l'utilisation d'une commande par mode glissant d'ordre deux.

L'objectif principal de ce travail est d'étudier et d'appliquer le mode glissant d'ordre deux, qui constitue le cœur de ce chapitre.

IV.2. Position du problème

On va considérer un système non linéaire avec la dynamique suivante [34]:

$$\begin{cases} \dot{x} = f(t, x, u) \\ u = U(t, x) \\ S = S(t, x) \end{cases} \quad (\text{IV.1})$$

Où

$x = [x_1, \dots, x_n]^T \in X_n$ Représente le vecteur état $X \subset \mathbb{R}^n$.

- $u \in U \subset \mathbb{R}$: représente la commande,
- f : représente une fonction qu'on suppose suffisamment différentiable, mais dont la connaissance est incertaine.
- t : est le temps,
- S : est une fonction différentiable pour laquelle ses $(r - 1)$ premières dérivées en termes de temps dépendent uniquement de l'état x (ce qui veut dire qu'elles sont exemptes de toute discontinuité).

Comme explicité au chapitre III, la finalité du contrôle par glissement de premier ordre est de contraindre le système à demeurer sur la surface de glissement, c'est-à-dire $S = 0$. Dans le contexte du contrôle par commande à glissement d'ordre supérieur, la difficulté réside dans l'obligation de contraindre le système à progresser sur la surface tout en maintenant S et ses $(r - 1)$ premières dérivées successives à zéro :

$$S = \dot{S} = \dots = \dot{S}^{(r-1)} = 0 \quad (\text{IV.2})$$

Où r désigne le degré relatif du système.

IV.3. Degré relatif

Initialement, le degré relatif a été introduit uniquement pour les systèmes autonomes. Par la suite, son application s'est étendue aux cas non autonomes. Ce principe est un concept

crucial qui a récemment grandement contribué à la compréhension de la commande des systèmes non linéaires.

Le Degré Relatif (DR) d'un système représente le nombre minimal de dérivations nécessaires pour que la sortie révèle clairement l'entrée de commande en fonction du temps. Il se calcule en déterminant les dérivées successives de S :

$$\text{a) Degré Relatif } r = 1, \text{ i. e., } \frac{\partial}{\partial u} S \neq 0$$

$$\text{b) Degré Relatif } r \geq i, \text{ i. e., } \frac{\partial}{\partial u} \dot{S}^i = 0 (i = 1, 2, \dots, r - 1) \frac{\partial}{\partial u} \dot{S}^r \neq 0$$

Dans l'option (a), la question de la commande est résolue à l'aide d'une loi de contrôle en mode glissant de premier ordre. Toutefois, une loi 2-glissement peut être employée pour prévenir le phénomène de chatter. Pour l'option b), on peut opter pour la méthode du p-glissement (avec $p \geq r$) [37].

IV.4. Principe

Le mode glissant standard repose sur la suppression de la dérivée première par rapport au temps de la surface de glissement, soit en S' . Un mode glissant d'ordre r (indiqué comme r-glissant) s'applique aux dérivées successives de la variable de glissement S jusqu'à l'ordre $r-1$. Nous aurons donc une précision de niveau r concernant la convergence du système [34].

Le calcul des dérivées successives de la variable de glissement S le long du parcours d'un système discontinu conduit, pour un certain ordre, à une discontinuité. On peut ainsi classer les modes glissants d'ordre supérieur en fonction du nombre r de dérivées successives de la surface S . On appelle ce nombre l'ordre de glissement, qui détermine le niveau de douceur du système. L'ordre du système est défini par l'équation suivante :

$$S = \dot{S} = \dots = S^{(r-1)} \quad (\text{IV.3})$$

L'équation précédente établit une contrainte d'ordre r sur les états du système. Un des principaux défis pour la mise en œuvre des algorithmes r-glissant est que la quantité d'informations requises croît avec l'ordre de mode glissant. Par exemple, si on applique un algorithme de glissement d'ordre 3 en référence à S , Il nous faudra des informations sur S, S', S'' . Les modes glissants du second ordre, Twisting et Super Twisting, qui requièrent uniquement S comme information d'entrée, constituent une réponse efficace à cette problématique.

Dans la documentation, le mode glissant d'ordre supérieur le plus couramment employé est la loi 2-glissant. Cependant, on trouve des exemples de modes glissants d'ordre 3 et au-delà, tels que la loi r-glissant mentionnée dans [38]. Ce mémoire fournit une analyse

détaillée des algorithmes de second ordre : 2-glissant et certaines de leurs variantes comme le Twisting et le Super Twisting. Ces méthodes sont couramment employées par les chercheurs et peuvent être mises en œuvre en temps réel avec une relative facilité.

IV.5. Commande par mode glissant d'ordre deux

L'élément clé offrant un avantage majeur de la commande par modes glissants d'ordre deux est l'élimination du phénomène de chattering. L'objectif consiste à produire un profil de glissement d'ordre deux sur la surface de glissement choisie $S = 0$, et à atteindre en un temps fini $S = S' = 0$.

Nous allons procéder à la description de ces lois de commande du second ordre ($r=2$), comme les méthodes Twisting et Super Twisting. Ces algorithmes sont les plus couramment cités dans la littérature, car ils requièrent uniquement une connaissance de la surface S [36].

La Figure IV.1 montre la convergence du système vers la surface S .

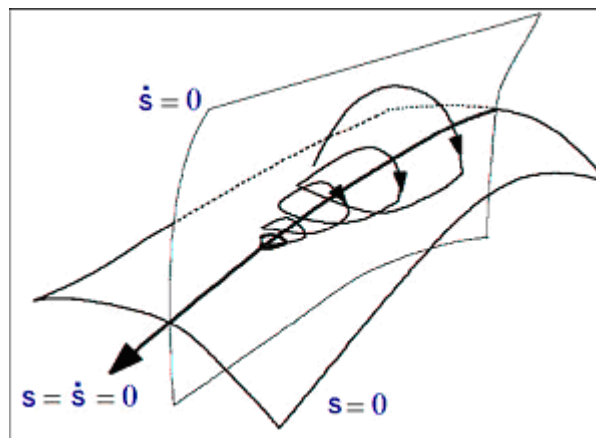


Figure IV.1 : Trajectoire du mode glissant d'ordre 2.

Pour développer les algorithmes de glissement du second ordre, les fonctions f et S mentionnées dans l'expression (IV.1) ne tiennent compte qu'à l'instant t des informations disponibles : la commande $u(t)$, la surface $S(t, x)$ et le signe de la dérivée de S par rapport au temps.

La dérivée de S :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} S(t, x) = \frac{\partial}{\partial t} S(t, x) + \frac{\partial}{\partial x} S(t, x) \frac{dx}{dt} \\ S' = \frac{\partial}{\partial t} S(t, x) + \frac{\partial}{\partial x} S(t, x) f(t, x, u) \end{cases} \quad (\text{IV.4})$$

La dérivée seconde de S :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \dot{S}(t, x, u) = \frac{\partial}{\partial t} \dot{S}(t, x, u) \frac{dx}{dt} + \frac{\partial}{\partial t} \dot{S}(t, x, u) \frac{du}{dt} \\ \ddot{S} = \frac{\partial}{\partial t} \dot{S}(t, x, u) + \frac{\partial}{\partial x} \dot{S}(t, x, u) f(t, x, u) + \frac{\partial}{\partial u} \dot{S}(t, x, u) \dot{u} \end{cases} \quad (\text{IV.5})$$

On pose :

$$\begin{cases} \psi(t, x) = \frac{\partial}{\partial t} \dot{S}(t, x, u) + \frac{\partial}{\partial u} \dot{S}(t, x, u) f(t, x, u) \\ \zeta(t, x) = \frac{\partial}{\partial u} \dot{S}(t, x, u) \end{cases} \quad (\text{IV.6})$$

Le système comporte désormais les surfaces de glissement S et S' .

$$\begin{cases} y_1 = S \\ y_2 = \dot{S} \end{cases} \quad (\text{IV.7})$$

Si le degré relatif est $DR = 1$: Le modèle (IV.1) décrit le système, accompagné de l'expression suivante :

$$\begin{cases} \dot{y}_1 = y_2 \\ \dot{y}_2 = \psi(t, x) + \zeta(t, x)u \end{cases} \quad (\text{IV.8})$$

Dans le cas où le degré relatif est $DR = 2$: la question de la commande peut être dérivée du cas précédent, en considérant x comme une variable d'état et u comme l'action effective. On définit le système à contrôler comme suit :

$$f(t, x, u) = a(t, x) + b(t, x)u(t) \quad (\text{IV.9})$$

Ici, $a : R^{n+1} \rightarrow R^n$ et $b : R^{n+1} \rightarrow R^n$ sont des fonctions incertaines et continuellement dérivables. Au bout du compte, le modèle (IV.9) et l'équation représentent finalement le système :

$$\begin{cases} \dot{y}_1 = y_2 \\ \dot{y}_2 = \tilde{\psi}(t, x) + \tilde{\zeta}(t, x)u \end{cases} \quad (\text{IV.10})$$

Selon la stratégie précédente, la commande u est soumise à un système dynamique du premier ordre. En réalité, les algorithmes discontinus sont appliqués à la dérivée temporelle de la commande u , qui devient alors la nouvelle variable de contrôle du système en question et conduit à une obtention d'ordre deux sur la surface S . Ainsi, l'entrée u du système est désormais continue, ce qui permet de supprimer le phénomène de chattering.

IV.6. Propriétés de convergence en temps fini de la commande 2-glissante

Le but du contrôleur glissant d'ordre deux est de réduire S et sa dérivée S' à zéro en un délai fini, en se servant de la commande $u(t)$. Pour réaliser cet objectif, les suppositions ci-dessous sont prises en compte [34][39] :

1. Les valeurs de commande sont déterminées par l'ensemble $U = \{u: |u| \leq U_M\}$, où U_M représente une constante réelle, et la solution du système est exprimée à travers la variable glissante d'ordre deux $S = \dot{S} = 0$.

2. On trouve un $u_l \in (0, 1)$ tel que pour toute fonction continue u satisfaisant $u > u_l$, il existe un t_1 spécifique. Que $u > 0$ pour chaque $t > t_1$. Donc, la commande :

$$u = -U_M \text{sign}(\dot{S}(t_0)) \quad (\text{IV .11})$$

Où t_0 représente le moment initial, garantie la convergence en temps fini vers $S = 0$.

3. On définit des constantes positives S_0, Γ_m et Γ_M , de telle sorte que dans un environnement $|S(t, x)| < S_0$,

$$0 < \Gamma_m \leq \frac{\partial}{\partial u} \dot{S}(t, x, u) \leq \Gamma_M, \quad \forall u \in U, x \in X \quad (\text{IV .12})$$

Le fait que le terme $\frac{\partial \dot{S}}{\partial u}$ L'existence du régime glissant commande équivalente est conditionnée par le fait que l'annulation ne soit pas requise.

4. Il existe une constante positive Φ telle que dans la région $|S| < S_0$, l'inégalité suivante est vérifiée pour $\forall (t, x) \in X, u \in U$.

$$\left| \frac{\partial}{\partial u} \dot{S}(t, x, u) + \frac{\partial}{\partial x} \dot{S}(t, x, u) f(t, x, u) \right| \leq \Phi \quad (\text{IV .13})$$

Nous allons revisiter le système (IV.7) en supposant qu'il présente un degré relatif DR=1 par rapport à la surface de glissement S. Cela se formule comme suit :

$$\ddot{S} = \dot{y}_2 = \psi(t, x) + \zeta(t, x)u \quad (\text{IV .14})$$

Si nous utilisons les caractéristiques de convergence mentionnées précédemment, nous obtenons :

$$\begin{cases} 0 < \Gamma_m \leq \zeta(t, x) \leq \Gamma_M \\ |\psi(t, x)| < \Phi \end{cases}$$

Si le système est de degré relatif DR=2 nous devons prendre le système :

$$\ddot{S} = \dot{y}_2 = \tilde{\psi}(t, x) + \tilde{\zeta}(t, x)u \quad (\text{IV .15})$$

IV.6.1. Loi 2-glissante

La méthode du second ordre que nous suggérons ici peut être vue comme une extension d'une loi à régime glissant de premier ordre. Elle se compose de deux segments :

$$u = \int u_{eq} + k_{glis} \int u_{glis} \quad (\text{IV .16})$$

☒ $\int u_{glis}$: Est composée par l'intégrale de la fonction signe de la nouvelle surface de Glissement S_y (elle sera définie plus tard) multipliée par une constante k_{glis} .

☒ $\int u_{eq}$: Est conçue en utilisant la méthode de la commande équivalente pour la nouvelle Surface de glissement S_y .

Nous allons à présent exposer la méthode de conception utilisée pour élaborer cette technique de commande.

IV.6.2. Surface de glissement

Nous allons définir une surface de glissement S en fonction de l'espace d'états des erreurs.

$$S = y_1 = S_1(x - x_d) + S_2(\dot{x} - \dot{x}_d) + \dots + S_n(x^{r-1} - x_d^{r-1}) = S\tilde{x} \quad (IV.17)$$

Le calcul de la dérivée donne :

$$\dot{S} = y_2 = S_1(\dot{x} - \dot{x}_d) + S_2(\ddot{x} - \ddot{x}_d) + \dots + S_n(x^r - x_d^r) = S\dot{\tilde{x}} \quad (IV.18)$$

Un nouveau système (IV.7) basé sur y_1 et y_2 est actuellement en place, nous présentons donc une nouvelle surface de glissement S_y :

$$S_y = \dot{S} + \eta S = y_2 + \eta y_1 \quad (IV.19)$$

Où : η est une constante positive.

Avec cette méthode, la convergence du système est contrôlée par la surface de glissement S et sa dérivée \dot{S} .

IV.6.3. Commande équivalente

Il est établi que la commande équivalente constitue la solution pour la commande lorsqu'une fois que la dérivée de la nouvelle surface de glissement est nulle, c'est-à-dire

$$\dot{S}_y = 0.$$

$$\dot{S}_y = \ddot{S} + \eta \dot{S} = 0 \quad (IV.20)$$

L'expression précédente peut être écrite comme suit :

$$\dot{S}_y = S\ddot{\tilde{x}} + \eta \dot{S} = 0 \quad (IV.21)$$

La valeur de $\ddot{\tilde{x}}$ est calculée avec la dérivée du système (IV.1) :

$$\ddot{x} = \frac{\partial}{\partial t} f(t, x, u) + \frac{\partial}{\partial x} f(t, x, u) \dot{x} + \frac{\partial}{\partial u} f(t, x, u) \dot{u} \quad (\text{IV.22})$$

En fin de compte, la commande équivalente s'exprime comme suit :

$$\dot{u}_{eq} = - \frac{1}{\frac{\partial}{\partial u} f(t, x, u)} \left[\frac{\partial}{\partial t} f(t, x, u) + \frac{\partial}{\partial x} f(t, x, u) \dot{x} + \eta \dot{S} \right] \quad (\text{IV.23})$$

La méthode du second ordre précédemment décrite permet de supprimer le phénomène de chattering, causé par la discontinuité de la fonction *sign* intégrée dans la fonction d'intégration. Un autre effet est la convergence plus progressive vers la surface de glissement, parce que la commande considère la dérivée de la surface. L'inconvénient de cette loi réside dans le fait qu'elle nécessite une connaissance de la dérivée de la surface de glissement. Concrètement, cela implique d'ajouter davantage de capteurs pour évaluer les états additionnels ou d'installer des observateurs d'état [34] [37].

IV.7. Algorithmes glissants d'ordre supérieur

Les explications précédemment fournies sur les modes glissants réels d'ordre r ont permis de présenter un outil de comparaison divers algorithmes de commande qui produisent ces modes. Ainsi, on fait la distinction entre les algorithmes idéaux et les algorithmes réels. Effectivement, les recherches de M. Levant démontrent qu'un ordre de glissement véritable ne doit pas dépasser l'ordre du mode de glissement associé. Ainsi, les modes glissants standards offrent uniquement un mode glissant réel de premier ordre, tandis qu'un mode glissant réel de second ordre est effectivement obtenu en modifiant la commutation discrète des algorithmes de second ordre. On peut également obtenir un mode glissant réel par une méthode différente de celle de la mise en œuvre discrète du mode glissant, comme c'est le cas avec l'algorithme 'Drift', que nous examinerons plus tard [38].

Habituellement, pour mettre en œuvre un algorithme de glissement d'ordre r par rapport à $S = 0$, il est nécessaire d'avoir connaissance de S , S' et $S(r-1)$. Cela rend l'implémentation plus complexe à mesure que l'ordre de glissement s'accroît. Les algorithmes pratiques n'ont besoin que des mesures S , S' et $S(r-2)$, ce qui s'avère être une solution efficace pour les modes glissants du second ordre. Effectivement, il est uniquement nécessaire d'avoir l'information sur S .

IV.7.1 Algorithme de Twisting

Cet algorithme a été établi en tant que première loi de commande basé sur le mode glisse d'ordre supérieur. Cet algorithme, qui tourne autour de l'origine du plan de glissement d'ordre deux, est nommé Twisting pour sa capacité à converger en de temps fini vers l'origine

du plan de phase (S, \dot{S}) . , Avec une infinité de rotations, consultez la Figure (IV.2). Son mode d'opération repose sur la modulation de l'amplitude de la commande entre deux valeurs V_m et V_M , de manière à ce que l'ordonnée et l'abscisse se rapprochent progressivement de l'origine [35-36].

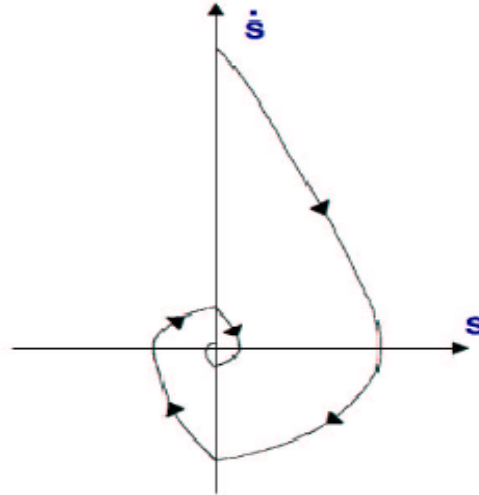


Figure IV.2 : Convergence en temps fini de l'algorithme Twisting.

Nous allons utiliser le système $y_1 = S$ et $y_2 = \dot{S}$. Actuellement, le défi du contrôle est de stabiliser le système du second ordre suivant en un temps fini :

$$\begin{cases} \dot{y}_1 = y_2 \\ \dot{y}_2 = \psi(t, x) + \zeta(t, x)\dot{u} \end{cases} \quad (\text{IV.24})$$

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

$$\phi > 0, |\psi| \leq \phi, 0 < \Gamma_m \leq \zeta \leq \Gamma_m$$

La loi de commande suivante définit l'algorithme du Twisting pour un degré relatif de 1 :

$$\dot{u} = \begin{cases} -u & \text{si } |u| > 1 \\ -V_m \text{sgn}(S) & \text{si } S\dot{S} \leq 0, |u| \leq 1 \\ -V_M \text{sgn}(S) & \text{si } S\dot{S} > 0, |u| \leq 1 \end{cases} \quad (\text{IV.25})$$

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

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

$$u = \begin{cases} -V_m \text{sgn}(S), & \text{si } S\dot{S} \leq 0, \\ -V_M \text{sgn}(S), & \text{si } S\dot{S} > 0, \end{cases} \quad (\text{IV.26})$$

Avec les conditions suffisantes assurant la convergence en temps fini sur la variété S sont [35]

$$\begin{cases} V_M > V_m, \\ V_m > \frac{4\Gamma_M}{S_0} \\ V_m > \frac{\phi}{\Gamma_m} \\ \Gamma_M V_m - \phi > \Gamma_m V_m + \phi \end{cases} \quad (\text{IV.27})$$

Bien que la dérivée de la surface S ne soit pas mesurable en pratique, on peut déterminer son signe en se basant sur celui de la dérivée de la surface s sur un intervalle temporel Δ_t . On calcule le $\text{sgn}(\dot{S}(t))$ à l'aide de la formule $\text{sgn}(\dot{S}(t) - S(t - \Delta_t))$.

En prenant en compte les incertitudes du système et les périodes entre les intersections successives de l'axe des abscisses, nous pouvons établir la limite supérieure du temps de convergence du système [37] :

$$t_{tw \infty} \leq t_{M_1} + \Theta_{tw} \frac{1}{1 - \theta_{tw}} \sqrt{|y_{1M_1}|} \quad (\text{IV.28})$$

Où y_{1M_1} C'est la valeur de la surface S lorsqu'elle croise pour la première fois l'axe des abscisses, t_{M_1} est la valeurs de temps à cet instant. Les expressions Θ_{tw} et θ_{tw} sont données par les formules suivantes :

$$\begin{cases} \Theta_{tw} = \sqrt{2} \frac{\Gamma_m V_M + \Gamma_M V_m}{(\Gamma_m V_M - \phi) \sqrt{\Gamma_M V_m + \phi}} \\ \theta_{tw} = \sqrt{\frac{(\Gamma_m V_M + \phi)}{(\Gamma_M V_m - \phi)}} \end{cases} \quad (\text{IV.29})$$

IV.7.2 Algorithme de Super Twisting

L'algorithme converge également en fonction des rotations autour de l'origine du diagramme de phase. La loi de commande Super Twisting $u(t)$ se compose de deux éléments distincts. La première est déterminée par sa dérivée temporelle (u_1), alors que la seconde est exprimée par la fonction continue de la variable mobile (u_2) :

$$u = u_2(t) + u_2(t) \quad (\text{IV.30})$$

$$\dot{u}_1 = \begin{cases} -u & \text{si } |u| > 1 \\ -W \text{sgn}(S) & \text{si } |u| \leq 1 \end{cases}$$

$$u_2 = \begin{cases} -\lambda_1 |S_0|^{\rho_1} \text{sgn}(S) & |S| > S_0 \\ -\lambda_1 |S|^{\rho_1} \text{sgn}(S) & |S| \leq S_0 \end{cases} \quad (\text{IV.31})$$

Les conditions suffisantes de convergence en temps fini sont [34-35] :

$$\begin{cases} W > \frac{\phi}{\Gamma_m}, \\ \lambda_1^2 \geq \frac{4\phi\Gamma_M(W+\phi)}{\Gamma_m^2\Gamma_m(W-\phi)}, \\ 0 < \rho_1 \leq 0.5. \end{cases} \quad (\text{IV.32})$$

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

$$\begin{cases} u = -\lambda|S|^{1/2}\text{sgn}(S) + u_1 \\ \dot{u}_1 = -W\text{sgn}(S) \end{cases} \quad (\text{IV.33})$$

L'intérêt de cet algorithme est qu'il très robuste, elle n'a pas besoin d'information sur la dérivée de S. Grâce à cette propriété, il est possible de diminuer le nombre de capteurs dans le système, tout en réduisant également le temps de traitement.

IV.7.3 Algorithme Sous-Optimal

Cet algorithme conçu pour des systèmes de contrôle de degré égal à 2, ainsi que l'utilisation du terme sous-optimal ici, s'inspirent de la commande bang-bang qui produit des trajectoires optimales (en termes de temps minimaux) pour un double intégrateur. La loi de commande est établie par [34-35] :

$$u(t) = -\alpha(t)\lambda_M \text{sgn}\left(x_1(t) - \frac{1}{2}x_{1M}\right) \quad (\text{IV.34})$$

$$\alpha(t) = f(x) = \begin{cases} \alpha^* \text{ si } \left[x_1(t) - \frac{1}{2}x_{1M}\right], [x_{1M} - x_1(t)] > 0 \\ 1 \text{ si } \left[x_1(t) - \frac{1}{2}x_{1M}\right], [x_{1M} - x_1(t)] \geq 0 \end{cases} \quad (\text{IV.35})$$

Où x_{1M} représente la valeur de x_1 au dernier instant d'annulation de x_2 (i.e la dernière valeur singulière de la fonction $x_1(t)$).

Conditions suffisantes de convergence [34]:

$$\begin{cases} \alpha^* \in [0,1] \cap \left]0, \frac{3\Gamma_M}{\Gamma_M}\right] \\ \lambda_M > \max\left(\frac{c}{\alpha^*\Gamma_M}, \frac{4c}{3\Gamma_M - \alpha^*\Gamma_M}\right) \end{cases} \quad (\text{IV.36})$$

Borne de convergence du temps de convergence :

$$T_{so \infty} \leq t_{M1} + \Theta_{so} \frac{1}{1-\theta_{so}} \sqrt{|x_{1M1}|} \quad (\text{IV.37})$$

Où : x_{1M}, t_{M1} sont définis comme pour l'algorithme du Twisting :

$$\begin{cases} \Theta_{so} = \frac{(\Gamma_m + \alpha^* \Gamma_M) \lambda_M}{(\Gamma_m \lambda_M - C) \sqrt{\alpha^* \Gamma_M \lambda_M + C}} \\ \theta_{so} = \sqrt{\frac{(\alpha^* \Gamma_M - \Gamma_m) \lambda_M + 2C}{2(\Gamma_m \lambda_M - C)}} \end{cases} \quad (IV.38)$$

La connaissance de la valeur de x_2 n'est pas nécessaire, toutefois il faut avoir une estimation assez précise de la dernière valeur singulière de x_1 .

Dans le cas d'un gain unitaire $\gamma = 1$ la loi de commande pouvait être simplifiée en posant $\alpha = 1$ et en choisissant $V_M > 2C_0$. La preuve de convergence de cet algorithme, ainsi que l'évolution du temps de convergence sont disponibles dans [40].

IV.7.4 Algorithme de Drift

Le but de la commande est de guider la trajectoire en suivant une commande glissante de second ordre avec $S = 0$ tout en maintenant \dot{S} à un niveau relativement bas. Ce régulateur offre un glissement réel de degré 2 et l'algorithme de contrôle est établi par la règle de contrôle suivante (avec une parenté équivalente à un) [34] :

$$\dot{u} = \begin{cases} -u & \text{if } |u| > 1 \\ -V_m \text{sign}(\Delta x_{1i}) & \text{if } x_1 \Delta x_{1i} \leq 0; |u| \leq 1 \\ -V_M \text{sign}(\Delta x_{1i}) & \text{if } x_1 \Delta x_{1i} > 0; |u| \leq 1 \end{cases} \quad (IV.39)$$

Où : $\Delta x_{1i} = x_1(t_i) - x_1(t_i - \tau)$.

Dans le cas où le système est de degré relatif égal 2, un contrôleur similaire est donné par :

$$\dot{u} = f(x) = \begin{cases} -V_m \text{sign}(\Delta x_{1i}), & \text{if } x_1 \Delta x_{1i} \leq 0 \\ -V_M \text{sign}(\Delta x_{1i}), & \text{if } x_1 \Delta x_{1i} > 0 \end{cases} \quad (IV.40)$$

Il est à noter que cet algorithme ne présente pas de dépassements si les paramètres sont choisis de façon appropriée.

IV.8 Suppression de la réticence

Selon la méthode de second ordre expliquée dans la section antérieure, le système est constitué des équations (IV.1) et (IV.8) lorsque le degré relatif est DR=1, ou par les formules (IV.9) et (IV.10) lorsque DR=2. L'attribut majeur de ces tactiques réside dans l'application de la composante discontinue (la fonction signe) à la dérivée temporelle de la commande, soit \dot{u} . L'objectif principal de la commande \dot{u} est d'atteindre un régime glissant du second ordre sur la surface de glissement S.

En intégrant la dérivée de la surface de glissement dans le calcul, le système parvient à la surface S de manière plus douce. En définitive, lorsqu'on effectue l'intégration de l'entrée du système $= \int \dot{u}$, le contrôle se transforme en continu, évitant ainsi le phénomène de résistance dans la majorité des systèmes.

IV.9 Contrôleur par régime glissant d'ordre n

Les techniques de commande d'ordre n avec convergence finie demeurent des sujets de recherche en cours. Dans cette partie, nous présenterons une méthode de contrôle n -glissant avec un temps de convergence fini, élaborée par M. Levant [34-36] [38].

IV.9.1 Définition du problème

On va considérer un système dynamique comme suit :

$$\begin{cases} \dot{x} = a(t, x) + b(t, x)u \\ S = S(t, x) \end{cases} \quad (\text{IV.41})$$

Où : $x \in R^n$, a, b, S représente des fonctions régulières, avec $u \in R$.

On part du principe que le degré relatif du système r est connu et qu'il demeure constant. Cela signifie que u n'est présent uniquement dans la r -ème dérivée de S et $\frac{d}{dt}S^{(r)} \neq 0$ en ce lieu. L'objectif est de parvenir à la condition $S(t, x) = 0$ en un temps limité.

Étant donné que $S, \dot{S}, \dots, S^{r-1}$ sont des fonctions continues, leur comportement s'apparente à celui d'un régime r -glissant. On peut établir un nouveau système [34] :

$$y = (y_1, \dots, y_r), \text{ ou } y_1 = S, y_2 = \dot{S}, \dots, y_r = S^{r-1} \quad (\text{IV.42})$$

Avec :

$$S^{(r)} = h(t, y) + g(t, y)u, \quad g(t, y) \neq 0 \quad (\text{IV.43})$$

Choisissons un contrôleur simple de la forme :

$$\begin{cases} u = K \text{sign}(S) \text{ avec } K > \sup |u_{\text{eq}}| \\ u_{\text{eq}} = -\frac{h(t, y)}{g(t, y)} \end{cases} \quad (\text{IV.44})$$

Le problème de la commande r -glissant est de trouver une entrée $u = U(t, x)$ qui donnera une convergence en temps fini, en généralisant la commande glissante d'ordre 1 ($u =$

- $K \text{sign}(s)$). Où les fonctions $h(t, y)$ et $g(t, y)$ sont bornées. Ainsi nous avons besoin de la condition suivante [34] :

$$0 < \Gamma_m < \frac{\partial}{\partial u} S^{(r)} \leq \Gamma_M \quad (\text{IV.45})$$

IV.9.2 Construction de la commande

Soit p un nombre positif. On note [34] :

$$J_{1,r} = |S|^{(r-1)/r}$$

$$J_{i,r} = \left[|S|^{p/r} + |\dot{S}|^{p/(r-1)} + \dots + |S^{i-1}|^{p/(r-i+1)} \right]^{(r-i)/p} \quad i = 1, \dots, r-1$$

$$J_{r-1,r} = \left[|S|^{p/r} + |\dot{S}|^{p/(r-1)} + \dots + |S^{r-2}|^{p/2} \right]^{1/p}$$

$$\varpi_{0,r} = S \quad (\text{IV.47})$$

$$\varpi_{1,r} = \dot{S} + \beta_1 J_{1,r} \text{sign}(S)$$

$$\varpi_{i,r} = S^{(i)} + \beta_i J_{i,r} \text{sign}(\varpi_{i-1,r}) \quad i = 1, \dots, r-1$$

Où $\beta_1, \dots, \beta_{r-1}$ sont des nombres positifs

Le théorème suivant [34] fournit la formule pour la commande glissante d'ordre r :

Le dispositif (4.40) possède un degré relatif $DR=r$ en relation avec la surface de glissement S et il répond à la condition (4.44). En choisissant judicieusement les valeurs positives pour les paramètres $\beta_1, \dots, \beta_{r-1}$ et α on peut définir l'expression suivante :

$$u = -\alpha_1 \text{sgn}[\varpi_{i-1,r}(S, \dot{S}, \dots, S^{(r-1)})] \quad (\text{IV.48})$$

Qui fournira un schéma itératif d'ordre r avec une convergence finie vers $S = 0$.

On choisit des valeurs suffisamment élevées pour les paramètres $\beta_1, \dots, \beta_{r-1}$. Chaque sélection détermine le groupe de commandes applicable à tous les systèmes (IV.24) de degré relatif r . La valeur de $\alpha > 0$ est choisie spécifiquement pour n'importe qu'elles constantes C, Γ_m, Γ_M . La commande proposée est simplement généralisée : les coefficients de $N_{1,r}$ sont des nombres positifs.

Assurément, le paramètre β_i a la capacité de prendre une multitude infinie de valeurs. Ci-après, nous présentons quelques exemples utilisant β_i testé pour $r \leq 4$, donc nous obtenons :

$$r = 1. u = -\alpha_1 \text{sgn}(S) \quad (\text{IV.49})$$

$$r = 2. u = -\alpha_1 \text{sgn}(S + |S|^{1/2} \text{sgn}(S)) \quad (\text{IV.50})$$

$$r = 3. u = -\alpha_1 \text{sgn}(\ddot{S} + 2|\dot{S}|^3 + |S|^2)^{1/6} \text{sgn}(|\dot{S}| + |S|^{2/3} \text{sgn}(S)) \quad (\text{IV.51})$$

$$r = 4. u = -\alpha_1 \text{sgn}\left\{S^{(3)} + 3(\ddot{S}^6 + \dot{S}^4 + |S|^2)^{1/12} \text{sgn}\left(\ddot{S} + (\dot{S}^4 + |S|^3)^{1/6} \text{sgn}(\dot{S} + 0.5|S|^{3/4} \text{sgn}(S))\right)\right\} \quad (\text{IV.52})$$

$$r = 4. u = -\alpha_1 \text{sgn}\left\{ \begin{array}{l} S^{(4)} + \beta_4 (|S|^{12} + |\dot{S}|^{15} + |S|^{20} + |S^{(3)}|^{30})^{1/60} \\ \text{sgn}\left(S^{(3)} + \beta_3 (|S|^{12} + |\dot{S}|^{15} + |\ddot{S}|^{20})^{1/30} \text{sgn}\left(\begin{array}{l} \ddot{S} + \beta_2 (|S|^{12} + |\dot{S}|^{15})^{1/20} \\ \text{sgn}(\dot{S} + \beta_1 |S|^{4/5} \text{sgn}(S)) \end{array} \right) \right) \end{array} \right\} \quad (\text{IV.53})$$

L'idée de la commande est d'établir un mode glissant d'ordre l dans l'ensemble γ de (IV.48). Ce régime glissant est défini par $\varpi_{r-1,r}$, mais quand ce premier régime glissant a disparu un deuxième apparaît $\varpi_{r-2,r}$. Le régime l -glissant implique $\varpi_{r-2,r} = 0$, mais un troisième apparaît $\varpi_{r-3,r}$, à nouveau le régime l -glissant le met à zéro ($\varpi_{r-3,r} = 0$), et ainsi de suite. Pendant que la trajectoire s'approche de l'ensemble r -glissant, l'ensemble γ revient sur l'origine dans les coordonnées $S, \dot{S}, \dots, S^{(r-1)}$ (voir Figure IV.3).

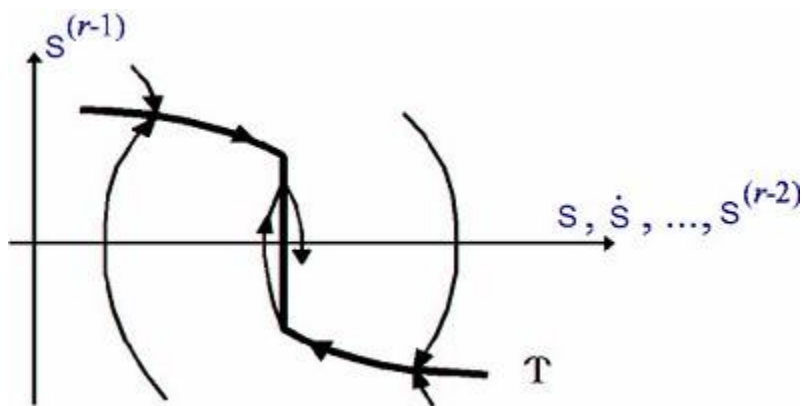


Figure IV.3: L'idée de la commande r -glissant.

IV.10. Application de la commande par mode glissant d'ordre 2 à la MSAP

La Figure (IV.4) illustre le modèle de mode glissant d'ordre 2 (MGO2). En mettant en œuvre le concept du réglage en cascade (structure à trois niveaux), la boucle interne assure la commande des courants, alors que la boucle externe est destinée à la régulation de la vitesse.

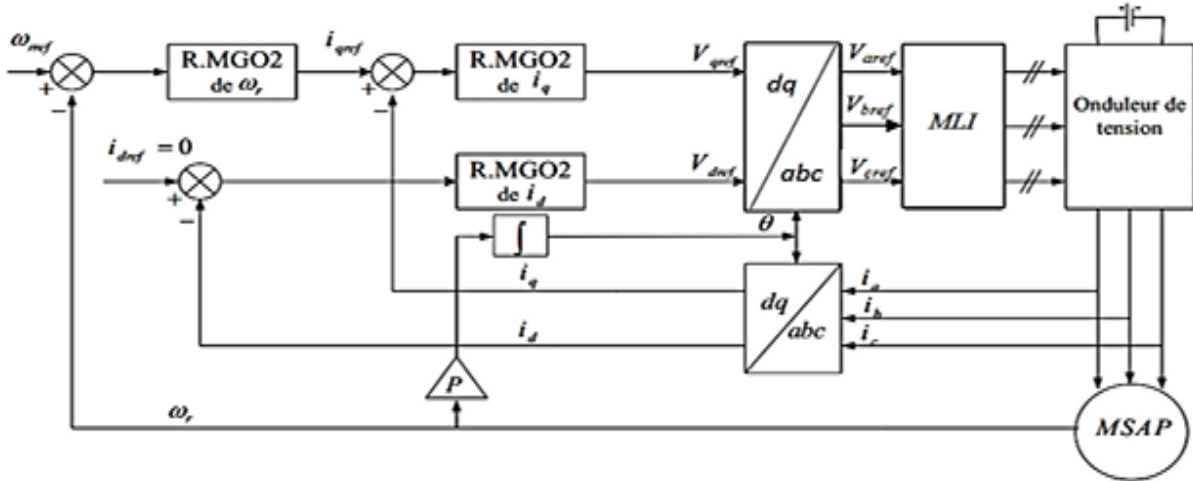


Figure IV.4 : Schéma bloc de réglage par mode glissement d'ordre2 (Reg. MGO2).

La stratégie de commande suggérée repose sur l'algorithme du Super Twisting. Dans ce contexte, nous prenons en compte les surfaces de glissement suivantes :

$$\begin{cases} S_1 = \omega_{ref} - \omega_r \\ S_2 = i_{qref} - i_q \\ S_3 = i_{dref} - i_d \end{cases} \quad (IV.54)$$

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

$$\begin{cases} u_i = -\lambda_i |S_i|^{\frac{1}{2}} \text{sgn}(S_i) + u_{1i} \\ \dot{u}_{1i} = -W_i \text{sgn}(S_i) \\ \text{et } i = 1, 2, 3. \end{cases} \quad (IV.55)$$

IV.11. Résultats de simulation

Pour évaluer l'efficacité et la fiabilité du contrôle glissant d'ordre 2 basé sur l'algorithme de super Twisting de la MSAP, des séries de simulations numériques comparables à celles effectuées dans le chapitre précédent sont mises en œuvre.

IV.11.1. Essai à vide et en charge

Les résultats de simulation de l'essai à vide et en charge de la MSAP, pour une consigne en échelon de 100 rad/s, suivie de l'application d'un couple résistant de 5 N·m à $t = 0,5$ s, sont illustrés dans les figures IV.5 et IV.6. On peut en tirer les observations suivantes :

- La dynamique de la vitesse est quasi linéaire et atteint la valeur de consigne en un temps de réponse minimale. Suite à l'application de la charge à $t = 0,5$ s, on n'observe quasiment aucune altération du profil de vitesse.
- Lors du démarrage, le couple présente un pic transitoire, puis converge rapidement vers la valeur du couple résistant, avant et après l'introduction de la charge.
- Un découplage du système a été réalisé avec succès, avec le maintien de i_d nul.
- Le phénomène de chattering est nettement atténué.
- Le courant i_q suit fidèlement l'évolution du couple électromagnétique.

IV.11.2. Essai de l'inversion de sens de rotation

La figure IV.7 illustre une inversion du sens de rotation, de $+100$ rad/s à -100 rad/s, réalisée à $t = 0,5$ s en l'absence de charge.

Les résultats de simulation montrent que la vitesse suit parfaitement sa trajectoire de référence, atteinte en un délai très court. Toute perturbation induite est immédiatement corrigée. Ce test démontre ainsi la robustesse de la stratégie de commande.

IV.11.3. Essai de variation de la résistance statorique et du couple de charge

Lorsque la machine est soumise à une charge, la température des enroulements augmente, entraînant une variation de la résistance statorique.

Dans cet essai, la machine démarre à vide. À $t = 0,5$ s, un couple résistant de $C_r = 5$ N·m est appliqué, et simultanément, la résistance statorique est augmentée de 100 % par rapport à sa valeur nominale.

Comme le montre la figure IV.8, le système parvient à maintenir un fonctionnement stable malgré ces perturbations. Cela atteste de sa robustesse face aux variations paramétriques internes (résistance) et externes (charge).

IV.11.4. Essai de robustesse avec erreur en pourcentage

La figure IV.9 compare les performances de différentes stratégies de commande face à des incertitudes :

- La commande PI présente une dérive significative et une mauvaise réponse transitoire.
- La commande SMC améliore la stabilité, mais reste affectée par un chattering prononcé.

- En revanche, la commande glissante d'ordre 2 (SOSMC) permet de réduire considérablement les oscillations parasites, tout en maintenant l'erreur proche de zéro dès les premières secondes.

Ces résultats confirment la supériorité de la commande par mode glissant d'ordre supérieur, qui offre une meilleure robustesse, réactivité et précision, même en présence de fortes perturbations.

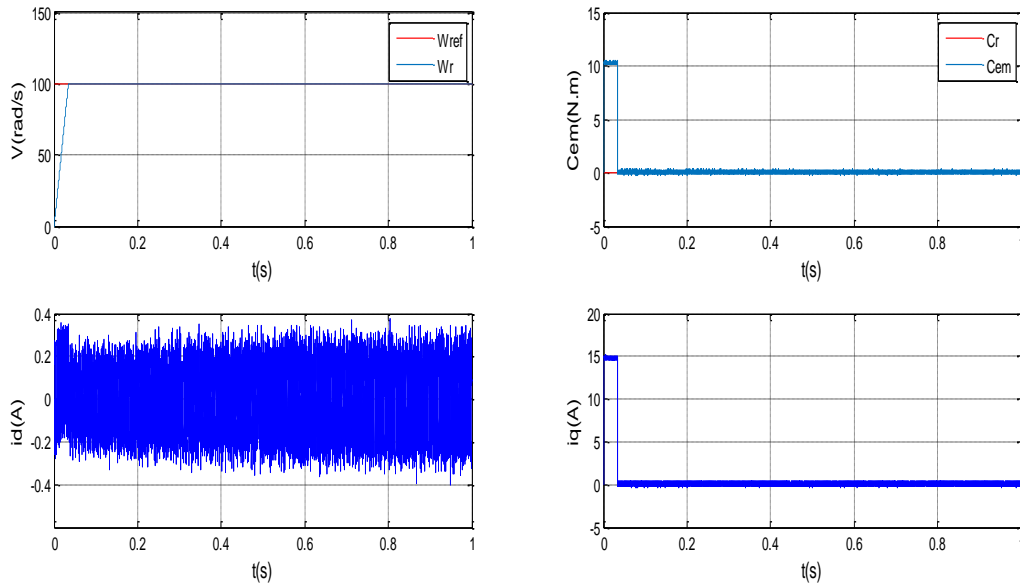


Figure IV.5: Résultats de simulation de R.MGO2 de la MSAP lors d'un démarrage à vide.

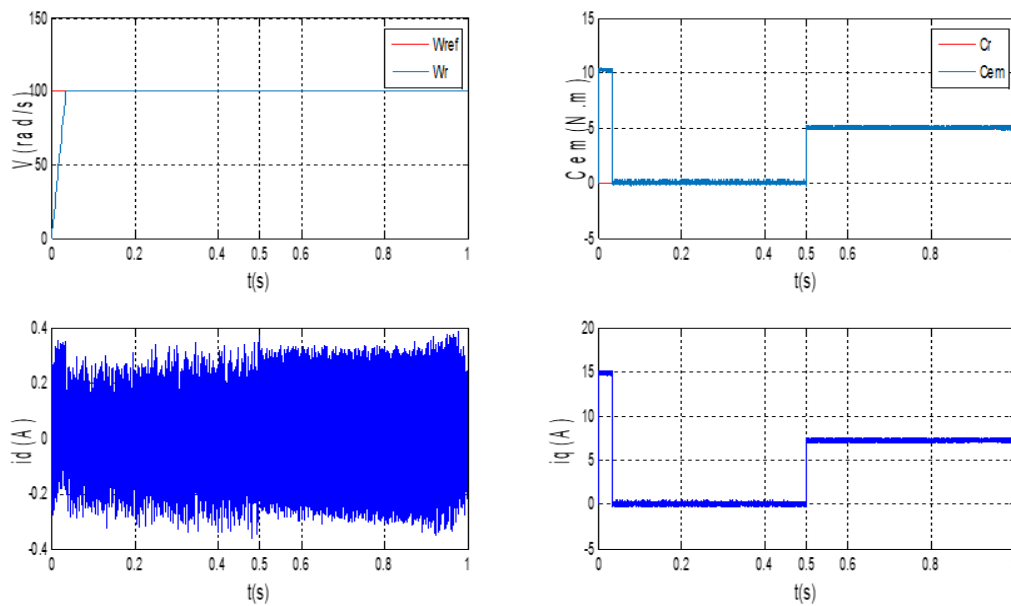


Figure IV.6: Résultats de simulation de R.MGO2 de la MSAP lors d'un démarrage à vide suivie d'une application de charge de 5 N.m à $t = 0.5$ s

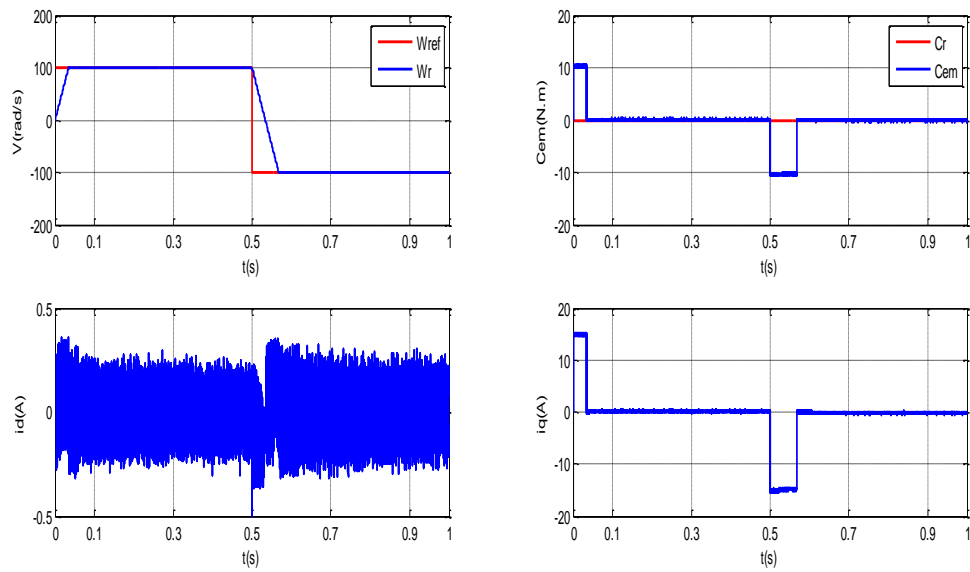


Figure IV.7: Résultats de simulation de R.MGO2 de la MSAP pour une inversion du sens de rotation à $t = 0,5s$.

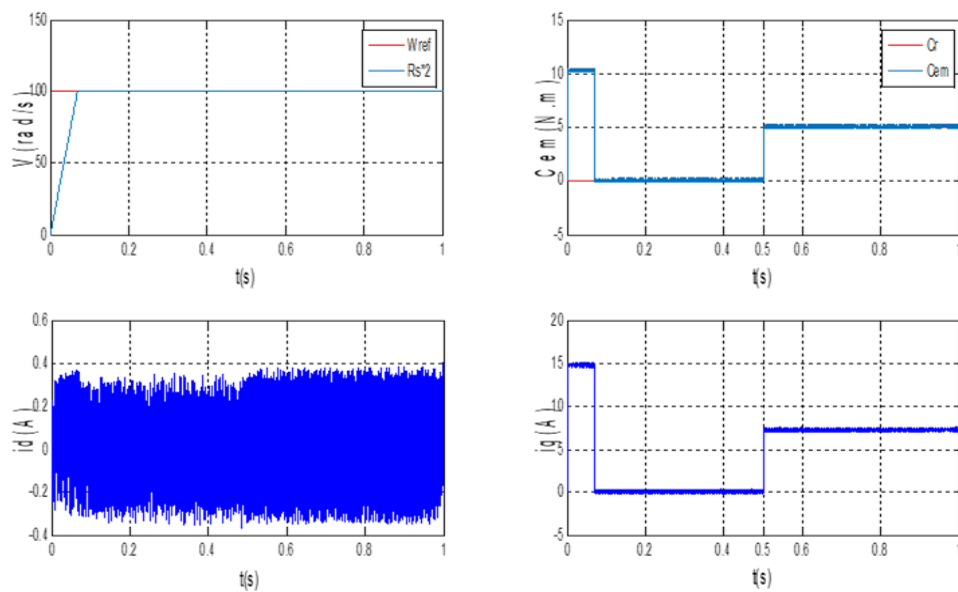


Figure IV.8: Résultats de simulation de R.MGO2 de la MSAP pour variation la résistance statorique et le couple de charge.

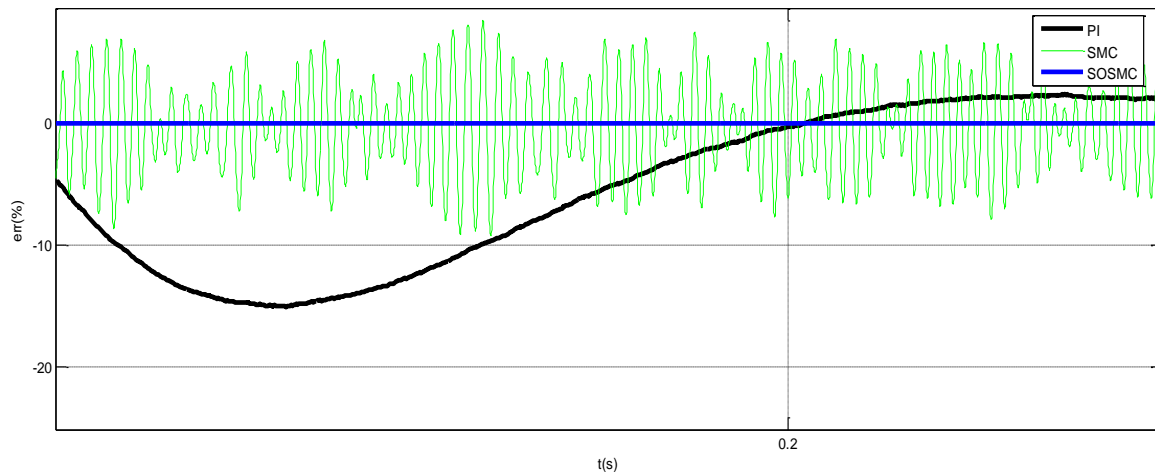


Figure IV.9: Résultats de simulation (erreur en pourcentage) pour variation de moment d'inertie.

IV.12. Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté différentes stratégies de commande par mode glissant d'ordre supérieur.

Dans un premier temps, nous avons détaillé les algorithmes de mode glissant d'ordre deux les plus couramment rencontrés dans la littérature, notamment les algorithmes Twisting et Super-Twisting.

Dans une seconde partie, l'analyse s'est portée sur la méthode proposée par M. Levant, connue sous le nom de commande par mode glissant d'ordre r (ou commande r -glissante). Cette approche présente l'avantage notable de pouvoir être appliquée à des systèmes ayant un degré relatif supérieur à deux, ce qui élargit son champ d'application.

Bien que la commande MGO2 (mode glissant d'ordre 2) offre une amélioration significative par rapport au MGO1, elle demeure limitée par son absence d'adaptativité.

C'est pourquoi, dans le cadre de notre travail, nous avons proposé une approche hybride floue-glissante, combinant la robustesse du mode glissant d'ordre 2 avec l'intelligence de la logique floue.

L'objectif de cette combinaison est d'aboutir à un système de commande performant, stable et intelligent, capable de maintenir un comportement optimal face aux incertitudes réelles.

Chapitre V :
Commande par
intelligence artificielle
(logique floue)

V.1. Introduction

Les techniques d'intelligence artificielle sont aujourd'hui reconnues pour leur grande capacité à résoudre divers problèmes liés aux processus industriels, notamment en matière de commande, d'estimation et d'identification des paramètres dans les systèmes à structure variable.

Parmi ces approches, on retrouve la logique floue, qui s'est largement imposée dans ce domaine [41] – [44].

La logique floue est une méthode mathématique fondée sur la théorie des ensembles flous, introduite en 1965 par le professeur Lotfi Zadeh. À l'époque, cette théorie fut accueillie avec scepticisme, principalement en raison du contexte technologique : les ordinateurs fonctionnaient exclusivement selon une logique binaire stricte (0 ou 1), ce qui rendait la logique floue difficile à intégrer.

Cependant, la logique floue permet le traitement de variables imprécises, dont les valeurs peuvent prendre n'importe quelle valeur entre 0 et 1.

Son objectif initial, similaire à celui de l'automatique classique, était de résoudre des problèmes de commande de processus, c'est-à-dire de piloter un système en fonction d'une consigne donnée.

Toutefois, contrairement à l'approche classique basée sur des modèles mathématiques précis, la logique floue repose généralement sur les connaissances empiriques d'experts ou d'opérateurs expérimentés.

L'objectif de ce chapitre est double :

1. Proposer un rappel synthétique sur la théorie des ensembles flous et donner un aperçu global de la logique floue ;
2. Présenter son application à la régulation de la vitesse de la MSAP, via le remplacement du régulateur classique de vitesse (ainsi que des régulateurs de courant dérivés de la linéarisation entrée-sortie) par un régulateur flou.

Dans la dernière partie du chapitre, nous exposons la méthodologie d'intégration de la logique floue dans une commande par mode glissant d'ordre deux, appliquée à une machine synchrone à aimants permanents (MSAP).

L'objectif est de combiner la robustesse de la commande glissante d'ordre supérieur avec l'intelligence adaptative de la logique floue, afin d'améliorer les performances dynamiques de la MSAP tout en réduisant le phénomène de chattering [42] – [47].

V.2. La logique floue

V.2.1. La Théorie Des sous-ensembles Flous

La théorie des ensembles flous, aussi connue sous le nom de sous-ensembles flous. Proposée par ZADEH en 1965, se fonde sur l'idée fondamentale de l'appartenance d'un élément à un ensemble. Dans la logique booléenne traditionnelle, l'attribut logique essentiel d'un ensemble est la délimitation stricte entre les éléments qui font partie de l'ensemble et ceux qui en sont exclus. L'ensemble est alors parfaitement défini par sa fonction caractéristique ϕ à valeurs dans $\{0 ; 1\}$. En revanche, dans le cadre de la logique floue, l'appartenance d'un élément à un sous-ensemble flou est définie par une fonction d'appartenance [41], [46] – [47].

On prend en compte un ensemble de référence, noté U . Une fonction d'appartenance μ_A de U dans l'intervalle $[0 ; 1]$ caractérise un sous-ensemble flou A de ce référentiel U . Pour chaque élément x de U , on attribue une valeur $\mu(x)$ qui respecte la condition $0 \leq \mu_A(x) \leq 1$.

La fonction d'appartenance μ_A étend l'idée d'appartenance et le concept de fonction caractéristique, tels qu'ils sont définis sur un ensemble traditionnel. On peut envisager plusieurs types de fonctions d'appartenance, qui peuvent avoir une forme géométrique variable. On trouve généralement des fonctions élémentaires, comme les fonctions d'appartenance triangulaires, trapézoïdales, gaussiennes, etc.

V.2.2. Variables linguistiques

Les variables linguistiques sont des variables dont les valeurs sont des mots ou des phrases exprimés en langage naturel et non pas des nombres. Elle est utilisée pour modéliser les connaissances floues ou indéterminées concernant une variable dont la valeur exacte peut ne pas être déterminée.

Une variable linguistique x est définie par un triplet $\{x, (x), X\}$ où x représente le nom de la variable, X son domaine d'application, et $T(x)$ correspond à son ensemble de valeurs linguistiques. Par exemple, si la vitesse est considérée comme variable linguistique définie dans un domaine $X = [-100, 100]$, ses valeurs linguistiques peuvent être définies comme suit : $T(\text{vitesse}) = \{\text{Grandeur négative (NG)}, \text{Petite négative (NP)}, \text{À peu près zéro (ZE)}, \text{Petite positive (PP)}, \text{Grandeur positive (PG)}\}$.

Ces valeurs linguistiques sont considérées comme des ensembles flous dont les fonctions d'appartenance sont montrées en (Figure V.1).

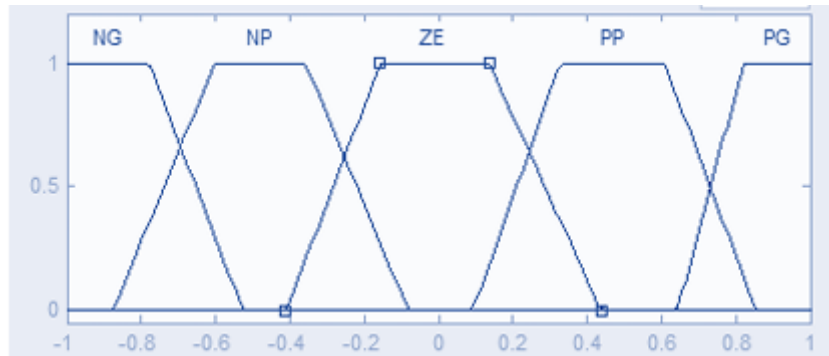


Figure V.1 : Fonctions d'Appartenance de T (vitesse)= {NG, NP, ZE, PP, PG}

V.2.3. Opérations sur Les ensembles Flous

Les opérations relatives aux ensembles flous constituent des prolongements de celles définies sur les ensembles traditionnels. Elle permet d'écrire des combinaisons logiques entre notions floues, c'est à-dire de faire des calculs sur des degrés de vérité. En effet, si les appartenances sont limitées à 0 et 1, alors les opérateurs flous (ET, OU, négation, etc.) devraient produire les mêmes résultats que leurs homologues classiques [44].

Égalité

Deux ensembles flous A et B de X sont égaux ($A=B$) si leurs fonctions d'appartenance prennent la même valeur pour tout élément de X :

$$\mu_A(x) = \mu_B(x) \forall x \in X. \text{ si } \exists x \text{ tel que } \mu_A(x) \neq \mu_B(x) \Rightarrow A \neq B$$

Inclusion

Soit deux ensembles flous, A et B de X. L'ensemble A est inclus dans le l'ensemble B, ($A \subseteq B$), si leurs fonctions d'appartenance sont telles que :

$$\forall x \in X, \mu_A(x) \leq \mu_B(x)$$

L'inclusion définit une relation d'ordre.

Intersection

L'opérateur logique correspondant à l'intersection d'ensembles est le ET. Le degré de vérité de la proposition « A ET B » est le minimum des degrés de vérité de A et de B :

$$\forall x \in X, \mu_C(x) = \min (\mu_A(x), \mu_B(x))$$

Union

L'opérateur logique correspondant à l'union d'ensembles est le *OU*. Le degré de vérité de la proposition "*A OU B*" est le maximum des degrés de vérité de *A* et de *B*.

$$\forall x \in X, \mu_C(x) = \max(\mu_A(x), \mu_B(x))$$

Fonction D'appartenance

Dans le traitement numérique en logique floue, il est indispensable d'attribuer à chaque valeur de la variable linguistique une fonction d'appartenance qui peut adopter l'une des diverses formes suivantes (figure V.2).

- Fonction triangulaire : elle est définie par trois paramètres {a, b, c} :

$$\mu(x) = \max \left[\min \left(\frac{x-a}{b-a}, \frac{c-x}{d-c} \right), 0 \right]$$

- Fonction trapézoïde : elle est définie par quatre paramètres {a, b, c, d} :

$$\mu(x) = \max \left[\min \left(\frac{x-a}{b-a}, 1, \frac{d-x}{d-c} \right), 0 \right]$$

- Fonction Gaussienne : Elle est définie par deux paramètres {σ, m} :

$$\mu(x) = \exp \left(-\frac{(x-m)^2}{2\sigma^2} \right)$$

- Fonction Sigmoïdale : elle est définie par deux paramètres {a, c} :

$$\mu(x) = \frac{1}{1 + \exp(a(x-c))}$$

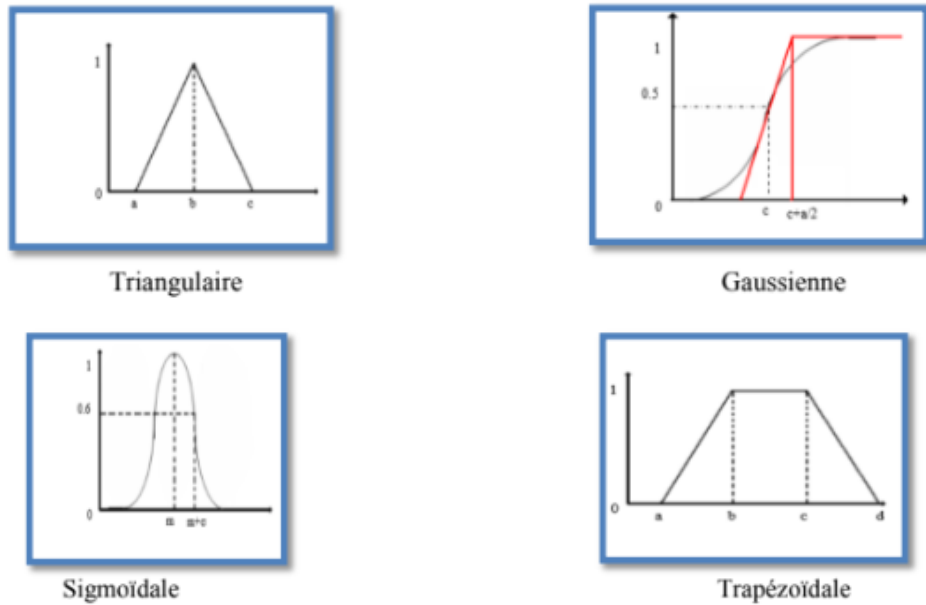


Figure V.2 : Forme des Fonctions D'appartenance Usuelles.

V.3.Raisonnement floue

Le mode naturel est trop compliqué. Ces mesures sont soumises à des imprécisions, vagues et éventuellement incertaines. L'application de la logique classique à ces connaissances n'est pas suffisante, on se tourne alors vers un raisonnement flou.

V.3.1. Implication Floue

Une règle générale « Si x est A alors y est B » établit une relation floue entre les variables x et y sur $A \times B$, dont l'appartenance est indiquée par :

$$(x, y) \rightarrow \mu_R(x, y) \quad (\text{V.1})$$

L'implication (ou relation) floue peut-être modélisée :

Soit par un opérateur de conjonction ET flou :

$$\mu_R(x, y) = \min(\mu_A(x), \mu_B(y)) \quad (\text{Mamdani}).$$

$$\mu_R(x, y) = \mu_A(x) * \mu_B(y) \quad (\text{Larsen}).$$

Soit par une implication floue :

$$\mu_R(x, y) = \min(1, 1 - \mu_B(y)) \quad (\text{Lukasiewicz}).$$

$$\mu_R(x, y) = 1 - \mu_A(x) + \mu_A(x) * \mu_B(y) \quad (\text{Reichenbach}).$$

V.3.2. Modus Ponens Généralisé

En logique mathématique, diverses techniques de preuve existent pour aboutir à des conclusions dans les résultats d'analyse. Cette méthode de raisonnement inclut l'induction, la déduction et l'analogie. Habituellement, le raisonnement logique se fonde sur un ensemble de tautologies qui aboutissent à des résolutions triviales dérivées des théorèmes de la logique propositionnelle dépourvus de toute information sensée et inédite. Les lois de la logique formel sont des exemples de tautologie.

Le Modus Ponens, qui représente le processus de raisonnement basé sur l'affirmation, figure parmi les tautologies significatives de la logique formelle traditionnelle. L'appellation du processus de raisonnement, formulée en latin hérité de la scolastique, définit une proposition logique sous cette forme :

$$A \cap (A \Rightarrow B) \Rightarrow B \quad (\text{V.2})$$

C'est-à-dire que, si A et $A \Rightarrow B$ désignent des propositions vraies toutes les deux, alors la proposition B est également vraie. L'extension du Modus Ponens à la logique floue a conduit au Modus Ponens Généralisé (MPG), dont le schéma de raisonnement logique est représenté comme suit :

Règle : Si x est A alors y est B .

Observation : x est A_0 .

Conclusion : y est B_0 .

Dans le cas général, A_0 et B_0 sont des sous-ensembles flous. Il convient de faire remarquer que, dans la formulation du MPG, on a :

$$A \neq A' \text{ et } B \neq B' \quad (\text{V.3})$$

La spécificité du MPG est qu'il admet une observation qui n'est pas entièrement identique à celle énoncée dans la section prémisses de la règle. Généralisé du Modus Ponens, qui a été mentionnée dans plusieurs publications, peut être vue comme une extension et une généralisation de la forme booléenne du Modus Ponens.

V.4. Régulateur par logique floue

Contrairement à un régulateur classique ou à un régulateur à rétroaction d'état, le RLF s'appuie pas sur une relation mathématique explicite, mais fait appel à des inférences

basées sur plusieurs règles, en se fondant sur des variables linguistiques. Dans cette section, nous allons présenter la procédure générale de la conception d'un régulateur par logique floue, figure (V.3) [40], [41], [49].

La configuration de base d'un régulateur flou logique RLF comporte quatre blocs principaux :

- fuzzification,
- base de connaissance,
- inférence,
- défuzzification,

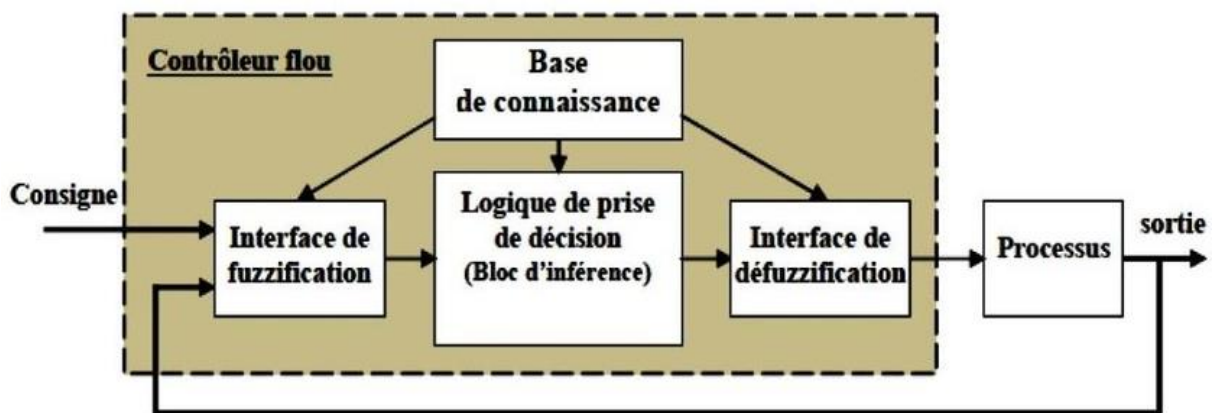


Figure V.3 : Configuration de base d'un régulateur par logique floue RLF

On peut résumer les fonctions de chaque bloc comme suit :

- 1) Le bloc fuzzification effectue les fonctions suivantes :
 - mesure des variables d'entrée.
 - Illustration d'une cartographie à grande échelle qui transpose la gamme des variables d'entrée dans les univers de discours associés.
 - Illustration de la fonction de fuzzification qui transforme les données d'entrée en variables linguistiques.
- 2) Le bloc base de connaissance est composée :
 - Une base de données fournissant les définitions requises pour établir les règles de contrôle linguistique et la gestion des données floues dans le contrôleur.
 - Sur la base de règles définissant les objectifs et les stratégies de commande formulés par des spécialistes à l'aide d'un ensemble de règles linguistiques de supervision.

- 3) Le bloc inférence est le cœur du régulateur RLF, qui possède la capacité de simuler les décisions humaines et de déduire (inférer) les actions de commande floue l'aide de l'implication floue et des règles d'inférence.
- 4) Le bloc défuzzification effectue les fonctions suivantes :
 - établit les plages de valeurs pour les fonctions d'appartenance à partir des valeurs des variables de sortie ;
 - effectue une défuzzification qui fournit un signal de commande non-floue à partir du signal flou déduit.

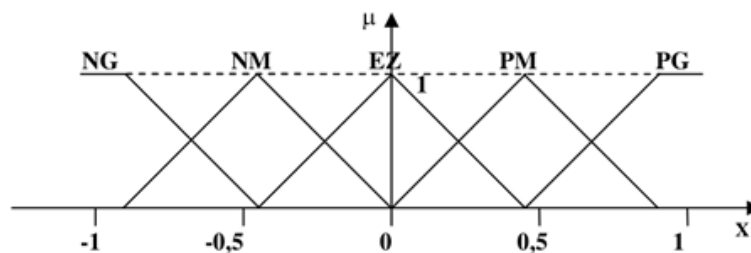
V.4.1 Fuzzification

Puisque la mise en œuvre du régulateur flou s'effectue de façon numérique, un convertisseur analogique-numérique est nécessaire.

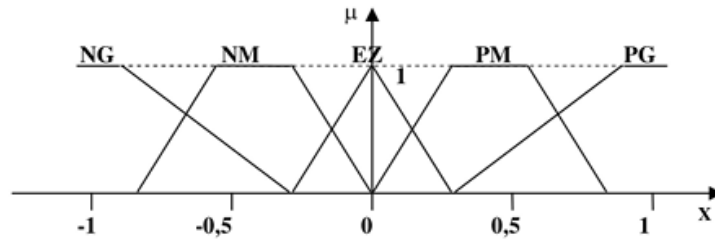
En effet, le régulateur via la logique floue se base sur des mesures obtenues à l'aide d'instruments de mesure analogiques.

Les fonctions d'appartenance peuvent être symétriques, asymétriques, équidistantes ou non équidistantes (voir figure V.4). On doit s'efforcer d'éviter les superpositions (figure V.5.a) et les omissions (figure V.5.b) entre les fonctions d'appartenance des deux ensembles adjacents. Effectivement, cela crée des zones où le régulateur n'intervient pas (zones mortes), ce qui conduit à une instabilité dans le réglage.

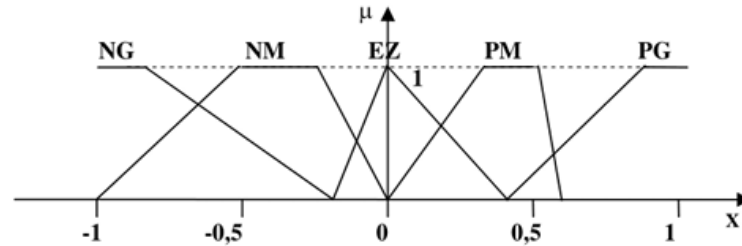
Généralement, pour une variable linguistique, on utilise trois, cinq ou sept ensembles flous qui sont représentés par des fonctions d'appartenance. La sélection du nombre de jeux repose sur la solution et l'intervention de réglage souhaitée.



a-Fonctions d'appartenance symétriques et équidistantes

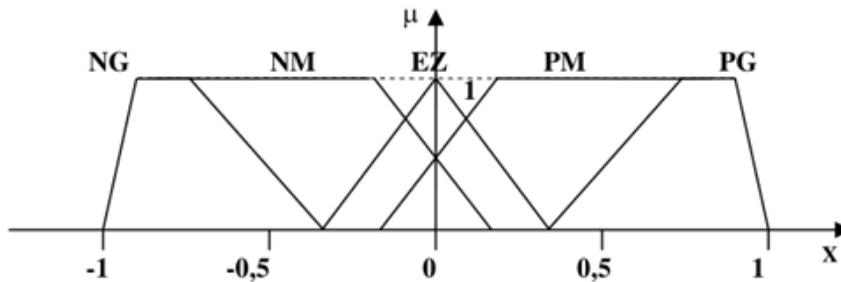


b-Fonctions d'appartenance symétriques et non équidistantes

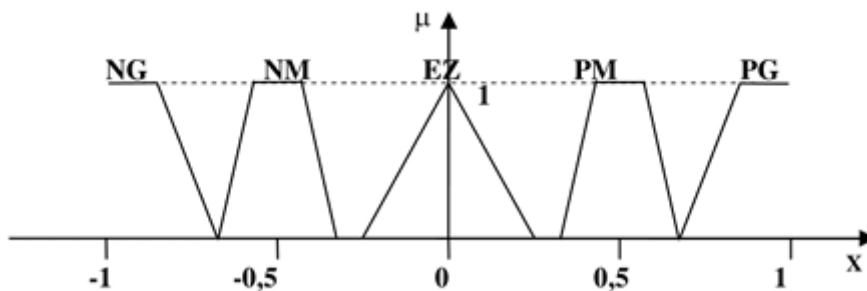


c-Fonctions d'appartenance non symétriques et non équidistantes

Figure V.4 : Différentes formes pour les fonctions d'appartenance



a- Formes avec chevauchement trop important



b- Formes avec lacunes (chevauchement insuffisant)

Figure V.5: Formes à éviter pour les fonctions d'appartenance des variables d'entrée

V.4.2. Inférences (déductions floues)

Les inférences associent les grandeurs mesurées, converties en variables linguistiques, à la variable de résultat également formulée en variable linguistique. Il existe diverses méthodes pour la mise en œuvre des opérateurs de logique floue qui s'appliquent aux fonctions d'appartenance. Sur la base de ces options, nous présentons le concept des méthodes d'inférence qui permettent une manipulation numérique de ces inférences ; en règle générale, nous employons l'une des méthodes suivantes [44] :

- Méthode d'inférence Max-Min (contrôleur de type Mamdani)
- Méthode d'inférence Max-Prod (contrôleur de type Larsen)
- Méthode d'inférence Somme-Prod (contrôleur de type Zadeh).

V.4.3. Défuzzification

La défuzzification établit la loi de commande du régulateur flou, elle effectue donc l'opération inverse de la fuzzification (transformation numérique/analogique). Parmi les méthodes de défuzzification, celles-ci sont les plus couramment utilisées :

- Méthode par centre de gravité
- Méthode par valeur maximale
- Méthode par valeur moyenne des maximas.

V.4.4. Différentes approches pour la détermination des règles

On distingue deux méthodes essentielles pour établir les règles d'un régulateur de flou. La première est une approche strictement heuristique ; les règles sont fixées de manière à ce que la différence entre l'instruction et la sortie puisse être rectifiée. Cette décision est basée sur la compréhension qualitative du comportement du processus. La deuxième méthode est une technique capable d'établir systématiquement la structure linguistique et/ou les paramètres répondant aux objectifs et aux contraintes de commande.

Une autre méthode a été mise en place pour établir les règles, basée sur la trajectoire du système en boucle fermée. L'investigation intuitive du comportement du système en boucle fermée, en vue de définir d'évolution temporelles, fait souvent appel à l'erreur e (observation) et au changement de l'erreur Δe (dynamique du processus), ainsi qu'au changement de la commande ΔU (entrée à contrôler du processus) [43], [45].

La méthode pour établir les règles du régulateur flou est détaillée en tenant compte des éléments indiqués dans la figure (V.6). Pour chaque point mentionné, nous détaillons l'expertise comme suit :

- Règle 1 : Si $e=PG$ et $\Delta e=EZ$ alors $\Delta U=PG$. Départ.
- Règle 2 : Si $e=PG$ et $\Delta e=NP$ alors $\Delta U =PM$. Augmentation de la commande pour garder l'équilibre.
- Règle 3 : Si $e=PM$ et $\Delta e =NP$ alors $\Delta U =PP$. commande pour ne pas dépasser la valeur limite. Très faible augmentation de la ·
- Règle 4 : Si $e=PP$ et $\Delta e=NP$ alors $\Delta U=EZ$. Convergence vers l'équilibre.
- Règle 5 : Si $e=EZ$ et $\Delta e=NP$ alors $\Delta U=NP$. Freinage du processus.
- Règle 6 : Si $e=NP$ et $\Delta e=PP$ alors $\Delta U =NM$. Freinage et inversion de la variation de la commande. ·
- Règle 7 : Si $e=NM$ et $\Delta e=EZ$ alors $\Delta U=NM$. Rappel du processus vers l'équilibre. ·
- Règle 8 : Si $e=NP$ et $\Delta e=EZ$ alors $\Delta U=EZ$. Convergence vers l'équilibre.
- Règle 9 : Si $e=EZ$ et $\Delta e=EZ$ alors $\Delta U=EZ$. Équilibre.

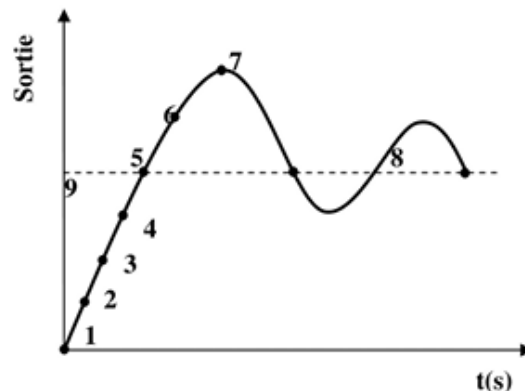


Figure V.6 : Écriture du jeu de règles à l'aide d'une analyse temporelle

En analysant minutieusement le fonctionnement du processus et l'intervention de modification de commande à mettre en œuvre, nous parvenons à établir la table de contrôle flou fondamentale qui correspond à la célèbre table de règles de Mac Vicar-Whilan :

Δe \ e	NG	NM	NP	ZE	PP	PM	PG
NG	NG	NG	NG	NG	NM	NP	ZE
NM	NG	NG	NG	NM	NP	ZE	PP
NP	NG	NG	NM	NP	ZE	PP	PM
ZE	NG	NM	NP	ZE	PP	PM	PG
PP	NM	NP	ZE	PP	PM	PG	PG
PM	NP	ZE	PP	PM	PG	PG	PG
PG	ZE	PP	PM	PG	PG	PG	PG

Tableau V.1 : Trajectoire de phase du comportement décrit sur la figure V.6

Sur la diagonale de la matrice d'inférence, on assigne à la variation du commande l'ensemble EZ. Ainsi, l'état transitoire du système à ajuster ne requiert pas d'action significative pour parvenir au régime stationnaire.

V.4.5. Développement pratique du contrôleur flou

La plupart des contrôleurs flous utilisent des algorithmes qui reposent sur le modèle simplifié de Mamdani ; pour un système à une seule variable, ce modèle est illustré par la figure (V.7).

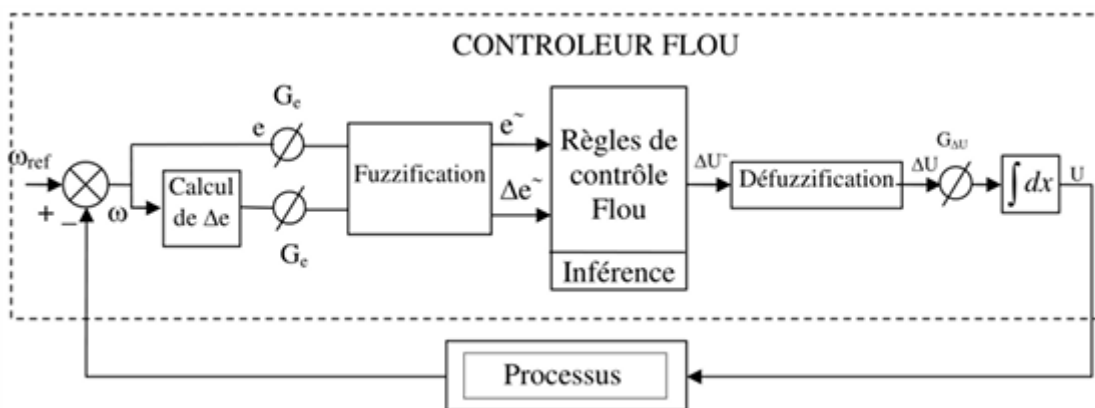


Figure V.7 : Schéma bloc d'une boucle de régulation avec contrôleur flou

Selon le diagramme ci-dessus, la structure du système de contrôle flou est principalement constituée du contrôleur flou et du processus à superviser. Le contrôleur flou comprend :

- Un bloc de calcul de la variation de l'erreur au cours du temps (Δe).
- Les facteurs d'échelle associés à l'erreur, à sa variation et à celle de la commande.

- Un bloc de fuzzification de l'erreur et de sa variation.
- Les règles de contrôle flou.
- Un bloc de défuzzification de la variation de la commande.
- Un bloc intégrateur.

V.5. Commande hybride par logique floue et MGO2

Afin d'améliorer les performances de la commande par mode glissant d'ordre deux (MGO2), nous proposons ici l'intégration la logique floue dans ce contrôleur.

L'objectif principal est de réduire davantage le phénomène de chattering et d'améliorer la réponse dynamique du système et garder les mêmes avantages de ce type de contrôleurs.

V.5.1. Principe de la commande hybride

La commande MGO2 classique repose sur la structure suivante:

$$u = u_1 + u_2 \quad (\text{V.4})$$

où:

- u_1 : est la commande équivalente (partie continue),
- u_2 est la partie discontinue (ex. Super Twisting).

Dans notre approche, une fonction floue est introduit pour ajuster dynamiquement le gain de la partie discontinue :

$$u = u_1 + \alpha_{\text{flou}}(e, \dot{e}) u_2 \quad (\text{V.5})$$

avec :

- $\alpha_{\text{flou}} \in [0,1]$ est la sortie du système flou,
- e est l'erreur de vitesse : $e = \omega_{\text{ref}} - \omega$,
- \dot{e} est la dérivée de l'erreur.

V.5.2 Conception du régulateur flou

- Entrées : erreur e , dérivée de l'erreur \dot{e} .
- Sortie : facteur de correction α_{flou} .
- Méthode d'inférence : Mamdani.
- Méthode de défuzzification : Centroid.

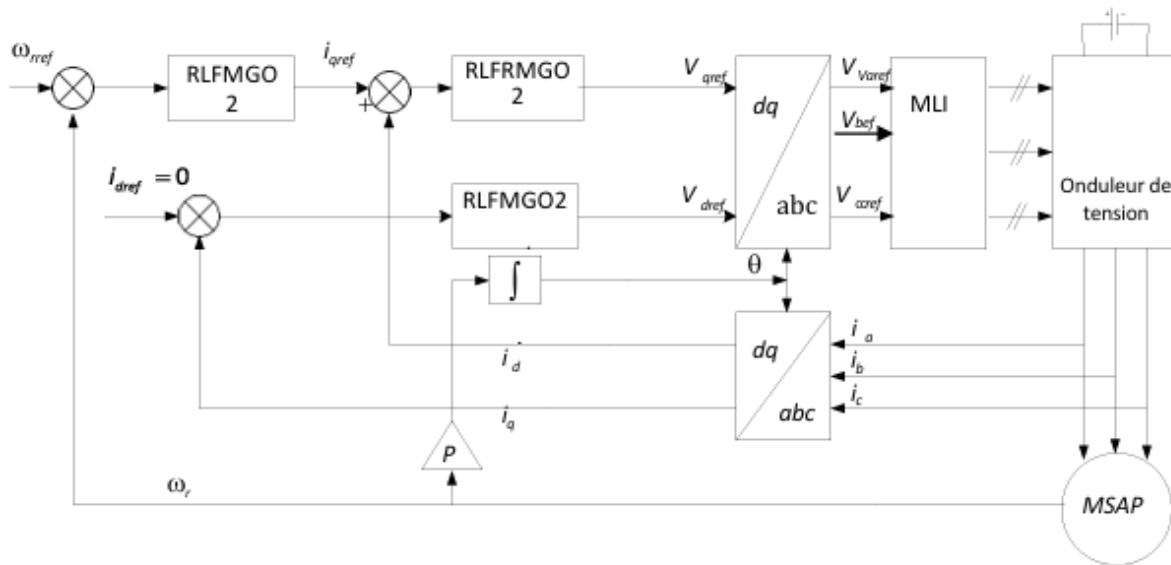


Figure V.8 : Schéma bloc de réglage par commande hybride.

V.6. Simulation de la commande

Le tableau (V.2) montre les règles floue de régulateur utilisé. Les figures (V.8), (V.9) représente les fonctions d'appartenance utilisées pour la simulation du MSAP.

der \	N	Z	P
N	GN	N	Z
Z	N	Z	P
P	Z	P	GP

Tableau V.2 : Tableau de décision.

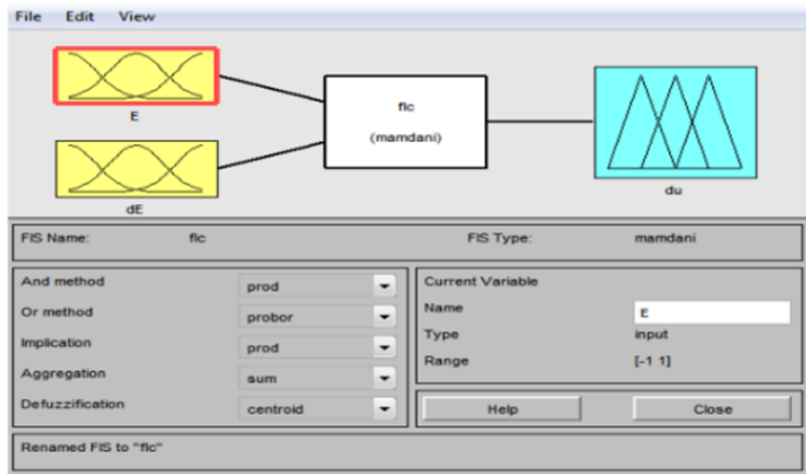


Figure V.9. Le système de contrôleur flou

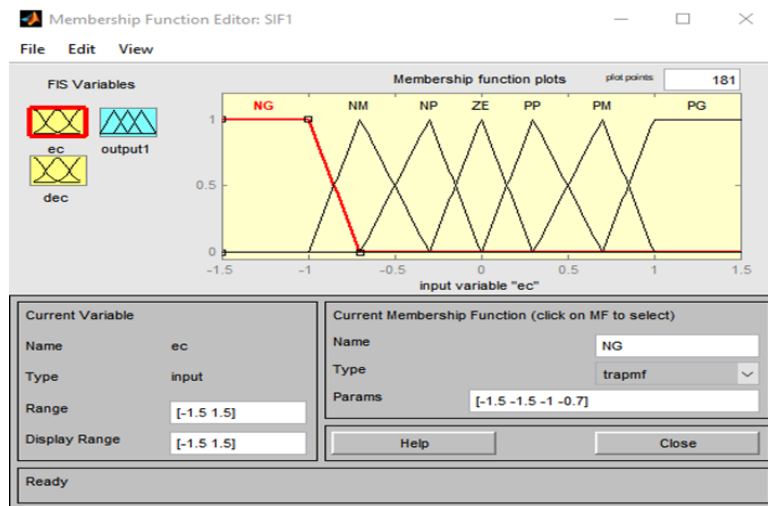


Figure V.10. fonction d'appartenance pour l'entrée 'ec'

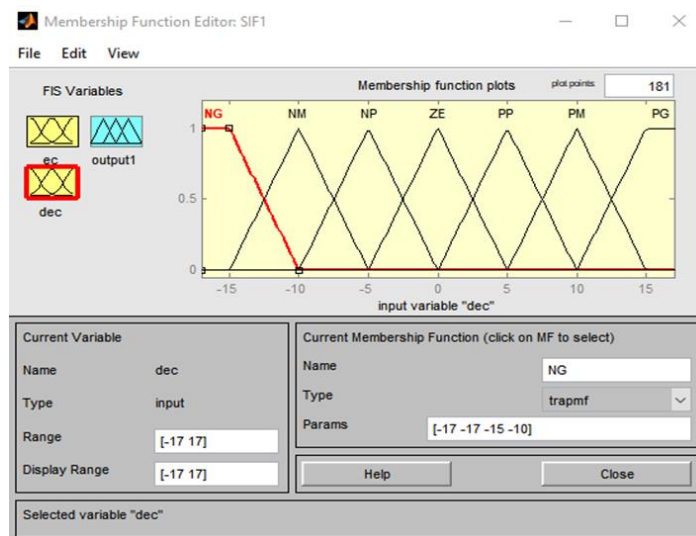


Figure V.11. fonction d'appartenance pour l'entrée 'dec'

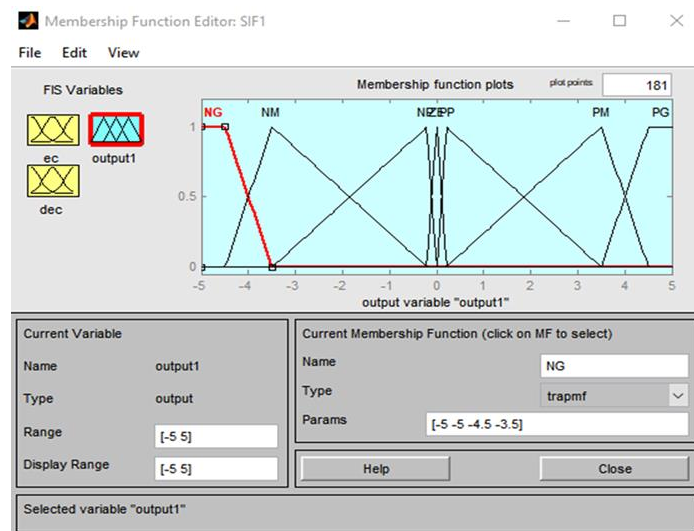


Figure V.12. Fonction d'appartenance pour sortie 'output1'

V.6.1. Résultats de simulation

Nous appliquons le même cahier de charge de simulation utilisées dans les chapitres précédentes. Les résultats obtenus sont illustrés dans les figures (V.13) - (V.16).

On remarque que l'essai de la MSAP avec commande glissante d'ordre supérieur associée à un régulateur flou présente une amélioration notable des performances.

La vitesse atteint rapidement sa valeur de consigne sans dépassement, ce qui traduit une dynamique améliorée.

Le régulateur flou réagit efficacement face à l'application du couple de charge, en rejetant son effet de manière robuste.

Le phénomène de chattering est quasi inexistant, ce qui témoigne d'un fonctionnement plus fluide.

Les courants suivent fidèlement leurs valeurs de référence, et la position est correctement mesurée et suivie.

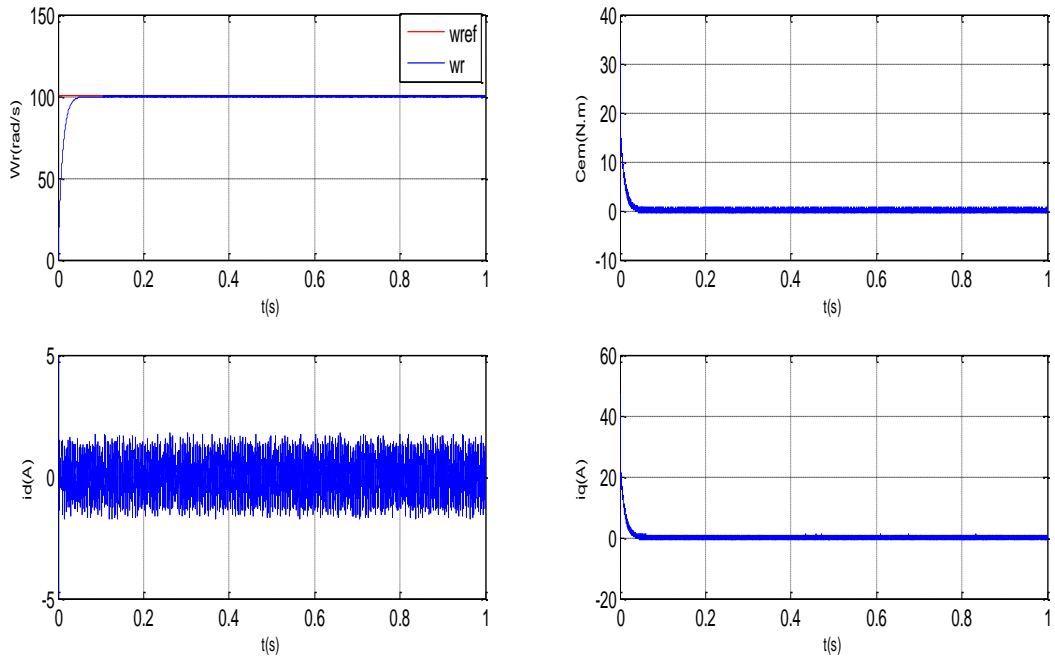


Figure V.13: Résultats de simulation de RLFMGO2 de la MSAP lors d'un démarrage à vide

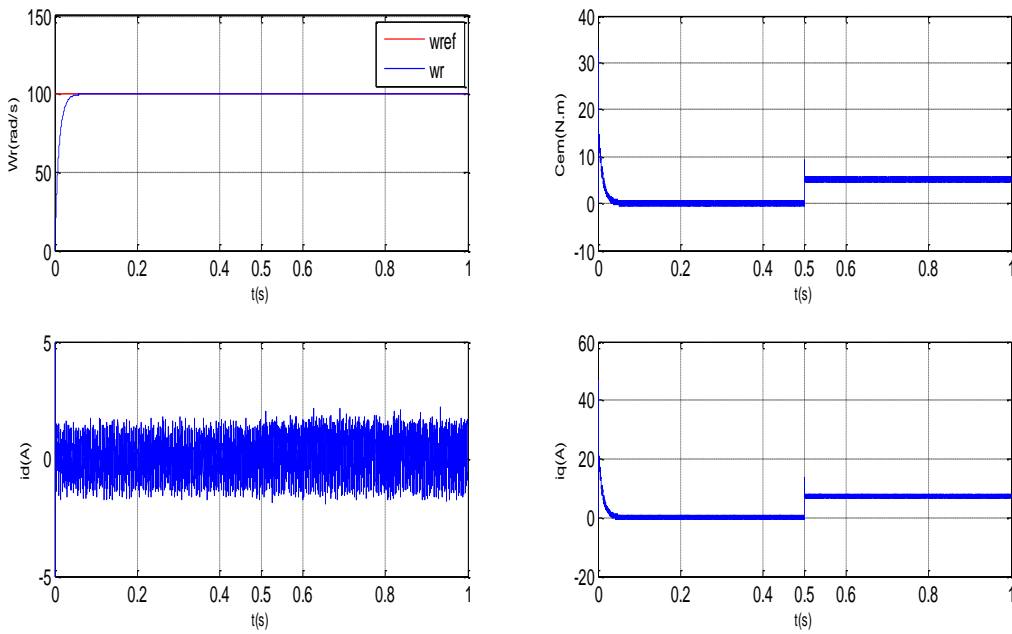


Figure V.14: Résultats de simulation de RLFMGO2 de la MSAP lors d'un démarrage à vide suivie d'une application de charge de 5 N.m à $t = 0.5$ s

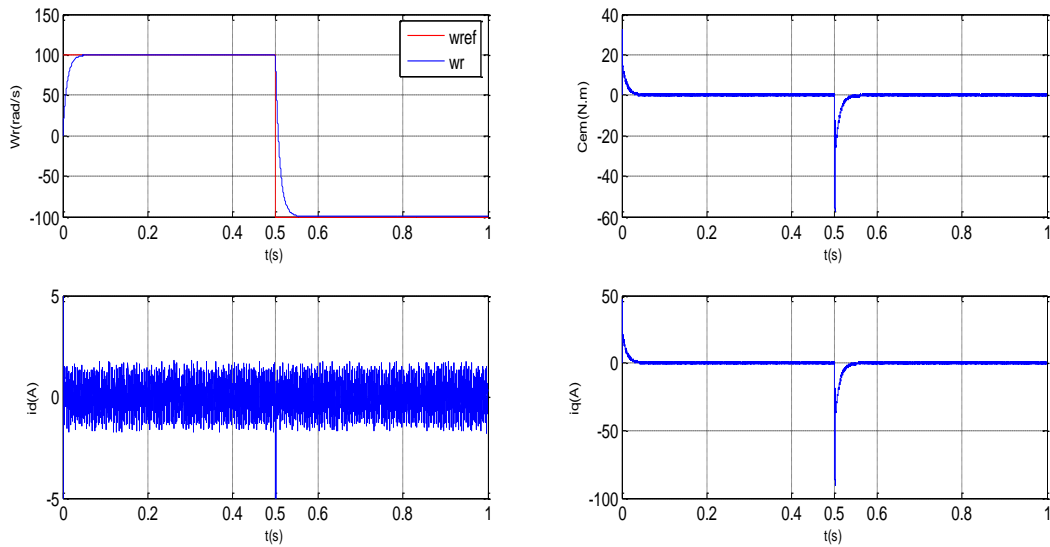


Figure V.15: Résultats de simulation de RLFMGO2 de la MSAP pour une inversion du sens de rotation à $t = 1$ s.

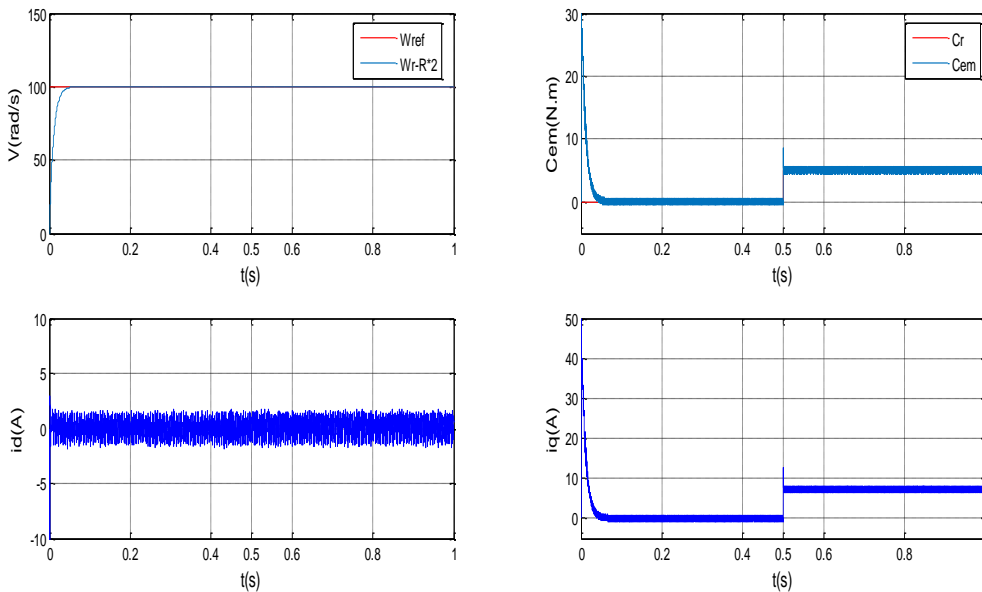


Figure IV.16: Résultats de simulation de RLFMGO2 de la MSAP pour variation la résistance statorique et le couple de charge

V.7. Etude comparative entre PI et R.MGO 2 et logique floue :

V.7.1. Comparaison au niveau de la variation de la vitesse

Ce test a été réalisé afin d'évaluer la robustesse de la commande face à des variations brusques de la vitesse de rotation.

La figure V.17 illustre les courbes de vitesse et de couple de la MSAP dans une séquence de fonctionnement comprenant :

- Un démarrage à vide,
- Une augmentation de la vitesse à +100 rad/s,
- Une inversion à -100 rad/s au temps $t = 0,5$ s,
- Puis une nouvelle inversion à +80 rad/s à $t = 0,8$ s.

Les résultats obtenus à l'aide des trois stratégies de commande mettent en évidence la supériorité de la commande supervisée par logique floue par rapport à la commande PI.

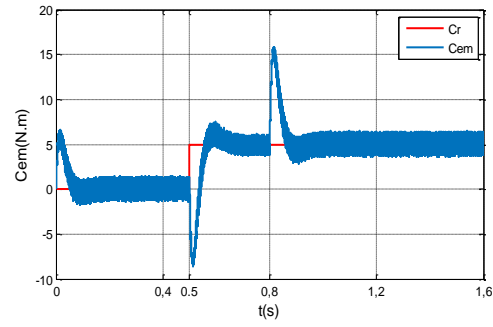
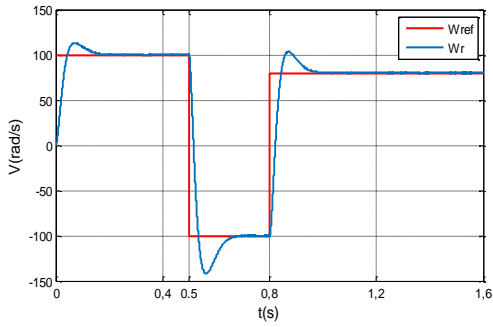
La commande PI présente un dépassement significatif lors des variations rapides, traduisant une réponse moins maîtrisée.

Quant à la commande R. MGO2, elle affiche une robustesse comparable face aux changements de vitesse, mais on observe des oscillations plus marquées dans la vitesse, en comparaison avec celle obtenue via la commande floue.

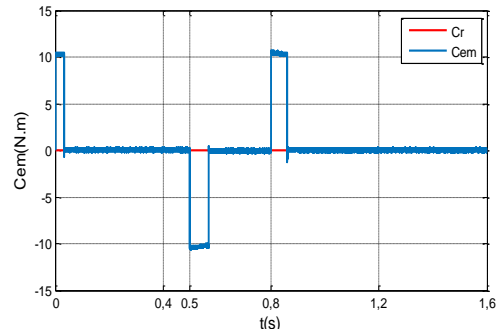
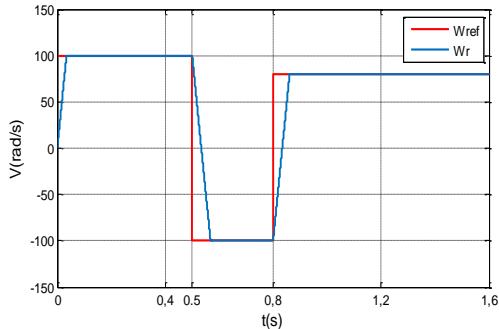
Par ailleurs, les observations tirées de la figure V.17 montrent que le couple généré par la commande PI diminue progressivement au fil des variations, ce qui peut affecter la stabilité dynamique.

En revanche, les couples produits par la commande R. MGO2 et la commande floue restent plus stables et plus proches de leur valeur maximale, en particulier lors des inversions de sens de rotation, démontrant ainsi une meilleure tenue dynamique.

PI



RMGO.2



RLFMGO
O2

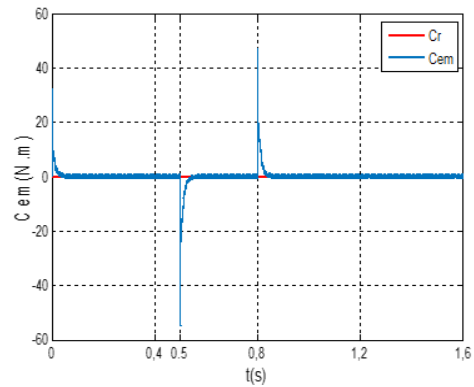
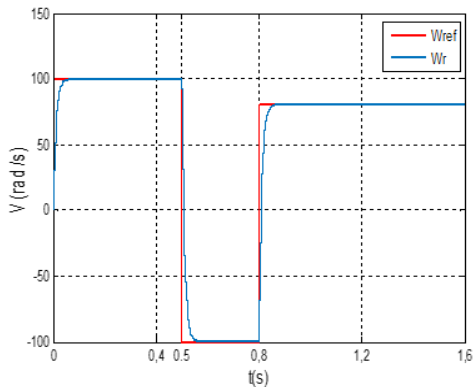


Figure V.17: comparaison entre PI et R. MGO2 et RLFMGO2 et de la MSAP (variation de vitesse)

V.7.2 application d'une charge

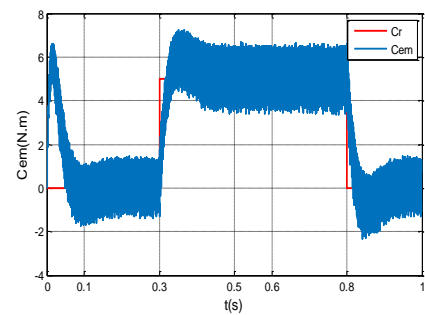
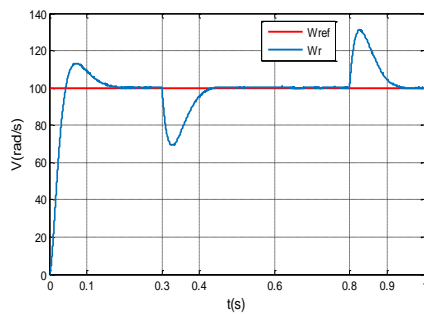
La figure V.18 illustre les courbes de vitesse et de couple de la MSAP, pour une vitesse de référence fixée à 100 rad/s. Une charge résistante de 5 N.m est appliquée à $t = 0,3$ s, puis supprimée à $t = 0,8$ s.

Dans cette section, nous comparons la rapidité de réponse des différents contrôleurs lors de la transition dynamique, ainsi que le comportement du couple et l'ampleur des oscillations observées.

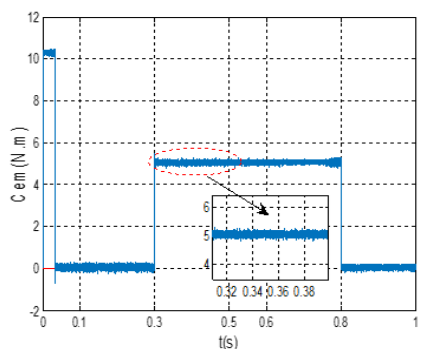
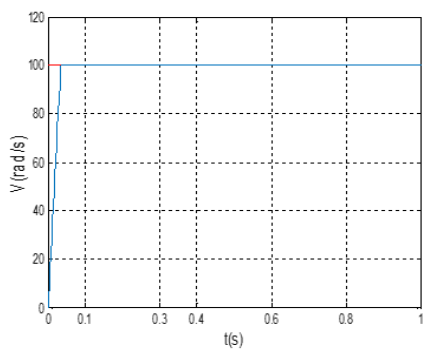
Les principales observations sont les suivantes :

- Pour le contrôleur PI, les changements de direction de la vitesse posent un problème significatif : la réponse est lente et marquée par des fluctuations importantes, traduisant une mauvaise adaptation aux transitions rapides.
- Le contrôleur R. MGO2 présente une réaction plus rapide face aux variations de vitesse, mais reste légèrement en retrait par rapport à la commande floue, qui démontre une capacité supérieure à gérer les variations de direction et d'intensité de la vitesse de manière fluide et stable.
- En ce qui concerne le couple, le contrôleur PI montre une grande dispersion dans les valeurs, signe d'une faible stabilité. À l'inverse, la commande floue affiche les meilleures performances, avec un couple plus régulier et mieux maîtrisé, même lors des perturbations.

PI



R. MGO2



**RLFMG
O2**

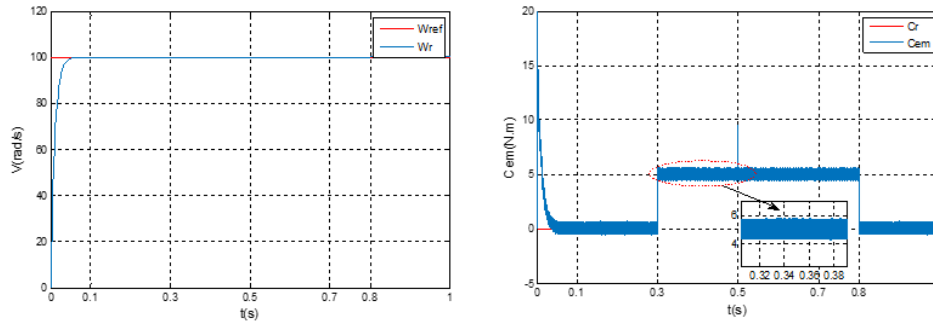


Figure V.18: comparaison entre PI et R. MGO2 et RLFMGO2 et de la MSAP (application de charge)

V.7.3. Essai de robustesse avec erreur en pourcentage

Lors du test de robustesse consistant à doubler le moment d’inertie de la MSAP (+100 %), la figure correspondante met en évidence les différences de performance entre les différentes stratégies de commande.

Le régulateur PI s’avère le moins performant, avec une erreur importante et un comportement instable, traduisant un faible capacité d’adaptation face aux variations des paramètres du système.

Les contrôleurs par mode glissant (SMC et SOSMC) affichent une meilleure robustesse, avec des erreurs plus réduites, mais restent affectés par le phénomène de chattering ou des oscillations résiduelles.

En revanche, le contrôleur RLFMGO2 (commande glissante d’ordre 2 combinée à la logique floue) se distingue clairement par sa supériorité : il assure une erreur minimale, stable, et démontre une robustesse accrue face aux incertitudes du système.

Ces résultats confirment l’intérêt d’intégrer la logique floue dans les stratégies de commande avancées pour compenser les variations de paramètres internes.

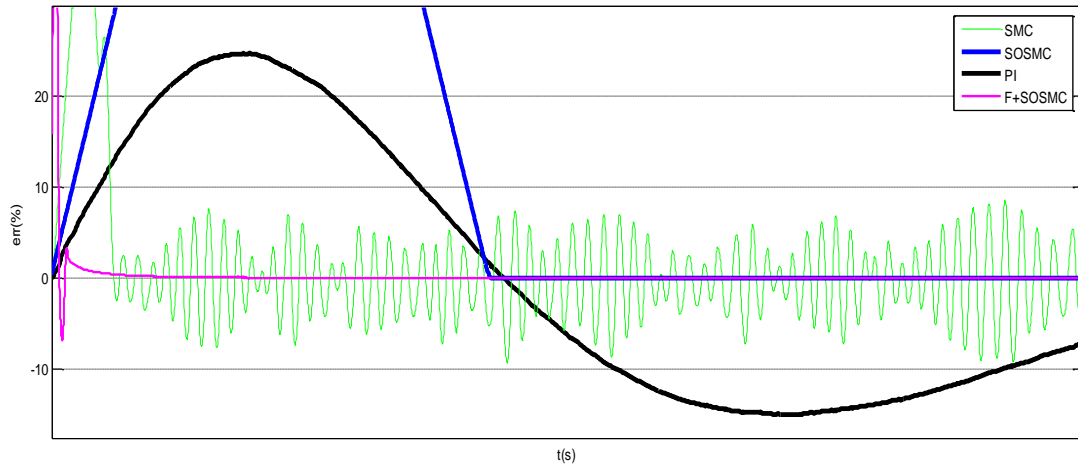


Figure V.19: Résultats de simulation (erreur en pourcentage) pour variation de moment d'inertie.

V.8. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les principes fondamentaux de la logique floue, en mettant l'accent sur sa capacité à modéliser des systèmes complexes à l'aide d'un langage souple et expressif. L'approche a été illustrée par l'implémentation de **régulateurs flous**, visant à améliorer la qualité de la commande appliquée à la MSAP.

Il est important de souligner que la conception efficace d'un régulateur flou repose sur une définition rigoureuse des règles linguistiques, condition essentielle pour garantir des performances satisfaisantes.

En s'appuyant sur les résultats obtenus dans les chapitres précédents, où des régulateurs PI classiques et RMGO2 ont été testés, nous avons démontré que le régulateur hybride flou-MGO2 permet d'atteindre un temps de réponse plus court, une robustesse accrue face aux perturbations, et une réduction significative du phénomène de chattering.

Ces améliorations confirment la pertinence de l'intégration de la logique floue dans les stratégies de commande avancées, en particulier lorsqu'elle est associée au mode glissant d'ordre supérieur.

Conclusion

Générale

Conclusion Générale et Perspectives

1. Conclusion Générale

Ce mémoire s'est focalisé sur la commande des MSAP, en mettant l'accent sur la régulation de la vitesse comme principal mode de gestion. Nous avons axé nos recherches sur l'examen et l'analyse des performances de la commande de la vitesse d'une MSAP, alimentée par un onduleur, et contrôlée successivement à l'aide de quatre régulateurs : PI, MGO1 (mode glissant d'ordre un), MGO2 (mode glissant d'ordre deux), et enfin un régulateur hybride RLF-MGO2, basé sur la logique floue appliquée à la fonction de commutation.

Dans le chapitre initial, nous avons exposé la problématique de la modélisation des MSAP, en nous basant sur les équations électriques et mécaniques dans les référentiels (abc) et (d-q). Nous avons utilisé la transformation de Park, en tenant compte d'hypothèses simplificatrices, afin de réduire la complexité du système et d'aboutir à un modèle de MSAP plus accessible.

Pour garantir une commande performante de la MSAP, nous avons jugé essentiel de dissocier l'élément magnétique (flux) de l'élément mécanique (couple). C'est pourquoi nous avons mis en place une stratégie de commande permettant une régulation similaire à celle d'une machine à courant continu à excitation séparée, où la séparation du flux et du couple s'effectue naturellement.

Nous avons appliqué des régulateurs PI classiques dans la commande vectorielle de la MSAP, pilotée par un onduleur de tension. Ces régulateurs ont donné d'excellents résultats pour les systèmes linéaires à paramètres constants. Cependant, ils se sont révélés insuffisants pour les systèmes non linéaires ou à paramètres variables, en raison de leur manque de robustesse, notamment dans les situations exigeant une grande précision et de bonnes performances dynamiques.

Pour pallier ces insuffisances, nous avons adopté la commande par mode glissant, technique issue de la commande à structure variable (CSV), reconnue pour sa robustesse et sa capacité à rejeter les perturbations. Nous avons d'abord mis en œuvre un régulateur MGO1, qui a permis d'améliorer la stabilité et la réponse dynamique du système, puis un régulateur MGO2, inspiré des algorithmes Twisting et Super Twisting, afin de réduire le phénomène de

broutage (chattering) observé avec MGO1.

Les résultats ont confirmé que le MGO2 offre une meilleure atténuation des oscillations indésirables au niveau du couple, tout en conservant la robustesse du MGO1. Toutefois, pour atténuer davantage le broutage, nous avons conçu un régulateur hybride RLF-MGO2, dans lequel la fonction de commutation discontinue de type sign a été remplacée par une fonction d'activation floue, ce qui adoucit la transition de la commande et améliore la qualité du signal de commande.

Ce régulateur hybride RLF-MGO2 conserve les avantages du MGO2 tout en réduisant significativement les effets du broutage, grâce à l'introduction du raisonnement flou dans la phase de commutation.

Une analyse comparative entre les quatre régulateurs étudiés (PI, MGO1, MGO2 et RLF-MGO2) appliqués à la commande de la MSAP a mis en évidence la supériorité du régulateur RLF-MGO2, aussi bien en termes de précision, de robustesse, que de confort dynamique, avec une nette réduction des oscillations de commutation.

2. Perspectives

Nous proposons d'explorer d'autres améliorations du régulateur RLF-MGO2, notamment en testant d'autres fonctions d'activation floues ou en combinant cette approche avec des techniques d'intelligence artificielle telles que les réseaux de neurones ou les algorithmes évolutionnaires, dans le but de renforcer encore sa robustesse face aux incertitudes.

Annex :

Paramètre de MSAP utilisé :

Description	Paramètres
Puissance nominale	$P_n=1,5\text{Kw}$
Tension nominale	$V_n=220/380\text{V}$
Nombre de paires de pôles	$p=3$
Vitesse de rotation nominale	$w_m=100\text{ rad/s}$
Résistance statorique	$R_s=1,4\Omega$
Inductance longitudinale	$L_d = 0.0066\text{ H}$
Inductance transversale	$L_q = 0.0058\text{ H}$
Flux des aimants	$\varphi_f = 0.156\text{ Wb}$
Moment d'inertie	$J=0.00176\text{ kg.m}$
Coefficient de frottement	$f_c = 0.00038\text{ N.m s}$
Couple résistant	$C_r = 5\text{ N.M}$

Méthode de synthèse des correcteurs

A.1. Méthode de synthèse des correcteurs

Soit un système du premier ordre, défini par la fonction de transfert suivante :

$$\frac{y(s)}{x(s)} = \frac{A}{T \cdot s + 1}$$

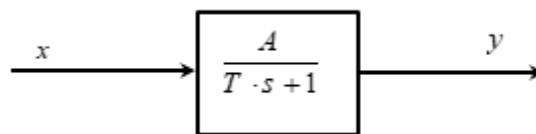


Figure A. 1 : Schéma bloc d'un système en boucle ouverte.

Le schéma bloc de régulation d'un système 1^{er} ordre est donné par la Figure A.2.

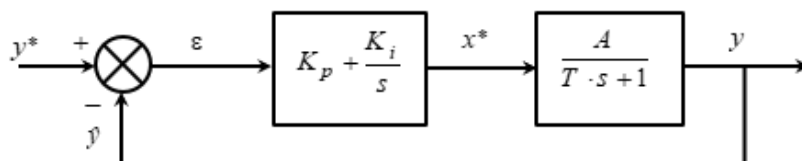


Figure A. 2 : Schéma bloc de régulation d'un système premier ordre.

La fonction de transfert du correcteur PI :

$$G(s) = K_p + \frac{K_i}{s}$$

La fonction de transfert en boucle ouvert :

$$F(s) = \frac{y}{x} = \frac{A}{T \cdot s + 1}$$

La fonction de transfert en boucle fermée (FTBF) avec le correcteur s'écrit de la manière suivante :

$$FTBF = \frac{y}{y^*} = \frac{\frac{A}{T} (K_p \cdot s + K_i)}{s^2 + \left(\frac{1 + A \cdot K_p}{T} \right) \cdot s + \frac{A \cdot K_i}{T}}$$

Le dimensionnement du correcteur se fait à l'aide du principe d'imposition des pôles. Comme le polynôme caractéristique de l'équation est du deuxième ordre.

$$D(s) = s^2 + 2 \cdot \xi \cdot \omega_0 \cdot s + \omega_0^2$$

Nous obtenons les paramètres du correcteur, en fonction de l'amortissement ξ et la pulsation propre ω_0 comme suit :

$$\begin{cases} K_p = \frac{2 \cdot T \cdot \xi \cdot \omega_0 - 1}{A} \\ K_i = \frac{T \cdot \omega_0^2}{A} \end{cases}$$

A.2. Réponses d'un système du second ordre en fonction de son coefficient d'amortissement

Pour la plupart des systèmes de commande, la fonction de transfert en boucle fermée se ressemble à une fonction de transfert d'un modèle du second ordre suivant l'équation.

$$H(s) = \frac{K \cdot \omega_0^2}{s^2 + 2 \cdot \omega_0 \cdot \xi \cdot s + \omega_0^2}$$

Les performances dynamiques désirées en boucle fermée sont spécifiées en fonction de son gain K , de sa pulsation propre et de son coefficient d'amortissement ξ :

Les réponses d'un système du second ordre, en fonction de son coefficient d'amortissement ξ , sont représentées sur la Figure A.3.

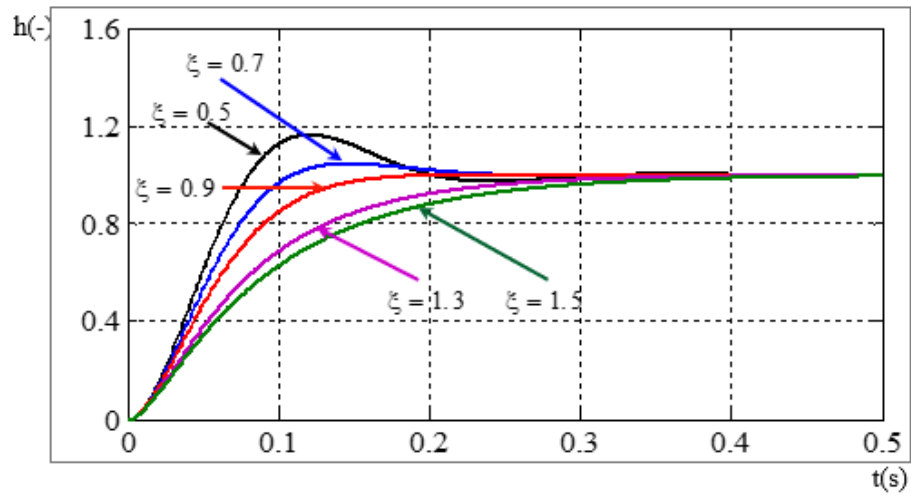


Figure A. 3 : Réponse temporelle d'un système du second ordre, en fonction de son amortissement.

Bibliographie

- [1] **A. KADDOURI**, “Étude d'une commande non-linéaire adaptative d'une machine synchrone à aimants permanents”, Thèse de Doctorat, Université de Laval, Québec, Nov 2000.
- [2]. **M.I. HEMMAMI**, “Commande sans capteur de vitesse d'un moteur synchrone à aimants permanents par l'utilisation de la commande directe du couple et d'un observateur de vitesse à mode glissant”, Mémoire de Magister, Université de Biskra, 2012.
- [3] **N.S. Amirouche**, “Contribution à la commande adaptative et neuronale d'une machine synchrone à aimants permanents”, Thèse de Doctorat, École Nationale Polytechnique, 2007.
- [4] **R. DELPOUX**, “Contribution à l'identification, l'estimation et la commande de Moteurs Synchrones à Aimants Permanents (MSAP)”, Thèse doctorat en Automatique, Génie Informatique, Traitement du Signal et Image, Ecole Centrale de Lille, 2012.
- [5] **T.Y. CHANG, C.M. HONG, and C.T. PAN**, “A no chattering discrete-time sliding mode controller for field acceleration method induction motor drives”, PESC 24th Annual IEEE Power Elect. Conference, Seattle, pp.1158-1164, 1993.
- [6] **M. RAHM**, “Controller-Inverter for Sensor less Permanent Magnet Synchronous Motors: Application in Onboard Electric Powertrain for Uphill Propulsion in Downhill Mountain Biking”, Mémoire de Master, Royal Institute of Technology School of Electrical Engineering Electrical Energy Conversion, 2012.
- [7] **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.
- [8] **LEVANT**, “Siding order and sliding accuracy in sliding mode control,” International Journal of Control, vol. 58, pp. 1247-1263, 1993.
- [9] **BOIKO**, “Frequency domain analysis of fast and slow motions in sliding modes,” Asian Journal of Control, vol. 5, no. 4, pp. 445–453, 2003.
- [10] **L. FRIDMAN**, “An averaging approach to chattering”, IEEE transactions, on Automatic Control, vol. 46, no. 8, pp. 1260–1264, 2001.

[11] **V.I. UTKIN, J. GULDNER, and J. SHI**, “Sliding mode control in electro-mechanical systems”, CRC Press Taylor-Francis Group, 2009.

[12] **K. NABTI**, “Stratégies de commande et techniques intelligentes appliquées aux machines de type synchrone”, Thèse de Doctorat, Université de Constantine, 2010.

[13] **S. V EMELYAOV, 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.

[14] **W. BELMENAOUAR**, “Commande dynamique en mode glissant de la machine synchrone à aimants permanents alimentée en tension" Mémoire De Master. Université de Boumerdes.2017.

vol. 76, no. 9, pp. 875–892, 2003.

[15] **Y. ORLOV, L. ALGUILAR and J.C. CADIOU**, “Switched chattering control of electrical servo-motors and backlash friction attenuation”, Proc, Physics and Control, vol. 4, pp.

1336-1341, 2003.

[16] **A. BENBRAHIM**, “Commande prédictive généralisée d’une machine synchrone à aimants permanents”, Mémoire de Magister, Université de Batna, 2009.

[17] **N. CHOUG**, “ Etude de la robustesse des contrôleurs flous d’une machine synchrone à aimants permanents avec pilotage vectoriel ”, Mémoire de Magister, Université de Batna, 2011.

[18] **K. NABTI**, “Stratégies de commande et techniques intelligentes appliquées aux machines de type synchrone”, Thèse de Doctorat, Université de Constantine, 2010.

[19] **Z. LAGOUNE**, “Commande par hystérésis d’une machine synchrone a aimants permanents en utilisant maxwell-simplorer”, Mémoire de Master, Université de Setif-1, 2011.

[20] **ANNANE ADEL**. “Analyse du comportement du moteur synchrone dans les entraînements électriques à vitesse variable”, mémoire de Magister, Université d’Annaba, 2010..

- [21] **OUDJEMA ABDE RAOUF**, “Commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents MSAP”, Mémoire de Master, Université de Biskra, 2014.
- [22] **R. ABDESSEMED**, “Modélisation et simulation des machines électriques”, Presse de Université de Batna, 2011.
- [23] **D. SWEIRCZYNSKI, M. KAZMIERKOWSKI, and F BLAABJERG**, “DSP Based direct torque control of a permanent magnet synchronous motor (PMSM) using space vector modulation (DTC-SVM)”, IEEE Proceedings, International Symposium on Industrial Electronics, vol. 3, pp.723 – 727, 2002.
- [24] **H. TAMRABET**, “Robustesse d’un contrôle vectoriel de structure minimale d’une machine asynchrone ”, Mémoire de Magister, Université de Batna, 2006.
- [25] **M. BOUHERAOUA** « Contribution à l’étude thermique d’un moteur synchrone à aimant permanent » Mémoire de Master, Université de Tizi-Ouzou, 2010/2011.
- [26] **D. TRIKI**, “ Commande par mode glissant d'ordre deux d'une machine synchrone à aimants permanents” Mémoire de Master académique, Université d’El-Oued, 2017.
- [27] **F. KHATOUNIAN**, “ Contribution à la modalisation, l’identification et à la commande d’une interface haptique à un degré de liberté entraînée par une machine synchrone à aimant permanent ”, Thèse de Doctorat, Ecole Normale Supérieure de cachan, 2006.
- [28] **R. SADOUNI**, “ Commande par mode glissant flou d’une machine asynchrone à double étoile”, Mémoire de Magister, Université de Sidi Bel Abbès, 2010.
- [29] **G. GRELLET, and G. CLERC**, “ Actionneur électriques, principes, modèles, commande ” Eyrolles, 1997.
- [30] **H. AMROUS**, “ Commandes adaptatives d'une machine synchrone a aimants permanents”, Mémoire de Magister, Ecole Nationale Polytechnique, 2009.
- [31] **A. MASSOUM**, “ Contribution à la commande singulièrement perturbée d’une machine synchrone à aimants permanents : commande à structure variable (CSV); commande neuro-floue”, Thèse de Doctorat, Université de Sidi Bel Abbès, 2007.

- [32] **I.CHABOUNI et NE.BOUHLALI** « la commande par mode glissant d'un moteur synchrone à aimant permanent » Mémoire de Master, Université de Bouira, 2017/2018
- [33] **S. V EMELYANOV**, "Variable Structure Control Systems", Nauka, Moscow, 1967.
- [34] **S. BENAHDUGA**, " Commande par mode glissant d'ordre supérieur application à un réseau électrique", Mémoire de Magister, Ecole Nationale Polytechnique, 2006.
- [35] **V. BREGEAULT**, "Quelques contributions à la théorie de la commande par modes glissants", Thèse de Doctorat, École Centrale de Nantes, 2010.
- [36] **I. DEGHBODJ**, " Commande des systèmes non linéaires par mode glissant d'ordre supérieur ", Mémoire de Magister, Université de Constantine 1, 2013.
- [37] **W. PERRUQUETTI and J. P. BARBOT**, "Sliding mode control in engineering ", Marcel Dekker, Inc, New York, 2002.
- [38] **A. LAVANT** "Arbitrary-order sliding modes with finite-time convergence", in Proc. of the 6th IEEE Mediterranean Conference on Control and Systems, Alghero, Italy, 1998.
- [39] **A. LAVANT** " Universal siso sliding-mode controller with finite-time convergence ", IEEE Transactions on Automatic Control, vol. 46, no. 9, 2001.
- [40] **G. BARTOLINI, A. FERRARA and E. USAI**, "Chattering avoidance by second-order sliding mode control", IEEE Transactions on Automat Control, vol. 43, no. 2, pp. 241-246, 1998.
- [41] **N. BOUNSALA and K. E. HEMSAS**, "Second order sliding mode control of a permanent magnet synchronous motor", STA 14th International Conference on Sciences and Techniques of Automatic Control, Tunisia, 2013.
- [42] **I. GUNEY, Y. OGUZ, et F. SERTELLER**, « Dynamic behaviour model of permanent magnet synchronous motor fed by PWM inverter and fuzzy logic controller for stator phase current, flux and torque control of PMSM », in Electric Machines and Drives Conference, 2001. IEMDC 2001. IEEE International, 2001, p. 479–485.
- [43] **J. YU, J. GAO, Y. MA, et H. YU**, « Adaptive fuzzy tracking control for a permanent magnet synchronous motor via backstepping approach », Mathematical Problems in Engineering, vol. 2010, 2009.

- [44] **Z. TIR et D. CHEKIMA**, « Commande d'une Machine Asynchrone par Logique Floue ».
- [45] **O. OULEDALI, A. MEROUFEL, P. WIRA, et S. BENTOUBA**, « Direct Torque Fuzzy Control of PMSM based on SVM », *Energy Procedia*, vol. 74, p. 1314–1322, 2015.
- [46] **J. YU, B. CHEN, et H. YU**, « Fuzzy-approximation-based adaptive control of the chaotic permanent magnet synchronous motor », *Nonlinear Dynamics*, vol. 69, no 3, p. 1479–1488, 2012.
- [47] **E. S. SERGAKI, P. S. GEORGILAKIS, A. G. KLADAS, et G. S. STAVRAKAKIS**, « Fuzzy logic based online electromagnetic loss minimization of permanent magnet synchronous motor drives », in *Electrical Machines, 2008. ICEM 2008. 18th International Conference on*, 2008, p. 1–7.
- [48] **M. N. UDDIN, T. S. RADWAN, M. A. RAHMAN, et G. H. GEORGE**, « Fuzzy logic-based position control of permanent magnet synchronous motor », in *Electrical and Computer Engineering, 2000 Canadian Conference on*, 2000, vol. 1, p. 93–97.
- [49] **L. A. ZADEH**, « Fuzzy logic= computing with words », *Fuzzy Systems, IEEE Transactions on*, vol. 4, no 2, p. 103–111, 1996.

ملخص

هذا البحث، درسنا التحكم في الآلة المترامنة ذات المغناطيسات الدائم قد طبقنا أولاً التحكم الشعاعي الكلاسيكي، الذي أعطى نتائج جيدة ولكنه لا يزال حساساً للتشويش. لتحسين المتانة، تم إدخال تحكم بالوضع الانزلاقي من الدرجة الأولى، مما قلل الحساسية ولكنه عانى من ظاهرة الاهتزاز. تم التخفيف من هذه المشكلة باستخدام وحدة تحكم بنمط انزلاقي من الدرجة الثانية. من أجل تحسين الأداء بشكل أكبر، تم تطوير تحكم هجين يجمع بين المنطق الضبابي وطريقة الانزلاق من الدرجة الثانية. سمحت هذه المقاربة بتحسين الدقة والاستقرار والموثوقية للنظام. أكدت نتائج المحاكاة فعالية كل استراتيجيات في سيناريوهات ديناميكية متنوعة

كلمات مفتاحية: مكنة مترامنة ذات مغناط دائمة، التحليل الشعاعي، التحكم بتوجيه التدفق ، النمط الانزلاقي الكلاسيكي ، النمط الانزلاقي من الدرجة الثانية، الذكاء الاصطناعي ، المنطق الضبابي

Résumé :

Dans ce mémoire, nous avons étudié la commande de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP). Nous avons d'abord appliqué la commande vectorielle classique, qui a donné de bons résultats mais reste sensible aux perturbations. Pour améliorer la robustesse, une commande par mode glissant d'ordre 1 a été introduite, réduisant la sensibilité mais souffrant du phénomène de chattering. Ce problème a été atténué par l'utilisation d'un contrôleur par mode glissant d'ordre 2. Afin d'optimiser davantage les performances, une commande hybride combinant logique floue et mode glissant d'ordre 2 a été développée. Cette approche a permis d'améliorer la précision, la stabilité et la robustesse du système. Les résultats de simulation ont confirmé l'efficacité de chaque stratégie dans divers scénarios dynamiques.

Mot clé : Machine synchrone à aimants permanents, MLI vectorielle, Commande vectorielle, Mode glissant classique, Mode glissant d'ordre deux logique floue, intelligence artificielle.

Abstract:

In this thesis, we studied the control of the permanent magnet synchronous machine (PMSM). We first applied the classical vector control, which yielded good results but remains sensitive to disturbances. To improve robustness, a first-order sliding mode control was introduced, reducing sensitivity but suffering from the chattering phenomenon. This problem was mitigated by using a second-order sliding mode controller. In order to further optimise performance, a hybrid control combining fuzzy logic and second-order sliding mode has been developed. This approach has improved the accuracy, stability, and robustness of the system.

The simulation results confirmed the effectiveness of each strategy in various dynamic scenarios.

Keyword : Permanent magnet synchronous machine, vector PWM, vector control, classical sliding mode, second-order sliding mode fuzzy logic, artificial intelligence.