

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

جامعة أبي بكر بلقايد - تلمسان

Université Aboubakr Belkaïd – Tlemcen –

Faculté de TECHNOLOGIE



MEMOIRE

Présenté pour l'obtention du **diplôme** de **MASTER**

En : Electrotechnique

Spécialité : Commandes électriques

Par : NHARI Moussa et BELAID Hadil

Sujet

Contribution à la modélisation et à la commande du moteur synchrone à aimant permanent (MSAP)

Soutenu publiquement, le 15 / 06 / 2025, devant le jury composé de :

Mme. BENREZZAK Nawel	MAA	Université de Tlemcen	Président
Mme. BENMANSOUR Souhila	MCA	Université de Tlemcen	Examineur
M. LAZREG Mohamed Haithem	MCA	Université de Tlemcen	Encadreur
M. DRIS Younes	MCB	Université de Tlemcen	Co-Encadreur

Année universitaire : 2024 / 2025

Production scientifique

Dans le cadre de ce projet de fin d'études, pour l'obtention de diplôme master en électrotechnique (option commandes électriques) une synthèse des résultats obtenus a été présentée sous forme deux communications (nationale et internationales). Ces travaux sont effectués au sein de l'université de Tlemcen.

COMMUNICATION INTERNATIONALE

“Optimized Sliding Mode Control for Permanent Magnet Synchronous Motor,” 5th International Conference on Engineering, Natural and Social Sciences, Turkey, April 15-16, 2025

COMMUNICATION NATIONALE

“Optimization-Based Sliding Mode Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Using GWO Algorithm,” The First National Conference on Renewable Energies and Advanced Electrical Engineering NC-REAEE'25, University of M'Sila, Mai 06-07th, 2025.

Dédicace 1

Avec l'aide de Dieu Tout-Puissant, nous avons pu achever ce modeste travail, que je dédie avec une profonde reconnaissance :

À mes chers parents, cette dédicace est un humble témoignage de mon amour, de ma gratitude et de mon éternelle reconnaissance envers vous. Vous êtes mes piliers, mes guides et mes sources d'inspiration. Chaque réussite que j'ai accomplie est le reflet de vos valeurs, de votre éducation et de vos enseignements. Vous m'avez transmis des principes solides, une éthique de travail rigoureuse et une confiance en moi qui m'a permis de surmonter les obstacles et de persévérer. Que Dieu vous bénisse abondamment, vous accorde une santé florissante et une vie remplie de bonheur et de sérénité.

Je dédie également ce travail à mes frères Abdellah, Rafik et Imad, ainsi qu'à mes sœurs Hayet, Abla, Nessrine et Ferial. Que les liens qui nous unissent demeurent forts, que notre amour continue de grandir et que nous partagions encore de nombreux moments de joie ensemble.

À ma chère collègue Hadil, avec qui j'ai partagé cette belle aventure académique. Merci pour ton engagement, ta patience et ta collaboration précieuse tout au long de ce parcours. Ta présence a été un véritable soutien et une source de motivation.

Je souhaite également remercier chaleureusement tous les membres des familles Nhari et Benzoudji, pour m'avoir entouré d'amour et de bienveillance. Votre soutien inconditionnel et votre présence réconfortante ont été une véritable source d'inspiration tout au long de mon parcours. Je vous suis profondément reconnaissant pour tout ce que vous avez fait pour moi.

Enfin, à tous les étudiants et enseignants du programme d'Électrotechnique, spécialité Commande Électrique, pour l'année universitaire 2023-2024, je vous adresse mes salutations les plus respectueuses.

Moussa NHARI
Tlemcen, 2025

Dédicace 2

Avec l'aide du Tout-Puissant, ce travail modeste a pu voir le jour. Je tiens à le dédier tout d'abord à mes chers parents, en témoignage sincère de mon amour, de ma reconnaissance et de ma profonde gratitude. Vous avez été mes repères, mes soutiens inébranlables et mes sources d'inspiration. Chaque pas accompli, chaque réussite obtenue est le fruit de vos valeurs, de votre éducation et de vos enseignements. Que Dieu vous comble de Ses bénédictions, vous accorde une santé florissante et une vie emplie de paix et de joie.

Je dédie également ce travail à ma famille élargie que j'aime tant, à mes frères ainsi qu'à mes sœurs. Que notre lien familial demeure fort et que notre affection mutuelle continue de grandir afin que nous partagions encore de nombreux moments heureux.

Je tiens à exprimer ma reconnaissance à tous mes amis et collègues. Il m'est impossible de passer sous silence leur soutien. Mes remerciements les plus sincères vont à mon plus proche ami, Moussa, pour sa présence constante et ses encouragements sincères lors des périodes difficiles. Du fond du cœur, merci.

Ma gratitude va également à toutes les familles Belaïd et Benhamed, qui m'ont entouré d'affection et de bienveillance tout au long de ce parcours. Votre présence et votre soutien inconditionnel ont été d'un réconfort précieux.

Enfin, je dédie ce travail à tous les étudiants et enseignants du programme d'Électrotechnique, spécialité Commande Électrique, de l'année universitaire 2024-2025.

Hadil BELAID
Tlemcen, 2025

Remerciements

Ce document présente le travail réalisé dans le cadre de notre projet de mémoire de Master au sein du Département de Génie Électrique et Électronique de la Faculté de Technologie de l'Université Abou Bekr Belkaïd de Tlemcen.

Tout d'abord, nous tenons à exprimer notre profonde gratitude à notre encadrant, M. Dr. Mohamed Haithem LAZREG, Maître de conférences à l'Université Abou Bekr Belkaïd de Tlemcen, pour avoir proposé ce sujet et pour nous avoir accompagnés tout au long de ce travail. Nous le remercions pour le partage de ses compétences et pour ses précieux conseils, qui nous ont permis de mener à bien ce projet.

Nous exprimons également notre profonde gratitude à M. Younes DRIS pour son soutien constant et ses précieux conseils techniques tout au long de la réalisation de ce travail. Sa disponibilité, son sérieux et son appui ont grandement contribué à la réussite de ce projet.

Nous adressons également nos sincères remerciements à Mme Dr. Nawel BENREZZAK, de l'Université Abou Bekr Belkaïd, pour avoir accepté de présider le jury de soutenance et nous avoir honorés de sa présence. Nous lui témoignons toute notre considération et notre respect.

Nous remercions sincèrement Mme Dr. Souhila BENMANSOUR, Maître de conférences à l'Université Abou Bekr Belkaïd, pour avoir examiné ce mémoire et pour ses remarques pertinentes et constructives. their dedication.

Nos remerciements vont également à M. Abdelmadjid BOUMEDIENNE, Chef du Département de Génie Électrique et Électronique de la Faculté de Technologie de l'Université Abou Bekr Belkaïd de Tlemcen, pour sa disponibilité et sa bienveillance, ainsi qu'à l'ensemble des enseignants du département pour leur engagement et leur dévouement.

Enfin, nous exprimons notre reconnaissance à toutes les personnes qui nous ont aidés, de près ou de loin, et qui ont contribué à la réussite de ce travail.

Moussa NHARI Hadil BELAID
Tlemcen, 2025

TABLE DES MATIÈRES

DEDICACES 1	1
DEDICACES 2	2
REMERCIEMENTS	3
TABLE DE MATIÈRES	6
NOTATION ET ABRÉVIATIONS	9
INTRODUCTION GÉNÉRALE	1
I MODÉLISATION DU SYSTÈME CONVERTISSEURS – MSAP	4
I.1 INTRODUCTION	5
I.2 HYPOTHÈSES SIMPLIFICATRICES	5
I.3 MODÉLISATION DE LA MACHINE DANS LE REPÈRE (ABC)	5
I.3.1 Equations électriques	6
I.3.2 Equations mécaniques	7
I.3.3 Equations électromagnétiques	7
I.4 TRANSFORMATION DE PARK	8
I.4.1 Passage direct : de triphasé à biphasé	8
I.4.2 Passage inverse : de biphasé à triphasé	8
I.5 APPLICATION DE LA TRANSFORMATION DE PARK À LA MSAP	9
I.6 FORMULATION DES ÉQUATIONS D'ÉTAT	10
I.7 MISE EN ÉQUATION DU MODÈLE DE LA MSAP EN MODE DIPHASÉ (MODÈLE VECTORIEL)	10
I.8 MODÉLISATION DE L'ONDULEUR DE TENSION	11
I.8.1 Onduleur de tension	11
I.8.1-a Modélisation de l'onduleur de tension	13
I.8.2 Commande de l'onduleur	14
I.8.2-a Gestion des courants	14
I.9 MODULATION DE LARGEUR D'IMPULSIONS (MLI)	15
I.9.1 Principe de la commande par MLI sinus-triangle	15
I.9.2 Caractéristiques de la MLI	15
I.10 RÉSULTATS ET INTERPRÉTATION DE SIMULATION	17
I.11 CONCLUSION	19
II COMMANDE VECTORIELLE DU MSAP	20

II.1	INTRODUCTION	21
II.2	PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE	22
II.3	TECHNIQUE DE DÉCOUPLAGE	22
II.3.1	Découplage par compensation :	23
II.4	DIMENSIONNEMENT DES RÉGULATEURS :	24
II.4.1	Régulation du courant i_d	25
II.4.1-a	Modélisation du Courant	25
II.4.1-b	Dynamique Électrique de la Machine	26
II.4.1-c	Fonction de Transfert en Boucle Ouverte	26
II.4.1-d	Fonction de Transfert en Boucle Fermée	26
II.4.2	Régulation du courant i_q	27
II.4.3	Regulation de la Vitesse	27
II.4.4	Modélisation dynamique de la vitesse	27
II.4.5	Fonction de transfert en boucle ouverte	28
II.4.6	Fonction de transfert en boucle fermée	28
II.4.7	Calcul des gains proportionnel et intégral	28
II.5	LIMITATION DES COURANTS	29
II.6	RÉSULTATS ET INTERPRÉTATION DE SIMULATION	29
II.6.1	Création d'une interface graphique avec Matlab guide	32
II.6.1-a	Réalisation d'un gui pour l'étude sous Matlab	34
II.7	CONCLUSION	35
III	COMMANDE PAR MODE GLISSANT DU MSAP	36
III.1	INTRODUCTION	37
III.2	SYSTÈME À STRUCTURE VARIABLE	37
III.3	PRINCIPES DU CONTRÔLE À STRUCTURE VARIABLE EN MODE GLISSANT	38
III.3.1	Fonction de commutation	38
III.4	THÉORIE DES MODES GLISSANTS	38
III.5	FORMULATION DES EXPRESSIONS GÉNÉRALES DU CONTRÔLE EN MODE GLISSANT	40
III.5.1	Modèle du Système	40
III.5.2	Surface de Glissement	40
III.5.3	Loi de Commande	40
III.5.4	Stabilité	40
III.6	CONDITION D'EXISTENCE DU MODE GLISSANT	41
III.7	MODES DE TRAJECTOIRE DANS LE PLAN DE PHASE	41
III.7.1	Mode de convergence (MC)	41
III.7.2	Mode de glissement (MG)	42
III.7.3	Mode de régime permanent (MRP)	42
III.8	CONCEPTION DU CONTRÔLE EN MODE GLISSANT	42
III.8.1	Sélection de la surface de glissement	42
III.9	CONDITIONS D'EXISTENCE DE LA CONVERGENCE	43
III.10	FONCTION DE COMMUTATION DIRECTE	43
III.10.1	Calcul de la loi de commande	44
III.10.1-a	Commande équivalente	44

III.10.1-b	Commande discontinue de base	45
III.10.2	Commande signe	46
III.10.3	Commande avec un seul seuil	47
III.10.4	Commande adoucie	47
III.10.5	Commande continue avec composante intégrale	48
III.10.6	Utilisation d'une surface de glissement enrichie	48
III.1	APPLICATION DE LA COMMANDE PAR MODE GLISSANT À LA MSAP	49
III.11.1	Stratégie de commande à trois boucles	49
III.11.1-a	Réglage de la vitesse	49
III.11.1-b	Commande du courant direct I_d	50
III.11.1-c	Commande du courant en quadrature I_q	51
III.12	RÉSULTATS ET INTERPRÉTATION DE SIMULATION	53
III.12.1	Réalisation d'un gui pour l'étude sous Matlab	56
III.13	CONCLUSION	56
IV	OPTIMISATION DE LA COMMANDE PAR MODE DE GLISSEMENT APPLIQUÉE AU MSAP PAR L'ALGORITHME GWO	57
IV.1	INTRODUCTION	58
IV.2	JUSTIFICATION DE L'OPTIMISATION	58
IV.2.1	Problématique du réglage manuel des paramètres	58
IV.2.2	Impact des mauvais réglages : chattering, réponse lente et erreurs persistantes	58
IV.2.3	Objectif de l'optimisation : trouver les meilleurs paramètres	59
IV.3	FONCTION OBJECTIF ET PARAMÈTRES À OPTIMISER	59
IV.3.1	Expression de la fonction de coût	59
IV.3.2	Paramètres à optimiser	59
IV.3.3	Contraintes éventuelles	60
IV.4	PRÉSENTATION DE L'ALGORITHME GWO	60
IV.4.1	Inspiration biologique : comportement social des loups gris	60
IV.4.2	Hierarchie : alpha, bêta, delta, oméga	60
IV.4.3	Équations de mise à jour des positions	61
IV.4.4	Avantages de l'algorithme GWO	61
IV.5	INTÉGRATION DE GWO DANS LA COMMANDE MG	61
IV.6	RÉSULTATS ET INTERPRÉTATION DE SIMULATION	62
IV.6.1	Réalisation d'un gui pour l'étude sous Matlab	65
IV.7	COMPARAISON DES PERFORMANCES DES STRATÉGIES DE COMMANDE POUR LE MOTEUR SYNCHRONÉ À AIMANT PERMANENT	65
IV.8	CONCLUSION	69
	CONCLUSION GÉNÉRAL	71
	ANNEXES	73
	BIBLIOGRAPHY	78

TABLE DES FIGURES

I.1	Représentation des enroulements du moteur synchrone à aimants permanents dans le repère abc	5
I.2	Représentation équivalente de la MSAP dans le plan (d,q)	7
I.3	Concept de la commande vectorielle appliquée à la MSAP	11
I.4	Modélisation de la MSAP sous l'hypothèse $I_d = 0$	11
I.5	Schéma d'un onduleur de tension triphasé	12
I.6	Onduleur triphasé à thyristors en configuration en pont	12
I.7	Configuration d'un onduleur triphasé avec son circuit de charge	13
I.8	Principe de fonctionnement de la commande MLI en modulation sinusoïdale	16
I.9	Modèle équivalent d'un onduleur à modulation d'impulsions (MLI)	16
I.10	Intégration MSAP–Onduleur commandé par MLI-ST	17
I.11	Évolution de la vitesse de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP)	17
I.12	Évolution du couple électromagnétique de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP)	18
I.13	Évolution de courant statorique de l'axe « d » de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP)	18
I.14	Évolution de courant statorique de l'axe « q » de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP)	19
II.1	Schéma bloc de la MSAP après orientation du flux.	22
II.2	Schéma illustrant les couplages.	23
II.3	Schéma du découplage par compensation.	24
II.4	Boucle de régulation du courant I_d	26
II.5	Boucle de régulation du courant I_q	27
II.6	Boucle de régulation de la vitesse	28
II.7	Limitation du courant.	29
II.8	Schéma global de l'application de la commande vectorielle au MSAP.	29
II.9	Evolution de la vitesse de rotation de la commande vectorielle appliquée au MSAP	30
II.10	Evolution du couple électromagnétique de la commande vectorielle appliquée au MSAP.	30
II.11	Evolution du courant statorique de l'axe « d » de la commande vectorielle appliquée au MSAP.	31
II.12	Evolution du courant statorique de l'axe « q » de la commande vectorielle appliquée au MSAP.	31
II.13	Fenêtre de GUIDE sous MATLAB (fichier .fig).	32
II.14	Propriétés de l'objet	33

II.15 Programme de GUI (fichier .m)	33
II.16 la boîte à outils de GUI (composants visuels)	34
II.17 Application de la commande vectorielle au MSAP sous GUI/MATLAB	35
III.1 Trajectoires de et de pour le mode de glissant	39
III.2 Phénomène de réticence de mode glissant	41
III.3 Les modes de trajectoire dans le plan de phase	42
III.4 L'évolution du point de fonctionnement dans l'espace des phases	44
III.5 Les modes de trajectoire dans le plan de phase	45
III.6 Fonction sign	47
III.7 fonction sign de la commande avec un seuil	47
III.8 fonction sign de la commande adoucie	48
III.9 Commande rendue continue	48
III.10Schéma global de la commande par glissant appliquée au MSAP	53
III.11Evolution de la vitesse de rotation de la commande par mode glissant appliquée au MSAP	53
III.12Evolution du couple électromagnétique de la commande par mode glissant appliquée au MSAP	54
III.13Evolution du courant statorique de l'axe « d » de la commande par mode glissant appliquée au MSAP	55
III.14Evolution du courant statorique de l'axe « q » de la commande par mode glissant appliquée au MSAP	55
III.15Application de la commande par mode glissant au MSAP sous GUI/MATLAB	56
IV.1 Schéma global de la commande par glissant optimisée par GWO appliquée au MSAP	62
IV.2 Evolution de la vitesse de rotation de la commande par mode glissant optimisée par GWO	62
IV.3 Evolution du couple électromagnétique de la commande par mode glissant optimisée par GWO	63
IV.4 Evolution du courant statorique de l'axe « d » de la commande par mode glissant optimisée par GWO	64
IV.5 Evolution du courant statorique de l'axe « q » de la commande par mode glissant optimisée par GWO	64
IV.6 Application de la commande par mode glissant optimisée par GWO appliquée au MSAP sous GUI/MATLAB	65
IV.7 Comparaison des vitesses de rotation réelles (ref) avec les consignes.	66
IV.8 Comparaison du couple électromagnétique (Cem).	66
IV.9 Comparaison du courant direct (id).	67
IV.10Comparaison du courant quadrature (iq).	67

Notation et Abréviations

Abréviation / Symbole	Signification
MSAP	Machine Synchrone à Aimants Permanents
MCC	Machine à Courant Continu
(abc)	Modèle réel de la machine triphasée
(d-q)	Modèle de Park
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion
CSV	Commande à Structure Variable
FOC	Commande Orientée Flux
IFOC	Commande Orientée Champ Indirecte
I_d	Courant de l'axe d
I_q	Courant de l'axe q
φ_f	Flux engendré par les aimants
R_s	Résistance statorique
X_{abc}	Composantes réelles dans le repère abc
I_{abc}	Courants suivant les phases triphasées
X_d	Composante longitudinale suivant l'axe d
X_q	Composante transversale suivant l'axe q
e_d, e_q	Termes de découplage
θ	Angle électrique
ω	Pulsation électrique
p	Nombre de paires de pôles
$\omega_r = \Omega$	Vitesse de rotation mécanique
C_{em}	Couple électromagnétique
C_r	Couple résistant
J	Moment d'inertie
f	Coefficient de frottement
X, X_{ref}	Valeur réelle et valeur de référence
VSS	Systèmes à Structure Variable
MG	Mode de Glissement
MC	Mode de Convergence
MRP	Mode de Régime Permanent
GUI	Graphical User Interface
GWO	Grey Wolf Optimizer
ITAE	Integrated Time Absolute Error
ISE	Integral of Squared Error

TABLE 1 – Notation et abréviations utilisées

Introduction générale

De nos jours, les machines synchrones à aimants permanents (MSAP) sont de plus en plus privilégiées dans le secteur industriel. Cette préférence s'explique par leur structure compacte, leur fiabilité, ainsi que leur simplicité de conception. Contrairement aux moteurs à courant continu, elles n'intègrent pas de commutateurs mécaniques, ce qui réduit les besoins de maintenance et prolonge leur durée de fonctionnement. Elles conviennent également aux environnements explosifs, car elles ne génèrent pas d'étincelles, et offrent une densité de puissance élevée par rapport à leur masse, ce qui constitue un avantage important face aux machines à courant continu, souvent plus encombrantes et gourmandes en alimentation[1]

Malgré leur architecture simplifiée, la commande des MSAP pose des défis techniques en raison de l'absence de découplage naturel entre les circuits inducteurs et induits. Leur modélisation repose sur un système d'équations différentielles non linéaires, faisant intervenir des variables électriques (courants, flux) et mécaniques (vitesse du rotor). Les entrées physiques de ce système sont constituées par les tensions appliquées au stator.

Dans le domaine du contrôle, plusieurs approches ont été développées pour répondre aux exigences de stabilité et de performance, tout en assurant une certaine insensibilité face aux perturbations externes et aux variations des paramètres du système. Les stratégies de commande linéaires telles que les régulateurs de type PI sont largement répandues dans les applications industrielles, notamment en raison de leur facilité de mise en œuvre et de synthèse. Toutefois, leur efficacité diminue avec la complexité croissante des systèmes, en particulier dans le cas de processus fortement non linéaires[2]

En général, la commande des systèmes dynamiques représente un défi, notamment lorsqu'ils sont affectés par des non-linéarités importantes, des perturbations difficiles à mesurer ou encore des incertitudes sur les paramètres. Lorsque les perturbations sont faibles, les méthodes classiques peuvent suffire à condition que les exigences de performance ne soient pas trop strictes. En revanche, dans des contextes plus contraignants, il devient nécessaire d'adopter des techniques de commande robustes capables de maintenir les performances du système malgré les incertitudes et les variations externes [3].

La commande à structure variable (CSV) représente une méthode de commande non

linéaire réputée pour sa grande robustesse, ce qui lui a permis d'être largement utilisée et validée dans de nombreuses applications industrielles. Son principe repose sur l'adaptation de la loi de commande en fonction de l'état du système, permettant ainsi d'atteindre de hautes performances tout en maintenant une insensibilité face aux perturbations extérieures et aux incertitudes des paramètres [4]. Dans ce cadre, le régime établi atteint par le système est connu sous le nom de mode de glissement, où la trajectoire des états converge vers une surface appelée surface de glissement, autour de laquelle elle oscille jusqu'à atteindre l'équilibre[5].

Ce mode de fonctionnement est caractéristique des systèmes à structure variable, une approche dont les premières recherches remontent aux années 1950. La particularité de ces systèmes réside dans le fait que leur commande évolue de manière discontinue lorsqu'ils franchissent des surfaces spécifiques, nommées surfaces de commutation ou de glissement. Ainsi, la théorie des systèmes à structure variable et du mode glissant constitue un cadre de commande non linéaire puissant [6].

Parmi les principaux atouts de la commande par mode glissant, on peut citer [[7] :

Une robustesse remarquable face à une grande variété de perturbations et d'incertitudes.
La nécessité d'informations limitées par rapport aux méthodes classiques.

La capacité à stabiliser certains systèmes non linéaires qui ne le seraient pas via des commandes continues par retour d'état.

Cependant, malgré la robustesse de la commande à structure variable, le réglage manuel de ses paramètres reste délicat et peut limiter les performances globales du système, notamment face aux perturbations importantes ou aux variations dynamiques. Pour remédier à cela, des techniques d'optimisation intelligentes ont été récemment introduites, telles que l'algorithme Grey Wolf Optimizer (GWO), inspiré du comportement social des loups gris. Cette méthode permet d'automatiser la recherche des paramètres optimaux de commande, en améliorant à la fois la stabilité, la rapidité de réponse et la précision.

Le présent travail a pour but d'évaluer, à l'aide de simulations sous Matlab-Simulink, les performances de la commande vectorielle par orientation de flux (FOC) appliquée à la machine synchrone à aimants permanents (MSAP), en la comparant entre une régulation classique de type PI et une régulation basée sur la commande par mode glissant d'ordre un, ainsi qu'une version optimisée de cette dernière à l'aide de l'algorithme Grey Wolf Optimizer (GWO). Cette optimisation permet d'ajuster automatiquement les paramètres de commande afin d'améliorer la réponse dynamique, la stabilité, et la robustesse du système.

Pour atteindre cet objectif, le mémoire est structuré comme suit :

Chapitre 1 : Présentation du modèle mathématique de la MSAP dans le repère (d, q) , basé sur certaines hypothèses simplificatrices. Ce chapitre traite également la modélisation du système convertisseur-machine, introduit le principe de l'onduleur de tension commandé par la technique MLI, et se termine par une simulation du fonctionnement de la MSAP seule, puis en association avec le convertisseur.

Chapitre 2 : Application de la commande vectorielle à la MSAP, avec un réglage de la vitesse et des courants via un régulateur PI classique.

Chapitre 3 : Mise en œuvre de la commande par mode glissant d'ordre un, basée sur une stratégie multi-surfaces : une pour la vitesse, et deux autres pour les courants.

Chapitre 4 : Intégration de l'optimisation dans la commande par mode glissant à l'aide de l'algorithme Grey Wolf Optimizer, afin d'améliorer les performances globales du système. Ce chapitre détaille le processus d'optimisation, l'implémentation sous Matlab/Simulink, et analyse les résultats comparatifs avec la commande non optimisée.

Enfin, une conclusion générale vient résumer les résultats obtenus et proposer des pistes pour des travaux futurs.

Chapitre I

Modélisation du système Convertisseurs – MSAP

I.1 Introduction

L'analyse du fonctionnement d'un moteur électrique représente un défi complexe, nécessitant avant tout une compréhension approfondie de son modèle dynamique. Cette connaissance permet d'anticiper son comportement à travers des simulations dans divers modes de fonctionnement. La modélisation d'une machine synchrone à aimants permanents (MSAP) est similaire à celle d'une machine synchrone classique, à la différence que l'excitation en courant continu du rotor est remplacée par le flux magnétique généré par les aimants.[8]

Par conséquent, son modèle repose sur celui des machines synchrones traditionnelles. Cette étape de modélisation est essentielle pour l'étude des systèmes électriques, car elle vise à développer une représentation mathématique précise des caractéristiques électriques, magnétiques et mécaniques de la MSAP. Dans ce chapitre, nous aborderons la modélisation d'une machine synchrone à aimants permanents en tenant compte de son association avec un convertisseur statique, en particulier un onduleur à modulation de largeur d'impulsion (MLI).

I.2 Hypothèses simplificatrices

Pour simplifier l'analyse de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP), certaines hypothèses sont posées : Les effets de saturation, d'hystérésis et les pertes par courants de Foucault sont négligés, ce qui permet une relation linéaire entre flux et courant. La distribution de la force électromotrice dans l'entrefer est supposée sinusoïdale. Les réactances de fuite sont considérées comme constantes, indépendamment de la position du rotor. La machine est modélisée comme un système linéaire et symétrique.

I.3 Modélisation de la machine dans le repère (abc)

Afin de décrire le fonctionnement de la machine, il est nécessaire d'établir trois catégories d'équations : Les équations électriques Les équations mécaniques Les équations électromagnétiques

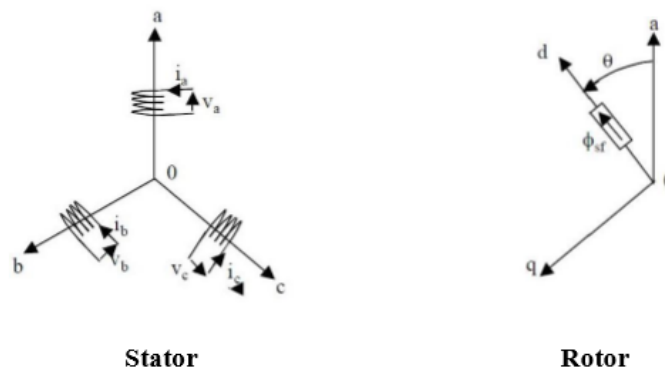


FIGURE I.1 – Représentation des enroulements du moteur synchrone à aimants permanents dans le repère abc

En se basant sur la figure 1, nous pouvons exprimer les équations de la machine synchrone à aimants permanents dans le repère fixe lié au stator, en utilisant la forme matricielle.

I.3.1 Equations électriques

Les équations électriques s'écrivent sous la forme suivante :

$$\vec{V}_s = R_s \cdot \vec{i}_s + \frac{d\vec{\phi}_s}{dt} \quad (\text{I.1})$$

Avec : où :

— $\vec{V}_s = [V_a \ V_b \ V_c]^T$: vecteur des tensions statoriques,

— $\vec{i}_s = [i_a \ i_b \ i_c]^T$: vecteur des courants statoriques,

— $\vec{\phi}_s = [\phi_a \ \phi_b \ \phi_c]^T$: vecteur des flux statoriques,

La matrice de résistance du stator s'écrit sous la forme suivante :

$$R_s = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad : \text{matrice de résistance du stator.}$$

Dans ce contexte, les flux statoriques totaux traversant chaque enroulement peuvent être exprimés comme la somme des flux générés par les aimants permanents du rotor et des flux produits par les courants circulant dans les enroulements statoriques :

$$[\phi_s] = [\mathbf{L}_s] \cdot [\mathbf{i}_s] + [\phi_{fabc}] \quad (\text{I.2})$$

$$\phi_{fabc} = [\phi_{fa} \ \phi_{fb} \ \phi_{fc}]^T$$

où :

— ϕ_{fabc} : vecteur flux créé par l'aimant à travers l'enroulement statorique.

— $[\mathbf{L}_s]$: matrice carrée contenant des termes constants.

La matrice des inductances statoriques est une matrice carrée composée de deux parties : Une partie constante notée $[\mathbf{L}_{s0}]$ et une partie variable qui dépend de l'angle θ , notée $[\mathbf{L}_{s2}(\theta)]$. L'expression générale de cette matrice est donnée par :

$$[\mathbf{L}_s] = [\mathbf{L}_{s0}] + [\mathbf{L}_{s2}(\theta)] \quad (\text{I.3})$$

Avec :

$$[\mathbf{L}_{s0}] = \begin{bmatrix} L_{s0} & M_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & L_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & M_{s0} & L_{s0} \end{bmatrix}$$

$$[\mathbf{L}_{s2}(\theta)] = \begin{bmatrix} \cos(2\theta) & \cos\left(2\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(2\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(2\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(2\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(2\theta) \\ \cos\left(2\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(2\theta) & \cos\left(2\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix}$$

et :

M_s : désigne l'inductance mutuelle entre deux phases statorique.

L_s :représente l'inductance propre d'une phase statorique.

θ : est l'angle entre l'axe direct (d) et l'axe de référence du système triphasé, défini par :

$$\theta = \int_0^{\tau} \omega d\tau \quad (\text{I.4})$$

I.3.2 Equations mécaniques

L'expression mécanique du comportement de la machine est formulée comme suit :

$$J \cdot \frac{d\omega_\theta}{dt} + f \cdot \omega_\theta = C_{em} - C_r \quad (\text{I.5})$$

Où :

C_{em} : Couple électromagnétique fourni par la machine,

C_r : Couple résistant appliqué à l'arbre,

f : Coefficient de frottement visqueux,

J : Moment d'inertie de l'ensemble tournant.

I.3.3 Equations électromagnétiques

La détermination du couple électromagnétique est primordiale pour l'analyse du fonctionnement et du contrôle de la machine. Ce couple s'exprime par :

$$c_{em} = [i_s]^T \left(\frac{1}{2} \frac{d[L_{ss}]}{d\theta} [i_s] + \frac{1}{2} \frac{d[\phi_{sf}]}{d\theta} \right) \quad (\text{I.6})$$

L'analyse mathématique des équations (I.1) et (I.2) est relativement complexe, en raison de la présence de nombreux paramètres dépendant de la position angulaire. Pour simplifier l'étude et obtenir un modèle à coefficients constants, il est courant d'appliquer des transformations mathématiques adaptées. Parmi ces transformations, on utilise notamment la transformation de Park [8].

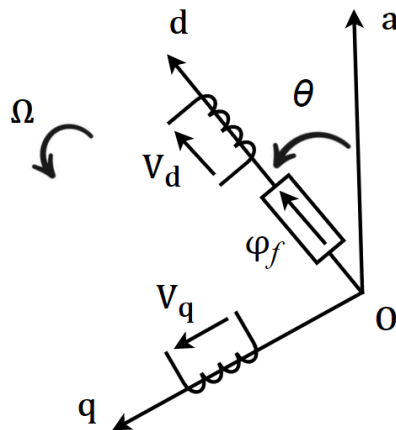


FIGURE I.2 – Représentation équivalente de la MSAP dans le plan (d,q)

I.4 Transformation de Park

La modélisation de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) dans un repère diphasé repose sur la transformation du système triphasé réel en un système fictif à deux axes. Cette opération correspond à un simple changement de base appliqué aux grandeurs électriques telles que les tensions, les flux et les courants. Elle permet notamment de rendre les équations indépendantes de l'angle et de réduire l'ordre du modèle mathématique de la machine[8].

Parmi les différentes transformations utilisées en électrotechnique, celle de Park est la plus répandue. Le repère résultant, noté , peut être choisi fixe par rapport au stator, solidaire du rotor, ou encore tournant à la vitesse synchronisée, selon la finalité recherchée dans l'étude ou le contrôle de la machine.

La Figure 2 illustre la représentation de la MSAP selon le modèle de Park. Dans cette configuration, le repère reste fixe, tandis que le repère est en rotation à la vitesse angulaire synchronisée .

I.4.1 Passage direct : de triphasé à biphasé

La conversion d'un système triphasé vers un repère biphasé (d, q) est décrite par l'équation suivante :

$$[X_{dq0}] = [P(\theta)] \cdot [X_{abc}] \quad (\text{I.7})$$

où : $[P(\theta)]$ représente la matrice de transformation de Park, X désigne les grandeurs électriques de la machine (tensions, courants ou flux), X_0 est la composante homopolaire, introduite pour assurer la réversibilité de la transformation. Cette composante est généralement nulle lorsque le système est équilibré. La matrice de transformation de Park s'écrit sous la forme suivante :

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

I.4.2 Passage inverse : de biphasé à triphasé

Afin de retrouver les grandeurs dans le repère triphasé, il est nécessaire d'utiliser la transformation inverse de Park. Celle-ci est exprimée par l'équation suivante :

$$[X_{abc}] = [P(\theta)]^{-1} \cdot [X_{dq0}] \quad (\text{I.9})$$

où $[P(\theta)]^{-1}$ représente la matrice de transformation inverse de Park, définie comme suit :

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

I.5 Application de la transformation de Park à la MSAP

En appliquant la transformation de Park au système d'équations, il est possible d'exprimer tous les vecteurs dans un repère solide du rotor. Après développement, on obtient une formulation simplifiée des équations de la machine synchrone, où les expressions des tensions sont données par :

$$\begin{cases} V_d = R_s i_d + \frac{d\varphi_d}{dt} - \omega \varphi_q \\ V_q = R_s i_q + \frac{d\varphi_q}{dt} + \omega \varphi_d \end{cases} \quad (\text{I.11})$$

Les expressions des flux sont les suivantes :

$$\begin{cases} \varphi_d = L_d i_d + \varphi_f \\ \varphi_q = L_q i_q \end{cases} \quad (\text{I.12})$$

En remplaçant les expressions des flux et dans les équations précédentes, nous obtenons :

$$\begin{cases} V_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega L_q i_q \\ V_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega (L_d i_d + \varphi_f) \end{cases} \quad (\text{I.13})$$

Selon la transformation de Park, la puissance transmise s'exprime comme suit :

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

En substituant V_d et V_q par leurs expressions, on obtient :

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

Les différents termes de cette équation représentent :

- les pertes joules dissipées dans les enroulements du stator.
- la variation de l'énergie magnétique stockée dans le stator.
- la puissance électromagnétique.

Sachant que :

$$P_e = C_{em} \cdot \omega_\theta \quad (\text{I.16})$$

On en déduit l'expression du couple électromagnétique :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p (\varphi_d i_q - \varphi_q i_d) \quad (\text{I.17})$$

En fonction des courants, le couple électromagnétique s'écrit :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p [(L_d - L_q) i_d i_q + i_q \varphi_f] \quad (\text{I.18})$$

I.6 Formulation des équations d'état

Pour établir un modèle sous forme d'état, il est essentiel de définir le vecteur d'état, le vecteur d'entrée et le vecteur de sortie. Dans ce cas, le vecteur d'entrée est constitué des tensions statoriques, tandis que le vecteur d'état regroupe les grandeurs électriques (courants) ainsi que les grandeurs mécaniques (vitesse et/ou position). [9].

Lors d'une commande de couple ou de vitesse angulaire, le modèle non linéaire d'état dans le repère tournant est décrit par le système suivant :

$$J \frac{d\omega_\theta}{dt} = C_{em} - C_r - f_c \omega_\theta \quad (I.19)$$

$$\frac{di_d}{dt} = \frac{V_d}{L_d} - \frac{R_s i_d}{L_d} + p\omega_r L_q \frac{L_q}{L_d} \quad (I.20)$$

$$\frac{di_q}{dt} = \frac{V_q}{L_q} - \frac{R_s i_q}{L_q} - p\omega_r L_d \frac{i_d}{L_q} - p\omega_r \frac{\varphi_f}{L_q} \quad (I.21)$$

$$C_{em} = \frac{3}{2} p [(L_d - L_q) i_d i_q + i_q \varphi_f] \quad (I.22)$$

I.7 Mise en équation du modèle de la MSAP en mode diphasé (modèle vectoriel)

Le modèle de la Machine Synchrone à Aimants Permanents (MSAP) alimentée par une tension est exprimé par les équations suivantes :

$$\begin{cases} V_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega L_q i_q \\ V_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega (L_d i_d + \varphi_f) \end{cases} \quad (I.23)$$

$$J \frac{d\omega_\theta}{dt} = C_{em} - C_r - f_c \omega_\theta \quad (I.24)$$

$$C_{em} = \frac{3}{2} p [(L_d - L_q) i_d i_q + i_q \varphi_f] \quad (I.25)$$

Avec :

$$\omega = p\omega_r \quad (I.26)$$

Le modèle décrit ci-dessus montre que la MSAP est un système multi-variable, non-linéaire et fortement couplé. L'objectif principal de la commande vectorielle des machines à courant alternatif est d'améliorer leurs performances statiques et dynamiques en utilisant une structure de contrôle similaire à celle d'une machine à courant continu. Dans le cas de la machine étudiée, qui possède des pôles lisses, le couple électromagnétique atteint son maximum lorsque le courant du stator, dans le repère de Park, est aligné sur l'axe (soit $i_q = 0$). Cela revient à imposer que la composante directe du courant soit nulle **Figure I.3**, ce qui a pour effet de réduire les pertes Joules. Les équations du système deviennent alors :

$$\begin{cases} V_d = -\omega L_q i_q \\ V_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega \varphi_f \end{cases} \quad (I.27)$$

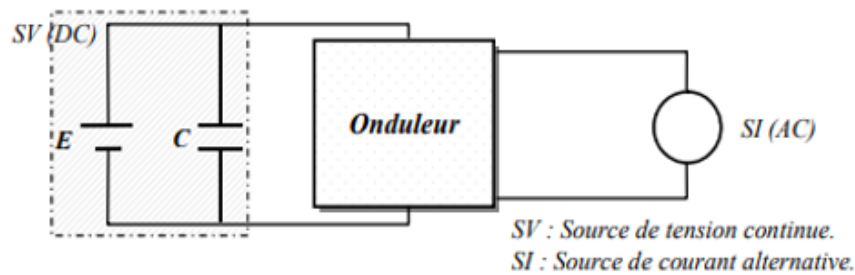


FIGURE I.5 – Schéma d'un onduleur de tension triphasé

Un onduleur de tension est considéré comme autonome lorsque la fréquence de sa tension de sortie ne dépend pas du réseau alternatif. En revanche, il est dit non autonome (ou assisté) lorsque cette fréquence est imposée par le réseau. Le choix des interrupteurs utilisés influence les performances de l'onduleur, offrant divers avantages selon la technologie employée. Ainsi, un onduleur de tension utilisant des transistors présente plusieurs atouts par rapport à un modèle à thyristors, notamment :

Une commande simplifiée, car le transistor peut être actionné aussi bien à l'ouverture qu'à la fermeture. L'absence de circuit de commutation forcée.

Des pertes de commutation réduites.

Une capacité à fonctionner à des fréquences plus élevées.

Concernant le circuit de puissance d'un onduleur de tension, un exemple typique est le pont triphasé à thyristors, illustré dans la **Figure I.6** :

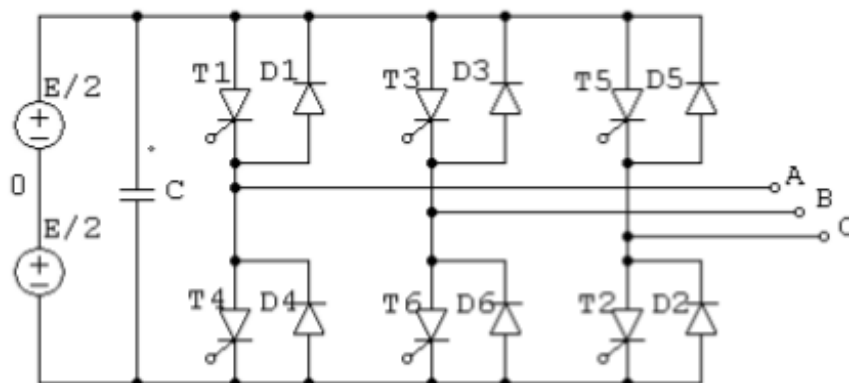


FIGURE I.6 – Onduleur triphasé à thyristors en configuration en pont

Les diodes placées en antiparallèle avec les interrupteurs commandés dans le circuit de puissance jouent un rôle essentiel dans le fonctionnement de l'onduleur. Elles assurent principalement trois fonctions :

Faciliter l'extinction des interrupteurs commandés, en appliquant une polarisation inverse aux thyristors pour interrompre leur conduction. Permettre la démagnétisation de l'inductance de charge lors de l'ouverture des interrupteurs.

Servir au redressement des courants générés par la charge, notamment dans le cas d'une machine asynchrone fonctionnant en mode génératrice [10].

I.8.1-a Modélisation de l'onduleur de tension

Dans un onduleur triphasé, les interrupteurs de chaque bras fonctionnent de manière complémentaire. Ainsi, chaque bras peut adopter deux états distincts, qui peuvent être représentés par une variable booléenne :

- $S_a, S_b, S_c = 1$: L'interrupteur de la partie supérieure du bras concerné (a, b ou c) est fermé.
- $S_a, S_b, S_c = 0$: L'interrupteur de la partie inférieure du bras concerné (a, b ou c) est fermé.

La **Figure I.7** : illustre le schéma d'un onduleur triphasé associé à sa charge. L'expression de la tension moyenne mesurée au point neutre est donnée par :

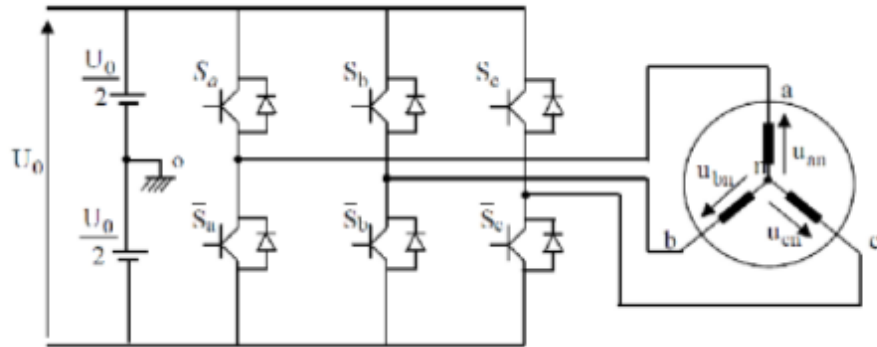


FIGURE I.7 – Configuration d'un onduleur triphasé avec son circuit de charge

Pour simplifier l'étude, on adoptera les hypothèses suivantes :

- La commutation des interrupteurs est instantanée ;
- Les pertes de tension aux bornes des interrupteurs sont considérées comme nulles ;
- La charge triphasée est équilibrée et connectée en configuration étoile avec un neutre isolé.

$$\begin{cases} u_{\text{ref}ab} = u_{ao} + u_{ob} = u_{ao} - u_{bo} \\ u_{\text{ref}bc} = u_{bo} + u_{oc} = u_{bo} - u_{co} \\ u_{\text{ref}ca} = u_{co} + u_{oa} = u_{co} - u_{ao} \end{cases} \quad (\text{I.29})$$

Ici, u_{ao} , u_{bo} et u_{co} représentent les tensions continues appliquées à l'entrée de l'onduleur. En introduisant le point neutre « n » du côté alternatif, on a les relations suivantes :

$$\begin{cases} u_{ao} = u_{an} + u_{no} \\ u_{bo} = u_{bn} + u_{no} \\ u_{co} = u_{cn} + u_{no} \end{cases} \quad (\text{I.30})$$

Les grandeurs u_{an} , u_{bn} et u_{cn} désignent les tensions simples aux bornes de la machine, tandis que u_{no} correspond à la tension entre le neutre de la machine asynchrone triphasée

(MAS) et le point fictif « o ». Étant donné que la charge est équilibrée et que le neutre est isolé, on a :

$$u_{an} + u_{bn} + u_{cn} = 0 \quad (\text{I.31})$$

En remplaçant les expressions de l'équation (I.30) dans celles de l'équation (I.29), on peut alors exprimer les tensions composées en fonction des tensions simples de la machine.

$$u_{no} = \frac{1}{3}(u_{ao} + u_{bo} + u_{co}) \quad (\text{I.32})$$

En substituant l'équation précédente, on obtient :

$$\begin{cases} u_{an} = \frac{2}{3}u_{ao} - \frac{1}{3}u_{bo} - \frac{1}{3}u_{co} \\ u_{bn} = -\frac{1}{3}u_{ao} + \frac{2}{3}u_{bo} - \frac{1}{3}u_{co} \\ u_{cn} = -\frac{1}{3}u_{ao} - \frac{1}{3}u_{bo} + \frac{2}{3}u_{co} \end{cases} \quad (\text{I.33})$$

Ainsi, les tensions de référence peuvent s'exprimer sous la forme suivante :

$$\begin{cases} u_{\text{ref},an} = \frac{U_o}{3}(2S_a - S_b - S_c) \\ u_{\text{ref},bn} = \frac{U_o}{3}(-S_a + 2S_b - S_c) \\ u_{\text{ref},cn} = \frac{U_o}{3}(-S_a - S_b + 2S_c) \end{cases} \quad (\text{I.34})$$

Ce qui se traduit sous forme matricielle par

$$\begin{bmatrix} u_{\text{ref},an} \\ u_{\text{ref},bn} \\ u_{\text{ref},cn} \end{bmatrix} = \frac{u_o}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.35})$$

I.8.2 Commande de l'onduleur

I.8.2-a Gestion des courants

Gestion des courants : En tenant compte de la position du rotor et des grandeurs électromécaniques souhaitées, le système assure le bon fonctionnement de la machine en injectant des courants dans les phases, de manière à suivre au mieux les valeurs de consigne. Deux approches principales peuvent être mises en œuvre [11]

- Le pilotage des courants par hystérésis.
- Le pilotage par modulation de largeur d'impulsions (MLI).

La méthode basée sur la MLI présente l'avantage de maintenir une fréquence de commutation constante pour les interrupteurs, contrairement à l'approche par hystérésis. Cependant, elle implique une mise en œuvre plus complexe des algorithmes nécessaires. Deux techniques sont généralement utilisées pour ajuster les courants :

- Le suivi direct des courants instantanés $i_{a,ic}$
- L'adaptation des composantes de courant i_d et i_q dans le repère synchronisé avec le rotor

Dans cette étude, l'attention sera portée sur la stratégie de modulation de largeur d'impulsions (MLI)

I.9 Modulation de largeur d'impulsions (MLI)

L'objectif principal d'un onduleur est de produire à sa sortie des tensions aussi proches que possible d'une forme sinusoïdale. Pour ce faire, les commandes analogiques ou numériques génèrent les tensions ou courants souhaités aux bornes de la machine. La technique de modulation de largeur d'impulsions (MLI en français, PWM pour Pulse Width Modulation en anglais) permet d'obtenir ces grandeurs en exploitant une source de tension continue à fréquence et amplitude fixes, grâce à un convertisseur direct assurant le lien entre la source et la charge.

Et son principe repose sur la gestion des temps d'activation et de désactivation des interrupteurs, en ajustant les rapports cycliques. Plusieurs méthodes de modulation de largeur d'impulsions ont été développées [12] :

MLI sinus-triangle : Comparaison d'un signal de référence avec une onde porteuse, généralement triangulaire.

MLI précalculée : Détermination hors ligne des angles de commutation pour éliminer certaines composantes harmoniques.

MLI post-calculée : Aussi appelée MLI vectorielle ou symétrique, où les angles de commutation sont calculés en temps réel.

MLI stochastique : Technique visant à homogénéiser le spectre en minimisant les pics de bruit, en répartissant les impulsions selon une loi probabiliste.

I.9.1 Principe de la commande par MLI sinus-triangle

Cette approche consiste à transformer un signal modulant (tension de référence du système de commande), généralement sinusoïdal, en une séquence d'impulsions carrées à la sortie de l'onduleur (niveau puissance). Le principe repose sur la comparaison entre deux signaux :

Le signal de référence, qui représente la sinusoïde souhaitée en sortie de l'onduleur et dont l'amplitude et la fréquence sont ajustables.

Le signal porteuse, qui détermine la cadence de commutation des interrupteurs statiques de l'onduleur. Il s'agit d'un signal de haute fréquence par rapport au signal de référence.

L'intersection entre ces deux signaux définit les moments de commutation des interrupteurs [13] [14] [15] .

I.9.2 Caractéristiques de la MLI

La commande par modulation de largeur d'impulsions est définie par deux paramètres essentiels :

$$m = \frac{f_p}{f_r} \quad (\text{I.36})$$

$$r = \frac{V_r}{V_p} \quad (\text{I.37})$$

où :

m :représente l'indice de modulation, qui correspond au rapport entre la fréquence de la porteuse et celle du signal de référence .

r :est le taux de modulation (ou coefficient de réglage), qui exprime le rapport entre l'amplitude du signal modulant et l'amplitude crête de la porteuse.

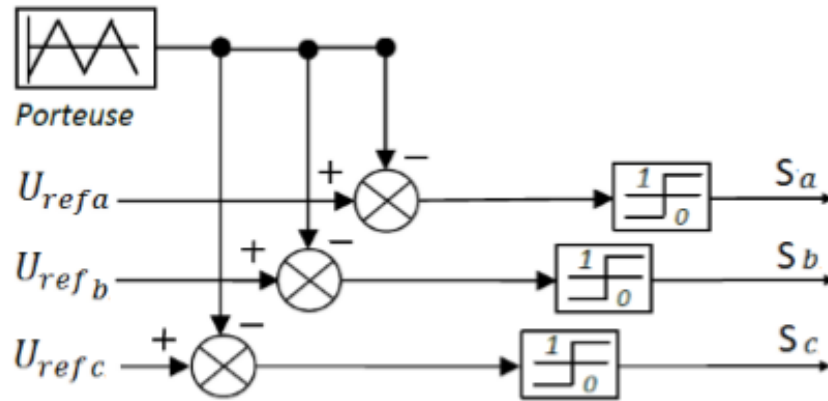


FIGURE I.8 – Principe de fonctionnement de la commande MLI en modulation sinusoïdale

L'alimentation de l'onduleur est considérée comme une source idéale, représentée par deux générateurs de force électromotrice égale à $E/2$, reliés entre eux par un point commun noté 0 .

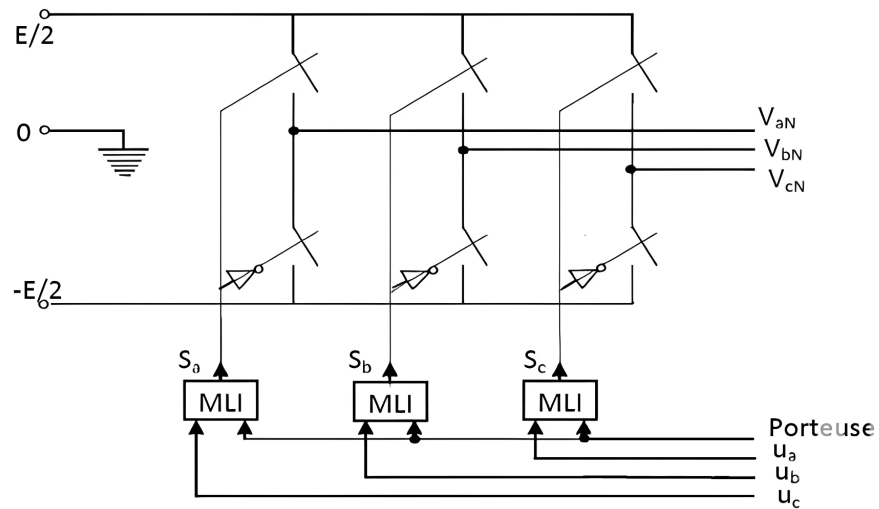


FIGURE I.9 – Modèle équivalent d'un onduleur à modulation d'impulsions (MLI)

I.10 Résultats et interprétation de simulation

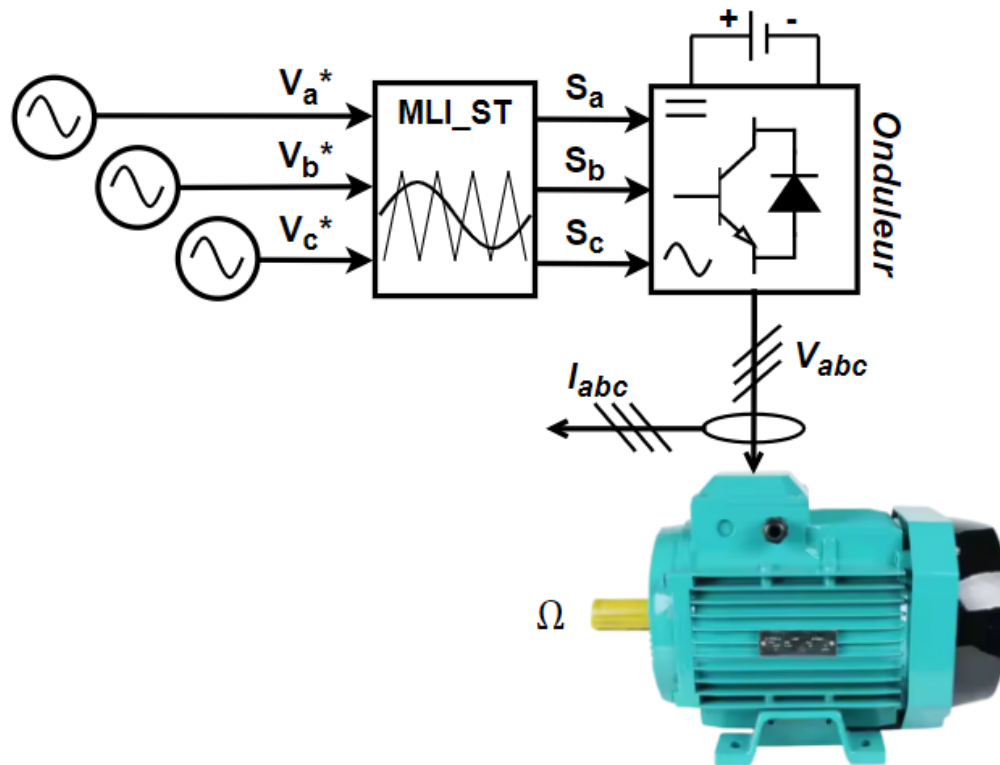


FIGURE I.10 – Intégration MSAP–Onduleur commandé par MLI-ST

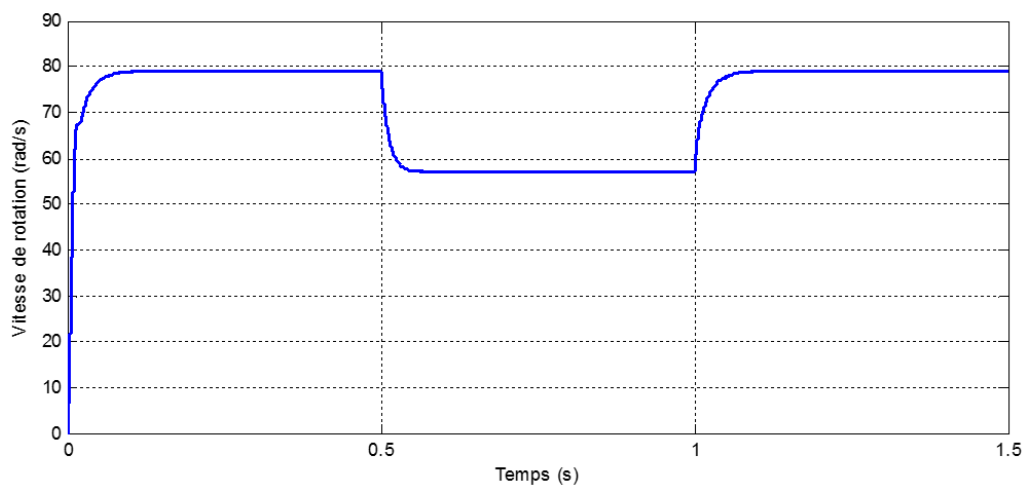


FIGURE I.11 – Évolution de la vitesse de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP)

La figure I.11 montre l'évolution de la vitesse de la MSAP. La vitesse augmente rapidement au démarrage pour atteindre 78 rad/s. Une chute de vitesse se produit à 0,5 s suite à l'application d'une charge. Elle reste stable autour de 58 rad/s, puis remonte à

78 rad/s à 1 s après la suppression de la charge.

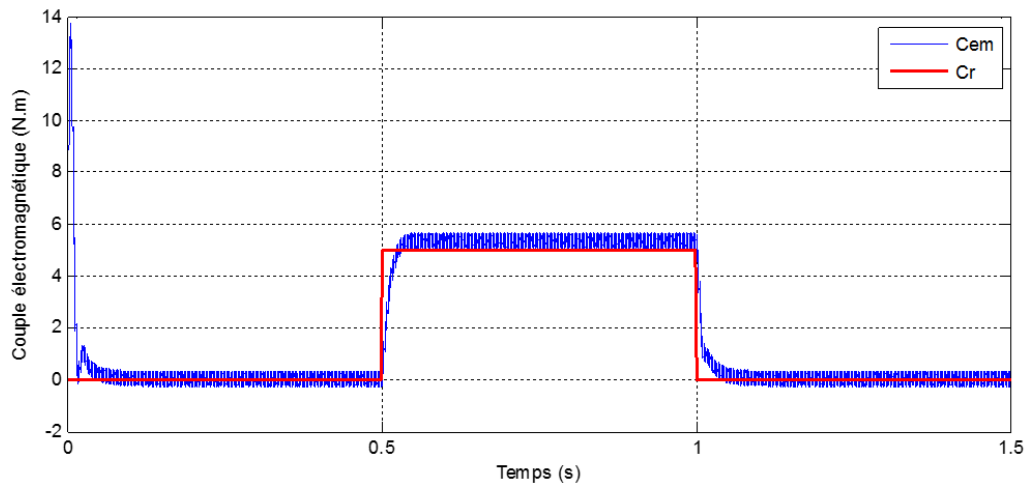


FIGURE I.12 – Évolution du couple électromagnétique de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP)

La figure I.12 illustre l'évolution du couple électromagnétique par rapport au couple de charge. Au démarrage, on observe un pic de 13 N.m. Avant 0.5 s, est presque nul car il n'y a pas de charge. À 0.5 s, une charge est appliquée suit immédiatement et se stabilise. À 1 s, la charge est retirée est se produit un chute de nouveau à zéro.

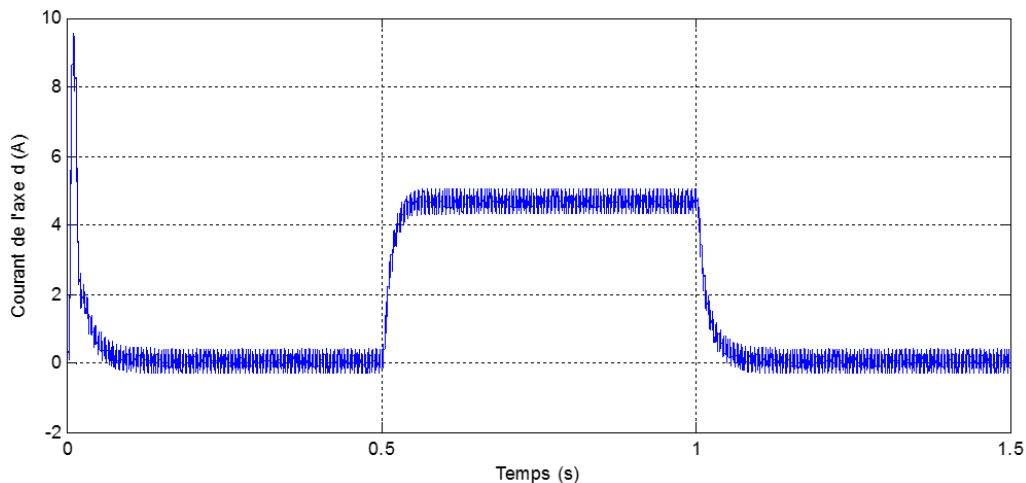


FIGURE I.13 – Évolution de courant statorique de l'axe « d » la machine synchrone à aimants permanents (MSAP)

La Figure I.13 représente l'évolution du courant statorique selon l'axe d. Au démarrage (t = 0 s) : On observe un pic de courant atteint environ 9 A, dû probablement à un appel de courant initial lié à l'établissement du champ magnétique. Ensuite, le courant diminue rapidement et se stabilise autour de 0 A, ce qui est typique en fonctionnement normal. À t = 0.5 s, le courant augmente brusquement vers 6 A. À t = 1 s, retour rapide vers 0 A, suggérant le retour à la consigne initiale.

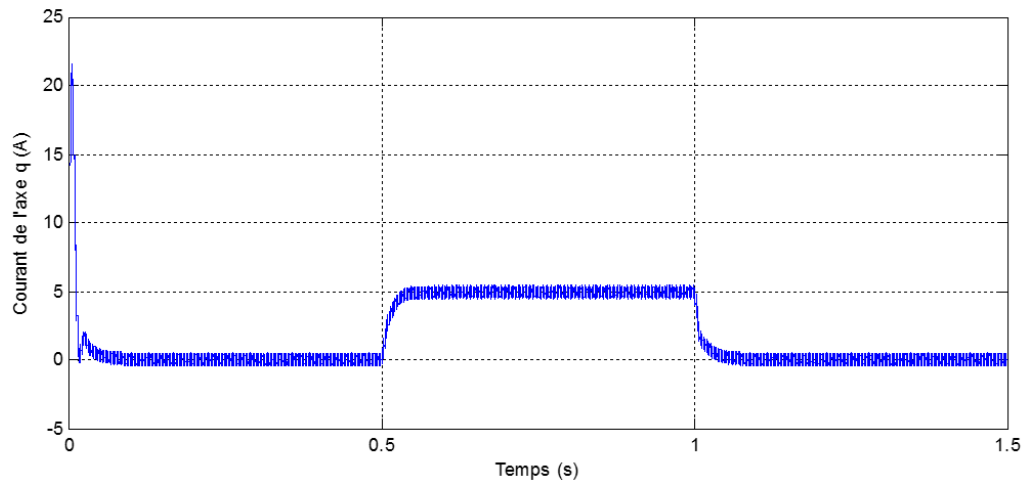


FIGURE I.14 – Évolution de courant statorique de l'axe « q » de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP)

La Figure I.14 montre l'évolution du courant statorique selon l'axe q, qui est directement lié à la production du couple électromagnétique. Au démarrage ($t = 0$ s) : Un pic élevé de courant (22 A) est observé, ce qui correspond à l'appel de courant nécessaire pour générer le couple initial. Ensuite, le courant diminue rapidement vers 0 A, signe que le système atteint un régime stable. À $t = 0.5$ s, une augmentation brutale du courant vers 5 A montre une augmentation de la consigne de vitesse ou du couple. À $t = 1$ s, retour rapide vers 0 A, ce qui suggère un retour à la condition de base ou à l'arrêt du couple.

I.11 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons abordé la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents. Son modèle mathématique a été établi dans le repère de Park en adoptant certaines hypothèses simplificatrices, permettant ainsi d'obtenir des équations plus accessibles pour faciliter l'analyse du contrôle. Nous avons également présenté le principe de fonctionnement et de commande d'un onduleur de tension triphasé, en mettant en avant les bases de la modulation de largeur d'impulsions (MLI).

Cependant, afin d'optimiser les performances statiques et dynamiques du système, il est nécessaire d'appliquer une stratégie de commande avancée, connue sous le nom de commande vectorielle, qui sera développée dans le chapitre suivant.

Chapitre II

Commande vectorielle du MSAP

II.1 Introduction

La commande des machines à courant alternatif présente une complexité notable en raison du caractère non linéaire du modèle mathématique du système dans le repère de Park. Cette complexité est principalement attribuée à l'existence d'un couplage significatif entre les deux armatures, à savoir l'armature rotorique et l'armature statorique, ce qui rend leur contrôle plus difficile. Contrairement aux machines à courant continu, où la commande est relativement plus simple grâce à la séparation naturelle des flux et des tensions, les machines à courant alternatif nécessitent des stratégies avancées pour assurer un contrôle optimal.

Afin de surmonter cette difficulté et d'obtenir une dynamique de fonctionnement comparable à celle d'une machine à courant continu à excitation séparée, Blaschke et Hasse ont proposé en 1972 une approche innovante permettant de découpler les variables de commande et de simplifier ainsi la gestion de la machine [16]. Cette approche, connue sous le nom de commande vectorielle ou commande par orientation de flux (Field Oriented Control - FOC), constitue une avancée majeure dans le domaine de l'électrotechnique et du contrôle des machines électriques.

L'idée fondamentale de cette méthode repose sur la transformation du comportement naturel de la machine synchrone afin qu'il devienne similaire à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée. Contrairement aux machines synchrones classiques où le flux et le couple sont fortement couplés, cette approche permet d'obtenir un modèle mathématique simplifié, où les variables de commande sont linéarisées et découplées. En réalisant cette transformation, il devient possible de contrôler de manière indépendante le couple et le flux de la machine, ce qui facilite grandement la régulation des courants et optimise les performances globales du système.

Grâce à la commande vectorielle, la machine synchrone acquiert des caractéristiques dynamiques plus performantes, notamment une meilleure réactivité aux variations de charge, une grande stabilité et une précision accrue dans le suivi des consignes. Cette technique permet également une exploitation plus efficace de la machine en réduisant les pertes énergétiques et en améliorant son rendement. L'un des principaux avantages de cette approche est qu'elle ouvre la voie à une gestion plus souple et efficace des machines synchrones dans diverses applications industrielles, telles que la robotique, les systèmes d'entraînement électrique, les véhicules électriques et les équipements nécessitant une commande de vitesse et de couple précise. Ainsi, la commande vectorielle s'impose aujourd'hui comme une solution incontournable dans le domaine du contrôle des machines électriques, permettant d'optimiser leur fonctionnement et d'améliorer leur intégration dans des systèmes de plus en plus sophistiqués et exigeants [16], [17]. La commande vectorielle, reposant sur une régulation classique de type Proportionnel-Intégrale (PI), intègre des termes de compensation permettant d'assurer le découplage entre l'axe d, dédié au réglage du flux, et l'axe q, utilisé pour le contrôle du couple. Cette approche contribue à l'obtention de performances optimales pour les actionneurs électriques, répondant ainsi aux exigences des différentes applications [18]. L'évolution des technologies des semi-conducteurs, notamment dans les convertisseurs statiques avec la réduction des temps de commutation, ainsi que les avancées dans les unités de calcul (DSP), ont permis la mise en œuvre efficace de cette commande [19]. Ce chapitre aborde l'application de la commande vectorielle à la MSAP. Le contrôle du courant et de la

vitesse est assuré par des régulateurs de type Proportionnel-Intégral (PI).

II.2 Principe de la commande vectorielle

La commande vectorielle repose sur le même principe que celui utilisé pour les machines à courant continu à excitation séparée. Toutefois, elle s'effectue dans un repère spécifique où le couple électromagnétique peut être exprimé de manière simplifiée en fonction des composantes du courant selon deux axes : l'axe d et l'axe q [20].

Généralement, la composante du courant statorique selon l'axe d est responsable de l'excitation et permet d'ajuster le flux dans la machine, tandis que la composante selon l'axe q joue un rôle similaire à celui du courant d'induit, influençant ainsi directement le couple [20]. La méthode de commande la plus courante consiste à fixer la valeur du courant à zéro. Cette approche facilite la gestion du couple en linéarisant la relation entre celui-ci et le courant. Lorsque est maintenu à zéro, le flux de réaction d'induit se trouve en quadrature avec le flux rotorique généré par les aimants permanents, ce qui entraîne . Ainsi, l'expression du couple donnée par la relation (II.1) devient [20].

$$C_{em} = \frac{3}{2} p \phi_f i_q \quad (\text{II.1})$$

Étant donné que le flux est constant, le couple électromagnétique est directement proportionnel à , ce qui permet d'écrire :

$$C_{em} = K i_q \quad \text{avec} \quad K = \frac{3}{2} p \phi_f \quad (\text{II.2})$$

Dans ce contexte, les équations de tension de la machine, dérivées de la relation (II.3), s'expriment comme suit :

$$\begin{cases} V_d = -\omega L_q i_q \\ V_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega \phi_f \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

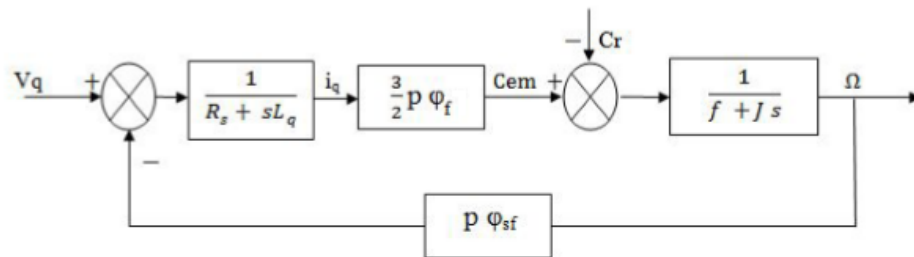


FIGURE II.1 – Schéma bloc de la MSAP après orientation du flux.

II.3 Technique de découplage

Les lois de commande vectorielle appliquées aux machines alimentées en tension induisent un couplage entre les actions exercées sur les axes d et q . Dans un repère où l'axe est aligné avec le flux rotorique, les équations qui régissent ce système sont les suivantes [21].

$$\begin{cases} V_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega L_q i_q \\ V_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega(L_d i_d + \phi_f) \end{cases} \quad (\text{II.4})$$

La vitesse angulaire s'exprime comme suit :

$$\omega = p \omega_r \quad (\text{II.5})$$

En passant dans le domaine de Laplace, avec comme opérateur de Laplace, on obtient :

$$\begin{cases} V_d = (R_s + L_d s) I_d - \omega L_q I_q \\ V_q = (R_s + L_q s) I_q + \omega(L_d I_d + \phi_f) \end{cases} \quad (\text{II.6})$$

La figure (II.2) illustre le couplage entre les axes d et q :

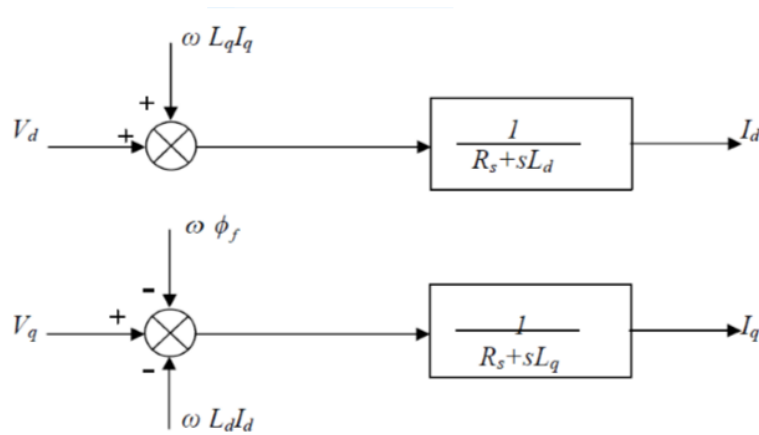


FIGURE II.2 – Schéma illustrant les couplages.

Il existe plusieurs méthodes de découplage, parmi lesquelles : Le découplage par compensation La commande vectorielle indirecte (IFOC) Le découplage par régulateur Pour simplifier notre étude, nous avons opté pour la première approche, tout en gardant la possibilité d'explorer d'autres techniques si nécessaire.

II.3.1 Découplage par compensation :

Le découplage par compensation a pour objectif d'éliminer le couplage entre les axes d et q, ce qui permet de simplifier l'écriture des équations de la machine ainsi que celles de la régulation. Cette simplification facilite non seulement l'analyse du système, mais aussi le calcul des coefficients des régulateurs, rendant ainsi la commande plus efficace et plus intuitive [22].

Le principe de cette méthode repose sur l'introduction de nouvelles variables de commande, notées e_d et e_q , afin de compenser les termes de couplage présents dans les équations. Grâce à cette transformation, la dynamique des courants sur les axes et devient indépendante, ce qui permet une régulation plus aisée et une meilleure performance du système de commande. La Figure (II.3) illustre ce principe en mettant en évidence l'effet du découplage sur les axes concernés.

$$\begin{cases} V_d = V'_d - e_d \\ V_q = V'_q + e_q \end{cases} \quad (\text{II.7})$$

$$\begin{cases} V'_d = L_d \frac{di_d}{dt} + R_s i_d \\ V'_q = L_q \frac{di_q}{dt} + R_s i_q \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

Et :

$$\begin{cases} e_d = L_q \omega i_q \\ e_q = \omega(L_d i_d + \phi_f) \end{cases} \quad (\text{II.9})$$

Ainsi, le courant I_d est uniquement influencé par V'_d , tandis que I_q dépend uniquement de V'_q . Cela conduit aux relations suivantes :

$$\begin{cases} I_d = \frac{V'_d}{R_s + sL_d} \\ I_q = \frac{V'_q}{R_s + sL_q} \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

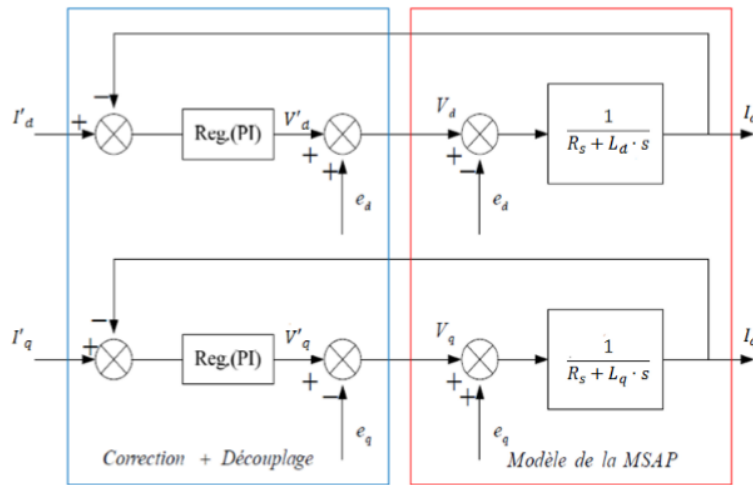


FIGURE II.3 – Schéma du découplage par compensation.

II.4 Dimensionnement des régulateurs :

Les régulateurs ont pour mission de garantir que la grandeur de sortie reste conforme à la valeur de référence imposée, et ce, malgré les perturbations internes ou externes [15]. Une fois le découplage des axes et effectué, la régulation est assurée par des correcteurs de type proportionnel-intégral (PI). L'action intégrale permet de minimiser l'écart entre la consigne et la valeur régulée, tandis que l'action proportionnelle ajuste la rapidité de réponse du système [22].

La relation entre la sortie et le signal d'erreur est exprimée comme suit :

$$u_r(t) = k_p \epsilon(t) + k_i \int_0^t \epsilon(\tau) d\tau + d(t) \quad (\text{II.11})$$

D'où l'expression suivante en notation de Laplace :

Donc :

$$\frac{u_r(p)}{\epsilon(p)} = k_p + \frac{k_i}{p} \quad (\text{II.12})$$

Avec :

- k_p : Gain proportionnel ;
- k_i : Gain intégral ;

II.4.1 Régulation du courant i_d

Dans la commande d'une machine synchrone à aimants permanents (MSAP), la régulation des courants est essentielle. En général, dans le cadre de la commande vectorielle, le courant est fixé par la boucle de régulation de vitesse, tandis que le courant est maintenu à une valeur nulle [23]. Cette régulation est réalisée par des correcteurs proportionnels-intégraux (PI) afin d'annuler l'erreur statique et d'assurer un suivi précis des références imposées [24].

II.4.1-a Modélisation du Courant

La relation entre la tension et le courant est donnée par :

$$i_d = \frac{V'_d}{R_s + sL_d} \quad (\text{II.13})$$

Où :

- R_s représente la résistance statorique,
- L_d est l'inductance selon l'axe direct,
- s est l'opérateur de Laplace [25].

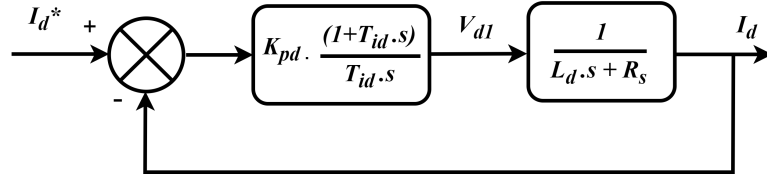
Le régulateur proportionnel-intégral (PI) est défini par l'équation générale suivante [23] :

$$\text{Reg(PI)} = K_{pd} + \frac{K_{id}}{s} = K_{pd} \left(\frac{1 + T_{id} \cdot s}{T_{id} \cdot s} \right) \quad (\text{II.14})$$

Avec :

- K_{pd} : gain proportionnel du régulateur,
- K_{id} : gain intégral, défini par la relation :

$$K_{id} = \frac{K_{pd}}{T_{id}} \quad (\text{II.15})$$

FIGURE II.4 – Boucle de régulation du courant I_d

T_{id} : constante de temps d'action intégrale [24].

II.4.1-b Dynamique Électrique de la Machine

Le modèle électrique de la machine synchronisée à aimants permanents (MSAP) peut être exprimé sous la forme [25] :

$$\frac{1}{R_s + L_d \cdot s} = \frac{1}{R_s} \left(\frac{1}{1 + T_{ed} \cdot s} \right) \quad (\text{II.16})$$

Avec :

$$T_{ed} = \frac{L_d}{R_s} \quad (\text{II.17})$$

II.4.1-c Fonction de Transfert en Boucle Ouverte

En prenant en compte la dynamique électrique de la machine, la fonction de transfert en boucle ouverte du régulateur PI est donnée par [23] :

$$\text{FTBO}(s) = \left(K_{pd} + \frac{K_{id}}{s} \right) \cdot \frac{1}{R_s + L_d \cdot s} \quad (\text{II.18})$$

Ce qui s'écrit sous la forme [24] :

$$\text{FTBO}(s) = K_{pd} \cdot \left(\frac{1 + T_{id} \cdot s}{T_{id} \cdot s} \right) \cdot \left(\frac{1}{R_s} \right) \cdot \left(\frac{1}{1 + T_{ed} \cdot s} \right) \quad (\text{II.19})$$

Pour simplifier la conception du régulateur, on impose une compensation entre les pôles en posant [25] :

$$T_{ed} = T_{id} \quad (\text{II.20})$$

Ainsi, la fonction de transfert devient [23] :

$$\text{FTBO}(s) = \frac{K_{pd}}{T_{id} \cdot s} \cdot \frac{1}{R_s} = \frac{K_{id}}{s} \cdot \frac{1}{R_s} \quad \text{avec} \quad K_{id} = \frac{K_{pd}}{T_{id}} \quad (\text{II.21})$$

II.4.1-d Fonction de Transfert en Boucle Fermée

Dans un système de régulation en boucle fermée, la fonction de transfert est donnée par [24] :

$$FTBF(s) = \frac{FTBO(s)}{1 + FTBO(s)} = \frac{K_{id}}{R_s \cdot s + K_{id}} = \frac{1}{\frac{R_s}{K_{id}} \cdot s + 1} = \frac{1}{\tau_d \cdot s + 1} \quad \text{avec} \quad \tau_d = \frac{R_s}{K_{id}} \quad (\text{II.22})$$

Le temps caractéristique du système en boucle fermée est défini par [25] :

$$T_r = 3 \cdot \tau_d = 3 \cdot \frac{R_s}{K_{id}} \quad (\text{II.23})$$

En imposant un temps de réponse selon la relation empirique, on obtient [23] :

$$T_r = \frac{3 \cdot R_s}{K_{id}} \Rightarrow K_{id} = \frac{3 \cdot R_s}{T_r} \quad (\text{II.24})$$

De plus, le paramètre proportionnel est donné par la relation [24] :

$$K_{pd} = \frac{L_d \cdot K_{id}}{R_s} = \frac{3 \cdot L_d}{T_r} \quad (\text{II.25})$$

II.4.2 Régulation du courant I_q

De manière similaire au calcul du régulateur du courant direct I_d , celui du courant en quadrature I_q est déterminé en suivant les mêmes principes.

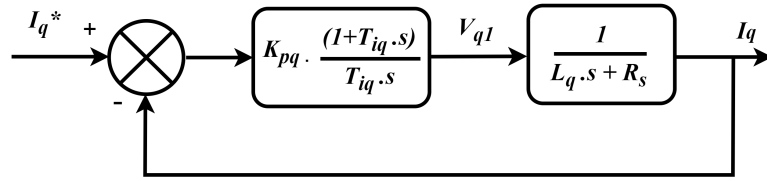


FIGURE II.5 – Boucle de régulation du courant I_q

On introduit la constante de temps T_r définie par l'expression :

$$T_r = \frac{3R_s}{K_{iq}} \quad (\text{II.26})$$

Ce qui permet également d'exprimer le gain intégrateur K_{iq} sous la forme :

$$K_{iq} = \frac{3R_s}{T_r} \quad (\text{II.27})$$

Le gain proportionnel K_{pq} est alors obtenu à partir de la relation suivante :

$$K_{pq} = \frac{L_q \cdot K_{iq}}{R_s} = \frac{3L_q}{T_r} \quad (\text{II.28})$$

II.4.3 Régulation de la Vitesse

II.4.4 Modélisation dynamique de la vitesse

L'équation dynamique du système est donnée par :

$$J \frac{d\omega_r}{dt} + f\omega_r = C_{em} - C_r \quad (\text{II.29})$$

En négligeant le couple résistant C_r , on obtient :

$$\omega_r(s) = \frac{1}{Js + f} \cdot C_{em}(s)$$

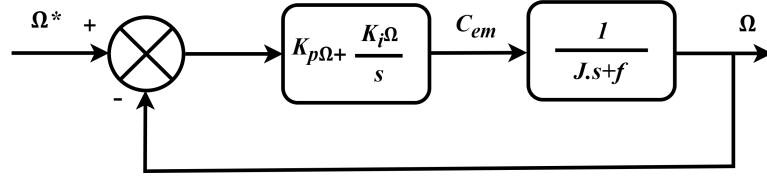


FIGURE II.6 – Boucle de régulation de la vitesse

II.4.5 Fonction de transfert en boucle ouverte

Le régulateur PI est défini par :

$$G_{PI}(s) = K_{p\Omega} + \frac{K_{i\Omega}}{s} \quad (\text{II.30})$$

La fonction de transfert en boucle ouverte devient alors :

$$FTBO_{\Omega}(s) = \left(K_{p\Omega} + \frac{K_{i\Omega}}{s} \right) \cdot \frac{1}{J \cdot s + f} = \frac{K_{p\Omega}s + K_{i\Omega}}{s \cdot (J \cdot s + f)} \quad (\text{II.31})$$

II.4.6 Fonction de transfert en boucle fermée

La fonction de transfert en boucle fermée s'écrit :

$$FTBF_{\Omega}(s) = \frac{K_{p\Omega}s + K_{i\Omega}}{J \cdot s^2 + s(f + K_{p\Omega}) + K_{i\Omega}} \quad (\text{II.32})$$

II.4.7 Calcul des gains proportionnel et intégral

Pour déterminer les valeurs de $K_{p\Omega}$ et $K_{i\Omega}$, on utilise généralement la méthode de placement des pôles. On souhaite que la FTBF ressemble à celle d'un système du second ordre standard. Comparons les deux formes :

$$FTBF_{\text{ref}}(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (\text{II.33})$$

et

$$FTBF(s) = \frac{(K_{p\Omega}s + K_{i\Omega})/J}{s^2 + \frac{s(f+K_{p\Omega})}{J} + \frac{K_{i\Omega}}{J}} \quad (\text{II.34})$$

À partir des identifications ci-dessus, on obtient :

$$\begin{cases} K_{p\Omega} = 2\varepsilon \cdot \omega_n \cdot J - f \\ K_{i\Omega} = J \cdot \omega_n^2 \end{cases} \quad (\text{II.35})$$

- ω_n : pulsation naturelle désirée (détermine la rapidité de réponse).

- ξ : coefficient d'amortissement (détermine le dépassement et la stabilité).

II.5 LIMITATION DES COURANTS

Les systèmes de commande imposent généralement des restrictions sur l'amplitude du signal de commande. Ces limitations peuvent engendrer des complications, notamment lors de transitoires importants, entraînant des dépassements excessifs de la variable à réguler, voire une instabilité du système [26]. La nature non linéaire de ces limitations complique l'application des méthodes d'analyse linéaires classiques. Dès que la sortie du régulateur atteint la saturation, les modèles linéaires ne sont plus valides, rendant l'étude du comportement dynamique plus complexe [27].

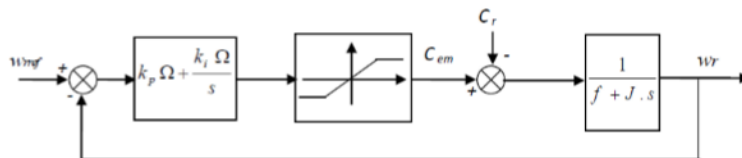


FIGURE II.7 – Limitation du courant.

II.6 Résultats et Interprétation de simulation

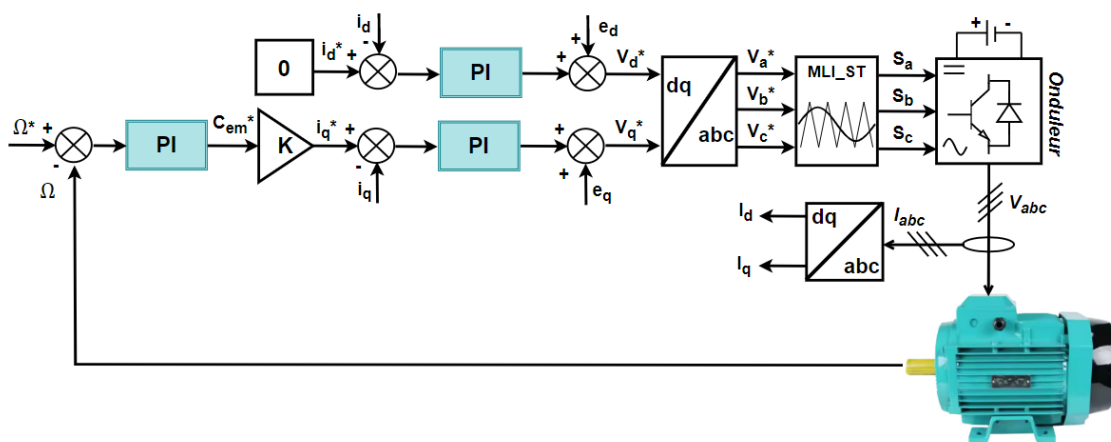


FIGURE II.8 – Schéma global de l'application de la commande vectorielle au MSAP.

Afin de valider la performance et la robustesse de la stratégie de commande proposée, un scénario de simulation a été conçu avec des profils variables de vitesse de référence et de couple de charge. La vitesse de référence est fixée initialement à 75 rad/s entre 0 et 0,3 s, puis réduite à 30 rad/s de 0,4 s à 0,7 s, avant de chuter à 0 rad/s entre 0,8 s et 1,1 s, et enfin maintenue à -75 rad/s jusqu'à la fin de la simulation à 1,5 s. Parallèlement, le couple de charge est modifié par paliers afin d'évaluer la capacité de rejet des perturbations : un couple de +5 Nm est appliqué entre 0,1 s et 0,2 s, un second de +5 Nm entre 0,9 s et 1 s, puis un couple perturbateur négatif de -5 Nm est introduit entre 1,3 s et 1,4 s. Ce scénario a été élaboré pour tester rigoureusement la réponse dynamique, la précision de suivi et

la robustesse de la commande vectorielle face aux inversions de vitesse et aux variations brusques de la charge.

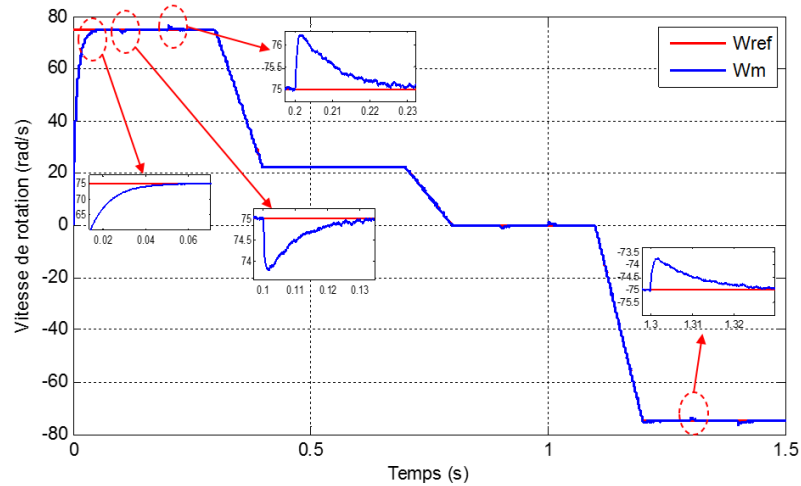


FIGURE II.9 – Evolution de la vitesse de rotation de la commande vectorielle appliquée au MSAP .

Les résultats de simulation obtenus pour la commande vectorielle appliquée à la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) mettent en évidence les performances dynamiques et la robustesse de la stratégie de commande mise en œuvre. La figure II.9 représente la vitesse montre un suivi de la consigne de vitesse ω_{ref} par la vitesse réelle ω_m , malgré les variations importantes imposées. En effet, la machine atteint la vitesse de 75 rad/s au bout de 0,06 s sans dépassement notable, puis suit les transitions vers 22 rad/s, 0 rad/s, et finalement -75 rad/s. Cependant, des oscillations transitoires apparaissent après chaque changement d'échelon, ce qui indique une dynamique relativement lente et une stabilité limitée.

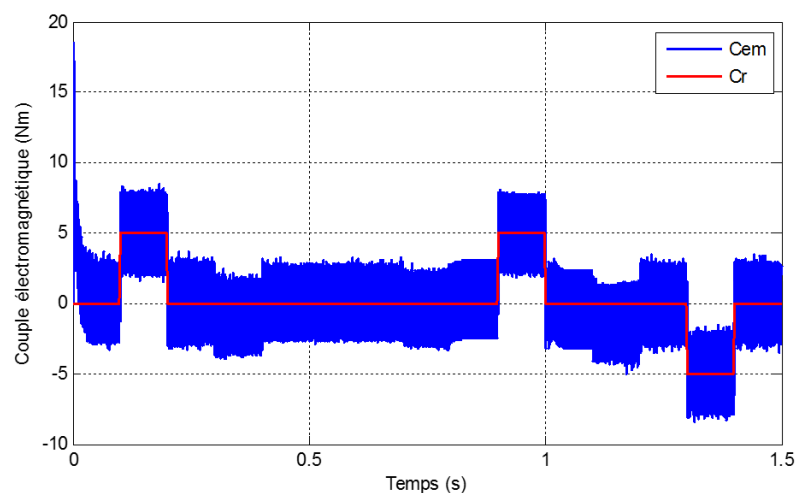


FIGURE II.10 – Evolution du couple électromagnétique de la commande vectorielle appliquée au MSAP.

La réponse du couple électromagnétique C_{em} (Figure II.10) face aux perturbations

de charge C_r témoigne de la bonne capacité de la commande à rejeter efficacement les perturbations. À chaque introduction de couple externe (positif ou négatif), le système réagit immédiatement par une compensation rapide du couple généré, mais des écarts visibles apparaissent, notamment lors des phases transitoires. Des pics temporaires de couple sont observés, ce qui peut être attribué aux erreurs de suivi de i_q . Bien que le couple moyen soit proche de la valeur désirée, ces imperfections montrent une régulation imparfaite, surtout dans des conditions dynamiques sévères.

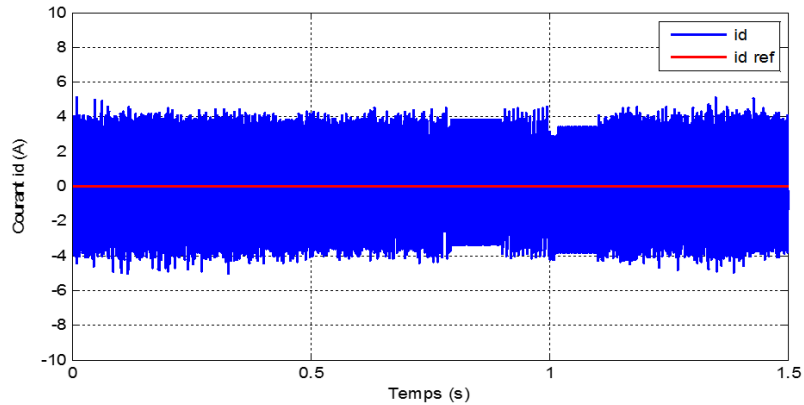


FIGURE II.11 – Evolution du courant statorique de l'axe « d » de la commande vectorielle appliquée au MSAP.

Le courant direct i_d (Figure II.11) est supposé être maintenu proche de zéro dans une commande vectorielle classique afin de garantir un couple optimal et une bonne linéarisation du système. Cependant, les résultats montrent que i_d fluctue notablement, particulièrement lors des variations rapides de vitesse et des perturbations externes. Ces fluctuations traduisent une mauvaise régulation du courant direct, probablement dues à des défauts de découplage ou à une mauvaise action des régulateurs PI. Ce phénomène peut également affecter la qualité du couple généré et la stabilité globale du système.

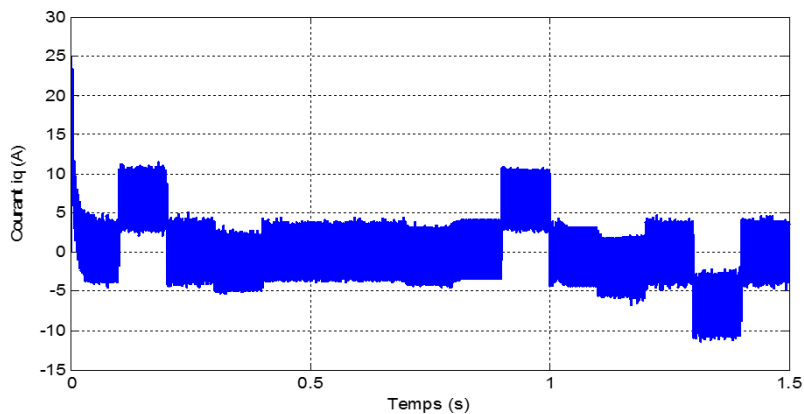


FIGURE II.12 – Evolution du courant statorique de l'axe « q » de la commande vectorielle appliquée au MSAP.

Le courant quadrature i_q (Figure II.12) reflète la demande en couple électromagnétique et doit donc suivre précisément les variations de la consigne. Toutefois, on note ici des oscillations importantes, surtout pendant les transitions de vitesse et les inversions de direction. Cette instabilité peut résulter d'un couplage non compensé entre les axes d et q , ou d'une réponse insuffisamment rapide des contrôleurs. La forme d'onde de i_q n'est pas parfaitement lisse, ce qui affecte la qualité du couple produit et souligne une insuffisance de découplage ainsi qu'une réponse dynamique limitée de la commande vectorielle.

II.6.1 Création d'une interface graphique avec Matlab guide

L'environnement GUIDE de MATLAB permet de développer des GUI, des interfaces graphiques. Un GUI est défini dans MATLAB par deux fichiers dépendants, respectivement une figure et un script. La programmation d'un GUI utilise des *callbacks*, et les échanges de données s'opèrent avec des *handlers* [x].

Le GUIDE de MATLAB (Figure II.13) est un outil graphique qui regroupe tout ce dont le programmeur a besoin pour créer une interface graphique de façon intuitive.

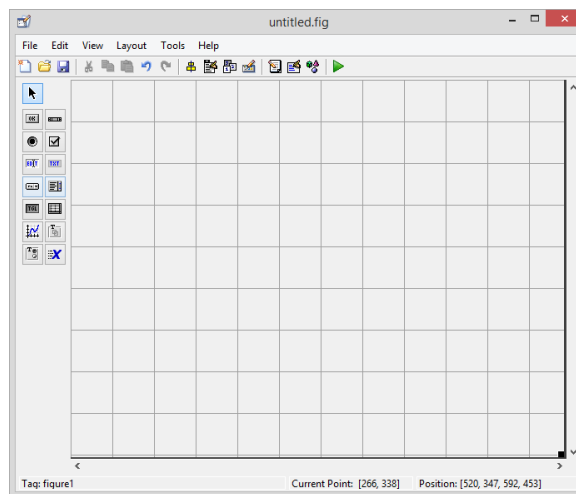


FIGURE II.13 – Fenêtre de GUIDE sous MATLAB (fichier .fig).

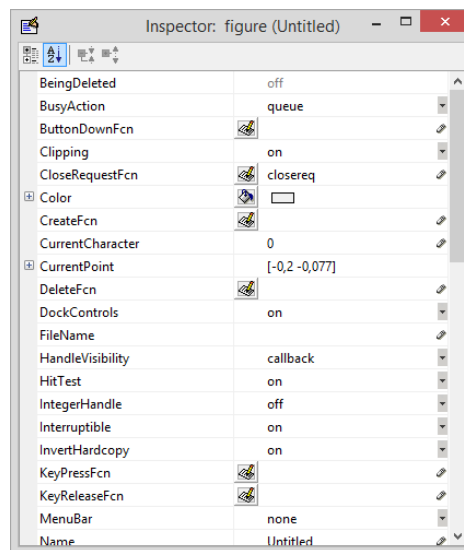


FIGURE II.14 – Propriétés de l'objet

```

OFR_MSAP.m x
1 function varargout = OFR_MSAP(varargin)
2 % OFR_MSAP MATLAB code for OFR_MSAP.fig
3 % OFR_MSAP, by itself, creates a new OFR_MSAP or raises the exist
4 % singleton*.
5 %
6 % H = OFR_MSAP returns the handle to a new OFR_MSAP or the handle
7 % the existing singleton*.
8 %
9 % OFR_MSAP('CALLBACK',hObject,eventData,handles,...) calls the lo
10 % function named CALLBACK in OFR_MSAP.M with the given input argu
11 %
12 % OFR_MSAP('Property','Value',...) creates a new OFR_MSAP or rais
13 % existing singleton*. Starting from the left, property value pa
14 % applied to the GUI before OFR_MSAP_OpeningFcn gets called. An
15 % unrecognized property name or invalid value makes property appl
16 % stop. All inputs are passed to OFR_MSAP_OpeningFcn via varargin
17 %
18 % *See GUI Options on GUIDE's Tools menu. Choose "GUI allows onl
19 % instance to run (singleton)".
20 %
21 % See also: GUIDE, GUIDATA, GUIHANDLES
22
23 % Edit the above text to modify the response to help OFR_MSAP
24
25 % Last Modified by GUIDE v2.5 18-Apr-2025 21:37:33
26
27 % Begin initialization code - DO NOT EDIT
28 gui_Singleton = 1;

```

FIGURE II.15 – Programme de GUI (fichier .m)



FIGURE II.16 – la boîte à outils de GUI (composants visuels)

Le placement des objets est réalisé par sélection dans la boîte à outils (Figure II.14), mise en place et mise à dimension à la souris. Un double-clic sur chaque objet permet de faire apparaître un menu avec les propriétés de cet objet (Figure II.15). Leur modification et l'aperçu de ces modifications sont immédiats. Au final, le code est généré automatiquement et l'interface est enregistrée sous deux fichiers portant le même nom mais dont les extensions sont respectivement `.fig` et `.m`. Le premier (Figure II.13) contient la définition des objets graphiques. Le second (Figure II.16) contient les lignes de code qui assurent le fonctionnement de l'interface graphique.

II.6.1-a Réalisation d'un gui pour l'étude sous Matlab

Pour analyser et visualiser les différents comportements dynamiques de notre système, un GUI (*Graphical User Interface*) a été conçu et développé sous le logiciel MATLAB.

Cette interface nous a permis :

- d'effectuer le contrôle du système à l'aide des régulateurs PI ;
- de visualiser les résultats de la régulation et de la simulation du système ;
- de faire varier les paramètres dynamiques du système ;
- de tester la stabilité face aux perturbations appliquées au système.

Les différentes opérations sont réalisées à partir de l'interface développée, représentée à la Figure II.17.

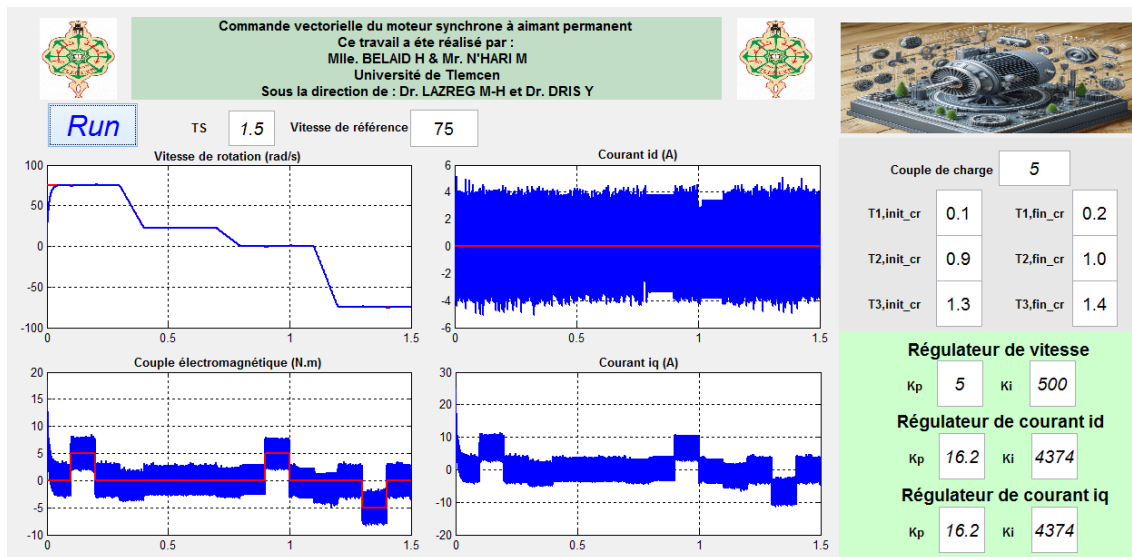


FIGURE II.17 – Application de la commande vectorielle au MSAP sous GUI/MATLAB

II.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la commande vectorielle appliquée à la machine synchrone à aimant permanent (MSAP). Cette approche facilite la modélisation de la machine tout en améliorant ses performances aussi bien dynamiques que statiques. Grâce au découplage des axes d et q , la MSAP adopte un comportement similaire à celui d'une machine à courant continu. Par ailleurs, l'utilisation d'un régulateur classique de type PI pour le contrôle de la vitesse permet d'obtenir des performances satisfaisantes. Cependant, ces correcteurs sont conçus en fonction des paramètres propres à la machine. Lorsque ces derniers subissent d'importantes variations, les performances du système peuvent être affectées.

Ainsi, pour garantir une meilleure robustesse face aux incertitudes et aux perturbations, il est nécessaire d'explorer des stratégies de contrôle plus avancées. C'est pourquoi le prochain chapitre sera dédié à l'étude de la commande par mode glissant, une méthode largement reconnue pour sa robustesse et son efficacité dans des environnements à forte variabilité paramétrique.

Chapitre III

Commande par mode glissant du MSAP

III.1 Introduction

Les travaux pionniers réalisés par A. F. PHILIPPOV, publiés en 1960, ont porté sur l'étude des équations différentielles à second membre discontinu. Ces recherches ont marqué un tournant dans le domaine de la commande des systèmes dynamiques, puisqu'elles ont donné naissance au concept novateur de la **commande à structure variable (CSV)**. Ce concept vise à adapter dynamiquement la structure du contrôleur en fonction de l'évolution de l'état du système, afin d'améliorer sa performance face aux incertitudes et perturbations.

Quelques années plus tard, en 1962, une avancée significative a été réalisée par l'équipe du Professeur S. V. EMEL'YANOV, qui a approfondi l'étude de cette classe particulière de systèmes. Leurs recherches ont permis de poser les bases théoriques solides de cette méthode de commande, en mettant en évidence son potentiel pour assurer la stabilité et la robustesse du système contrôlé, même dans des conditions de fonctionnement complexes ou mal connues.

Le principe fondamental de la commande à structure variable repose sur le fait de forcer la trajectoire de l'état du système, à partir d'une condition initiale quelconque $x(0) = x_0$, à rejoindre une surface particulière dans l'espace des états, appelée **surface de glissement**, dans un temps fini. Une fois cette surface atteinte, le système évolue selon une dynamique spécifique qui le contraint à glisser le long de cette surface jusqu'à ce qu'il atteigne le point d'équilibre, ce mode de fonctionnement étant désigné sous le nom de *régime de glissement* [28].

La commande à structure variable est, par nature, une technique de commande **non linéaire**. L'un de ses traits distinctifs est la **discontinuité de la loi de commande** au moment où le système traverse la surface de commutation. Cette discontinuité est intentionnelle et permet au système de réagir de manière instantanée aux variations ou perturbations, renforçant ainsi sa robustesse.

Dans le présent chapitre, nous allons introduire une définition claire du concept de système à structure variable. Par la suite, nous mettrons en lumière les propriétés fondamentales de cette stratégie de commande. Pour cela, nous nous appuyerons sur une série d'outils théoriques tels que la théorie de Lyapunov, les méthodes de stabilité, ainsi que des approches géométriques et algébriques permettant de mieux comprendre et concevoir ce type de systèmes.

III.2 Système à structure variable

Les systèmes à structure variable (VSS) sont des systèmes dynamiques dont la configuration peut évoluer en fonction des conditions de fonctionnement et d'une stratégie de commutation prédéfinie. Cette flexibilité leur permet d'optimiser leur performance et d'améliorer leur stabilité. Dans les systèmes basés sur le mode de glissement, la trajectoire d'état est dirigée vers une surface spécifique, appelée surface de glissement, où elle est contrainte de rester à l'aide d'une loi de commutation adaptée, assurant ainsi un mouvement de glissement. Développée initialement dans les années 1960, cette approche repose sur l'introduction d'un terme discontinu facilitant des transitions rapides entre différentes structures du système. Cependant, elle a rencontré plusieurs limitations, notamment des oscillations indésirables dues aux commutations rapides ainsi que des difficultés de mise en œuvre. Grâce aux

progrès technologiques en électronique et en informatique, cette approche a été améliorée et appliquée à plusieurs domaines, notamment dans la commande des moteurs synchrones à aimants permanents, où elle permet une meilleure gestion du régime glissant [29].

III.3 Principes du contrôle à structure variable en mode glissant

Le contrôle par mode glissant (SMC) est une stratégie robuste utilisée pour stabiliser les systèmes dynamiques soumis à des incertitudes et perturbations. Il repose sur une surface de glissement définissant un comportement stable. La commande se déroule en deux phases : d'abord, le système atteint la surface de glissement, puis il y reste en mouvement contraint. Une loi de commande discontinue est appliquée pour forcer cette dynamique, mais elle peut entraîner un phénomène de chattering (oscillations rapides). Pour atténuer cet effet, des approches comme le mode glissant d'ordre supérieur sont utilisées. Ce type de contrôle offre une robustesse élevée et une rapidité de réponse, ce qui le rend adapté aux systèmes non linéaires. Il est largement appliqué dans l'automobile (ABS, contrôle de traction), la robotique, l'aéronautique et l'électronique de puissance [30].

III.3.1 Fonction de commutation

Dans la commande en mode glissant, la loi de commande repose sur une fonction vectorielle $S(x)=0$, appelée fonction de commutation. Cette fonction est utilisée pour imposer une dynamique spécifique au système et assurer sa convergence vers une surface de glissement. For the linéaire models, this function is generally expressed in the form of a linéaire combination of state variables : $s(x) = [s_1(x), s_2(x), \dots, s_m(x)] = Cx$ où C est une matrice définissant les coefficients de pondération des états du système. Chaque composante $s_j(x)$ représente une surface de glissement linéaire, servant à décrire les conditions sous lesquelles le système atteint un régime stable et robuste face aux perturbations externes [31].

III.4 Théorie des modes glissants

Les systèmes à structure variable permettent une adaptation dynamique en modifiant leur structure en fonction d'une fonction de commutation et d'une logique de basculement. Cette approche exploite les avantages de chaque structure pour assurer un comportement optimal et robuste du système [32].

La commande par mode glissant repose sur une surface de glissement $S(x,t)=0$ qui définit l'évolution du système. L'équation régissant cette commande est :

On considère un **système dynamique par morceaux** défini par :

$$\dot{x} = f = \begin{cases} f^+(x, U^+) & \text{si } S(x, t) > 0, \\ f^-(x, U^-) & \text{si } S(x, t) < 0. \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

Les **champs de vecteurs** u^+ et u^- sont définis par :

$$U = \begin{cases} U^+ & \text{si } S(x, t) > 0, \\ U^- & \text{si } S(x, t) < 0. \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

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

Où $S(x, t)$ est la **fonction de commutation** ou **surface de commutation** qui détermine la dynamique active en fonction de la position x et du temps t .

Où $S(x)$ est la fonction de commutation (surface). Cela signifie que la commande U change en fonction du signe de $S(x, t)$, forçant ainsi l'état du système à rester sur la surface de glissement. Cette approche garantit une robustesse accrue contre les incertitudes et perturbations externes, tout en assurant une performance optimale. La surface de commutation S_0 est définie par : $S_0 = x(t) \quad S(x, t) = 0$ Cette surface représente l'ensemble des états où le système commute et suit une évolution contrôlée. En général, la dimension de la variété de commutation est égale à moins le nombre de fonctions de commutation disponibles (correspondant aux sorties à stabiliser). Les trajectoires du système peuvent être classées en trois catégories :

- **Première configuration** : Les trajectoires de f^+ et f^- montrent un effet de répulsion par rapport à la surface de commutation S_0 .
- **Deuxième configuration** : Certaines trajectoires sont attirées par f^+ (ou f^-) et repoussées par f^- (ou f^+).
- **Troisième configuration (FigIII.1)** : Les trajectoires de f^+ et f^- convergent vers S_0 et y restent. Ce phénomène est appelé **mode de glissement**, garantissant une robustesse accrue contre les perturbations.

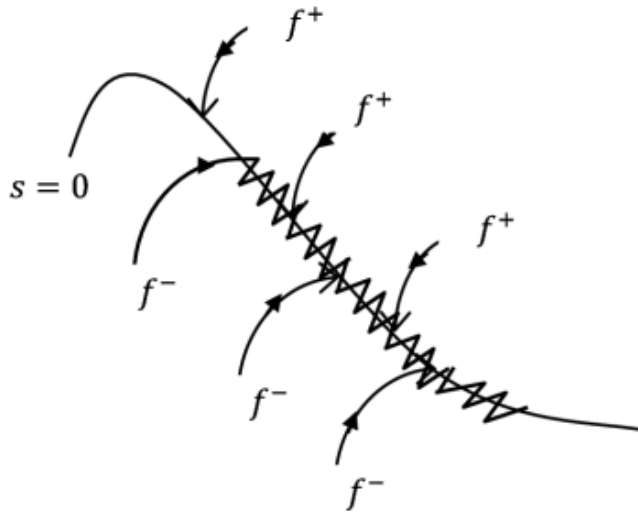


FIGURE III.1 – Trajectoires de et de pour le mode de glissant

III.5 Formulation des expressions générales du contrôle en mode glissant

Le contrôle en mode glissant (SMC) est une méthode robuste utilisée pour stabiliser les systèmes dynamiques malgré les incertitudes et perturbations. [30]

III.5.1 Modèle du Système

Un système dynamique est représenté par :

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u \quad (\text{III.3})$$

où x est l'état et u la commande.

III.5.2 Surface de Glissement

Elle est définie comme :

$$S(x) = Cx + C_0 \quad (\text{III.4})$$

et assure que le système suive une trajectoire souhaitée. [33]

III.5.3 Loi de Commande

La commande est composée de :

— **Commande équivalente :**

$$u_{eq} = -g(x)^{-1}f(x) \quad (\text{III.5})$$

— **Commande de commutation :**

$$u_{sw} = -K \operatorname{sgn}(S(x)) \quad (\text{III.6})$$

La commande globale est donnée par :

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

III.5.4 Stabilité

Le système converge si :

$$S(x)\dot{S}(x) < 0 \quad (\text{III.8})$$

assurant une stabilisation rapide..

III.6 Condition d'existence du mode glissant

Pour exprimer la condition d'existence selon FILIPPOV en fonction de la surface S , la dérivée de S par rapport au temps, au voisinage de $S(x) = 0$, doit prendre un signe opposé à celui de la surface S . [34] [35]

Par la suite, si les conditions du théorème de FILIPPOV sont vérifiées, on en déduit que le système admet une solution viable sur la surface S , ce qui implique l'existence d'une dynamique de glissement définie par le champ de vecteurs tangent à cette surface.

Cette condition, appelée **condition de glissement**, représente l'inégalité fondamentale pour la synthèse de la commande par mode de glissement, garantissant que la trajectoire du système reste confinée sur la surface S une fois qu'elle l'a atteinte.

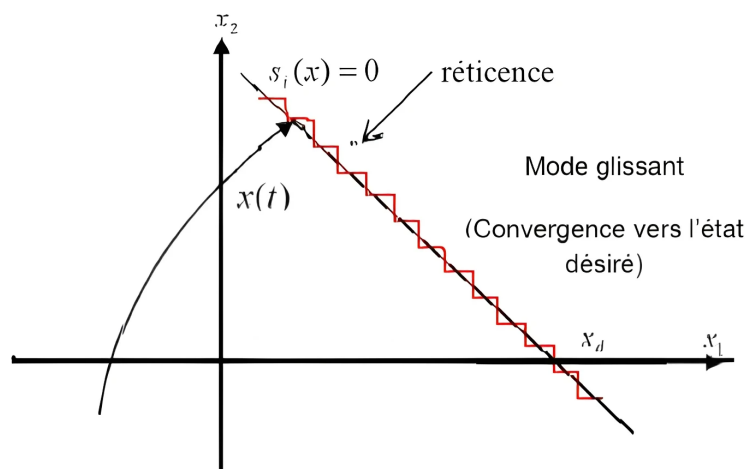


FIGURE III.2 – Phénomène de réticence de mode glissant

Le *chattering* peut dégrader les performances du système et même conduire à son instabilité. De plus, il entraîne d'importantes sollicitations mécaniques sur les actionneurs, augmentant ainsi la consommation énergétique et pouvant endommager les circuits électriques de puissance.

III.7 Modes de trajectoire dans le plan de phase

La méthode de commande par mode glissant vise à orienter la trajectoire d'état d'un système vers la surface de glissement, puis à la maintenir en commutation à l'aide d'une stratégie de commutation adaptée jusqu'à atteindre le point d'équilibre. Cette trajectoire se compose de trois segments distincts (voir figure III.3) [32]

III.7.1 Mode de convergence (MC)

Il correspond à la phase où la variable à réguler évolue à partir du point d'équilibre initial. Autrement dit, c'est l'étape durant laquelle la variable se déplace depuis un état initial vers la surface de commutation.

III.7.2 Mode de glissement (MG)

Il représente le comportement du système lorsqu'il évolue le long de la surface de commutation. La dynamique dans ce mode est influencée par le choix de la surface de glissement. Il apparaît lorsque la commande ramène l'état x sur cette surface et veille à l'y maintenir.

III.7.3 Mode de régime permanent (MRP)

Il est essentiel pour analyser le comportement du système autour du point d'équilibre.

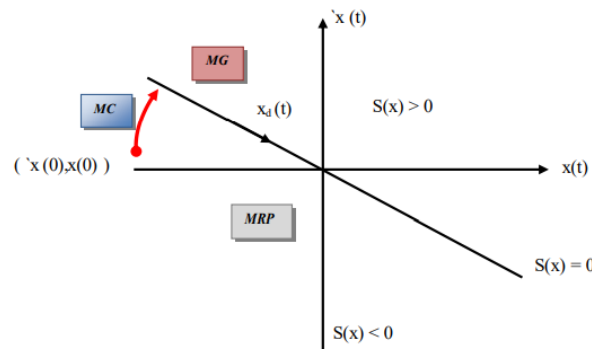


FIGURE III.3 – Les modes de trajectoire dans le plan de phase

III.8 Conception du contrôle en mode glissant

La conception des contrôleurs par mode de glissement intègre de manière systématique les aspects de stabilité et de performance optimale. Cette approche se déroule en trois étapes principales [36] :

1. Sélection des surfaces de glissement,
2. Définition des conditions d'existence et de convergence,
3. Détermination de la loi de commande.

III.8.1 Sélection de la surface de glissement

Le choix de la surface de glissement dépend à la fois de sa forme et de son nombre, et ces éléments varient selon l'application ciblée et les objectifs de commande. Pour un système décrit par l'équation d'état suivante [37] :

$$\dot{x}(t) = f(x, t) + g(x, t)u(t), \quad y = Cx \quad (\text{III.9})$$

où $x(t)$ représente le vecteur d'état, $u(t)$ le vecteur d'entrée, et $f(x, t)$, $g(x, t)$ sont des fonctions non linéaires, on considère généralement m surfaces de glissement lorsque $x(t)$ est de dimension m .

Concernant la structure de la surface de glissement, elle peut être définie soit dans l'espace d'état, soit dans le plan de phase [37]. Lorsqu'on adopte une approche par le plan de phase, la fonction de commutation devient scalaire, et la trajectoire du système est conçue pour évoluer sur cette surface jusqu'à l'origine, traduisant ainsi le comportement dynamique souhaité.

Selon J. J. Slotine, une formulation générale de la surface de glissement assurant la convergence de la variable contrôlée vers sa référence est donnée par [22, 38, 39] :

$$S(x) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda_x \right)^{r-1} e(x) \quad (\text{III.10})$$

où :

- $e(x) = x_{\text{ref}} - x$ est l'erreur de poursuite,
- λ_x est un paramètre positif qui définit la bande passante de la commande,
- r représente le degré relatif, soit le nombre de dérivations nécessaires de la sortie pour faire apparaître explicitement la commande.

Par exemple :

- Si $r = 1$, alors $S(x) = e(x)$,
- Si $r = 2$, alors $S(x) = \lambda_x e(x) + \dot{e}(x)$,
- Si $r = 3$, alors $S(x) = \lambda_x^2 e(x) + 2\lambda_x \dot{e}(x) + \ddot{e}(x)$.

L'équation $S(x) = 0$ constitue une équation différentielle linéaire dont la solution unique est $S(x) = 0$, ce qui revient à imposer une dynamique linéaire de l'erreur. En d'autres termes, cela permet d'assurer une poursuite de trajectoire en forçant l'écart (entre la sortie et la référence) à suivre la dynamique d'un système linéaire autonome d'ordre r [37].

III.9 Conditions d'existence de la convergence

Les critères de convergence ou d'attractivité constituent les conditions permettant aux diverses dynamiques du système de tendre vers les surfaces de glissement et d'y demeurer, indépendamment des perturbations. Deux approches sont envisagées pour garantir le mode de convergence . [40]

III.10 Fonction de commutation directe

Il s'agit de la première condition de convergence, introduite par Emelyanov et Utkin. Elle s'exprime sous la forme suivante :

$$S(x)\dot{S}(x) < 0 \quad (\text{III.11})$$

Dans cette condition, il convient d'introduire, pour $S(x)$ et sa dérivée $\dot{S}(x)$, les valeurs appropriées de part et d'autre de la surface de commutation. Étant donné que $S(x)$ change de signe des deux côtés de cette surface, la condition (III.11) revient à imposer

que la dérivée $\dot{S}(x)$ change également de signe lors du passage d'un côté à l'autre de la surface de commutation [41].

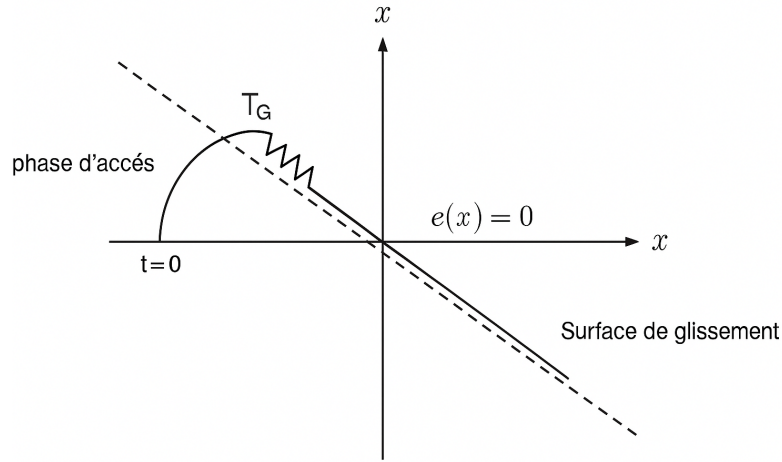


FIGURE III.4 – L'évolution du point de fonctionnement dans l'espace des phases

Fonction de Lyapunov

Il convient de sélectionner une fonction candidate de Lyapunov, $V(x) > 0$, qui est une fonction scalaire positive appliquée aux variables d'état du système, ainsi qu'une loi de commande permettant de faire décroître cette fonction, assurant ainsi que $\dot{V}(x) < 0$. Par exemple, on peut définir une fonction candidate de Lyapunov pour le système sous la forme :

$$V(x) = \frac{1}{2}S^2(x) \quad (\text{III.12})$$

En dérivant cette expression, on obtient :

$$S(x)\dot{S}(x) < 0 \quad (\text{III.13})$$

Cette méthode est couramment employée pour évaluer les performances de la commande, ainsi que pour analyser la robustesse et la stabilité des systèmes non linéaires [42, 43, 44]

III.10.1 Calcul de la loi de commande

III.10.1-a Commande équivalente

Le modèle de la machine synchrone à aimants permanents est rappelé ici. Un vecteur de commande équivalente, U_{eq} , est défini comme représentant les équations correspondant au régime de glissement idéal. L'objectif est de déterminer l'expression de la commande équivalente, puis d'établir la commande attractive du système décrit dans l'espace d'état par l'équation (III.3).

Le vecteur U est constitué de deux composantes [45] : U_{eq} et U_n :

$$U = U_{eq} + U_n \quad (\text{III.14})$$

En utilisant les équations (III.3) et (III.13), il est possible de déterminer la commande équivalente U_{eq} . Ainsi, nous obtenons :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial s}{\partial t} + \frac{\partial s}{\partial x} [f(x, t) + g(x, t)U_{eq}] + \frac{\partial s}{\partial x} g(x, t)U_n \quad (\text{III.15})$$

En régime de glissement et en régime permanent, la surface $S(x)$ s'annule, ce qui entraîne également l'annulation de sa dérivée ainsi que de la composante discontinue U_n . Par conséquent, l'expression de la commande équivalente peut être déduite comme suit :

$$U_{eq} = - \left[\frac{\partial s}{\partial x} \cdot g(x, t) \right]^{-1} \left[\frac{\partial s}{\partial x} \cdot f(x, t) \right] \quad (\text{III.16})$$

En substituant U_{eq} dans l'équation (III.3), on parvient à l'expression caractérisant le régime de glissement idéal :

$$\dot{x}(t) = f(x, t) - g(x, t) \left[\frac{\partial s}{\partial x} \cdot g(x, t) \right]^{-1} \left[\frac{\partial s}{\partial x} \cdot f(x, t) \right] \quad (\text{III.17})$$

Cette équation décrit l'évolution dynamique du système lorsqu'il est contraint à rester sur la surface de glissement. La commande équivalente U_{eq} peut être vue comme la valeur moyenne modulée ou une quantité continue représentant la dynamique idéale du système en mode de glissement.

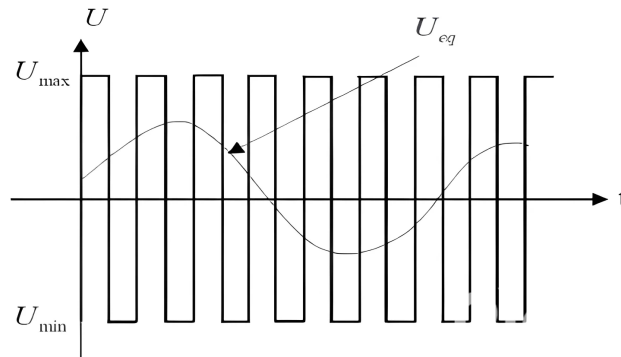


FIGURE III.5 – Les modes de trajectoire dans le plan de phase

III.10.1-b Commande discontinue de base

L'introduction du terme U_n dans la loi de commande permet de garantir l'attractivité de la surface de glissement x . Cette dernière est considérée comme attractive si, et seulement si, $x \cdot \dot{x} < 0$. Cette condition permet de définir la région dans laquelle le mode de glissement est réalisable.

Pendant la phase de convergence, on substitue le terme U_{eq} par la valeur définie par l'équation (III.11) dans l'équation (III.10).

Ainsi, on obtient une nouvelle forme de l'expression de la dérivée de la surface, qui est la suivante :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial s}{\partial x} [g(x, t)U_n] \quad (\text{III.18})$$

Le problème revient à trouver U_n tel que :

$$S(x)\dot{S}(x) = S(x)\frac{\partial s}{\partial x}[g(x,t)U_n] < 0 \quad (\text{III.19})$$

La solution la plus directe consiste à choisir U_n sous la forme d'un relais. Dans ce cas, la loi de commande se présente comme suit :

$$U_n = K \sin(S(x)) = K \left| S \left(\frac{x}{x} \right) \right| \quad (\text{III.20})$$

En remplaçant l'expression (III.19) dans (III.18), on obtient :

$$S(x)\dot{S}(x) = S(x)\frac{\partial s}{\partial x} \left[g(x,t)K \left| S \left(\frac{x}{x} \right) \right| \right] < 0 \quad (\text{III.21})$$

Le facteur $\frac{\partial s}{\partial x}g(x,t)$ reste toujours négatif pour la classe de systèmes que nous considérons. Le gain K doit être positif pour garantir les conditions d'attractivité et de stabilité.

Le choix du gain est crucial, car un gain trop faible entraînera un temps de réponse très long, tandis qu'un gain trop élevé causera des oscillations importantes dans l'organe de commande. Ces oscillations peuvent exciter des dynamiques négligées (phénomène de Chattering) et, dans certains cas, endommager l'organe de commande.

III.10.2 Commande signe

Il existe plusieurs options pour définir la commande discontinue U_n . La plus simple consiste à exprimer $U_n = U_1, U_2, \dots, U_m$ en utilisant la fonction 'sign' par rapport à $S = S_1, S_2, \dots, S_m$.

$$\text{sign}(S) = \begin{cases} +1 & \text{pour } S > 0 \\ -1 & \text{pour } S < 0 \\ 0 & \text{pour } S = 0 \end{cases} \quad (\text{III.22})$$

Ce premier choix de fonction discontinue est illustré sur la figure (III.6). Par conséquent, U_n s'exprime comme suit :

$$U_n = K \text{sign}(S(x)) \quad (\text{III.23})$$

Où

K : est un gain positif.

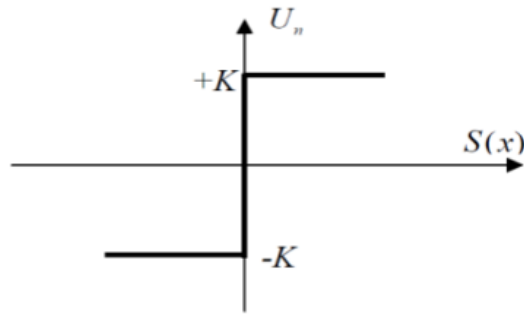


FIGURE III.6 – Fonction sign

III.10.3 Commande avec un seul seuil

Cette commande est définie par un seuil, et la commande discontinue est exprimée par l'équation suivante :

$$\begin{cases} U_n = U & \text{si } |S(x)| < e \\ U_n = K_n \text{sign}(S(x)) & \text{si } |S(x)| > e \end{cases} \quad (\text{III.24})$$

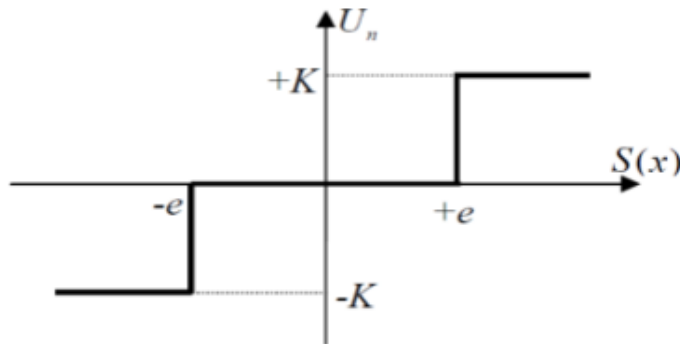


FIGURE III.7 – fonction sign de la commande avec un seuil

III.10.4 Commande adoucie

Afin de réduire progressivement la valeur de la commande U_n en fonction de la distance entre la trajectoire à régler et la surface de glissement, il est nécessaire d'encadrer la surface avec une bande qui comporte un ou deux seuils. On distingue trois zones en fonction de la distance entre le point et la surface de glissement. Si la distance est supérieure au seuil e_2 , alors la fonction sign est activée. Si la distance est inférieure au seuil e_1 , alors U_n est nulle (zone morte). Si le point se trouve dans la bande e_1, e_2 , alors U_n est une fonction linéaire de la distance (droite de pente $\frac{K}{e_2 - e_1}$).

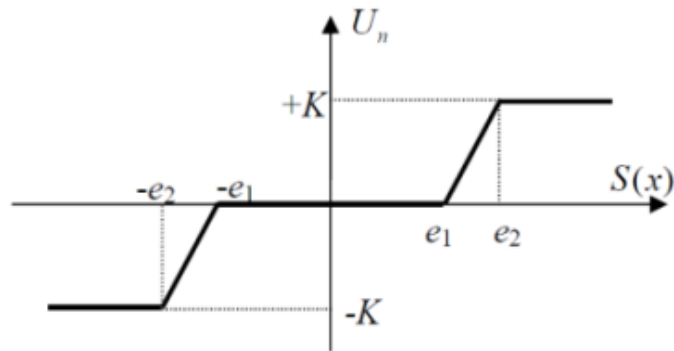


FIGURE III.8 – fonction sign de la commande adoucie

III.10.5 Commande continue avec composante intégrale

Les oscillations de haute fréquence observées dans les réponses en régime glissant peuvent être éliminées en rendant la commande U_n continue, et en remplaçant la fonction sign par la fonction continue suivante [46] :

$$U_n = K \cdot \text{Smooth}(x) \quad (\text{III.25})$$

$$\text{Smooth}(x) = \frac{S(x)}{|S(x) + \lambda|}$$

Le paramètre λ détermine le degré d'atténuation des oscillations. Lorsque $\lambda \rightarrow 0$ la commande converge vers $K \cdot \text{smooth}(S(x))$.

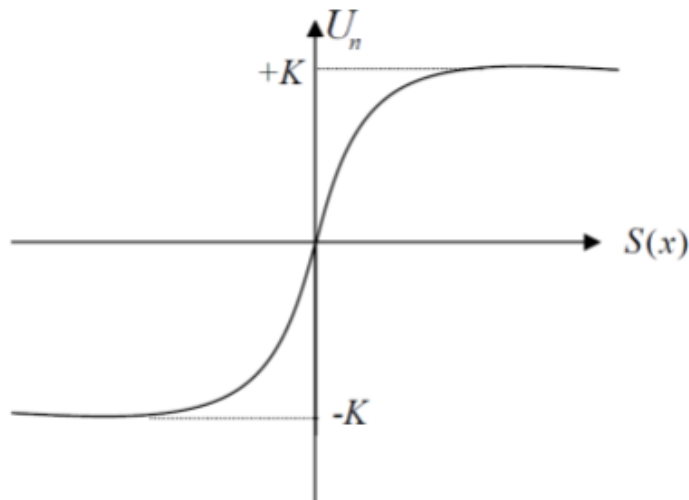


FIGURE III.9 – Commande rendue continue

III.10.6 Utilisation d'une surface de glissement enrichie

Pour atténuer les phénomènes d'oscillations, une approche alternative aux méthodes classiques consiste à augmenter légèrement l'ordre de la surface de glissement, comme

suggéré dans [37, 47]. Cette méthode introduit la dérivée de l'erreur dans l'expression de la surface, ce qui équivaut, dans un système d'asservissement en vitesse, à considérer un terme d'accélération.

$$S(x) = K_1 e(x) + K_2 \dot{e}(x) \quad (\text{III.26})$$

où K_1 et K_2 sont deux constantes positives. L'utilisation de cette surface enrichie entraîne une augmentation de la fréquence de commutation de la commande, ce qui permet de réduire significativement les oscillations.

III.11 Application de la commande par mode glissant à la MSAP

Les équations dynamiques de la Machine Synchrone à Aimants Permanents (MSAP) peuvent être exprimées comme suit :

$$\dot{I}_d = -\frac{R_s}{L_d} I_d + \frac{L_q}{L_d} \rho \omega_r I_q + \frac{1}{L_d} V_d \quad (\text{III.27})$$

$$\dot{I}_q = -\frac{R_s}{L_q} I_q + \frac{L_d}{L_q} \rho \omega_r I_d - \frac{\rho \phi_{sf}}{L_q} \omega_r + \frac{1}{L_q} V_q \quad (\text{III.28})$$

$$\dot{\omega}_r = \left(\frac{p(L_d - L_q)}{J} I_d + \frac{p\phi_{sf}}{J} \right) I_q - \frac{1}{J} C_r - \frac{f}{J} \omega_r \quad (\text{III.29})$$

III.11.1 Stratégie de commande à trois boucles

Le contrôle de la vitesse de la MSAP repose sur la régulation du courant consommé par la machine. Une approche courante repose sur l'utilisation d'une structure de commande en cascade, basée sur trois surfaces de glissement. Dans cette configuration, les boucles internes sont destinées à la régulation des composantes de courant I_d et I_q , tandis que la boucle externe assure le suivi de la vitesse. La figure III.10 illustre cette architecture de commande en cascade appliquée à la MSAP par mode glissant.

III.11.1-a Réglage de la vitesse

D'après l'équation (III.29), on observe que la vitesse ω_r possède un degré relatif égal par rapport au courant.

$$S(\omega_r) = \omega_{rref} - \omega_r \quad (\text{III.30})$$

En dérivant cette surface, on obtient :

$$\dot{S}(\omega_r) = \dot{\omega}_{rref} - \dot{\omega}_r \quad (\text{III.31})$$

La loi de commande est alors structurée de la manière suivante :

$$U_{co} = U_{eq} + U_n \quad (\text{III.32})$$

ce qui peut également s'exprimer en termes de courant comme :

$$I_q = I_{qeq} + I_{qn} \quad (\text{III.33})$$

En remplaçant l'équation (III.29) dans (III.31), on obtient l'expression suivante :

$$\dot{S}(\omega_r) = \dot{\omega}_{rref} - \left(\frac{p(L_d - L_q)}{J} I_d + \frac{p\phi_{sf}}{J} \right) I_q + \frac{1}{J} C_r + \frac{f}{J} \omega_r \quad (\text{III.34})$$

En substituant maintenant cette dernière (III.33) dans l'équation (III.34), on obtient :

$$\dot{S}(\omega_r) = \dot{\omega}_{rref} - \left(\frac{p(L_d - L_q)}{J} I_d + \frac{p\phi_{sf}}{J} \right) (I_{qeq} + I_{qdisc}) + \frac{1}{J} C_r + \frac{f}{J} \omega_r \quad (\text{III.35})$$

Pendant la phase de glissement, la composante équivalente du courant est déterminée par :

$$I_{qeq} = \frac{\dot{\omega}_{rref} + \frac{f}{J} \omega_r + \frac{1}{J} C_r}{\frac{p(L_d - L_q)}{J} I_d + \frac{p\phi_{sf}}{J}} \quad (\text{III.36})$$

Pour garantir la stabilité du système, la dérivée de la fonction de Lyapunov doit être strictement négative :

$$S(\omega_r) \cdot \dot{S}(\omega_r) < 0 \quad (\text{III.37})$$

En remplaçant l'équation (III.36) dans (III.35), on aboutit à :

$$\dot{S}(\omega_r) = - \left(\frac{p(L_d - L_q)}{J} I_d + \frac{p\phi_{sf}}{J} \right) I_{qn} \quad (\text{III.38})$$

avec la loi de commande discontinue suivante :

$$I_{qn} = K_{\omega_r} \cdot \text{smooth}(S(\omega_r)) \quad (\text{III.39})$$

où K_{ω_r} représente un gain positif associé au régulateur de vitesse.

III.11.1-b Commande du courant direct I_d

À partir de l'équation (III.27), il est évident que le courant direct I_d présente un degré relatif égal à 1 par rapport à la tension V_d . En introduisant l'erreur entre la consigne et la valeur réelle du courant I_d , on définit :

$$e_d = I_{dref} - I_d \quad (\text{III.40})$$

Cette erreur permet de définir la surface de glissement correspondante :

$$S(I_d) = I_{dref} - I_d \quad (\text{III.41})$$

En dérivant cette surface, on obtient :

$$\dot{S}(I_d) = \dot{I}_{dref} - \dot{I}_d \quad (\text{III.42})$$

En substituant l'expression de \dot{I}_d issue de l'équation (III.27) dans l'équation (III.42), on obtient :

$$\dot{S}(I_d) = \dot{I}_{dref} + \frac{R_s}{L_d} I_d - \frac{L_q}{L_d} \rho \omega_r I_q - \frac{1}{L_d} V_d \quad (\text{III.43})$$

La tension d'entrée est alors composée d'une partie équivalente et d'une partie de convergence :

$$V_d = V_{deq} + V_{dn} \quad (\text{III.44})$$

Dans la phase de glissement, lorsque le régime permanent est atteint, on a :

$$S(I_d) = 0, \quad \dot{S}(I_d) = 0, \quad V_{dn} = 0 \quad (\text{III.45})$$

Ce qui permet d'extraire la composante équivalente de la commande :

$$V_{deq} = \left(\dot{I}_{dref} + \frac{R_s}{L_d} I_d - \frac{L_q}{L_d} \rho \omega_r I_q \right) L_d \quad (\text{III.46})$$

Pour assurer la stabilité du système pendant la phase de convergence, il est nécessaire que la dérivée de la fonction de Lyapunov soit strictement négative :

$$S(I_d) \cdot \dot{S}(I_d) < 0 \quad (\text{III.47})$$

Dans ce cas, la composante discontinue de la commande est définie par :

$$V_{dn} = K_d \cdot \text{smooth}(S(I_d)) \quad (\text{III.48})$$

En injectant les équations (III.48) et (III.46) dans (III.44), on aboutit à l'expression complète de la commande :

$$V_d = \left(\dot{I}_{dref} + \frac{R_s}{L_d} I_d - \frac{L_q}{L_d} \rho \omega_r I_q \right) L_d + K_d \cdot \text{smooth}(S(I_d)) \quad (\text{III.49})$$

III.11.1-c Commande du courant en quadrature I_q

D'après l'équation (III.28), le courant I_q présente un degré relatif égal à 1 vis-à-vis de la commande V_q . En introduisant l'erreur de régulation associée à ce courant, on définit :

$$e_q = I_{qref} - I_q \quad (\text{III.50})$$

La surface de glissement utilisée pour la régulation du courant I_q est alors :

$$S(I_q) = I_{qref} - I_q \quad (\text{III.51})$$

La dérivée de cette surface s'écrit :

$$\dot{S}(I_q) = \dot{I}_{qref} - \dot{I}_q \quad (\text{III.52})$$

En injectant l'expression de \dot{I}_q issue de (III.28) dans l'équation précédente, on obtient :

$$\dot{S}(I_q) = \dot{I}_{qref} + \frac{R_s}{L_q} I_q + \frac{L_d}{L_q} \rho \omega_r I_d + \frac{\rho \phi_{sf}}{L_q} \omega_r - \frac{1}{L_q} V_q \quad (\text{III.53})$$

La tension d'entrée V_q est constituée d'une composante équivalente V_{qeq} et d'une composante de convergence V_{qn} :

$$V_q = V_{qeq} + V_{qn} \quad (\text{III.54})$$

Lorsque le système fonctionne en mode de glissement et atteint un régime permanent, les conditions suivantes sont vérifiées :

$$S(I_q) = 0, \quad \dot{S}(I_q) = 0, \quad V_{qn} = 0 \quad (\text{III.55})$$

En utilisant ces conditions dans (III.53), on déduit la commande équivalente :

$$V_{qeq} = \left(\dot{I}_{qref} + \frac{R_s}{L_q} I_q + \frac{L_d}{L_q} \rho \omega_r I_d + \frac{\rho \phi_{sf}}{L_q} \omega_r \right) L_q \quad (\text{III.56})$$

Pour assurer la phase de convergence, il est nécessaire que :

$$S(I_q) \cdot \dot{S}(I_q) < 0 \quad (\text{III.57})$$

La commande discontinue associée à cette phase est donnée par :

$$V_{qn} = K_q \cdot \text{smooth}(S(I_q)) \quad (\text{III.58})$$

En substituant les équations (III.58) et (III.56) dans (III.54), on obtient l'expression finale de la commande du courant I_q :

$$V_q = \left(\dot{I}_{qref} + \frac{R_s}{L_q} I_q + \frac{L_d}{L_q} \rho \omega_r I_d + \frac{\rho \phi_{sf}}{L_q} \omega_r \right) L_q + K_q \cdot \text{smooth}(S(I_q)) \quad (\text{III.59})$$

où K_q représente un gain positif assurant la stabilité du régulateur de courant en quadrature. La figure III.10 représente la structure générale de l'application de la commande par mode glissant au moteur synchrone à aimant permanent.

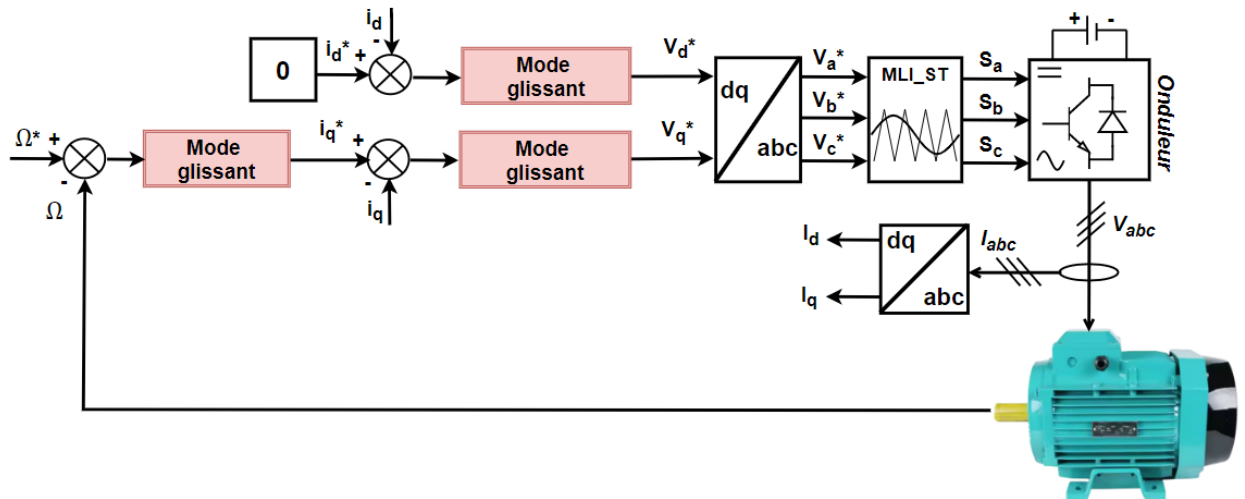


FIGURE III.10 – Schéma global de la commande par mode glissant appliquée au MSAP

III.12 Résultats et interprétation de simulation

Dans le but d'évaluer les performances dynamiques et la robustesse de la commande par mode glissant, un scénario de simulation identique à celui du chapitre précédent a été mis en œuvre. La vitesse de référence varie selon un profil rigoureux : 75 rad/s entre 0 et 0,3 s, puis 22 rad/s de 0,4 s à 0,7 s, suivie d'une chute à 0 rad/s entre 0,8 s et 1,1 s, avant d'être inversée à -75 rad/s jusqu'à 1,5 s. En parallèle, des perturbations de couple de charge sont introduites afin de tester la capacité de rejet de perturbations : un couple de $+5$ Nm est appliqué de 0,1 s à 0,2 s, un second de $+5$ Nm entre 0,9 s et 1 s, et un couple négatif de -5 Nm entre 1,3 s et 1,4 s. Ce protocole permet de mettre en évidence la capacité de la commande robuste à assurer un suivi précis, une bonne stabilité et une forte robustesse, même en présence d'inversions de vitesse et de perturbations brusques.

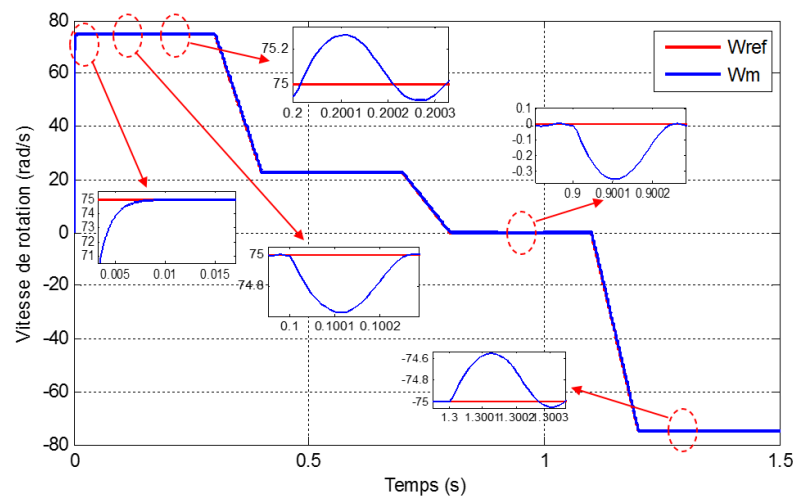


FIGURE III.11 – Evolution de la vitesse de rotation de la commande par mode glissant appliquée au MSAP

Les résultats de simulation obtenus à l'aide de la commande par mode glissant classique démontrent clairement la robustesse et l'efficacité de cette stratégie face aux variations de la vitesse de référence ainsi qu'aux perturbations de couple.

La figure représentant (Figure III.11) l'évolution de la vitesse montre que le système suit correctement les consignes imposées. Malgré des transitions rapides et des inversions de sens de rotation, la vitesse réelle ω_m suit la consigne ω_{ref} avec un temps de réponse très court et sans dépassement significatif.

Les zooms insérés permettent d'observer en détail un comportement rapide et précis, bien que de légères oscillations soient visibles à certains instants, ce qui est typique de la commande par mode glissant classique en raison du phénomène de *chattering*.

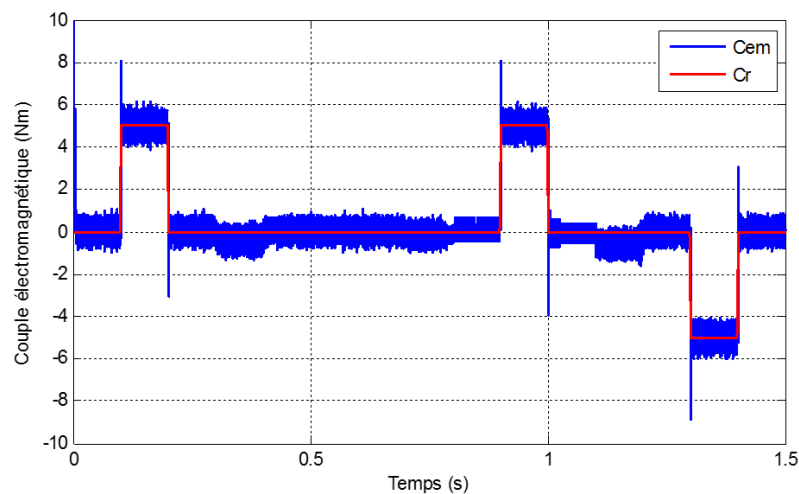


FIGURE III.12 – Evolution du couple électromagnétique de la commande par mode glissant appliquée au MSAP

Le couple électromagnétique C_{em} présente une réactivité immédiate face aux perturbations appliquées sur la charge. Lors de l'application de couples perturbateurs de $+5$ Nm et -5 Nm, la commande ajuste le couple généré de manière quasi instantanée afin de compenser les perturbations. Le suivi est efficace et la machine demeure stable durant toutes les phases, ce qui témoigne de la forte capacité de rejet des perturbations de cette commande.

Cependant, des pics transitoires apparaissent, notamment lors des transitions de vitesse, ce qui traduit un effet de *chattering* sur le couple généré. Ces oscillations peuvent provoquer des secousses mécaniques, ce qui pourrait être problématique dans des applications nécessitant une grande douceur de fonctionnement.

En régime permanent, le couple est bien régulé, confirmant ainsi la capacité de la commande par mode glissant à assurer une gestion efficace des perturbations externes.

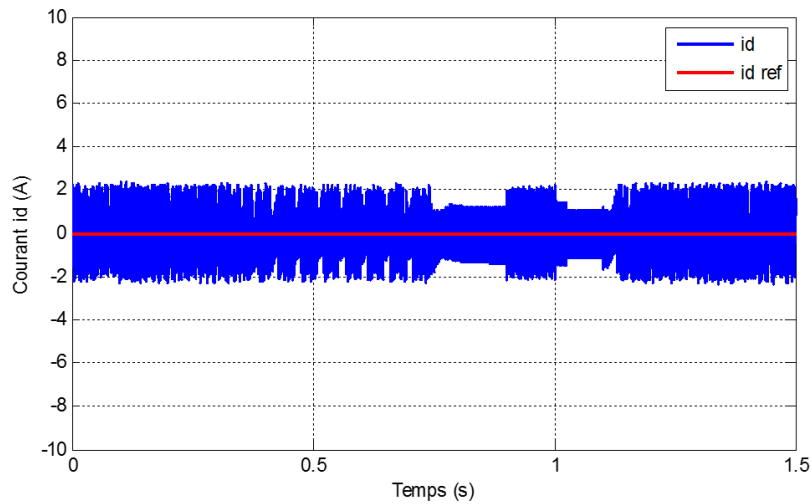


FIGURE III.13 – Evolution du courant statorique de l'axe « d » de la commande par mode glissant appliquée au MSAP

Le courant direct (i_d) (Figure III.13) devrait idéalement être maintenu proche de zéro pour assurer un découplage optimal entre les axes d et q. Les résultats montrent que le courant i_d fluctue légèrement autour de zéro, avec des écarts plus visibles pendant les phases transitoires. Ces fluctuations peuvent résulter du chattering ou d'un choix non optimal de la surface de glissement. Bien qu'elles soient moins prononcées qu'avec la commande vectorielle, ces variations indiquent une régulation imparfaite du courant direct, ce qui peut affecter la qualité du couple produit et la stabilité globale du système.

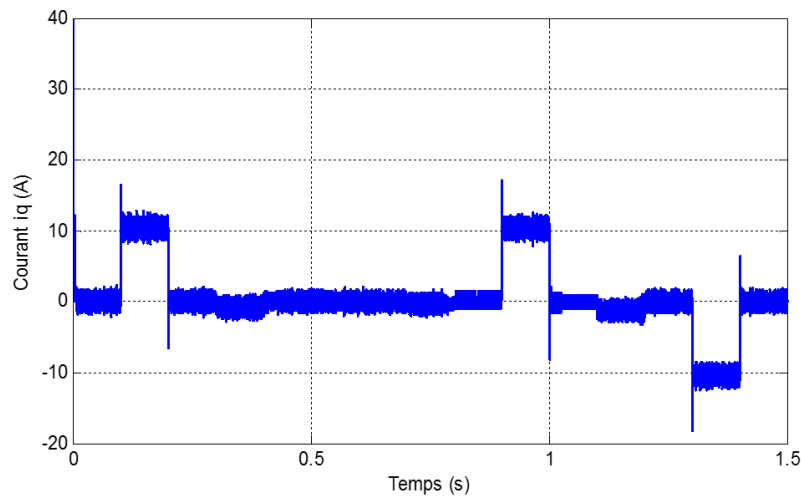


FIGURE III.14 – Evolution du courant statorique de l'axe « q » de la commande par mode glissant appliquée au MSAP

Le courant quadrature i_q (Figure III.14) reflète la demande en couple et doit donc varier en conséquence. La figure montre que le courant i_q suit correctement les variations de la consigne, avec une réponse rapide et globalement stable. Néanmoins, comme pour les autres grandeurs, on observe la présence d'oscillations hautes fréquences dues au phénomène de chattering. Ces oscillations rendent la forme d'onde de i_q instable et peu lisse, ce qui peut

nuire à la qualité du couple produit. Bien que la commande assure une réponse dynamique satisfaisante, il semble nécessaire de réduire ces effets pour améliorer la performance globale.

III.12.1 Réalisation d'un gui pour l'étude sous Matlab

Les différentes opérations sont effectuées à partir du GUI réalisé représenté à la figure III.15.

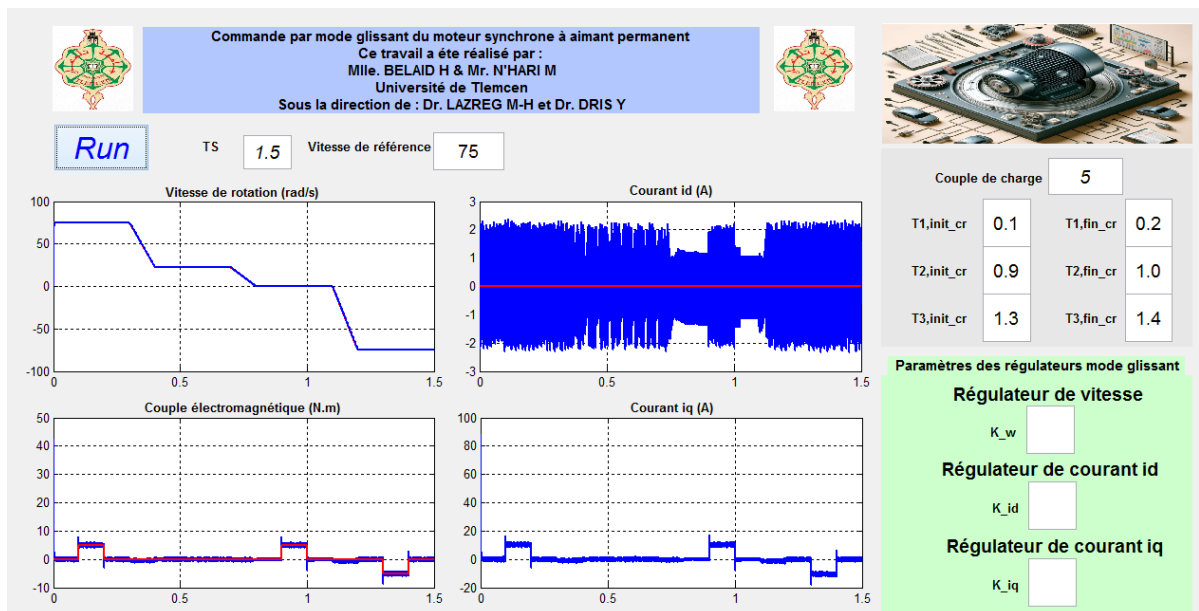


FIGURE III.15 – Application de la commande par mode glissant au MSAP sous GUI/MATLAB

III.13 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté en détail la commande par mode glissant appliquée au moteur synchrone à aimants permanents (MSAP). Cette technique de commande non linéaire a démontré sa robustesse face aux incertitudes et perturbations externes, notamment grâce à sa capacité à forcer le système à évoluer sur une surface de glissement définie.

Après avoir modélisé le système et conçu les lois de commande appropriées, la simulation a permis de vérifier les performances dynamiques de la commande par mode glissant. Les résultats ont montré une bonne stabilité et un bon suivi de la référence, mais également l'apparition du phénomène de vibrations parasites (chattering), typique de cette méthode, et la sensibilité aux paramètres choisis manuellement (comme les gains de la surface de glissement).

C'est dans cette perspective que le chapitre suivant s'inscrit : afin d'améliorer encore les performances de cette commande, nous proposons une optimisation automatique des paramètres de réglage à l'aide de l'algorithme métaheuristique Grey Wolf Optimizer (GWO). Cette approche permettra de renforcer la qualité du contrôle tout en éliminant les essais-erreurs liés au réglage manuel.

Chapitre IV

Optimisation de la commande par
mode de glissement appliquée au
MSAP par l'algorithme GWO

IV.1 Introduction

La commande par mode glissant (MG) est largement utilisée dans le contrôle des systèmes non linéaires en raison de sa robustesse face aux perturbations et aux incertitudes [48]. Dans le cas du moteur synchrone à aimants permanents (MSAP), elle permet d'assurer un bon suivi des références tout en maintenant la stabilité du système. Cependant, cette méthode présente un inconvénient majeur : le réglage manuel de ses paramètres, souvent basé sur des essais empiriques, ce qui rend l'obtention d'une performance optimale difficile et peu fiable.

Pour remédier à cette limitation, l'utilisation de techniques d'optimisation devient une alternative prometteuse. Parmi celles-ci, les algorithmes métaheuristiques se distinguent par leur efficacité dans la recherche de solutions optimales dans des espaces complexes [49]. L'algorithme Grey Wolf Optimizer (GWO), inspiré du comportement social et de la stratégie de chasse des loups gris, a récemment démontré de très bonnes performances dans l'optimisation de systèmes de commande [50].

Ce chapitre a donc pour objectif de présenter une stratégie d'optimisation de la commande MG, pour le MSAP en utilisant le GWO afin d'automatiser le réglage des paramètres de la loi de commande. L'approche proposée vise à améliorer les performances dynamiques du système tout en réduisant les efforts de réglage manuel.

IV.2 Justification de l'optimisation

IV.2.1 Problématique du réglage manuel des paramètres

Dans la méthode traditionnelle de commande, les paramètres comme K_{wr} , K_d et K_q sont souvent ajustés manuellement. Cette approche repose généralement sur des essais et erreurs, ce qui peut entraîner des résultats non optimaux. Lorsqu'un système est confronté à des perturbations imprévues ou des conditions réelles complexes, un mauvais choix de ces paramètres peut causer des problèmes importants tels que le chattering, des réponses lentes, ou des erreurs persistantes dans le suivi de la consigne [51]. Ces dysfonctionnements sont particulièrement gênants dans des systèmes nécessitant des performances de régulation de haute précision.

IV.2.2 Impact des mauvais réglages : chattering, réponse lente et erreurs persistantes

Le chattering est un phénomène courant dans les systèmes contrôlés par MG, où des oscillations rapides du signal de commande se produisent, entraînant une usure accélérée des composants du système et nuisant à son fonctionnement [52]. Par ailleurs, une réponse lente limite la capacité du système à réagir efficacement aux variations de la consigne, ce qui peut avoir un impact négatif sur sa performance, surtout dans un environnement dynamique. De plus, les erreurs persistantes, souvent causées par des réglages mal adaptés ou des perturbations imprévues, empêchent le système de suivre la consigne de manière précise, compromettant ainsi la stabilité du système.

IV.2.3 Objectif de l'optimisation : trouver les meilleurs paramètres

Pour résoudre ces problèmes, il devient crucial d'optimiser les paramètres de la commande Mg. L'objectif de cette optimisation est de trouver les valeurs idéales pour K_{wr} , K_d et K_q afin de minimiser une fonction de coût comme l'ITAE (Integrated Time Absolute Error). Cette fonction est particulièrement adaptée pour réduire les erreurs de suivi au cours du temps, en prenant en compte non seulement la magnitude de l'erreur, mais aussi sa durée [53]. L'optimisation permet ainsi de réduire les phénomènes de chattering, d'améliorer la réactivité du système, et d'augmenter sa robustesse face aux perturbations, tout en améliorant les performances globales du système.

IV.3 Fonction objectif et paramètres à optimiser

IV.3.1 Expression de la fonction de coût

Pour optimiser la commande MG appliquée au système, il est essentiel de définir une fonction de coût qui permettra d'évaluer la performance du régulateur en fonction des paramètres à ajuster. Une fonction de coût couramment utilisée dans ce cadre est l'ITAE (Integrated Time Absolute Error), qui permet de minimiser l'erreur temporelle pondérée dans un intervalle donné. La formule générale de l'ITAE est la suivante :

$$J = \int_0^T t \cdot |e(t)| dt \quad (\text{IV.1})$$

où $e(t)$ représente l'erreur de suivi à un instant t , et T est la durée totale de l'observation du système. Cette fonction de coût est particulièrement utile car elle met l'accent sur les erreurs persistantes, tout en tenant compte de leur durée dans le temps, ce qui est crucial pour améliorer la performance globale du système [51].

Une autre fonction de coût courante est l'IAE (Integral of Absolute Error) ou l'ISE (Integral of Squared Error), qui peuvent être utilisées en fonction des priorités spécifiques de la régulation (réduction des erreurs instantanées ou de l'énergie de l'erreur au fil du temps). Cependant, l'ITAE est souvent choisie pour sa capacité à équilibrer la rapidité de la réponse et la réduction des erreurs prolongées, ce qui est particulièrement important dans des applications pratiques où les performances doivent être optimisées sur des périodes prolongées [52].

IV.3.2 Paramètres à optimiser

Les principaux paramètres à optimiser dans la commande MG sont les gains K_{wr} , K_d et K_q . Chaque paramètre joue un rôle important dans le comportement dynamique du système :

- K_{wr} : Gain lié à la vitesse de référence ou à la composante proportionnelle sur la surface de glissement.
- K_d : Gain associé à la dérivée, joue un rôle dans l'amortissement.
- K_q : Gain lié à la composante quadrature du courant (souvent associée à la dynamique électromagnétique dans les machines synchrones).

Ces paramètres doivent être ajustés de manière optimale pour garantir la meilleure performance du système tout en minimisant les phénomènes indésirables comme le chattering et en assurant une réponse rapide [53].

IV.3.3 Contraintes éventuelles

L'optimisation des paramètres doit également prendre en compte certaines contraintes pratiques. Par exemple, les bornes sur les valeurs possibles des paramètres sont souvent imposées par les limites physiques du système ou par des exigences spécifiques liées à la stabilité et à la sécurité. Ces contraintes peuvent inclure :

- Des limites supérieures et inférieures pour chaque paramètre.
- Des contraintes sur la vitesse de réponse ou sur l'amplitude des oscillations admissibles.
- Des conditions liées à la robustesse du système face à des perturbations ou à des variations du modèle.

L'algorithme d'optimisation doit donc être conçu de manière à respecter ces contraintes tout en recherchant les valeurs optimales des paramètres K_{wr} , K_d et K_q [54].

IV.4 Présentation de l'algorithme GWO

IV.4.1 Inspiration biologique : comportement social des loups gris

L'algorithme GWO est un algorithme d'optimisation inspiré du comportement social des loups gris dans la nature. En effet, les loups gris, dans leur environnement naturel, adoptent une hiérarchie sociale bien définie qui leur permet de chasser de manière efficace en groupe. Cette hiérarchie est composée de quatre types de loups :

- **Alpha** : Le loup leader, responsable de la direction du groupe et de la prise de décision.
- **Bêta** : Les loups qui soutiennent l'alpha et servent de lieutenants dans la prise de décision.
- **Delta** : Les loups qui occupent des positions intermédiaires dans la hiérarchie et assurent diverses tâches.
- **Oméga** : Les loups les plus faibles, souvent soumis aux autres membres du groupe, mais nécessaires pour maintenir l'équilibre social.

Ces comportements naturels ont été adaptés pour résoudre des problèmes complexes d'optimisation, comme l'ajustement des paramètres dans la commande MG [50].

IV.4.2 Hiérarchie : alpha, bêta, delta, oméga

L'algorithme GWO repose sur l'idée que les loups interagissent entre eux selon leur rang social pour explorer l'espace de recherche et trouver la solution optimale[50]. Le loup alpha représente la solution la meilleure trouvée jusqu'à présent, tandis que les loups bêta et delta l'aident à explorer l'espace de solution en partageant les informations. Les loups oméga, bien qu'en bas de la hiérarchie, jouent un rôle essentiel dans le processus d'exploration[50].

IV.4.3 Équations de mise à jour des positions

Dans l'algorithme GWO, les loups (ou solutions candidates) sont représentés par des positions dans l'espace de recherche. Les positions des loups sont mises à jour à chaque itération en fonction de la position du loup alpha et des autres membres du groupe. Les équations qui gouvernent la mise à jour des positions sont les suivantes [50] :

$$\mathbf{A} = 2 \cdot \mathbf{a} \cdot \mathbf{r}_1 - \mathbf{a} \quad (\text{IV.2})$$

$$\mathbf{C} = 2 \cdot \mathbf{r}_2 \quad (\text{IV.3})$$

$$\mathbf{D} = |\mathbf{C} \cdot \mathbf{X}_{\text{alpha}} - \mathbf{X}| \quad (\text{IV.4})$$

$$\mathbf{X} = \mathbf{X} - \mathbf{A} \cdot \mathbf{D} \quad (\text{IV.5})$$

où \mathbf{A} et \mathbf{c} des coefficients dynamiques contrôlant la convergence et l'exploration., \mathbf{r}_1 et \mathbf{r}_2 sont des coefficients dynamiques, \mathbf{X} est la position actuelle, et $\mathbf{X}_{\text{alpha}}$ est la position du loup alpha[50].

L'algorithme commence par initialiser aléatoirement les positions des loups dans l'espace de recherche, puis il met à jour les positions de manière itérative jusqu'à ce que la solution optimale soit trouvée ou que le critère d'arrêt soit atteint.

IV.4.4 Avantages de l'algorithme GWO

L'algorithme GWO présente plusieurs avantages, notamment sa simplicité, son efficacité et sa capacité à éviter les minima locaux grâce à sa stratégie d'exploration[50]. Il est particulièrement adapté pour des problèmes complexes et non linéaires, comme l'optimisation des paramètres dans la commande MG.

IV.5 Intégration de GWO dans la commande MG

La figure IV.1 représente la structure générale de l'application de la commande par mode glissant optimisée par la technique d'optimisation GWO au moteur synchrone à aimant permanent.

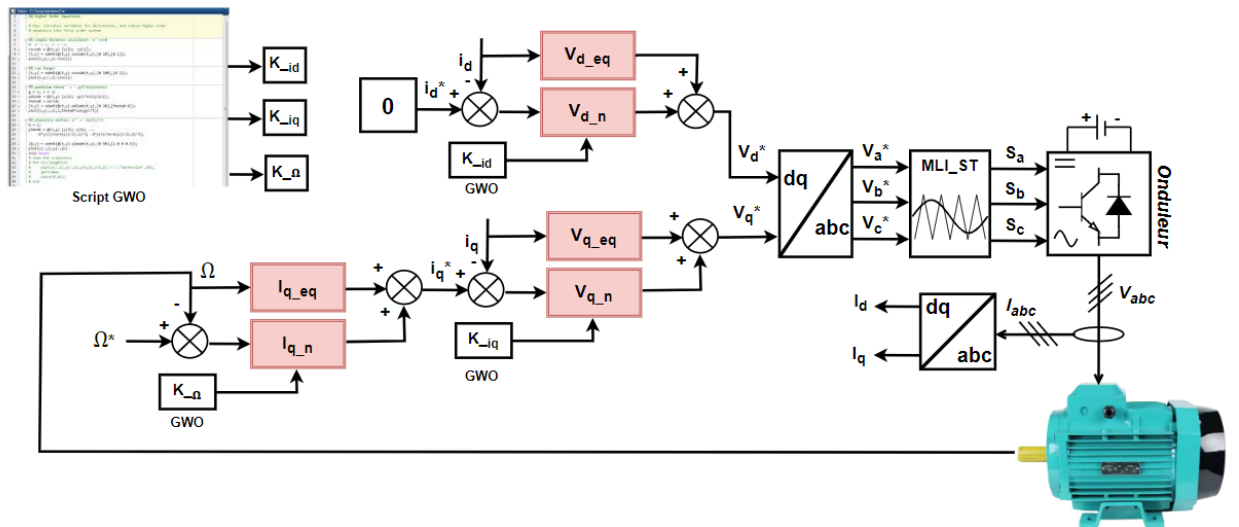


FIGURE IV.1 – Schéma global de la commande par glissant optimisée par GWO appliquée au MSAP

IV.6 Résultats et interprétation de simulation

Pour valider la commande par mode glissant optimisée par l'algorithme GWO, un scénario de simulation a été appliqué avec des variations de vitesse de référence et de couple de charge. La vitesse suit plusieurs paliers, allant de 80 rad/s à -80 rad/s, avec des inversions rapides. Des perturbations de couple, positives et négatives, sont introduites à des instants clés pour tester la robustesse. Ce protocole permet d'évaluer la précision de suivi et la capacité de la commande à maintenir la stabilité malgré les variations dynamiques.

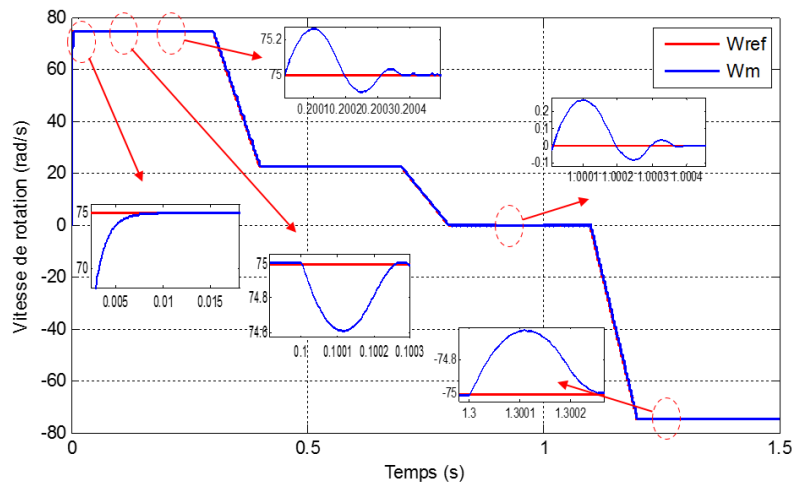


FIGURE IV.2 – Evolution de la vitesse de rotation de la commande par mode glissant optimisée par GWO

Les résultats de simulation montrent que l'optimisation des gains de la commande par mode glissant par l'algorithme GWO permet d'obtenir une amélioration significative des

performances dynamiques et de la qualité des signaux de commande. En analysant la courbe de vitesse (Figure IV.2), on observe un excellent suivi de la consigne de vitesse ω_{ref} par la vitesse réelle ω_m , avec un temps de réponse réduit, une erreur statique quasi nulle et un comportement très fluide dans toutes les phases, y compris lors des inversions de sens de rotation. Les zooms insérés dans les zones critiques révèlent une meilleure atténuation du dépassement et une réduction du phénomène de *chattering*, comparé à la version non optimisée de la commande par mode glissant sans optimisation. La réponse est très rapide, avec des transitions extrêmement précises, ce qui traduit une excellente dynamique du système. Cette performance souligne l’efficacité de l’optimisation par GWO dans la suppression du phénomène de *chattering* tout en conservant la robustesse inhérente au mode glissant.

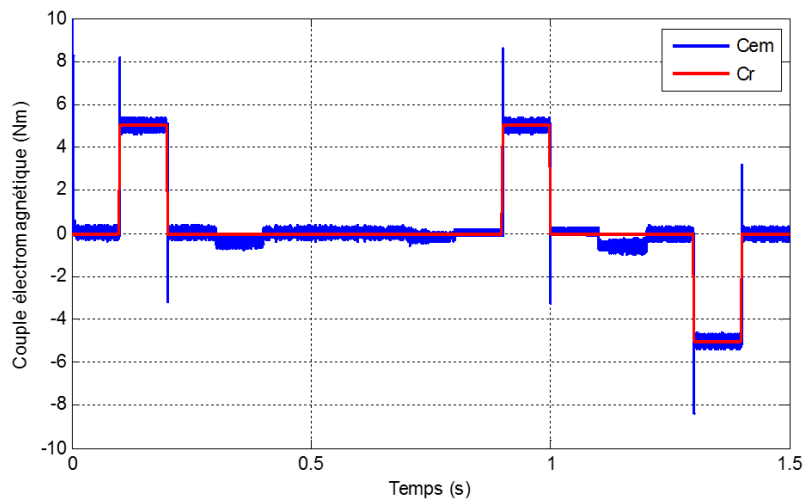


FIGURE IV.3 – Evolution du couple électromagnétique de la commande par mode glissant optimisée par GWO

Le suivi du couple électromagnétique C_{em} (Figure IV.3) met en évidence une amélioration significative de la réponse du système face aux perturbations. Les variations de couple de charge C_r sont instantanément compensées, avec des réactions rapides et précises, marquant une meilleure robustesse par rapport à la commande par mode glissant classique. L’effet de *ripple* est notablement atténué, ce qui traduit une efficacité accrue de l’optimisation GWO dans le réglage des gains et la réduction des oscillations parasites.

En régime transitoire comme en régime permanent, le couple reste stable et bien contrôlé, confirmant la capacité de la commande optimisée à assurer un suivi fidèle de la consigne tout en rejetant les perturbations externes de manière efficace.

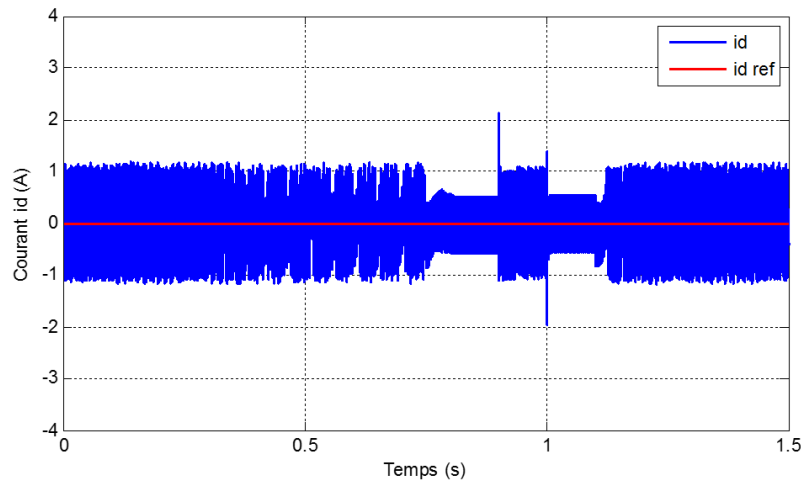


FIGURE IV.4 – Evolution du courant statorique de l’axe « d » de la commande par mode glissant optimisée par GWO

Concernant le courant statorique i_d (Figure IV.4), les résultats confirment également les bénéfices de l’optimisation. Le courant i_d , censé rester nul, présente une oscillation atténuée autour de zéro, témoignant d’un meilleur découplage du flux. Cela démontre une régulation très efficace, facilitée par les paramètres optimisés grâce à l’algorithme GWO. L’absence de fluctuations importantes traduit une meilleure stabilité du système et une amélioration significative par rapport aux commandes classiques.

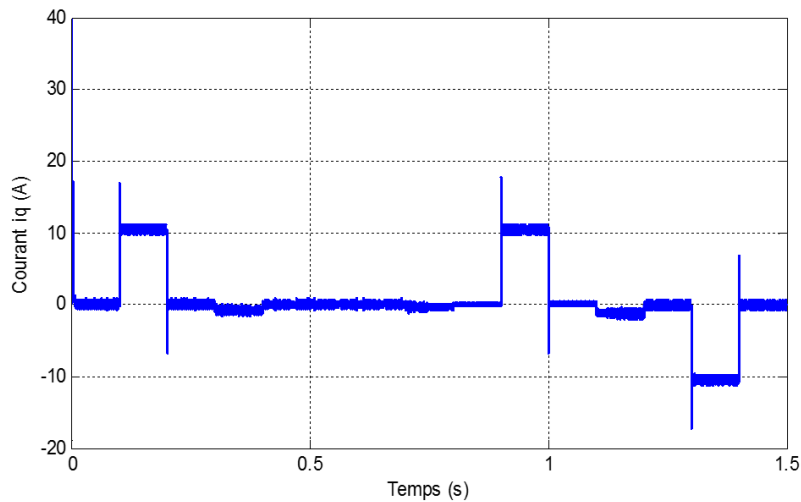


FIGURE IV.5 – Evolution du courant statorique de l’axe « q » de la commande par mode glissant optimisée par GWO

Le courant quadrature i_q (Figure IV.5) suit les variations de la consigne de manière fluide et précise, sans oscillations à haute fréquence ni instabilités. Contrairement à ce qui a été observé avec la commande par mode glissant classique, la forme d’onde de i_q est très lisse, ce qui garantit une production de couple électromagnétique douce et contrôlée. Le comportement transitoire de i_q est notablement plus stable, avec des pics réduits et un retour rapide à la valeur régulée. Cette régulation améliorée souligne l’impact positif de

l’optimisation par GWO sur la qualité des courants générés et donc sur la performance globale du système de commande.

En résumé, la commande par mode glissant optimisée par GWO montre des performances supérieures en termes de rapidité, de précision et de stabilité, tout en atténuant les effets négatifs du *chattering* propres à la SMC classique. Cette stratégie s’avère donc très efficace pour des applications exigeantes, nécessitant un suivi rigoureux de la vitesse et une robustesse élevée face aux perturbations.

IV.6.1 Réalisation d’un gui pour l’étude sous Matlab

Les différentes opérations sont effectuées à partir du GUI réalisé représenté à la figure IV.6

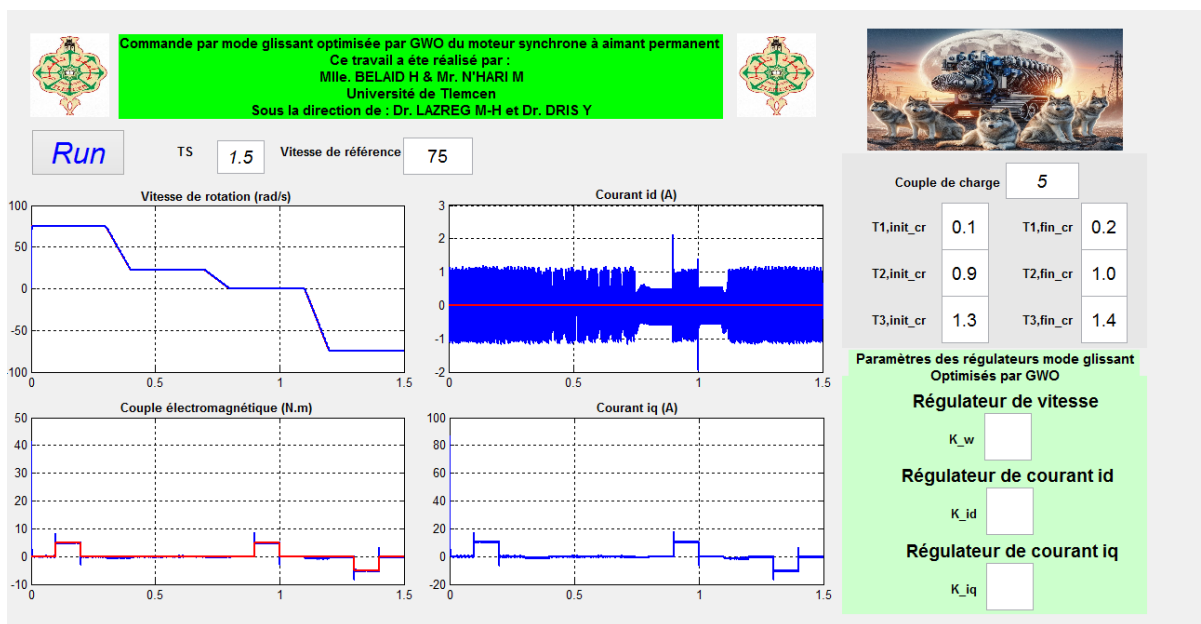


FIGURE IV.6 – Application de la commande par mode glissant optimisée par GWO appliquée au MSAP sous GUI/MATLAB

IV.7 Comparaison des Performances des Stratégies de Commande pour le moteur synchrone à aimant permanent

Cette étude compare les performances de trois stratégies de commande pour une Machine Synchrone à Aimants Permanents (MSAP) soumise à des variations de vitesse rigoureuses et à des perturbations externes en couple de charge. Les stratégies testées sont : (1) une commande vectorielle basée sur un régulateur PI, (2) une commande par mode glissant non optimisée, et (3) une commande par mode glissant optimisée par l’algorithme Grey Wolf Optimizer (GWO). Les résultats sont présentés en termes de vitesse de rotation (ω), courant direct (i_d), courant quadrature (i_q), et couple électromagnétique (C_{em}).

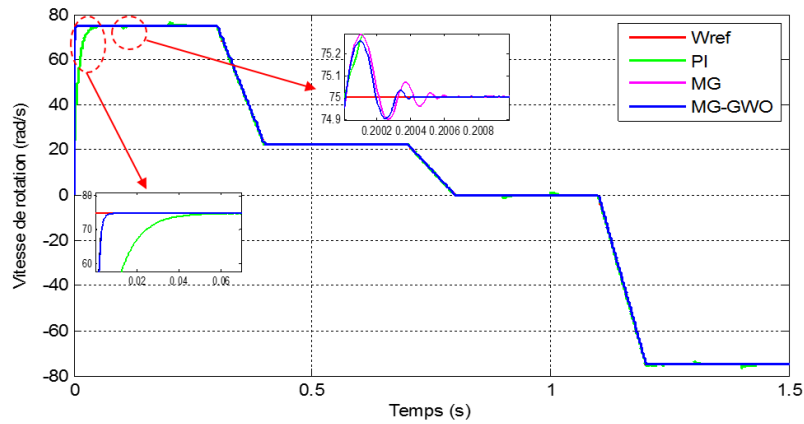


FIGURE IV.7 – Comparaison des vitesses de rotation réelles (ref) avec les consignes.

Consigne : Elle suit un profil rigoureux comme décrit dans l'introduction (75 rad/s, puis 22 rad/s, 0 rad/s, et -75 rad/s).

PI : Présente des erreurs importantes, notamment lors des transitions rapides entre les étapes. Les oscillations sont visibles, ce qui indique une mauvaise dynamique et une faible robustesse face aux perturbations.

MG : Commande par mode glissant non optimisée. Elle présente une meilleure réponse que le PI, mais il reste des erreurs significatives, surtout lors des inversions de vitesse.

MG-GWO : Commande par mode glissant optimisée par GWO. Cette stratégie montre une performance exceptionnelle, avec un suivi très précis de la consigne, peu d'oscillations et une bonne stabilité même en présence de perturbations brusques.

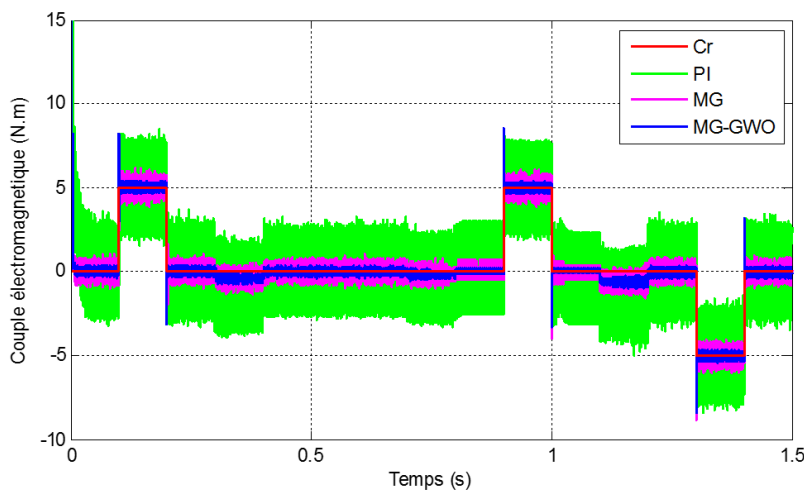


FIGURE IV.8 – Comparaison du couple électromagnétique (C_{em}).

noindent **Cr :** Consigne de couple appliquée.

PI : Présente des écarts importants par rapport à la consigne, surtout lors des perturbations.

MG : Meilleure performance que le PI, mais encore des écarts significatifs.

MG-GWO : Suivi quasi parfait de la consigne, avec des écarts minimes, ce qui démontre une grande robustesse face aux perturbations.

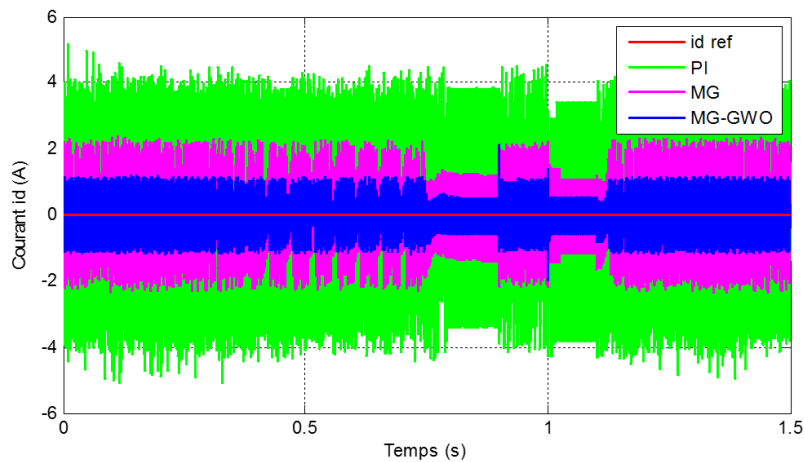


FIGURE IV.9 – Comparaison du courant direct (i_d).

PI : Présente des variations importantes et des oscillations, ce qui peut être lié à la sensibilité du régulateur PI aux perturbations.

MG : Moins de variations que le PI, mais encore des fluctuations notables.

MG-GWO : Courant très stable et proche de la consigne, ce qui reflète une meilleure gestion des perturbations et une plus grande précision.

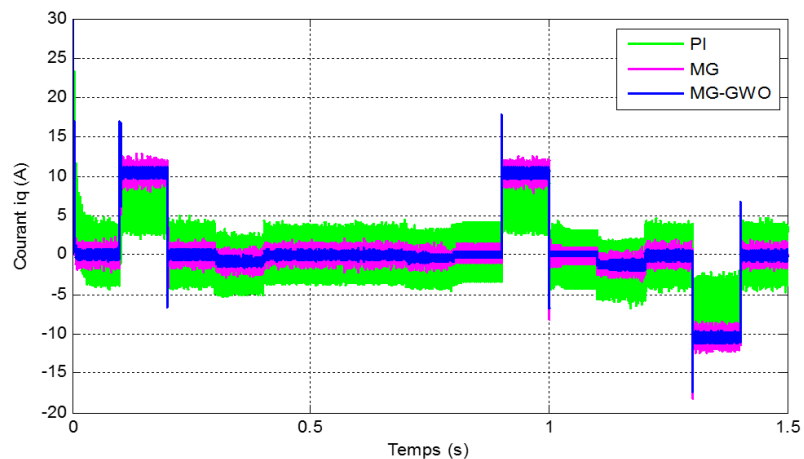


FIGURE IV.10 – Comparaison du courant quadrature (i_q).

- **PI** : Présente des variations importantes, notamment lors des changements de direction de la vitesse.

- **MG** (commande par mode glissant classique) : Moins de variations que le PI, mais encore des fluctuations.
- **MG-GWO** : Courant i_q très stable et bien contrôlé, ce qui reflète une meilleure gestion des perturbations et une précision accrue.

Observations clés

- **Performances dynamiques** : La commande par mode glissant optimisée par GWO (MG-GWO) offre une réponse beaucoup plus rapide et précise que les deux autres stratégies, particulièrement lors des transitions abruptes de vitesse et des inversions de direction.
- **Robustesse** : La commande MG-GWO montre une excellente capacité à rejeter les perturbations externes (comme les couples de charge appliqués), contrairement au PI et à la commande par mode glissant non optimisée.
- **Stabilité** : Le PI présente des oscillations importantes, tandis que la commande par mode glissant non optimisée est déjà plus stable. Cependant, la commande MG-GWO atteint un niveau de stabilité optimal, avec des courants et des couples électromagnétiques très stables.
- **Précision** : La commande MG-GWO se distingue par sa capacité à suivre parfaitement la consigne de vitesse et de couple, avec des écarts minimaux.

Critère	Commande PI	Mode Glissant (MG)	Mode Glissant + GWO (MG-GWO)
Suivi de la consigne de vitesse	Mauvais suivi lors des transitions rapides	Meilleur que le PI mais écarts notables	Suivi très précis même sous perturbations
rejet de perturbations	Lent avec retards	Moyennement réactif	Rapide, quasi instantané
Oscillations / Chattering	Oscillations modérées	Présence notable de chattering	Très peu d'oscillations
Robustesse aux perturbations	Faible robustesse	Moyenne	Excellente robustesse
Stabilité	Instable ou faiblement stable	Relativement stable	Très stable
Régulation du courant i_d	Fluctuations importantes	Régulation améliorée mais imparfaite	Contrôle excellent, $i_d \approx 0$
Régulation du courant i_q	Instable lors des inversions	Amélioration par rapport au PI	Bien contrôlé, suit le couple de manière fluide
Couple électromagnétique	Écarts importants par rapport à la consigne	Amélioration mais pics indésirables	Très stable, suit bien la consigne
Facilité de mise en œuvre	Simple à régler	Plus complexe à synthétiser	Complexité élevée
Coût computationnel	Faible	Moyen	Élevé (simulation + optimisation)

TABLE IV.1 – Comparaison des performances des stratégies de commande : PI, Mode Glissant (MG), et Mode Glissant Optimisé par GWO

IV.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons proposé une amélioration de la commande MG classique appliquée à un moteur synchrone à aimants permanents (MSAP), à travers l'intégration de l'algorithme d'optimisation Grey Wolf Optimizer (GWO). L'objectif principal était de surmonter les limites rencontrées lors du réglage manuel des paramètres du contrôleur, telles que la sensibilité aux essais-erreurs, les performances sous-optimales ou encore l'apparition de chattering.

Grâce à l'approche GWO, les paramètres clés du contrôleur MG — notamment K_{wr} , K_d et K_q — ont pu être optimisés automatiquement selon une fonction de coût rigoureusement définie, ici basée sur le critère ITAE.

L'intégration de cette optimisation a été implémentée sous MATLAB/Simulink, en simulant une boucle fermée dans laquelle GWO évalue et affine continuellement les gains du système. Les résultats de simulation ont montré des améliorations notables sur plusieurs aspects : réduction du temps de réponse, atténuation des dépassements, stabilisation du courant et du couple, et diminution de l'erreur statique. Ces bénéfices confirment la capacité de GWO à optimiser efficacement une commande non linéaire complexe telle que la MG.

Cependant, cette approche n'est pas exempte de limites. Le temps de calcul peut devenir important, surtout pour des systèmes à dynamique rapide ou en temps réel. De plus, la qualité des résultats dépend fortement de la définition de la fonction objectif et des paramètres de l'algorithme d'optimisation.

En conclusion, l'utilisation de GWO pour l'optimisation de la commande MG constitue une solution efficace et prometteuse pour améliorer la performance des systèmes électriques. Cette méthode ouvre également la voie à des perspectives intéressantes pour des travaux futurs.

Conclusion Générale

Ce mémoire a permis d'étudier différentes stratégies de commande appliquées à une machine synchrone à aimants permanents (MSAP), en mettant en œuvre des simulations numériques sous MATLAB-Simulink. Dans un premier temps, la modélisation du système convertisseur-machine a été réalisée dans le repère (d, q) , servant de base à l'implémentation des différentes lois de commande.

Une commande vectorielle classique, utilisant des régulateurs de type PI, a d'abord été développée et simulée. Bien que simple et largement utilisée, cette méthode montre ses limites face aux perturbations et aux incertitudes du système. Pour y remédier, une commande par mode de glissement a été introduite, permettant une amélioration significative de la robustesse et de la stabilité du système.

Enfin, une optimisation de cette commande a été effectuée à l'aide de l'algorithme Grey Wolf Optimizer (GWO). Grâce à cet algorithme, les paramètres de la commande ont été ajustés de façon optimale, ce qui a permis d'obtenir de meilleures performances dynamiques, confirmées par les résultats des simulations sous MATLAB-Simulink.

Ainsi, cette étude met en évidence l'intérêt d'associer des techniques de commande robustes à des méthodes d'optimisation intelligentes. Pour les perspectives futures, il serait pertinent d'élargir l'analyse à d'autres algorithmes bio-inspirés ou à des systèmes multi-entrées multi-sorties plus complexes.

Annexes

Paramètres de la MSAP

Paramètre	Symbole	Valeur
Fréquence	f	50 Hz
Inductance suivant l'axe d	L_d	1.4×10^{-3} H
Inductance suivant l'axe q	L_q	2.8×10^{-3} H
Flux permanent	ϕ_f	0.12 Wb
Moment d'inertie	J	1.1×10^{-3} kg · m ²
Coefficient de frottement visqueux	f_v	1.4×10^{-3} N · m · s/rad
Résistance statorique	R_s	0.6 Ω
Nombre de paires de pôles	p	4
Puissance nominale	P	400 W

Bibliographie

- [1] H. Ziane and T. Rekioua. Commande vectorielle d'une machine synchrone à aimants permanents sans capteur mécanique avec prise en compte du temps mort de l'onduleur. In *3ème Séminaire National en Génie Electrique*, pages 29–31, Université de Batna, Octobre 2002.
- [2] Philippe Ladoux. Variation de vitesse des machines à courant alternatif. https://sitelec.org/cours/variation_vitesse.pdf, 2005. Cours en ligne.
- [3] Gabriel Buche. *Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone en Environnement de Temps Réel Matlab/Simulink*. PhD thesis, Automatismes Industriels, 2003.
- [4] V. I. Utkin. Sliding mode control design principles and applications to electric drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 40(1) :23–36, Feb 1993.
- [5] V. I. Utkin, J. Guldner, and J. Shi. *Sliding mode control in electro-mechanical systems*. CRC Press Taylor & Francis Group, 2009.
- [6] S. V. Emelyanov, S. V. Korovin, and L. V. Levant. Higher sliding modes in the binary control systems. *Soviet Physics Doklady*, 31(4) :291–293, 1986.
- [7] L. V. Levant. Sliding order and sliding accuracy in sliding mode control. *International Journal of Control*, 58 :1247–1263, 1993.
- [8] Dariusz Świerczyński. *Direct Torque Control with Space Vector Modulation (DTC-SVM) of Inverter-Fed Permanent Magnet Synchronous Motor Drive*. Ph.d. thesis, Faculty of Electrical Engineering, Warsaw University of Technology, Warsaw, Poland, 2005.
- [9] Noureddine Bounasla. Commande par mode de glissement d'ordre supérieur de la machine synchrone à aimants permanents. Master's thesis, Université Ferhat ABBAS Sétif-1, 2014.
- [10] Adjimi Ndia Melle and Wahiba Belaidi. Modélisation et commande d'un onduleur mli. Master's thesis, Université Larbi Ben M'hidi, Oum El-Bouaghi, 2009.
- [11] Toufik Rekioua. *Contribution à la modélisation et à la commande vectorielle des machines synchrones à aimants permanents*. Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Lorraine, 1991.
- [12] Sonia Rebouh. Contribution à la commande et au réglage de la machine synchrone à aimants permanents. Magister en électrotechnique, Université de Batna, 2015.
- [13] Mohammed Ilyes Hemmami. Commande sans capteur de vitesse d'un moteur synchrone à aimants permanents (msap) par l'utilisation de la commande directe du couple et d'un observateur de vitesse à mode glissant. Master's thesis, Faculté des Sciences et de la technologie, Université Mohamed Khider – Biskra, 2011.
- [14] Marcus Alexandre Towar F de Sousa. Contribution à la conception de lois de commande à caractère robuste pour une machine synchrone entraînant une charge élastique à inertie variable. Ingénieur thesis, Université Fédérale de Campina Grande, DEA Génie Electrique, Université Henry Poincaré, 2007.
- [15] Khedidja Kendouci. *Contribution à la commande sans capteur mécanique d'une machine synchrone à aimants permanents*. Thèse de doctorat en science, Université des Sciences et de la Technologie d'Oran - Mohamed Boudiaf, 2012.

- [16] G. Grellet and G. Clerc. *Actionneurs Électriques : Principes, Modèles, Commandes*. Eyrolles, 1997.
- [17] K. Nabti. *Stratégies de Commande et Techniques Intelligentes Appliquées aux Machines de Type Synchrones*. Thèse de doctorat en sciences, Université de Mentouri de Constantine, 2010.
- [18] A. Nait Seghir. *Contribution à la Commande Adaptative et Neuronale d'une Machine Synchrones à Aimants Permanents*. Thèse de doctorat, École nationale polytechnique El Harrach, 2007.
- [19] D. Aguglia. Identification des paramètres des moteurs à induction triphasés en vue de leur commande vectorielle. Thèse de maîtrise ès sciences, Université Laval, Québec, Canada, 2004.
- [20] D. Lahouel. Commande non linéaire adaptative d'une machine synchrone à aimants permanents. Mémoire de magistère, Université de Batna, 2009.
- [21] Z. Souhila. Commande par passivité de la machine synchrone à aimants permanents. Mémoire de master, Université Abou Bekr Belkaid – Tlemcen, 2015.
- [22] A. R. Boudjema. Commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents (msap). Mémoire de master, Université de Biskra, 2014.
- [23] B. K. Bose. *Modern Power Electronics and AC Drives*. Prentice Hall, Upper Saddle River, NJ, 2002.
- [24] P. C. Krause, O. Wasynczuk, and S. D. Sudhoff. *Analysis of Electric Machinery and Drive Systems*. Wiley, Hoboken, NJ, 2002.
- [25] IEEE. Publications sur la commande des msap et la régulation pi, 2025. Consulté en avril 2025.
- [26] K. J. Åström and T. Hägglund. *Advanced PID Control*. ISA, 2006.
- [27] H. K. Khalil. *Nonlinear Systems*. Pearson, 2014.
- [28] Sabanovic and F. Bilalovic. Sliding mode control of ac drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 25(1) :70–75, January 1989.
- [29] B. Belabbes, A. Meroufel, M. K. Fellah, and M. Abid. Commande à structure par linéarisation exacte de l'écart d'un moteur synchrone à aimants permanents. *Revue des Energies Renouvelables*, 49(2), 2008.
- [30] V. I. Utkin. Variable structure systems with sliding modes. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 22(2) :212–222, April 1977.
- [31] A. BENAÏSSA and M. K. FELLAH. Commande par mode glissement d'un convertisseur ac/dc avec correction du facteur de puissance. *ACTA ELECTROTEHNICA*, 47(2), 2006.
- [32] Abdel Ghani Aissaoui, Hamza Abid, and Mohamed Abid. Fuzzy sliding mode control for a self-controlled synchronous motor drives. *Electronic Journal Technical Acoustics*, 2005.
- [33] J.-J. E. Slotine and W. Li. *Applied Nonlinear Control*. Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ, USA, 1991.

- [34] M. Rabia Benayache. *Contribution à la commande robuste des systèmes non linéaires incertains : application à un système hydraulique*. Thèse de doctorat, Université de Valenciennes et du Hainaut Cambrésis.
- [35] Sofiane Mahieddine Mahmoud. *Contribution à la commande par mode de glissement des systèmes mécatroniques*. Thèse de doctorat, Université de Valenciennes et du Hainaut-Cambrésis.
- [36] H. Amrous. Commandes adaptatives d'une machine synchrone à aimants permanents. Thèse de magister, École Nationale Polytechnique, 2009.
- [37] Hemmami Mohammed Ilyes. 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. Thèse de magister, Université de Biskra, 2012.
- [38] LAHCENE BELLAHCENE and MOHAMED DJAOUANI. Commande vectorielle en vitesse du moteur synchrone à aimants permanents dotée d'un observateur mras. Mémoire master, Université Abou Bekr Belkaid – Tlemcen, 2017.
- [39] MASSOUM Ahmed. *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 Djilali Liabes, SBA, Algérie, 2007.
- [40] V. Bregeault. *Quelques contributions à la théorie de la commande par modes glissants*. Thèse de doctorat, École Centrale de Nantes, 2010.
- [41] G. Grellet and G. Clerc. *Actionneurs électriques, principes, modèles, commande*. Eyrolles, 1997.
- [42] B. Hadda and A. Benamor. Second order sliding mode induction motor control with a new lyapunov approach. In *International Multi Conference on Systems, Signals & Devices*, 2012.
- [43] B. Hadda. *Contribution à la commande robuste de la machine à induction*. Thèse de doctorat, Université de Batna, 2013.
- [44] A. Hocine, R. Abdessemed, D. Aouzellag, and F. Hamoudi. A sliding mode control associated to the field oriented control of dual stator induction motor drives. *Revue des Energies Renouvelables*, 11(2) :317–327, 2008.
- [45] F. Benchabane. Commande en position et en vitesse par mode de glissement d'un moteur synchrone triphasé à aimants permanents avec minimisation du chattering. Thèse de magistère, Université de Biskra, 2005.
- [46] A. Saibi. Commande par régulateurs ip et par mode de glissement d'une machine synchrone à double étoile. Thèse de magistère, École Nationale Polytechnique, El Harrach, 2006.
- [47] Mohamed Abid. *Adaptation de la commande optimisée au contrôle vectoriel de la machine asynchrone alimentée par onduleur à M.L.I*. Thèse de doctorat, Université de Djilali Liabes, SBA, Algérie, 2006.
- [48] J.-J. E. Slotine and W. Li. *Applied Nonlinear Control*. Prentice Hall, 1991.
- [49] K. Djouani and R. Djemili. Intelligent control tuning using metaheuristic algorithms. *ISA Transactions*, 2018.

-
- [50] S. Mirjalili, S. M. Mirjalili, and A. Lewis. Grey wolf optimizer. *Advances in Engineering Software*, 69 :46–61, 2014.
- [51] P. Sivakumar et al. Sliding mode control : Robustness and performance. *Journal of Control Engineering*, 32(4) :225–235, 2014.
- [52] S. Mohammadi et al. Sliding mode control : Challenges and solutions. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 63(7) :4210–4217, 2016.
- [53] W. Gao et al. An improved sliding mode control scheme. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 55(2) :485–490, 2010.
- [54] X. Zhang et al. Optimization of sliding mode control parameters using genetic algorithms. *Journal of Control Theory and Applications*, 14(3) :187–194, 2016.

Contribution à la modélisation et à la commande du moteur synchrone à aimant permanent (MSAP).

Résumé

Dans ce travail, nous avons étudié la commande d'une machine synchrone à aimants permanents (MSAP) à travers plusieurs approches. Après avoir modélisé la MSAP dans le repère (d, q) , nous avons appliqué une commande vectorielle classique basée sur des régulateurs PI. Ensuite, nous avons intégré une commande par mode de glissement afin d'améliorer la robustesse du système face aux perturbations et incertitudes. Enfin, pour optimiser les performances de cette commande, nous avons utilisé l'algorithme Grey Wolf Optimizer (GWO) dans le but d'ajuster les paramètres de manière optimale. Les résultats de simulation sous MATLAB-Simulink ont démontré l'efficacité de cette stratégie hybride en termes de stabilité, rapidité de réponse et réduction de l'erreur de suivi.

Mots clés

MSAP, commande vectorielle, commande par mode de glissement, optimisation, GWO, MATLAB-Simulink.

Contribution to the Modeling and Control of the Permanent Magnet Synchronous Motor (PMSM)

Abstract

In this work, we investigated the control of a Permanent Magnet Synchronous Machine (PMSM) using several approaches. After modeling the PMSM in the (d, q) reference frame, we implemented a classical vector control strategy based on PI regulators. Then, we applied a sliding mode control method to enhance system robustness against disturbances and uncertainties. Finally, we optimized the control performance using the Grey Wolf Optimizer (GWO) algorithm to finely tune the controller parameters. Simulation results conducted in MATLAB-Simulink confirmed the effectiveness of this hybrid strategy in terms of stability, fast response, and improved tracking accuracy.

Keywords

PMSM, vector control, sliding mode control, optimization, GWO, MATLAB-Simulink.

المساهمة في نمذجة وتحكم المحرك المتزامن ذو المغناطيسات الدائمة (MSAP)

الملخص

في هذا العمل، قمنا بدراسة طرق التحكم في آلة متزامنة ذات مغناطيسات دائمة (MSAP) من خلال عدة مقاربات. بعد نمذجة الـ MSAP في الإطار المرجعي (d, q) ، قمنا بتطبيق استراتيجية التحكم الشعاعي الكلاسيكي المعتمدة على منظمات PI. ثم أضفنا التحكم بالانزلاق من أجل تعزيز متانة النظام في مواجهة الاضطرابات وحالات عدم اليقين. وأخيراً، لتحسين أداء هذا النوع من التحكم، استخدمنا خوارزمية "الذئب الرمادي" (Grey Wolf Optimizer - GWO) بهدف الضبط الأمثل للمعاملات. وقد أظهرت نتائج المحاكاة باستخدام MATLAB/Simulink فعالية هذه الاستراتيجية الهجينة من حيث الاستقرار، وسرعة الاستجابة، وتقليل الخطأ في تتبع الإشارة المرجعية.

الكلمات المفتاحية

آلة متزامنة ذات مغناطيسات دائمة، التحكم الشعاعي، التحكم بالانزلاق، تحسين الأداء، GWO، MATLAB-Simulink.