REPUBLIQUE ALGERIEENE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

وزارة التعليم العلي و البحث العلمي

Université Echahid cheikh Larbi tebessi-Tébessa

جامعة الشهيد الشيخ العربي التبسي - تبسة

Faculté des Sciences de la Technologie

Département de Génie électrique

MEMOIRE

DE FIN D'ETUDES POUR L'OBTENTION DU DIPLOME DE MASTER EN

AUTOMATIQUE

Option Automatique et Système

THEME

Commande Robuste d'un Moteur Synchrone à Aimant Permanent

Présenté par

Ameur Hadil

Slimane Yasmine Zohra



Devant le Jury :

Djabri Riadh	MCB	Président
Amieur Toufik	Professeur	Encadreur
Lemita Abdallah	MCB	Examinateur

Année universitaire : 2024 – 2025

Remerciements

Nous souhaitons exprimer, en premier lieu, notre profonde gratitude à ***ALLAH****, Le Tout-Puissant, pour nous avoir accordé la santé, la persévérance et la lucidité nécessaires à l'accomplissement de ce travail.*

Nous tenons à remercier chaleureusement ***Professeur Amieur Toufik*** *à l'Université* ***Cheikh Larbi Tbessi*** *de Tébessa, pour la qualité de son encadrement, sa disponibilité constante, ainsi que ses conseils précieux et éclairés tout au long de ce projet. Son expertise scientifique et son soutien ont été déterminants pour la réussite de ce mémoire.*

Nous adressons également nos remerciements à ***l'Université Cheikh Larbi Tébessi*** *pour le cadre d'étude qu'elle nous a offert, ainsi qu'à l'ensemble de l'équipe pédagogique pour la qualité de la formation dispensée tout au long de notre cursus.*

Nos remerciements s'adressent aussi à ***nos collègues et camarades de promotion****, pour les échanges constructifs, l'entraide et le climat de travail collaboratif qui ont enrichi notre parcours académique.*

Enfin, nous exprimons notre reconnaissance à toutes les personnes ayant contribué, de près ou de loin, à la réalisation de ce travail.

Dédicace

Nous dédions ce travail à :

À nos parents, pour leur soutien moral constant, leurs encouragements et les valeurs qu'ils nous ont transmises. Leur présence bienveillante et leurs sacrifices ont été une source essentielle de motivation tout au long de notre parcours.

À nos frères et sœurs, pour leur compréhension, leur patience et leurs encouragements tout au long de cette étape académique.

À nos familles, pour leur appui discret mais essentiel, qui a contribué à la sérénité nécessaire à la réalisation de ce travail.

À nos amis, pour leurs échanges enrichissants, leur entraide et leur soutien tout au long de cette formation.

À tous ceux qui nous ont accompagnés de près ou de loin, nous exprimons notre profonde reconnaissance.

إهداء

إلى روحك الطاهرة يا أبي،

إلى من رحل عن الدنيا وبقي في قلبي حيًا،

إلى من كنتَ سندي، وسبب قوتي، وملهمي الأول.

هذا العمل ثمرة دعائك، وغرسك، وتعبك.

لو كنت هنا، لكان حضنك هو أول ما أبحث عنه.

كنت الاب و الاخ و الصديق و الحبيب كنت الغالي و سوف تبقى الاغلى اشهد انك كنت نعم الاب و

كما رفعت لك راسك و انت معي اعدك ان تصلك دعواتي و صلاتي و انت في قبرك كنت لي الرفيق

طول هذه السنين و غادرتني قبل خطواتي الاخيرة

فلك وحدك، أهدي هذا الإنجاز، فأنت الأجدر به.

رحمك الله بقدر ما اشتقت لك، وجعل الجنة مثواك.

عامر هديل ابنة عامر عبد السلام رحمة الله عليه

- **Résumé**

Ce mémoire s'inscrit dans le cadre de l'étude et de la commande des moteurs synchrones à aimants permanents (MSAP), des machines largement utilisées dans les applications industrielles modernes en raison de leur rendement élevé, de leur compacité et de leur excellent comportement dynamique. L'objectif principal est de concevoir une commande robuste capable de maintenir de bonnes performances malgré les incertitudes du modèle et les perturbations extérieures. Dans cette optique, on commence par une présentation des généralités sur les MSAP, en abordant leur structure, leur principe de fonctionnement, les différents types de construction ainsi que leurs avantages. Ensuite, une modélisation mathématique est élaborée à partir des équations en axes d-q afin d'obtenir une représentation dynamique exploitable pour la commande. Enfin, une stratégie de commande robuste utilisant un régulateur PID fractionnaire est proposée, cette dernière étant optimisée pour assurer la stabilité, de bonnes performances dynamiques et une forte robustesse face aux variations paramétriques et aux perturbations extérieures.

- **Summary**

This thesis is part of the study and control of permanent magnet synchronous motors (PMSMs), machines widely used in modern industrial applications due to their high efficiency, compactness and excellent dynamic behavior. The main objective is to design a robust control capable of maintaining good performance despite model uncertainties and external disturbances. With this in mind, we begin with a presentation of the generalities of PMSMs, addressing their structure, their operating principle, the different types of construction as well as their advantages. Then, a mathematical model is developed from the d-q axis equations in order to obtain a dynamic representation usable for the control. Finally, a robust control strategy using a fractional PID controller is proposed, the latter being optimized to ensure stability, good dynamic performance and strong robustness against parametric variations and external disturbances.

الملخص

هذه الأطروحة جزء من دراسة وتحكم المحركات المتزامنة ذات المغناطيس الدائم ، وهي آلات تُستخدم على نطاق واسع في التطبيقات الصناعية الحديثة نظرًا لكفاءتها العالية وصغر حجمها وسلوكها الديناميكي الممتاز. الهدف الرئيسي هو تصميم نظام تحكم قوي قادر على الحفاظ على أداء جيد رغم عدم اليقين في النموذج والاضطرابات الخارجية. مع وضع ذلك في الاعتبار، نبدأ بعرض عام لمحركات PMSM، مع تناول بنيتها ومبدأ تشغيلها وأنواعها المختلفة بالإضافة إلى مزاياها. بعد ذلك، يُطوَّر نموذج رياضي من معادلات المحور d-q للحصول على تمثيل ديناميكي صالح للتحكم. وأخيرًا، تُقترح استراتيجية تحكم قوية باستخدام وحدة تحكم PID جزئية، مُحسَّنة لضمان الاستقرار والأداء الديناميكي الجيد والمتانة العالية ضد التغيرات البارامترية والاضطرابات الخارجية.

Liste des figures

Symboles et Abréviations

Introduction générale…….....1

Chapitre I – Généralités sur les machines synchrones à aiment permanent

I.1INTRODUCTION.....3

I.2 PRÉSENTATION DU MOTEUR SYNCHRONE À AIMANTS PERMANENTS (MSAP)... 3

I.2 .1 Le stator.....4

I.2.3 Le rotor.....5

I.2.3.1 Rotors bobinés à pôles lisses.....6

I.2.3.2 Rotors bobinés à pôles saillants.....6

I.3 Les différents types de la MSAP.....7

I.3.1 MSAP montés en surface.....7

I.3.2 MSAP insérés.....8

I.3.3 MSAP chapeautés.....9

I.3.4 MSAP enterrés.....9

I.4 Les aimants permanents utilisés pour la MSAP.....10

I.4.1 Les ferrites.....10

I.4.2 Le samarium-cobalt.....11

I.4.3 Critères de sélection des aimants permanents.....11

I.5 Principe de fonctionnement de la MSAP.....12

I.5.1 Avantages.....13

I.5.2Inconvénients…….....14

I.6 Les domaines d'application de MSAP.....14

I.7 Conclusion.....16

Chapitre II – Modélisation de la machine synchrone à aiment permanent MSAP

II.1INTRODUCTION.....18

II.2 Modélisation du MSAP.....18

II.2.1 Hypothèses simplificatrices.....18

II.2.2 Représentation dans le repère triphasé (a, b, c).....20

II.2.2.1 Équations électriques.....20

II.2.2.2 Équations magnétiques.....21

II.2.2.3 Équation mécanique.....22

II.2.3 Représentation dans le repère biphasé (d, q).....23

II.3 Modélisation dans le repère de Park.....24

II.3.1 Équations électriques.....24

II.3.2 Équations magnétiques.....25

II.4 Expression du couple électromagnétique.....25

II.4.1 Équations mécaniques.....26

II.5 Schéma équivalent du MSAP en régime transitoire.....27

II.6 Mise sous forme d'équation d'état.....27

II.7 Conclusion.....29

Chapitre III – Commande robuste par PID d'ordre fractionnaire d'un MSAP

III.1 INTRODUCTION.....30

III.2 Représentation des systèmes d'ordre fractionnaire.....30

III.2.1 Équation différentielle d'ordre fractionnaire…….....31

III.2.2 Fonction de transfert d'ordre fractionnaire ……...31

III.2.3 Représentation d'état des systèmes d'ordre fractionnaire……..……32

III.3 Commande FOPID d'ordre fractionnaire 32

III.3.1 Forme générale du FOPID.....32

III.3.2 Détermination des paramètres d'un $PI^{\lambda}D^{\mu}$ fractionnaire.....33

III.4 Résoudre d'un problème d'optimisation par la fonction *Fminimax*……34

III.5 Stabilité des systèmes linéaires fractionnaires..... 35

III.6 Analyse de robustesse en présences de diverses entrées exogènes……37

III.6.1 Synthèse du contrôleur robuste..... 38

III.6.2 Choix des fonctions de pondérations..... 39

III.7 Conditions de robustesse sur la stabilité et sur les performances ……..……42

III.7.1 Conditions de robustesse sur la stabilité robuste ……..……42

III.7.2 Conditions de robustesse sur les Performances nominales..... ……..... 43

III.7.3 Problème d'optimisation.....43

III.8 Résultats de simulation.....44

III.8.1 simulation de modèle d'un MSAP.....44

III.8.1.1 Condition de robustesse sur la performance nominale……44

III.8.1.2 Condition de robustesse sur la stabilité robuste.....……. …45

III.9 Comparaison entre les performences du MSAP avec un regulateur fractionnaire et un régulateur PID classique……...……..48

III.9.1 Interprétation de résultat.....49

III.10 Conclusion…….. ….....50

Conclusion générale……51

Annexe……52

Références Bibliographiques……..53

Liste des figures

Figure I.1. Représentation de la machine synchrone à aimants permanent

Figure I.2. Stator

Figure I.3. Rotor bobinés à pôles lisses

Figure I.4. Rotor bobinés à pôles saillants

Figure I.5. Machine synchrone à aimants permanents montés en surface

Figure I.6. Les machines synchrones à aimants permanents insérés (MSAPI)

Figure I.1. Les machines synchrones à aimants permanents chapeautés (MSAPC)

Figure I.7. Les machines synchrones à aimants permanents enterrés (MSAPE

Figure II.1. Schéma équivalent d'un MSAP dans le repère (a-b-c)

Figure II.2. Différents couples qui agissent sur le rotor

Figure II.3. Représentation équivalente dans le repère de Park

Figure II.4. Circuits électrique équivalents du MSAP dans le repère d-q.

Figure II.5. Schéma bloc du MSAP

Figure II.6. Résultat de la simulation du MSAP

Figure III.1.a. PID classique

Figure III.1.b. PID fractionnaire

Figure III.1. Commande PID à partir d'un point (a) jusqu'au plan (b)

Figure III.2. Régions de stabilité des systèmes d'ordre fractionnaires avec $\mathbf{0} < \boldsymbol{\alpha} < 1$

Figure III.3. Régions de stabilité des systèmes d'ordre fractionnaires avec $1 < \alpha < 2$

Figure III.4. Schéma bloc d'un système asservi multivariable

Figure III.5. Boucle de régulation de la vitesse de MSAP par régulateur

Figure III.6. Diagramme de la pondération (valeurs singulières maximales)

Figure III.7. Diagramme de la pondération (valeurs singulières maximales)

Figure III.8. Condition de robustesse sur la performance nominale

Figure III.9. Condition de robustesse sur la stabilité robuste

Figure III.10. Réponse du MSAP

Figure III.11. Réponse du MSAP à une variation de consigne (300 à 600 rad/s)

Figure III.12. Réponse du système à une perturbation de couple (10 N·m)

Figure III.13. Réponse du système en présence de bruit de mesure

Figure III.14. Comparaison entre un PID d'ordre fractionnaire et un PID classique

Symboles et Abréviations

$x(t)$: Vecteur d'état du système à commander

$u(t)$: Vecteur de commandes fournies par le contrôleur

$y(t)$: Vecteur de sorties (grandeurs à régler)

$G(s)$: Matrice de transfert du système

$K(s)$: Matrice de transfert du correcteur à synthétiser

δ_u: Entrée de perturbation ramenée en entrée du système

δ_y: Vecteur d'entrée de perturbation ramenée en sortie du système

r: Vecteur d'entrée de consigne ou de référence

b: Vecteur d'entrée de bruit de mesure

u : Vecteur d'entrée de commande

e: Vecteur d'erreur d'asservissement ou de poursuite

y : Vecteur de sortie

y_m: Vecteur de mesure de la sortie

$W_s(s)$: Vecteur des spécifications sur les performances nominales

$W_T(s)$: Vecteur de spécification sur la stabilité robuste

$S_d\ (s)$: Sensibilité directe

$S_c\ (s)$: Sensibilité complémentaire

U_d : Composante de tension statorique selon l'axe d

U_q : Composante de tension statorique selon l'axe q

I_d : Composante de courant statorique selon l'axe d

I_q : Composante de courant statorique selon l'axe q

ϕ_d : Composante de flux statorique selon l'axe d

ϕ_q : Composante de flux statorique selon l'axe q

ϕ_f: Composante de flux rotorique

R_s : Résistance statorique

L_d: Inductance statorique selon l'axe d

L_q: Inductance statorique selon l'axe q

n_p: Nombre de paires de pôles

C_r : Couple résistant

f_v: Coefficient du frottement visqueux

J: Moment d'inertie

Cem : Couple électromagnétique

MSAP : Machine Synchrone à Aimants Permanents

CRONE : Commande Robuste d'Ordre Non Entier

CFR : Contrôleur Fractionnaire Robuste

MIMO : Multi Input Multi Output

PID : Proportionnel Intégral Dérivée

FOPID : Fractionnaire Ordre Proportionnel Intégral Dérivée

INTRODUCTION GÉNÉRALE

Introduction Générale

L'étude des moteurs synchrones à aimants permanents (MSAP) et de leurs techniques de commande constitue un pilier fondamental dans le domaine des technologies de motorisation modernes, tant par leur pertinence scientifique que par leur impact industriel croissant. En effet, ces moteurs connaissent une adoption rapide et généralisée dans une multitude de secteurs à forte exigence technologique, notamment les véhicules électriques, la robotique avancée, les équipements industriels de précision ainsi que les systèmes de production et de conversion d'énergie. Grâce à leur rendement énergétique élevé, leur capacité de réponse rapide et leur structure compacte, les MSAP se positionnent comme des solutions incontournables pour les applications où la performance, la précision de commande et la fiabilité opérationnelle sont des critères essentiels.

Néanmoins, malgré leurs nombreux avantages, la commande des MSAP présente encore aujourd'hui plusieurs défis techniques majeurs. Ces défis sont principalement liés à la sensibilité du système aux variations de charge, aux perturbations externes imprévues, ainsi qu'aux exigences rigoureuses imposées par les régulations dynamiques modernes. Dans cette optique, l'objectif de ce mémoire est d'explorer des méthodes de commande avancées capables de surmonter ces contraintes, en particulier à travers l'utilisation du régulateur PID fractionnaire. Cette approche innovante, issue des développements récents dans le domaine du contrôle non conventionnel, vise à améliorer significativement la précision, la stabilité et la réactivité des systèmes électromécaniques par rapport aux régulateurs PID classiques, notamment dans des environnements soumis à des conditions variables et à des contraintes dynamiques élevées.

Le contenu de ce travail de recherche est structuré autour de trois chapitres complémentaires. Le premier chapitre est consacré à une présentation détaillée des moteurs synchrones à aimants permanents : il aborde leurs principes de fonctionnement, met en évidence leurs caractéristiques électromécaniques spécifiques, et décrit leurs domaines d'application les plus pertinents. Le deuxième chapitre traite de la modélisation dynamique du MSAP. Il s'appuie sur l'élaboration d'un modèle mathématique rigoureux permettant de décrire avec précision le comportement temporel du moteur en fonction de ses paramètres physiques et des conditions de fonctionnement. Enfin, le troisième chapitre se focalise sur les techniques de commande

robustes, en particulier sur l'intégration du régulateur PID fractionnaire. Il expose également les résultats des simulations numériques réalisées afin de valider les performances et la pertinence de l'approche proposée. Ce travail permet d'assurer une continuité logique entre les aspects théoriques, les outils de modélisation, et les applications pratiques.

L'objectif de cette étude est donc de démontrer, à travers une analyse complète et des validations par simulation, la supériorité du contrôle PID fractionnaire dans l'optimisation de la régulation de la vitesse d'un MSAP. En intégrant les dimensions de performance dynamique et de robustesse face aux incertitudes, cette recherche ambitionne de contribuer au développement de solutions de motorisation plus intelligentes, plus performantes, et mieux adaptées aux exigences complexes des systèmes industriels contemporains.

Chapitre I
Généralité sur les machines synchrones à aimants permanents

I.1 Introduction

La formation des machines synchrones à aimants permanents (MSAP) est essentielle dans de nombreuses applications liées au contrôle du mouvement. Ces machines, déployées dans divers domaines tels que l'automatisation, les équipements de précision, les actionneurs et utilisées dans des applications industrielles de haute puissance comme les systèmes d'entraînement industriels et la propulsion des véhicules, offrent des bénéfices significatifs. Le MSAP se démarque par son faible niveau d'ondulation, ses performances dynamiques hors du commun, son efficacité énergétique élevée et sa densité de puissance importante. Ces attributs font de lui un choix parfait pour une diversité d'applications, aussi bien à domicile qu'en milieu professionnel. Ce chapitre expose les principes de base et le mécanisme des machines synchrones à aimants permanents qui exploitent les propriétés des aimants pour générer un champ magnétique permettant la production de couple et de puissance.

I.2 Présentation du moteur synchrone à aimants permanents (MSAP)

Un moteur synchrone à aimant permanent (MSAP) est une variante du moteur électrique synchrone qui emploie des aimants permanents pour produire le champ magnétique dans le rotor, contrairement aux moteurs synchrones classiques où ce dernier est couramment généré par un courant électrique. L'emploi d'aimants permanents dans le rotor augmente l'efficience énergétique du moteur et autorise une opération sans balais, diminuant de ce fait l'usure et les besoins en entretien. Dans un moteur à courant alternatif synchrone, la rotation du rotor est synchronisée avec la fréquence du courant alternatif qui alimente le stator, ce qui implique que le rapport entre la fréquence du champ magnétique dans le stator et la vitesse de rotation du rotor est directement corrélé. C'est cette synchronisation qui a donné lieu au terme « synchrone « **[1]**.



Figure I.1. Représentation de la machine synchrone à aimants permanent **[1]**

I.2.1 Le stator

Le stator est constitué de tôles d'acier au silicium, ce qui permet de minimiser les pertes par courants de Foucault. Ces tôles, d'une épaisseur de 0,35 à 0,5 mm, sont assemblées pour former un circuit magnétique, essentiel à la propagation efficace du champ magnétique dans la machine. Les enroulements triphasés, trois enroulements identiques disposés à 120° électriques dans l'espace, créent un champ magnétique tournant qui, en interaction avec le rotor, génère soit un mouvement, soit de l'énergie électrique, selon qu'il s'agit d'un moteur ou d'un générateur. Le couplage des bobinages peut se faire de deux manières : en mode étoilé (Y), où un point neutre est disponible, permettant d'obtenir une tension plus faible par enroulement, souvent utilisé dans des applications nécessitant une tension plus basse ou un équilibrage des tensions ; et en mode triangle (Δ), où les enroulements sont connectés en série, produisant une tension plus élevée sans point neutre, ce qui est souvent privilégié dans des moteurs de plus grande puissance, offrant une meilleure efficacité en termes de couple généré. Le fonctionnement du système repose sur un champ magnétique tournant créé par le courant triphasé appliqué aux enroulements, induisant une force électromotrice dans le rotor, entraînant ainsi sa rotation. Dans un moteur synchrone, la vitesse de rotation du rotor est égale à celle du champ magnétique tournant, ce qui explique le terme de "synchronisme"**[2]**.

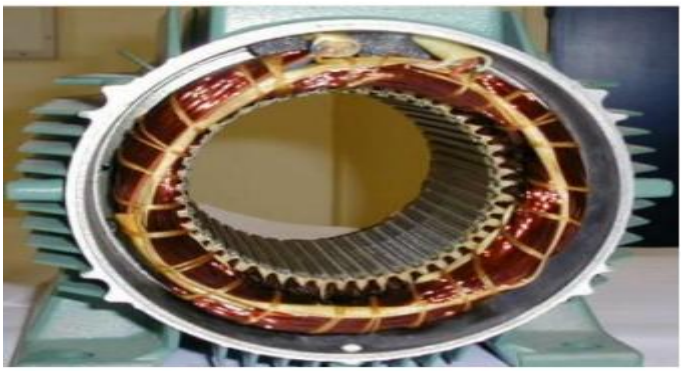


Figure I.2. Stator **[3]**

I.2.3 Le rotor

Le rotor, élément dynamique essentiel dans une machine synchrone, joue un rôle crucial dans la conversion de l'énergie électromagnétique en énergie mécanique. Sa construction repose principalement sur des feuilles métalliques (telles que des tôles d'acier) et des aimants, formant ainsi un flux magnétique qui interagit avec le champ tournant du stator. Ce flux magnétique est essentiel pour induire la force électromotrice dans le rotor, générant par la suite une rotation mécanique. En ce qui concerne les inductances, on distingue l'inductance directe (L_d) et l'inductance indirecte (L_q). Dans les machines à pôles saillants, la géométrie du rotor entraîne des différences entre l'inductance sur l'axe direct, aligné avec les pôles, et l'axe indirect, perpendiculaire à celui-ci. L'inductance directe est généralement plus élevée en raison de la proximité des pôles, ce qui facilite l'induction magnétique. En revanche, l'inductance quadratique (ou indirecte) est plus faible, car la variation du champ magnétique dans cette direction est moins marquée. Ces différences influencent les caractéristiques de la machine, notamment sa réactivité face aux variations de courant et de vitesse. Enfin, l'un des avantages majeurs des machines synchrones à pôles saillants est leur capacité de commutation naturelle, ce qui signifie qu'elles peuvent maintenir une commutation efficace de manière autonome. Cette capacité est particulièrement bénéfique dans des applications industrielles où des changements rapides de charge sont fréquents, rendant ces machines idéales pour des environnements à charges variables **[3]**.

Il existe deux types principaux de rotors:

I.2.3.1 Rotors bobinés à pôles lisses

Le rotor bobiné à pôles lisses est un rotor simple et uniforme, constitué de bobines enroulées dans des encoches, sans reliefs sur les pôles. Cette conception permet un champ magnétique homogène et un fonctionnement stable, idéal pour des applications nécessitant une performance régulière. Il présente des avantages tels que la simplicité, un coût réduit et moins de pertes par frottement. Cependant, il souffre d'inconvénients, notamment un courant de démarrage élevé en raison de sa faible réactance au démarrage et un couple de démarrage inférieur, ce qui le rend moins adapté pour des applications nécessitant un couple élevé dès le démarrage **[3]**.



Figure I.3. Rotor bobinés à pôles lisses **[3]**

I.2.3.2 Rotors bobinés à pôles saillants

Les rotors bobinés à pôles saillants, utilisés dans les moteurs à courant alternatif (AC), offrent une efficacité énergétique élevée et un contrôle précis de la vitesse. Grâce à des projections magnétiques et des bobines d'excitation, ils génèrent un champ magnétique plus concentré, améliorant ainsi les performances du moteur. Ils sont particulièrement adaptés aux applications à forte charge et aux vitesses variables, avec un faible glissement. Cependant, leur fabrication est plus complexe et coûteuse que celle des rotors à pôles lisses, et ils sont plus sujets à l'usure mécanique, nécessitant un entretien plus fréquent **[4]**.

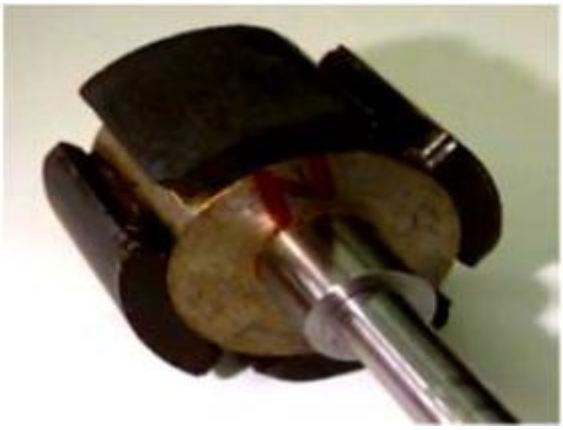


Figure I.4. Rotor bobinés à pôles saillants **[5]**

I.3. Les différents types de la MSAP :

I.3.1.Les machines synchrones à aimants permanents montés en surface (MSAP) :

Le moteur à aimants permanents sur rotor de surface est une machine où les aimants sont montés directement sur la surface du rotor, créant un champ magnétique qui interagit avec celui du stator. Ce moteur présente une inductance constante, avec des valeurs égales pour les axes directs (d) et quadratiques (q), ce qui empêche la génération d'un couple de reluctance. L'absence de variation de la réluctance de l'entrefer assure une performance plus stable mais avec un démarrage plus lent. Cependant, les aimants permanents peuvent être affectés par des champs de démagnétisation et ont une perméabilité faible, réduisant l'efficacité magnétique. Le moteur offre un faible couple de démarrage et peut rencontrer des problèmes à haute vitesse, où les forces centrifuges risquent de détacher les aimants du rotor. Malgré ces inconvénients, il reste adapté pour des applications à basse vitesse ou nécessitant une régulation précise de la vitesse, comme dans les ventilateurs, les pompes, et les véhicules électriques à faible couple. Parmi ses avantages, on trouve sa simplicité de conception, sa haute densité de puissance, et son efficacité énergétique. Toutefois, son faible couple de démarrage et sa sensibilité à la vitesse limitent son usage dans des environnements à haute demande de couple initial ou à grande vitesse **[5]**.

.

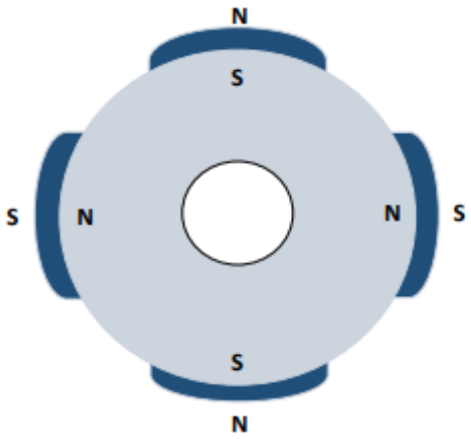


Figure I.5. Machine synchrone à aimants permanents montés en surface **[6]**

I.3.2.Les machines synchrones à aimants permanents insérés (MSAPI) :

Les machines synchrones à aimants permanents insérés (MSAPI) combinent les avantages des moteurs synchrones classiques avec l'utilisation d'aimants permanents insérés dans le rotor. Les aimants sont disposés sur la surface du rotor dans des encoches, ce qui optimise l'interaction avec le champ magnétique tournant du stator. Contrairement aux moteurs à aimants permanents de surface, les MSAPI présentent une différence d'inductance entre l'axe direct et l'axe quadratique, créant un couple de reluctance, bien que faible. Cette saillance magnétique est influencée par la hauteur des aimants et l'espacement entre eux.

Les MSAPI offrent de nombreux avantages, notamment une haute efficacité énergétique, un couple stable et précis, et un contrôle de vitesse optimal, ce qui les rend adaptées à des applications industrielles et de propulsion nécessitant une grande précision. Elles permettent également de réduire les pertes d'énergie liées à l'excitation externe. Cependant, leur coût initial est élevé en raison des aimants permanents, souvent fabriqués à partir de matériaux rares. De plus, elles sont sensibles à la démagnétisation et aux forces centrifuges à haute vitesse, ce qui peut affecter leur performance. La fabrication de ces moteurs est également plus complexe, ce qui augmente leur coût de production **[7]**.

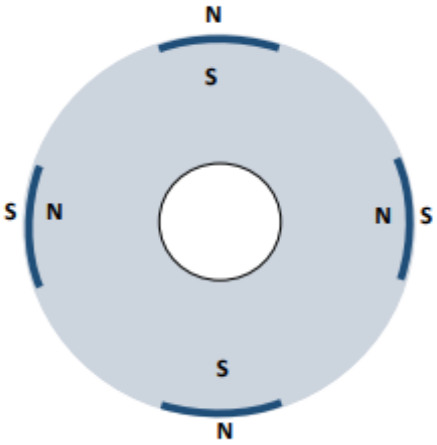


Figure I.6 . Les machines synchrones à aimants permanents insérés (MSAPI) **[6]**

I.3.3. Les machines synchrones à aimants permanents chapeautés (MSAPC) :

Les machines synchrones à aimants permanents chapeautés (MSAPC) représentent une évolution des moteurs à aimants permanents de surface, en intégrant une conception particulière qui comprend des éléments polaires placés sur les aimants permanents. Ces éléments, souvent fabriqués en acier doux, ont pour rôle de concentrer et orienter le flux magnétique produit par les aimants permanents, modifiant ainsi la distribution du flux au sein du rotor. Cette configuration crée une anisotropie magnétique dans le rotor, ce qui affecte la manière dont le champ magnétique interagit avec le champ tournant du stator et permet de moduler le couple produit par la machine en fonction de la position du rotor et des variations du champ magnétique. L'ajout des éléments polaires amplifie la saillance magnétique du rotor, augmentant ainsi l'efficacité du couple généré, ce qui rend ces moteurs adaptés aux applications nécessitant des variations rapides du couple ou des changements de vitesse. De plus, les éléments polaires permettent de moduler la force électromotrice générée dans le stator, optimisant ainsi la performance du moteur et son efficacité énergétique. Parmi les avantages des MSAPC, on trouve une amélioration du couple, une réduction des pertes magnétiques, une meilleure efficacité énergétique et un contrôle précis de la vitesse et du couple. Cependant, leur conception plus complexe, la fabrication des éléments polaires et leur sensibilité à la démagnétisation et aux forces centrifuges peuvent constituer des inconvénients, augmentant le coût de fabrication et présentant des risques à haute vitesse **[3]**.

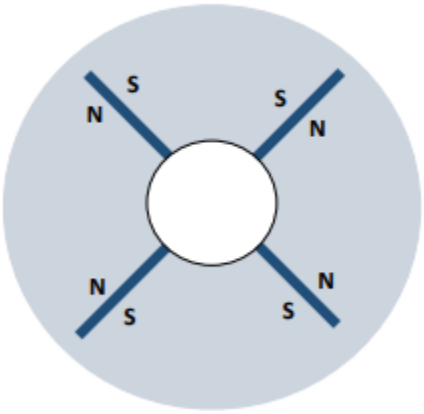


Figure I.1. Les machines synchrones à aimants permanents chapeautés (MSAPC) **[6]**

I.3.4. Les machines synchrones à aimants permanents enterrés (MSAPE) :

Les machines synchrones à aimants permanents enfouis (MSAPE) représentent une variante des moteurs à aimants permanents, caractérisée par une disposition particulière des aimants permanents à l'intérieur du rotor, contrairement aux configurations à aimants de surface ou insérés. Cette conception vise à renforcer l'induction magnétique dans l'espace d'air entre le rotor et le stator, zone cruciale pour l'interaction des champs magnétiques. Les aimants permanents sont orientés tangentiellement à la surface du rotor, permettant de diriger plus efficacement le flux magnétique et de maximiser l'induction. L'utilisation d'éléments polaires en acier doux améliore encore cette interaction en concentrant le flux magnétique de manière optimale. L'un des principaux avantages des MSAPE réside dans leur capacité à augmenter l'efficacité énergétique, le couple généré et la stabilité des performances grâce à une meilleure répartition du flux magnétique et à une réduction des pertes énergétiques. Cependant, cette technologie présente des inconvénients, notamment la complexité de fabrication accrue, le coût élevé de production, ainsi que la sensibilité des aimants à la démagnétisation sous des conditions extrêmes. De plus, les aimants enfouis, bien que protégés, restent soumis à des forces centrifuges à haute vitesse, ce qui peut entraîner des risques de déstabilisation ou de dégradation si le rotor n'est pas correctement conçu **[7]**.

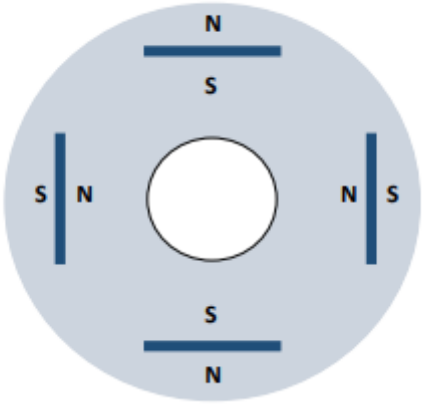


Figure I.7. Les machines synchrones à aimants permanents enterrés (MSAPE) **[6]**

I.4 Les aimants permanents utilisés pour la MSAP

Les aimants permanents jouent un rôle central dans le fonctionnement des machines synchrones à aimants permanents (MSAP)**,** en générant le champ magnétique nécessaire pour assurer leur efficacité et leur performance. Le choix des matériaux et des caractéristiques des aimants permanents influence directement des paramètres essentiels tels que le couple, le rendement énergétique et la compacité des machines. Ce choix est donc crucial pour optimiser les performances tout en contrôlant les coûts de production. Dans cette section, nous examinerons les principaux types d'aimants utilisés pour les MSAP, leurs caractéristiques et leur impact sur les applications industrielles **[8]**.

I.4.1 Les ferrites

Les ferrites sont des aimants permanents composés de composés métalliques tels que l'oxyde de fer, le baryum et le strontium, et sont souvent utilisés dans des applications à faible puissance en raison de leur faible coût et de leur rigidité magnétique élevée. Ces aimants sont généralement employés dans des moteurs moins performants où le coût est un critère majeur, comme dans les appareils électroménagers ou certains moteurs industriels. Disponibles sous forme isotrope ou anisotrope, les ferrites peuvent être choisies selon les performances souhaitées, les versions anisotropes étant plus efficaces dans une direction spécifique. Avec une aimantation rémanente modérée d'environ 0,4 T, elles sont adaptées aux applications

économiques nécessitant une puissance modérée, bien qu'elles soient moins performantes que des aimants plus puissants comme les néodymes.

I.4.2 Le samarium-cobalt (SmCo5, Sm2Co17):

Les aimants en samarium-cobalt (SmCo) sont connus pour leur densité énergétique volumique très élevée par rapport aux ferrites, offrant des performances exceptionnelles. Les deux variantes les plus courantes, $SmCo_5$ et Sm_2Co_{17}, sont prisées pour leur stabilité thermique et leur résistance à la démagnétisation à des températures élevées, pouvant atteindre jusqu'à 350°C. Le $SmCo_5$ possède une densité énergétique de 140 à 200 kJ/m³, tandis que le Sm_2Co_{17} a une densité énergétique de 180 à 240 kJ/m³. Bien que ces aimants offrent des performances de haut niveau, leur coût demeure élevé en raison du cobalt, un matériau précieux, ce qui limite leur utilisation à des applications nécessitant une performance supérieure malgré un coût plus élevé.

I.4.3 Critères de sélection des aimants permanents

L'option d'utiliser des aimants permanents dépend de divers critères, y compris :

- **Densité Énergétique** : La densité énergétique est un facteur clé. Plus elle est élevée, plus l'aimant peut produire de champ magnétique sans augmenter la masse du rotor.

- **Stabilité Thermique** : Certains matériaux, comme le **samarium-cobalt**, sont particulièrement adaptés à des environnements à haute température, ce qui est important pour des applications telles que les moteurs de traction dans des véhicules électriques ou d'autres systèmes de propulsion où des températures élevées peuvent être atteintes.

- **Coût** : Le **coût de production** des aimants permanents varie considérablement. Les ferrites sont très économiques, tandis que les aimants en samarium-cobalt et en néodyme, bien que plus performants, sont plus coûteux à produire.
- **Durabilité et Résistance à la Démagnétisation** : Certains matériaux sont plus résistants à la démagnétisation, ce qui est essentiel pour maintenir une performance constante sur le long terme, même dans des conditions difficiles.
- **Facilité de Fabrication** : Les procédés de fabrication des aimants peuvent varier. Les **ferrites** sont généralement plus faciles à produire et moins coûteuses à fabriquer, tandis

que les aimants SmCo **et** NdFeB nécessitent des procédés de fabrication plus complexes et coûteux.

I.5 Principe de fonctionnement de la MSAP :

Les machines synchrones à aimants permanents (MSAP**)** sont des dispositifs électromagnétiques utilisés pour convertir l'énergie mécanique en énergie électrique (mode générateur) ou, à l'inverse, l'énergie électrique en énergie mécanique (mode moteur). Elles fonctionnent selon le principe de synchronisation entre la vitesse de rotation du rotor et celle du champ tournant généré par le stator. Ce phénomène est essentiel pour garantir une conversion efficace de l'énergie [**8]**.

Mode générateur : Dans le mode générateur, le rotor contenant des aimants permanents tourne à travers un circuit magnétique, créant un flux magnétique alternatif. Ce flux varie à chaque passage des pôles du rotor, induisant une force électromotrice dans les bobinages du stator. Ce phénomène génère des tensions déphasées de 120°entre elles, créant un courant alternatif.

Mode moteur : Dans le mode moteur, des bobinages triphasés alimentés par des tensions déphasées de 120° génèrent un champ magnétique tournant dans le stator. Ce champ crée des pôles imaginaires N-S qui, si le rotor est mis en rotation à la même vitesse que le champ, permettent au rotor de s'« agripper » et de suivre le mouvement du champ tournant, entraînant ainsi le moteur.

Le fonctionnement synchronisé entre le rotor et le champ tournant est au cœur de l'efficacité des MSAP. Ce principe permet d'obtenir un rendement élevé, avec un contrôle précis de la vitesse et du couple. Les aimants permanents jouent un rôle clé en fournissant un champ magnétique stable et puissant, réduisant ainsi la dépendance à des systèmes d'excitation externes.

I.5.1 Avantages de la MSAP :

La machine synchrone à aimants permanents (MSAP) offre de multiples bénéfices qui la rendent privilégiée pour une variété d'applications industrielles. Avec son efficacité et sa conception épurée, elle assure des performances maximisées tout en minimisant les pertes d'énergie. Ainsi, voici un résumé des principaux bénéfices associés à cette technologie.

• Élevées puissances massiques.

• Manque de contacts glissants.

• Efficacité améliorée.

• Pas de balais ni d'alimentation à courant continu.

• Aptitude à gérer d'importantes charges temporaires.

• Bonne dynamique lors des accélérations et des décélérations.

• Il est possible d'opérer en mode survitesse.

• Suppression des pertes dues à l'effet Joule en utilisant des aimants permanents.

• Élimination de la fourniture d'énergie au rotor (absence de liaison avec les bagues et balais).

• Diminution des pertes de cuivre, principalement dans le stator.

• Optimisation du facteur de puissance et de l'efficacité.

• Inertie réduite et fort couple massique.

• Amélioration de la performance dynamique.

• Design et entretien facilités.

I.5.2. Inconvénients de la MSAP :

Malgré ses nombreux avantages, la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) présente aussi plusieurs inconvénients qui peuvent limiter son utilisation dans certaines situations. Ces désavantages incluent **[8]**:

- **Complexité du contrôle du flux inducteur** : Il peut être difficile d'ajuster le flux, surtout avec des pôles proéminents, nécessitant un contrôle externe.
- **Coût élevé** : Le prix des aimants permanents, en particulier les matériaux comme le néodyme, augmente considérablement le coût de la machine.
- **Fluctuations du couple** : Le couple peut être sujet à des fluctuations, ce qui affecte la constance des performances.
- **Pulsations du couple** : Les pulsations peuvent perturber le fonctionnement stable du moteur
- **Risque de désaimantation** : Les aimants permanents peuvent se désaimanter en raison de conditions telles que des températures élevées ou des courants trop forts
- **Pertes dues aux courants de Foucault** : Ces pertes peuvent réduire l'efficacité de la machine

I.6 Les domaines d'application de MSAP

Les domaines d'application des machines synchrones à aimants permanents (MSAP) sont effectivement nombreux et variés. En plus des secteurs que tu as mentionnés, ces moteurs sont choisis pour leur compacité, leur rendement énergétique élevé et leur capacité à délivrer des performances exceptionnelles même dans des environnements contraignants.

Voici un résumé plus détaillé des principaux domaines où les MSAP sont utilisés **[9]**:

- **Machines-outils et robotique** : Les MSAP sont utilisés dans les machines de production de précision et dans la robotique industrielle. Leur capacité à fonctionner à des vitesses variables et à délivrer une puissance constante les rend idéaux pour des applications nécessitant des contrôles de position et de vitesse de haute précision.
- **Véhicules électriques et hybrides** : Des moteurs à aimants permanents sont largement utilisés dans les véhicules électriques (VE) et hybrides (VHE), comme dans la Toyota Prius. Ils offrent une bonne efficacité énergétique et sont capables de fonctionner dans une large plage de vitesses et de charges.
- **Générateurs aérospatiaux** : Dans l'aéronautique, les MSAP sont utilisés pour les générateurs d'énergie, où la légèreté et l'efficacité sont des critères cruciaux. Ils peuvent aussi être appliqués aux systèmes de propulsion ou aux applications de génération d'énergie embarquées.

- **Traction électrique** : Pour les transports ferroviaires, maritimes, et même certains véhicules lourds, les MSAP sont utilisés dans les systèmes de traction en raison de leur capacité à délivrer une grande puissance tout en maintenant une taille compacte et un poids réduit.
- **Appareils de faible puissance** : Moins de 600W, les MSAP sont couramment employés dans les ventilateurs, les disques durs, les meules dentaires, les aspirateurs miniatures, et dans certains équipements domestiques où la compacité et le faible bruit sont des atouts importants.
- **Applications de puissance moyenne (500W à 100kW)** : Dans cette gamme, on retrouve des applications comme les vélos électriques, les équipements robotiques industriels, ainsi que des machines-outils nécessitant une performance constante et précise.
- **Ascenseurs et autres systèmes nécessitant une accélération rapide** : La rapidité d'accélération et la compacité des moteurs à aimants permanents sont particulièrement recherchées dans des systèmes comme les ascenseurs ou les monte-charges, où les performances dynamiques sont cruciales.

Ces moteurs sont également utilisés dans des domaines variés comme l'audio haut de gamme, les systèmes de climatisation de petite taille, ou même les équipements médicaux où les performances en termes de vitesse et de fiabilité sont essentielles. Leur capacité à tolérer des courants excessifs lors du démarrage rapide est en effet un avantage de taille pour les applications dynamiques.

I.7 Conclusion

Ce premier chapitre a établi les fondements nécessaires pour la compréhension des moteurs synchrones à aimants permanents (MSAP). Nous avons étudié leur mode d'opération, leurs attributs majeurs et leurs bénéfices comparativement à d'autres catégories de moteurs électriques. Les MSAP sont souvent valorisés pour leur performance énergétique, leur taille réduite et leur entretien minimal, ce qui les rend appropriés pour une variété étendue d'applications industrielles et technologiques. Leur aptitude à opérer sous un couple élevé tout en maintenant une performance constante les positionne comme étant le centre de nombreuses avancées dans les secteurs de la robotique, des véhicules électriques et de la génération d'énergie.

Cependant, comme mentionné, le contrôle précis de ces moteurs reste une tâche complexe, surtout face aux variations de charge et aux exigences strictes en matière de régulation. Ce constat met en lumière l'importance de l'exploration de solutions de contrôle sophistiquées, comme le contrôle PID fractionnaire, sujet qui sera exploré en profondeur dans les chapitres suivants. Après ce chapitre on voir le deuxième chapitre une modélisation et des simulations d'une machine synchrone à aimants permanents.

Chapitre II

Modélisation de la machine synchrone

À aiment permanent MSAP

II.1 Introduction

On fait souvent appel aux équations différentielles non linéaires pour modéliser les machines électriques car les coefficients dynamiques et les inductances oscillent dépendant de la position du rotor, ce qui génère une non-linéarité dans le modèle. Dans le but de simplifier ce modèle dynamique, on utilise fréquemment une transformation des variables qui diminue le nombre de celles-ci et permet de différencier la position du rotor des coefficients des équations différentielles. Cette méthode facilite drastiquement l'identification des conditions du régime permanent ainsi que l'analyse de la stabilité, tout en simplifiant la conception du contrôle.

Dans le cadre du MSAP, la modélisation est aussi basée sur des équations différentielles non linéaires qui dépeignent les propriétés électriques, magnétiques et mécaniques de l'appareil. Après avoir Dans la mise en forme de ces équations, une étape de linéarisation est accomplie autour d'un point opérationnel nominal, tout en conservant les suppositions initiales correspondantes au modèle de l'appareil. On a généralement l'habitude de représenter le modèle obtenu en trois dimensions, ce qui complique l'identification du contrôleur. Ce chapitre se concentrera sur la modélisation du MSAP, débutant par l'introduction du modèle de synthèse dans un système de coordonnées tridimensionnel. Par la suite, l'application de la transformation de Park permettra de établir un modèle simplifié du dispositif, facilitant ainsi l'illustration des équations électriques, magnétiques et mécaniques un système bidimensionnel. **[10]**

II.2 Modélisation du MSAP

II.2.1 Hypothèses simplificatrices

Pour concevoir un modèle linéaire pour une machine synchrone à aimant permanent (MSAP), il est indispensable de considérer plusieurs suppositions simplificatrices. Ces dernières facilitent l'approche tout en préservant sa pertinence pour les applications sur le terrain. Ces suppositions sont fréquemment établies dans le but de simplifier et rendre plus maniables les équations de contrôle, tout en maintenant une représentation suffisamment précise du système pour faciliter des analyses et conceptions efficaces.

Voici quelques suppositions fréquemment adoptées lors de l'élaboration d'un modèle linéaire de la machine synchrone à aimant permanent : **[11]**

- **Modèle linéaire ou statique :** La machine est représentée en tant que système linéaire, signifiant que nous excluons les effets de saturation magnétique, les non-linéarités et diverses pertes qui peuvent survenir durant son fonctionnement réel. L'objectif est de rendre plus simples les équations qui régissent la dynamique du système.
- **Hypothèse de machine parfaite :** On postule que la machine est parfaite, c'est-à-dire qu'elle opère sans aucune perte (pertes Joules, pertes magnétiques, pertes de commutation, etc.). Même si cela n'est pas réaliste, cela aide à rendre l'analyse du comportement dynamique plus simple.
- **Hypothèse d'inductance constante :** Dans le contexte de la modélisation linéaire, on suppose généralement que l'inductance de la machine reste constante. En fait, l'inductance peut fluctuer selon la position du rotor ou le courant dans les enroulements, mais cette fluctuation est généralement omise dans un modèle linéaire afin de simplifier les équations.
- **Machine sans friction ni perte mécanique :** On part du principe que l'appareil opère dans un cadre idéal sans aucune friction ou perte d'énergie. Cela offre l'opportunité de focaliser sur les interactions électriques et magnétiques du système.
- **Représentation du champ magnétique :** Pour les machines synchrones à aimants permanents, on a souvent tendance à présumer que le champ magnétique généré par ces derniers est absolument homogène et stable, même si en pratique, il peut fluctuer légèrement selon les conditions d'opération.
- **Comportement sinusoïdal des courants et tensions :** On part du principe que les courants et tensions dans les bobinages de la machine sont sinusoïdaux, ce qui facilite les calculs. On néglige les effets transitoires rapides ou non linéaires qui pourraient exister dans une machine réelle.
- **Stabilité thermique et mécanique :** Dans cette démarche de simplification, on ne tient pas compte des effets thermiques et mécaniques (tels que les vibrations ou les variations de température) susceptibles d'influencer le fonctionnement de l'appareil. Ces suppositions simplificatrices sont indispensables pour rendre l'approche analytique plus accessible et faciliter des calculs et des simulations concrets. Toutefois, celles-ci entraînent aussi une certaine diminution de la précision. Ainsi, même si ce modèle est particulièrement bénéfique pour l'analyse initiale et la conception, il pourrait Cela exigerait des réglages ou améliorations si divers facteurs

plus spécifiques du fonctionnement de l'appareil deviennent majeurs (comme lors de l'évaluation des régimes transitoires ou des performances durant des conditions extrêmes). **[11]**

II.2.2 Représentation du MSAP dans l'axe triphasé a, b, c

Le modèle mathématique du MSAP s'apparente à celui d'une machine synchrone conventionnelle, fondé sur le système de coordonnées en trois dimensions présenté ci dessous :

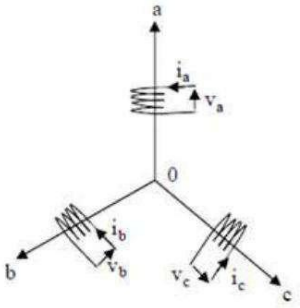


Figure II.1. Schéma équivalent d'un MSAP dans le repère (a-b-c) **[12]**

Selon l'illustration (II.1), le fonctionnement effectif du MSAP peut être expliqué à travers trois sortes d'équations : électriques, électromagnétiques et mécaniques.

II.2.2.1 Équations électriques

Les équations électriques sont établies en fonction des tensions du stator et du rotor, chaque tension étant définie dans un système fixe associé respectivement au stator et au rotor. **[11][12]**

Donc, on arrive à

a. Tensions statorique

En ce qui concerne le stator du MSAP, la matrice des tensions statoriques $[V_{abc}]_s$ est définie par :

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt}[\Phi_s] \quad \text{(II.1)}$$

Avec :

$$[V_s] = [V_{as}\ V_{bs}\ V_{cs}]^T \quad [I_s] = [I_{as}\ I_{bs}\ I_{cs}]^T \quad [\Phi_s] = [\Phi_{as}\ \Phi_{bs}\ \Phi c_s]^T$$

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad \text{(II.2)}$$

$[V_s]$: Vecteur de tensions du stator

$[R_s]$ Matrice de résistance du stator

$[I_s]$: Vecteur représentant les courants statoriques

$[\Phi_s]$: Vecteur indiquant les flux statoriques

II.2.2.2 Équations magnétiques

Les équations magnétiques sont formulées en s'appuyant sur les flux du stator et du rotor, qui sont illustrés dans un système de référence fixe relié respectivement au stator et au rotor. Ainsi, nous parvenons à : **[12]**

a. Flux statorique

Au niveau du stator du MSAP, la matrice des flux statorique $[\phi_s]$ est définie par :

$$[\phi_s] = [L_s][I_s] + [M_{sf}][I_f] \quad \text{(II.3)}$$

Selon l'équation (II.3), la matrice d'inductance du stator est déterminée de la manière suivante :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s \end{bmatrix} \quad \text{(II.4)}$$

Elle englobe des termes constants, qui sont rassemblés dans la matrice $[\boldsymbol{L_{s0}}]$ ainsi que des termes variables qui dépendent de l'angle et sont compilés dans la matrice$[\boldsymbol{L_{s2}}(\boldsymbol{\theta})]$. On obtient ainsi :

$$[L_s] = [L_{s0}] + [L_{s2}] \quad \text{(II.5)}$$

Sachant que :

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

$$[L_{s0}] = L_{s2}\begin{bmatrix} cos(2\theta) & \cos\ 2\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\ 2\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\ 2\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\ 2\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & cos(2\theta) \\ \cos\ 2\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & cos(2\theta) & \cos\ 2\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad \text{(II.6)}$$

M_{s0}: Symbolise l'inductance mutuelle entre deux phases du stator.

L_{s0}: Désigne l'inductance intrinsèque d'une phase statorique.

θ: Représente l'emplacement angulaire du rotor en relation avec le stator.

II.2.2.3 Équation mécanique

Cette équation, primordiale pour l'achèvement du modèle mathématique du MSAP, comprend deux couples mécaniques influençant le rotor de l'appareil (voir figure II.2). **[12]**

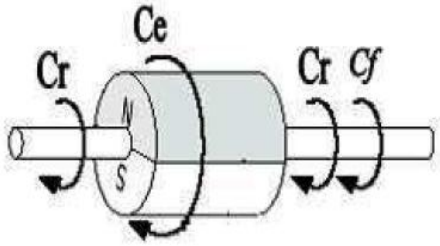


Figure II.2. Différents couples qui agissent sur le rotor **[12]**

$$J \cdot \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - C_f \quad \text{(II.7)}$$

Avec

$$C_f = f_r \cdot \Omega \quad \text{(II.8)}$$

J : Démontre le moment d'inertie de l'élément en rotation

Ω : Indique la vitesse mécanique du rotor.

C_e : Fais référence au couple électromagnétique de la machine.

C_f: Constitue le couple de frottement.

C_r : Démontre le couple résistant exercé sur l'axe de la machine.

f_r : Il symbolise le coefficient de frottement visqueux.

II.2.3 Représentation du MSAP dans le repère biphasé (d, q)

Le modèle biphasé du MSAP est issu de la conversion du cadre triphasé réel en un cadre fictif avec deux phases. Cette conversion entraîne une simple modification de référence sur les paramètres physiques (tensions, flux et courants), ce qui donne lieu à des relations non dépendantes de l'angle et réduit la complexité des équations du modèle de la machine. Il est important de souligner que la technique de transformation fréquemment employée dans le domaine pratique est celle élaborée par Park. Dans ce contexte, la définition de l'orientation du repère (d,q) peut se faire en lien avec le stator, le rotor ou le champ tournant. Le choix est fait en fonction de l'objectif spécifique que l'application vise à atteindre. **[13][14]**

Par ailleurs, la Figure (II.3) illustre le MSAP sous forme de modèle vectoriel (modèle de Park).

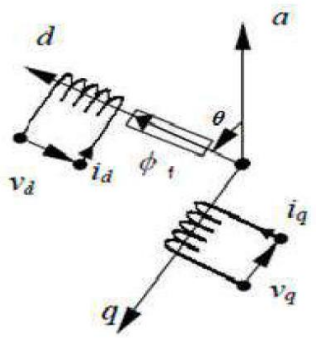


Figure. II.3. Représentation équivalente dans le repère de Park **[12]**

D'après la représentation (II.3), l'axe de référence, désigné ici par Oa, est établi tandis que les deux autres axes, identifiés comme Od etOq, peuvent être actionnés à la vitesse synchrone ω. Ainsi, voici la définition de la transformation de Park : **[14]**

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

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3}\begin{bmatrix} cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin(\theta) & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix}$$

Dans le cas où cette matrice n'est pas singulière, on établit sa matrice inverse comme suit :

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

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} cos(\theta) & \sin(\theta) & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} . \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_0 \end{bmatrix}$$

- **Passage du repère d q au repère $\alpha\beta$:**

$$[X_{\alpha\beta}] = [R] - [X_{dq}] \quad \text{(II.11)}$$

Avec

$$[R] = \begin{bmatrix} cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & cos(\theta) \end{bmatrix} \quad \text{(II.12)}$$

D'où

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & cos(\theta) \end{bmatrix} . \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix}$$

II.3 Modélisation du MSAP dans le repère de Park

En appliquant la transformation de Park à l'équation du MSAP, nous pouvons exprimer tous les vecteurs de courant, de tension et de flux dans un cadre de référence associé au rotor.
Par conséquent, nous avons obtenu : **[14]**

II.3.1 Equations électriques

$$\begin{cases} V_d = R_s . I_d + \frac{d\phi_d}{d_t} - \omega_r . \phi_q \\ V_q = R_s . I_q + \frac{d\phi_q}{d_t} + \omega_r . \phi_d \end{cases} \quad \text{(II.13)}$$

Avec **:**

$\omega_r = p.\Omega$ Est la vitesse électrique de rotation.

II.3.2 Equations magnétiques

Les équations suivantes permettent de réécrire les flux :

Sur l'axe *d*, on aura:

$$\phi_d = L_d.I_d + \phi_f \quad \text{(II.14)}$$

Avec ϕ_f, on désigne la constante qui représente le champ généré par l'aimantation permanente du rotor. **[15]**

Sur l'axe *q*, on aura :

$$\phi_q = L_q.I_q \quad \text{(II.15)}$$

En remplaçant les deux équations (II.15) et (II.16) dans le système d'équation (II.14), on obtient :

$$\begin{cases} V_d = R_s.I_d + L_d.\frac{di_d}{d_t} - \omega_r.L_q.I_q \\ V_q = R_s.I_q + L_q.\frac{di_q}{dt} + \omega_r.(L_d.I_d + \phi_f) \end{cases} \quad \text{(II.16)}$$

Par conséquent, le vecteur des courants rotorique est illustré sur l'axe d-q de la manière suivante :

$$\begin{cases} \frac{dI_d}{d_t} = -\frac{R_s}{L_d}.I_d + \omega_r.(L_d.I_d + \phi_f) \\ \frac{dI_q}{d_t} = -\omega_r.\frac{L_d}{L_q}.I_d - \frac{R_s}{L_q}.I_q + \frac{1}{L_q}.V_q - \frac{1}{L_q}.\phi_f.\omega_r \end{cases} \quad \text{(II.17)}$$

II.4 Expression du couple électromagnétique

Élaboration de la paire électromagnétique. Dans les systèmes électromécaniques comme les moteurs électriques, l'énergie électrique est convertie en énergie mécanique grâce aux interactions électromagnétiques entre le stator et le rotor. Le couple électromagnétique est calculé en dérivant l'énergie électromagnétique par rapport à l'angle de rotation du rotor, ce qui facilite l'étude de l'impact des modifications du champ magnétique et de la position du rotor sur le couple produit. **[16][17]**

$$Ce = \frac{dw_e}{d\theta_{geo}} = p \cdot \frac{dw_e}{d\theta} \quad \text{(II.18)}$$

Ce: Cela se rapporte à l'énergie stockée dans le circuit magnétique de l'espace d'air.

p: Précise le nombre de couples de pôles dans l'instrument de modélisation.

θ_{geo}: Indique l'écart angulaire entre le rotor, qui est la partie en mouvement, et le stator, qui est la partie immobile.

En prenant en considération l'expression

$$\theta_{geo} = \frac{\theta_{ele}}{p}$$

L'expression de la puissance s'écrit comme suit :

$$P(t) = \frac{3}{2}(V_d.I_d + V_q.I_q) \quad \text{(II.19)}$$

Par substitution du système d'équations (II.17) dans l'équation (II.19), on arrive ainsi à :

$$P(t) = \frac{3}{2}\left[R_s\left(I_d{}^2 + I_q{}^2\right)\right] + \frac{3}{2}\left[I_d.\frac{d\phi_d}{dt} + \right] + \frac{3}{2}\left[\phi_d.I_d - \phi_q.I_q\right] \quad \text{(II.20)}$$

À partir de l'équation (II.21), le terme initial $\frac{3}{2}\left[R_s(I_d{}^2+I_q{}^2)\right]$ Désigne les pertes ohmiques ou les pertes par effet Joule, le second terme $\frac{3}{2}\left[I_d.\frac{d\phi d}{d_t} + I_q.\frac{d\phi_g}{d_t}\right]$ illustre la fluctuation de l'énergie magnétique stockée et pour finir, le terme final $\frac{3}{2}[\phi_d.I_d - \phi_q.I_q]$ Symbolise la force électromagnétique qui passe du stator au rotor par le biais de l'espace d'air. On a l'expression suivante pour le couple électromagnétique : **[17]**

$$C_e = \frac{3}{2}\,p.\left(L_d - L_q\right).I_d.I_q + \frac{3}{2}.p.\phi_f.I_q \quad \text{(II.21)}$$

Dans le prolongement de cette étude, nous considérons le rotor de l'appareil doté de pôles lisses, $(L_d = L_q)$

$$C_e = \frac{3}{2}.p.I_q.\phi_f \quad \text{(II.22)}$$

II.4.1 Équations mécaniques

La relation suivante détaille la transformation de l'énergie électrique en énergie mécanique dans les dispositifs synchrones dotés d'aimants permanents : **[18]**

$$J.\frac{d\Omega}{d_t} + f_r.\Omega = C_e - C_r \quad \text{(II.23)}$$

En remplaçant l'équation (II.23) par l'équation (II.24). Nous parvenons à :

$$\frac{d\Omega}{d_t} = \frac{3.p.\Phi_f}{2.J}.I_q - \frac{f_r}{J}.\Omega - \frac{1}{J}.C_r \quad \text{(II.24)}$$

II.5 Schéma électrique équivalent du MSAP en régime transitoire

La figure (II.4) illustre le diagramme équivalent en régime transitoire du MSAP dans le cadre de référence de Park. [17]

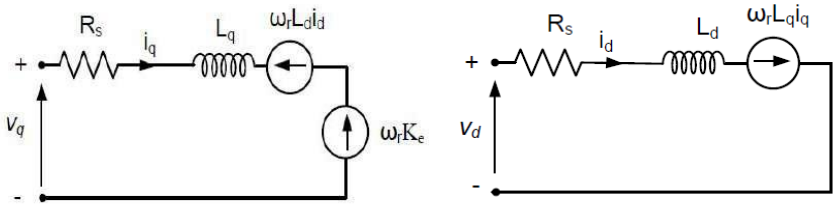


Figure II.4. Circuits électrique équivalents du MSAP dans le repère d-q. **[16]**

Il convient de souligner que le modèle équivalent en circuit électrique par phase de la machine synchrone (voir Figure (II.4)) est employé pour l'analyse et la modélisation numérique des entraînements de ce type de machine dans des conditions transitoires.

II.6 Mise sous forme d'équation d'état

Dans le modèle non linéaire du MSAP, les deux tensions statoriques V_d et V_q sont considérées comme des entrées, tandis que la vitesse mécanique Ω est perçue comme une variable de sortie. La relation non linéaire entre les deux variables citées précédemment est décrite par le système d'équations suivant : **[17][18]**

$$\begin{cases} \dfrac{dI_d}{d_t} = -\dfrac{R_s}{L_d}.I_d + \dfrac{L_q}{L_d}.p.\Omega.I_q + \dfrac{1}{L_d}.V_d \\ \dfrac{dI_d}{d_t} = -\dfrac{L_d}{L_d}.p.\Omega.I_d - \dfrac{R_s}{L_q}.I_q + \dfrac{1}{L_q}.V_q - \dfrac{1}{L_q}.\Phi_f.p.\Omega \\ \dfrac{d\Omega}{d_t} = \dfrac{3.p.\Phi_f}{2.J}.I_q - \dfrac{f_r}{J}.\Omega - \dfrac{1}{J}.C_r \end{cases} \quad \text{(II.25)}$$

Ce modèle est établi par les bloques Simulink ci-dessous :

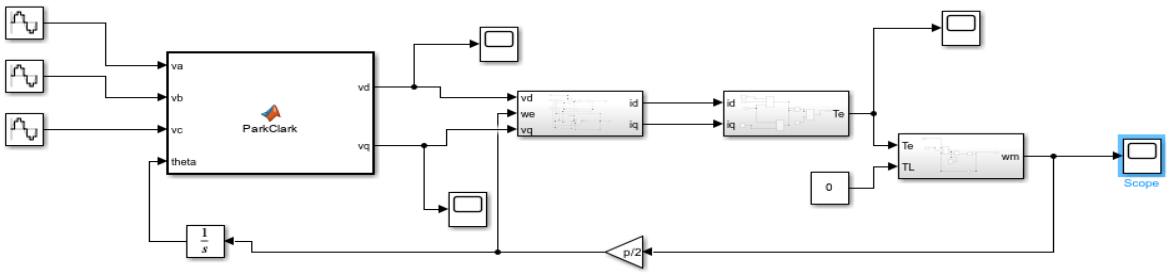


Figure II.5. Schéma bloc du MSAP

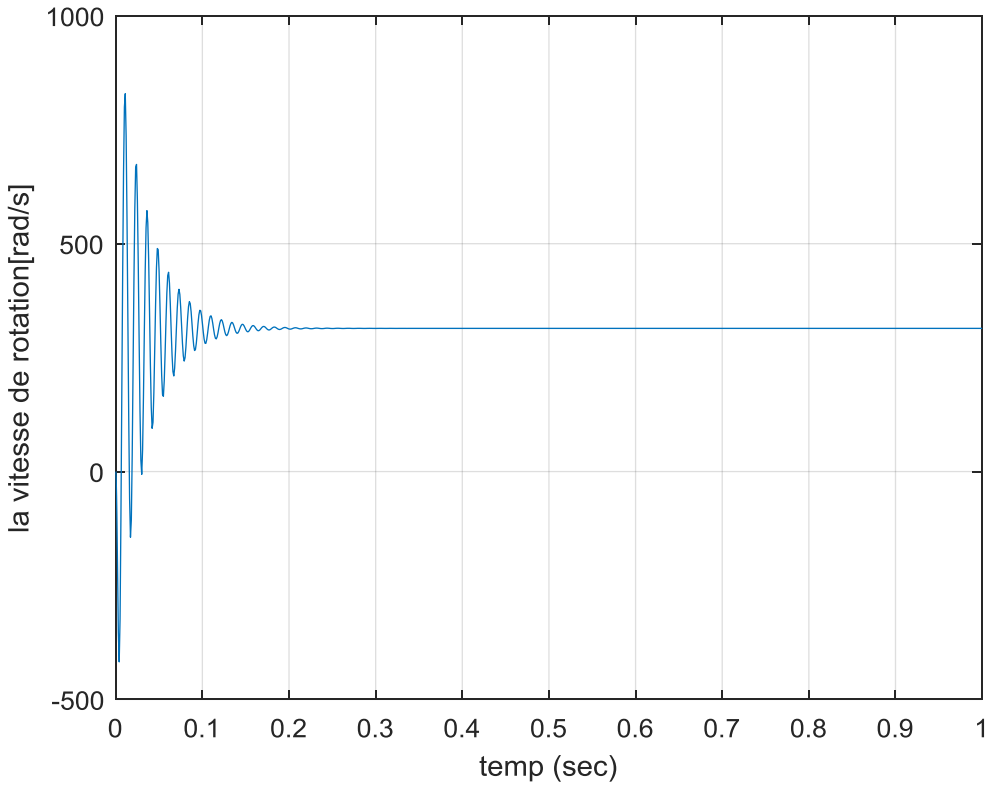


Figure II.6. La vitesse du rotor du MSAP

Le modèle étudié met en œuvre la commande vectorielle d'une machine synchrone à aimants permanents (PMSM) en s'appuyant sur les transformations de Park et de Clarke. Il illustre de manière détaillée la chaîne de conversion des tensions triphasées en composantes directes et quadrature, le calcul du couple électromagnétique, ainsi que la modélisation de la dynamique mécanique du rotor. Ce modèle permet d'évaluer de façon précise les performances de la commande en boucle fermée. Toutefois, la réponse du système présente un dépassement significatif accompagné d'oscillations, ce qui indique la nécessité d'optimiser les paramètres du régulateur afin d'améliorer la stabilité et le temps de réponse.

Le système traite des signaux d'alimentation triphasés ainsi qu'une charge mécanique, et génère en sortie la vitesse rotorique ω_m, après passage par la conversion en axes d_q, le calcul du couple, puis l'intégration de la dynamique mécanique.

II.7 Conclusion :

Dans cette partie, nous avons présenté le modèle de synthèse de la machine synchrone à aimant permanent en configuration triphasée. Ensuite, une transition vers un cadre biphasé est suggérée afin de développer un modèle simplifié pour la phase de synthèse des contrôleurs efficaces stabilisant le système de commande de cette machine. Il convient de noter que l'alternative du référentiel de même, les transformations en triphasé et biphasé ouvrent la voie à l'utilisation de stratégies de contrôle très efficaces, prenant en compte à la fois les incertitudes liées à la modélisation et les effets du bruit de mesure. À la fin de ce chapitre, une simulation réalisée avec le logiciel Simulink/Matlab est présentée pour valider le modèle de synthèse proposé pour la machine à contrôler. Ce modèle permettra la synthèse de différents contrôleurs pour le contrôle du MSAP en adoptant une stratégie de commande que nous détaillerons davantage dans les sections suivantes de ce travail.

Chapitre III
Commande robuste par PID d'ordre fractionnaire d'un MSAP

III.1 Introduction

Dans le domaine du contrôle automatique, l'élaboration de stratégies de commande efficaces pour diriger des systèmes dynamiques représente un défi majeur. Dans la réalité, ces systèmes sont fréquemment affectés par des incertitudes, des perturbations externes ou des fluctuations de paramètres qui sont difficiles à modéliser avec précision. C'est à ce moment-là qu'implique l'utilisation d'un contrôle robuste.

Le but du commande robuste est d'assurer la stabilité et l'efficacité du système, malgré les incertitudes ou les perturbations. À l'opposé des méthodes traditionnelles qui se basent sur une modélisation exacte du système, la commande robuste intègre dès sa conception une marge de tolérance pour faire face aux inexactitudes du modèle. Ainsi, le système conserve son efficacité dans une grande variété de conditions réelles.

La commande H∞, la commande par modes glissants et la commande adaptative robuste sont quelques-unes des techniques robustes les plus couramment utilisées. Chacune propose des instruments particuliers pour gérer divers types d'incertitudes. La croissance de la commande robuste s'avère pertinente dans des domaines cruciaux tels que l'aéronautique, la robotique ou les systèmes mécatroniques, où la fiabilité et la sécurité sont impératives. En même temps, les régulateurs proportionnels-intégraux-différentiels de fractionnement (FOPID) suscitent un intérêt grandissant, tant dans le domaine de la recherche que dans l'industrie. À la différence des PID traditionnels, ils incorporent deux degrés de liberté additionnels : les ordres d'intégration et de dérivation fractionnaires. Cela facilite un réglage plus précis de la dynamique du système. **[19]**

Ce chapitre concentre sur le perfectionnement du contrôle qualité d'un système de Machine Synchrone à Aimants Permanents (MSAP) grâce à un régulateur FOPID. La méthode Fminimax est utilisée pour optimiser les paramètres du contrôleur, garantissant ainsi des performances robustes et appropriées.

III.2 Représentation des systèmes d'ordre fractionnaire :

Les systèmes à ordre fractionnaire constituent une extension naturelle des systèmes dynamiques traditionnels. Leurs équations différentielles intègrent des dérivées ou intégrales de degré fractionnaire, ce qui facilite la représentation de phénomènes

physiques plus sophistiqués, en particulier ceux marqués par des comportements mémoriels, de dissipation non linéaire ou de dynamiques sur une longue durée. Dans les situations où les modèles d'ordre entier montrent leurs restrictions, l'approche fractionnaire fournit une représentation plus précise et fidèle, particulièrement bénéfique dans les systèmes réels ayant des caractéristiques héréditaires ou des réactions diffuses au fil du temps. Sa capacité à offrir une représentation plus riche en fait un instrument précieux pour le contrôle avancé, surtout lorsqu'elle est associée à des méthodes d'optimisation robustes. **[19][20]**

III.2.1 Équation différentielle d'ordre fractionnaire

Un système linéaire d'ordre fractionnaire peut être décrit par une équation différentielle de la forme :

$$\sum_{i=0}^{n} a_i \, D^{\alpha_i} y(t) = \sum_{j=0}^{m} b_j \, D^{\beta_j} u(t) \qquad \text{(III.1)}$$

$u(t)$ et $y(t)$ sont, respectivement, l'entrée et la sortie du système. Quand les ordres des dérivées α_i $(0 \leq i \leq n)$ et β_j $(0 \leq j \leq m)$ sont multiple du même nombre réel α $(0 \leq \alpha \leq 1)$, tel que $\alpha_i = i\alpha$, $(0 \leq i \leq n)$ et $\beta_j = j\beta$, $(0 \leq j\ m)$et que $m \leq n$, le système linéaire d'ordre fractionnaire est dit système linéaire d'ordre fractionnaire commensurable. Alors, l'équation différentielle d'ordre fractionnaire de l'équation (III.1) devienne :[20]

$$\sum_{i=0}^{n} a_i \, D^{i\alpha} y(t) = \sum_{j=0}^{m} b_j \, D^{j\alpha} u(t) \qquad \text{(III.2)}$$

III.2.2 Fonction de transfert d'ordre fractionnaire

En appliquant la transformée de Laplace à l'équation différentielle avec des conditions initiales nulles, la fonction de transfert $G(s)$ est obtenue sous la forme

$$G(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{b_m s^{\beta m} + \cdots + b_1 s^{\beta_1} + b_0 s^{\beta_0}}{a_n s^{\alpha n} + \cdots + a_1 s^{\alpha_1} + a_0 s^{\alpha_0}} \qquad \text{(III.3)}$$

Cette représentation est généralement non rationnelle, ce qui peut compliquer l'analyse et la simulation du système.

Dans le cas d'un système linéaire d'ordre fractionnaire commensurable, la fonction de transfert de l'équation (III.4) devienne :**[20]**

$$G(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{\sum_{j=0}^{m} b_j (s^{\alpha})^j}{\sum_{i=0}^{n} a_i (s^{\alpha})^i} \quad \text{(III.4)}$$

III.2.3 Représentation d'état des systèmes d'ordre fractionnaire

Pour un système linéaire d'ordre fractionnaire**,** la représentation d'état nécessite une adaptation du formalisme classique, puisqu'on travaille avec des dérivées fractionnair**es** au lieu de dérivées entières.**[21]**

Quand on parle de représentation d'état pour un système fractionnaire commensurable d'ordre α∈(0,1) l'équation d'état prend la forme suivante :

$$\begin{cases} D^{\alpha} x(t) = Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) = Cx(t) + Du(t) \end{cases} \quad \text{(III.5)}$$

Où $u \in R^m$ est le vecteur des entrées, $x \in R^n$ est le vecteur d'état d'ordre fractionnaire, $y \in R^m$ est le vecteur des sorties, α : est l'ordre de dérivation tel que $0 < \alpha < 1$, $A \in R^{n*n}$ est la matrice d'état, $B \in R^{n*m}$ est la matrice d'entrée, $C \in R^{m*n}$ est la matrice de sortie, et $D \in R^{m*m}$ est la matrice de transmission directe.

III.3 Commande PID d'ordre fractionnaire

La commande PID d'ordre fractionnaire, ou commande $PI^{\lambda}D^{\mu}$ (Fractional Order PID, FOPID), est une généralisation du régulateur PID classique. Elle utilise des dérivées et intégrales d'ordre non entier, ce qui permet une meilleure flexibilité pour modéliser et contrôler des systèmes complexes. **[21]**

III.3.1 Forme générale du FOPID

Dans le cas d'un système monovariables, le contrôleur est donné par la relation suivante :

$$K_{FOPID}(s) = K_P + \frac{K_I}{s^{\lambda}} + K_D s^{\mu} \quad \text{(III.6)}$$

Où :

K_P : gain proportionnel.

K_I : gain intégral.

K_D : gain dérivé.

μ, λ sont les ordres fractionnaires pour les parties intégrales et dérivées.

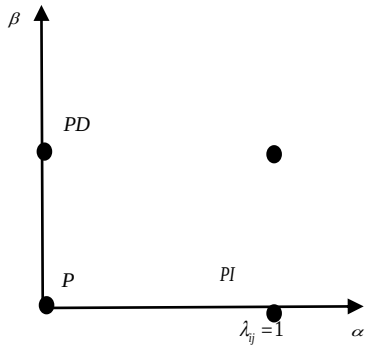


Figure III.1.a PID classique

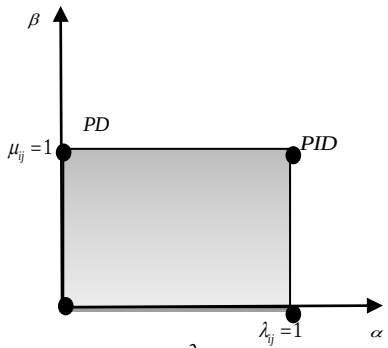


Figure III.1.b $PI^{\lambda}D^{\mu}$ fractionnaire

Figure III.1. Commande PID à partir d'un point (a) jusqu'au plan (b) **[21]**

De plusieurs méthodes ont été suggérées dans les recherche académiques pour la configuration des paramètres du contrôleur fractionnaire de type FOPID, afin d'optimiser les performances des systèmes dynamiques. Cependant, la configuration des régulateurs FOPID pour les systèmes multivariables reste un enjeu non résolu, en raison de la complexité inhérente aux interactions entre les canaux et du manque d'un cadre normalisé pour l'optimisation. Dans ce travail, l'algorithme d'optimisation fminimax est adopté pour ajuster le vecteur des paramètres du contrôleur, noté X_c

Cette section explique la méthode sélectionnée : **[22]**

$$x_c = [K_P\ , K_I, K_D, \mu, \lambda]^T \qquad \text{(III.7)}$$

Avec le nombre des paramètres de ce vecteur égale à : $n = 5$.

III.3.2 Détermination des paramètres d'un $PI^{\lambda}D^{\mu}$ fractionnaire

La détermination des paramètres d'un contrôleur fractionnaire repose sur l'optimisation d'un critère de performance, qui peut être exprimé comme un ensemble de fonctions non linéaires et non différentiable . Selon les exigences à suivre, ce critère peut englober des restrictions de limites, ainsi que des contraintes d'égalité et d'inégalités non linéaires. **[22][23]**

Le synthèse du contrôleur est effectuée grâce à une optimisation non linéaire de type Min-Max sous contraintes, dans le but de répondre aux spécifications ci-après :

- Maintenir un suivi précis de la consigne en régime stable lorsqu $t \to +\infty$
- Acquérir une dynamique efficace pour éliminer les perturbations à basse fréquence...
- Minimiser l'impact du bruit provenant des mesures en boucle du système à des fréquences élevées
- Élaborer un contrôleur robuste avec un nombre minimal de paramètres pour construire sa fonction de transfert.
- Assurer la stabilité interne indépendamment des erreurs de modélisation qui envahissent le système **[23]**

III.4 Résoudre d'un problème d'optimisation par la fonction *Fminimax*

L'application de cette fonction nécessite le formalisme standard suivant :

$$x_c^* = Fminimax(f(x_c), x_{c_0}, A_{eq}, B_{eq}, A_{ineq}, B_{ineq}, L_B, U_b, Nonlin, options) \quad \text{(III.8)}$$

Le critère à minimiser est donc définit par la relation suivante: $\min_{x_c} f(x_c)$

Sujet à :

$$\begin{cases} A_{eq}.x_c + B_{eq} \\ A_{ineq}.x_c \leq B_{ineq} \\ L_B \leq x_c \leq U_B \\ C_{non_lin_eq}(x_c) = 0 \\ C_{non_lin_ineq}(x_c) \leq 0 \end{cases} \quad \text{(III.9)}$$

Les données de cette fonction sont définies comme suites: **[23]**

- $Nonlin$: représente toutes les contraintes non linéaires d'égalités et d'inégalités, cette fonction et présentée sous la forme :

$$Nonlin = \left[C_{non_lin_ineq} \quad C_{non_lin_eq}\right]$$

- A_{eq} C'est une matrice réelle qui représente tous les coefficients du vecteur des variables de décision, et B_{eq} le vecteur correspondant. L'ensemble cité précédemment englobe toutes les contraintes linéaires d'égalités.

- A_{ineq} C'est la matrice définissant toutes les contraintes linéaires d'inégalités, et B_{ineq} le vecteur correspondant.

- L_B et U_B sont respectivement les limites supérieures et inférieures limitant le vecteur x_c. Cet ensemble englobe toutes les contraintes de bornes ou de saturations.

- x_{c_0} est une initialisation de l'algorithme d'optimisation qui doit choisir avec précaution. Une mauvaise initialisation de ce dernier peut conduire une divergence de la solution de cet algorithme. **[23]**

III.5 Stabilité des systèmes linéaires fractionnaires

L'aspect essentiel de la régulation fractionnaire est la stabilité des systèmes linéaires fractionnaires. À l'inverse des systèmes traditionnels à dérivées entières, les critères de stabilité pour les systèmes fractionnaires suivent des règles particulières en raison de la nature non entière des dérivées. Pour saisir ces différences de manière approfondie, il est crucial d'exposer les principes de façon méthodique et systématique. **[24]**

Théorème 1 : Considérons le système linéaire fractionnaire d'ordre commensurable suivant :

$$\begin{cases} D_t^{\alpha} x(t) = Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) = Cx(t) \qquad\qquad 0 < \alpha < 2 \\ x(0) = x_0 \end{cases} \tag{III.10}$$

$$x(t) \in \mathbb{R}^n \ , \ u(t) \in \mathbb{R}^m \ , y(t) \in \mathbb{R}^p \ , \ \sigma(A) = \{\lambda_1, \dots, \lambda_n\}$$

Le système (III.10) avec comme entrée $\mathrm{u(t)} = 0$ est stable si et seulement si :

$$|\arg(\lambda_i)| > \frac{\alpha\pi}{2}, \ \lambda_i \in \sigma(A) \quad ,i = 1 \dots n \tag{III.11}$$

D'après, ce théorème de la stabilité, il en découle les différentes régions ou zones stables et instables, voir figures (III.3) et (III.4).

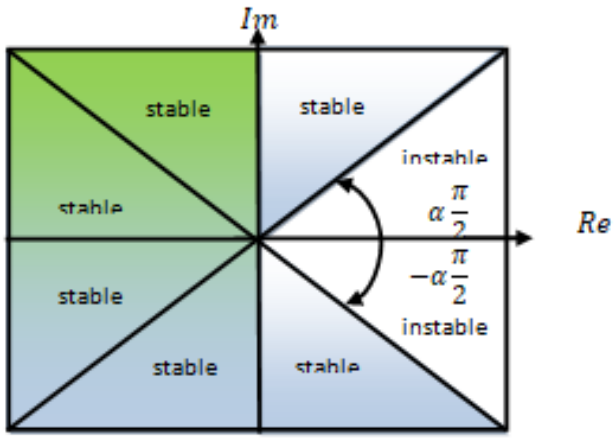


Figure III.2. Régions de stabilité des systèmes d'ordre fractionnaires

avec $\mathbf{0 < \alpha < 1}$ **[24]**

L'analyse de la stabilité des systèmes d'ordre fractionnaire a été largement traitée dans le cas où $0 < \alpha < 1$.

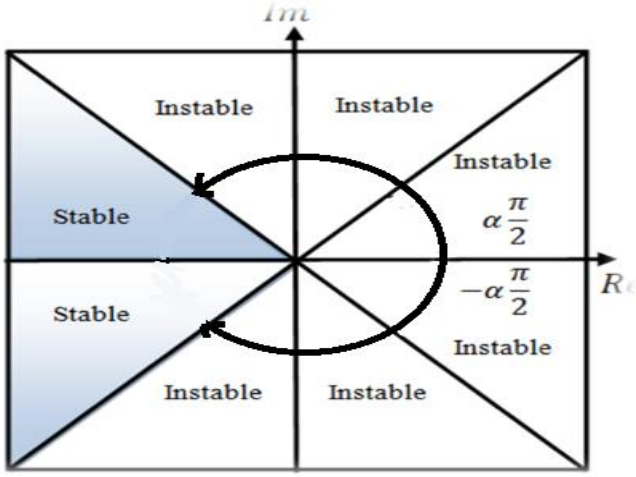


Figure III.3 Régions de stabilité des systèmes d'ordre fractionnaires

avec $1 < \alpha < 2$ **[24]**

Dans le domaine du contrôle fractionnaire, la question de la stabilité des systèmes linéaires fractionnaires est cruciale. Elle se démarque clairement de celle des systèmes avec dérivées entières classiques, du fait des caractéristiques spécifiques des opérateurs fractionnaires. Pour bien comprendre ces différences, il est nécessaire de faire une analyse claire et progressive. **[24]**

III.6. Analyse de robustesse en présences de diverses entrées exogènes

Cette section expose la configuration de base des systèmes en boucle fermée multivariables, en soulignant les interactions qui se produisent entre le système et les diverses entrées exogènes. Des rappels importants sur les matrices de transfert correspondantes sont aussi inclus. Le schéma ci-dessous (Figure III.5) représente la configuration standard d'un système à plusieurs variables en boucle fermée, exposé à diverses perturbations externes. **[25]**

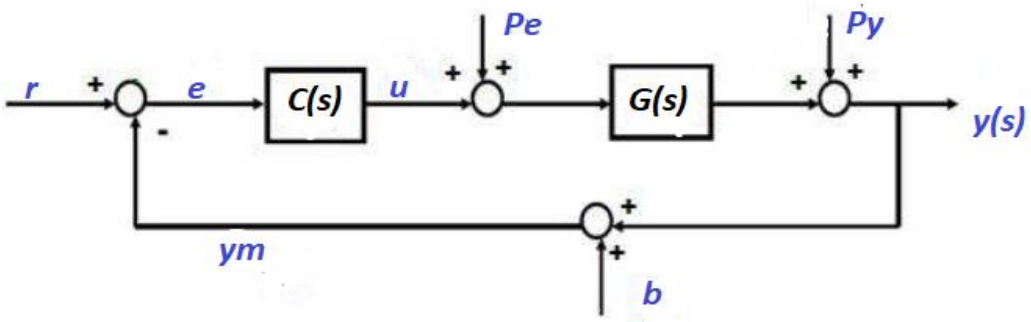


Figure III.4. Schéma bloc d'un système asservi multivariable.

Avec :

G(s) : Matrice de transfert du système

C(s) : Matrice de transfert du correcteur a synthétisé

Pe : l'entrée de perturbation ramenée en entrée du système

Py : Vecteur d'entrée de perturbation ramenée en sortie du système.

r : vecteur d'entrée de consigne.

b : vecteur d'entrée du bruit.

e : vecteur d'erreur de poursuite.

y : vecteur de sortie

ym(s) : vecteur de mesure de la sortie.

A partie de la figure on peut obtenir : **[25]**

$$e(s) = r(s) - ym(s) = r - (y + b) \quad \text{(III.12)}$$

$$y(s) = Py + G(s)[Pe] + GC[e] = Py + G[Pe] + GC[r - y - b] \quad \text{(III.13)}$$

A partie de l'équation (III.13) le vecteur de sortie d'écrit :

$$y(s) = S_d[Py] + S_d G[Pe] + S_c[r - b] \quad \text{(III.14)}$$

Avec :

- **Matrice de sensibilité en sortie :**

$$S_d\,(s) = (1 + GC)^{-1} \quad \text{(III.15)}$$

- **Sensibilité complémentaire en sortie :**

$$S_c\,(s) = (1 + GC)^{-1}GC = 1 - S_d \quad \text{(III.16)}$$

À partir de l'équation (III.12), le vecteur d'erreur est reformulé en termes des matrices de sensibilité comme indiqué ci-dessous : **[25]**

$$e(s) = r - (y + b) = r - Py - b - G[Pe] - GC[e] \quad \text{(III.17)}$$

$$e(s) = S_d[r - Py - b] - S_d G[Pe] \quad \text{(III.18)}$$

D'où :

$$e(s) = r - y = S_d[r - Py] + S_c[b] - S_d G[Pe] \quad \text{(III.19)}$$

De même, le vecteur de contrôle est modifié en se basant sur les matrices de sensibilité comme décrit ci-dessous :

$$u(s) = C[r - Py - b] - [CG[Pe] - CG[u] \quad \text{(III.20)}$$

$$u(s) = -S_c[Py] + S_d C[r - Py - b] \quad \text{(III.21)}$$

Avec $S_d\,(s)$et $S_c(s)$, on fait référence aux matrices de sensibilité d'entrée et de sensibilité supplémentaire en entrée. On définit ces dernières de la manière suivante :

- **Sensibilité directe**

$$S_d\,(s) = (1 + CG)^{-1} \quad \text{(III.22)}$$

- **Sensibilité complémentaire**

$$S_c\,(s) = (1 + CG)^{-1}CG = 1 - S_d \quad \text{(III.23)}$$

III.6.1. Synthèse du contrôleur robuste

Dans ce contexte , le but est de développer un régulateur robuste de type H_∞ pour la régulation du modèle MIMO du système MSAP. La tâche de ce régulateur consiste à assurer que le vecteur des sorties corresponde précisément au vecteur des références imposées, et ce, en dépit de perturbations internes ou externes.

Le diagramme fonctionnel associé à la commande se basant sur la méthode H_∞ est exposé ci-dessous.**[26]**

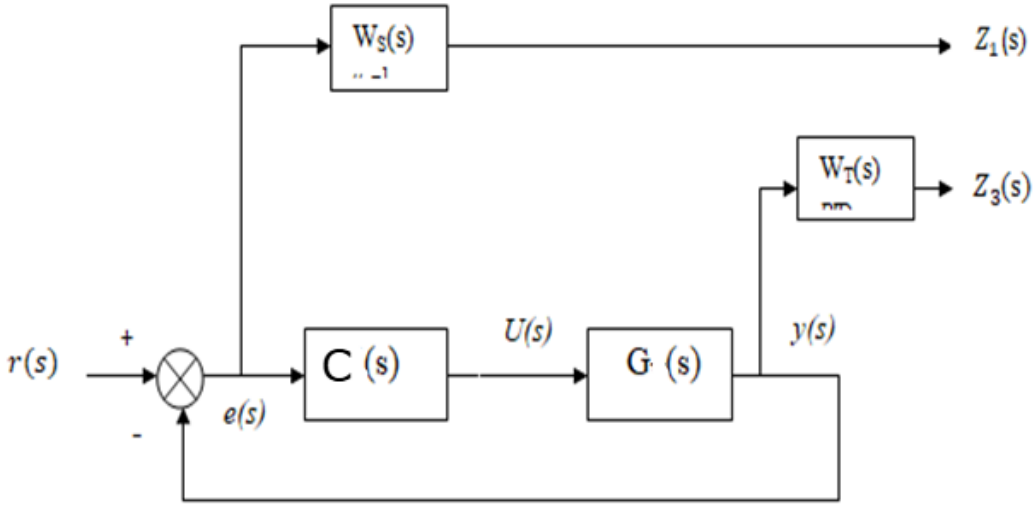


Figure III.5. Boucle de régulation de la vitesse de MSAP par régulateur H_∞

Avec :

- $W_S(s)$: représente la matrice des spécifications sur les performances nominales.

- $W_T(s)$: représente la matrice de spécification sur la stabilité robuste.

III.6.2 Choix des fonctions de pondérations

Comme indiqué précédemment, l'élaboration d'un correcteur H_∞ nécessite tout d'abord la mise en place d'une structure de contrôle et la conception de modèles adaptés. Ces derniers facilitent l'élaboration des spécifications de performance attendues, comme le temps de réponse en boucle fermée, l'erreur statique ou la résistance aux perturbations.**[26]**

a. Choix de la pondération W_S

Le rôle de la fonction de pondération W_S dans la détermination des performances nominales du système en boucle fermée est essentiel dans le contexte de la synthèse H_∞. Elle est principalement utilisée pour influencer la qualité du suivi de la consigne et la capacité du système à rejeter les perturbations.

Plus précisément, la pondération W_S permet de :

- Réduire l'erreur de poursuite entre le vecteur de consigne et le vecteur de sortie, en améliorant la précision du système en régime permanent.
- Atténuer l'effet des perturbations d'entrée sur la sortie du système, en particulier dans la bande de basses fréquences, où ces perturbations ont souvent le plus d'impact.

La forme classique utilisée pour W_s est définie comme suite :**[26]**

$$W_S(s) = \text{diag}\left(\frac{\frac{S}{M_S}+W_B}{S+W_B.\xi_S}\right) \qquad \text{(III.24)}$$

Avec M_s , W_B , ξ_s sont des constantes données par l'utilisateur, $\text{diag}\left(\frac{\frac{S}{M_S}+W_B}{S+W_B.\xi_S}\right)$ représente la matrice diagonale dont les éléments diagonaux sont égaux transfert$\left(\frac{\frac{S}{M_S}+W_B}{S+W_B.\xi_S}\right)$.

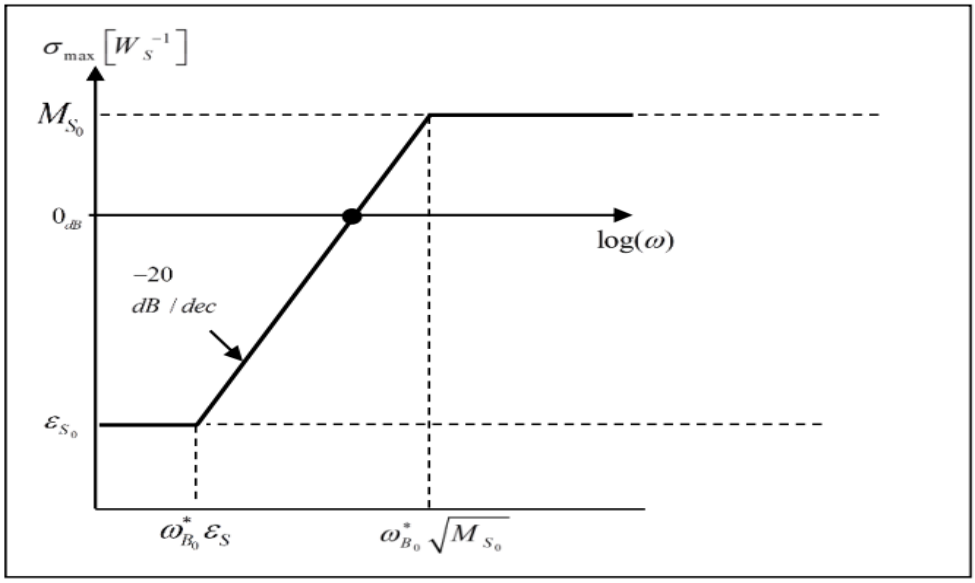


Figure III.6. diagramme de la pondération W_s^{-1} **[26]**

Choix de la pondération W_T

La pondération W_T est un élément clé dans la synthèse des contrôleurs robustes H_∞ car elle permet de façonner la réponse du système aux hautes fréquences. En pratique,

à haute fréquence, les systèmes sont souvent sensibles au bruit de mesure et aux signaux parasites qui peuvent provoquer une action de commande excessive, voire une saturation des actionneurs. Cette saturation limite la capacité du contrôleur à agir correctement, ce qui dégrade la performance globale du système.**[26]**

La fonction principale de W_T est donc d'imposer une forte atténuation des gains du système dans cette plage de fréquences élevées, via une pente dite « roll-off ». Cette pente correspond à une diminution rapide de la sensibilité du contrôleur aux signaux haute fréquence. En d'autres termes, W_T agit comme un filtre passe-bas intégré à la conception du contrôleur.

Ce filtrage permet de :

- Réduire l'amplification du bruit haute fréquence, évitant ainsi que le contrôleur réagisse inutilement à des variations rapides et non souhaitées dans les signaux de mesure.
- Prévenir la saturation des actionneurs, en limitant l'amplitude des signaux de commande générés par le contrôleur dans cette zone fréquentielle.
- Améliorer la robustesse et la stabilité du système, en assurant que la commande ne génère pas de réponses instables ou excessives à cause de composantes rapides et imprévues du signal.**[26][27]**

Ainsi, la pondération W_T est conçue pour équilibrer la réactivité du contrôleur et la limitation des effets néfastes des hautes fréquences, garantissant une meilleure performance en boucle fermée. La forme classique de W_T est donc choisie pour obtenir cette atténuation progressive et contrôlée.**[27]**

La forme classique utilisée pour W_T est définie comme suite :

$$W_T(s) = \left(\frac{\frac{s}{W_{BT}}+\frac{1}{M_T}}{\frac{\xi_T}{W_{BT}}.s+1}\right) \qquad \text{(III.25)}$$

Avec M_T , W_{BT} , ξ_T sont des constantes données par l'utilisateur, $\left(\frac{\frac{s}{W_{BT}}+\frac{1}{M_T}}{\frac{\xi_T}{W_{BT}}.s+1}\right)$ représente la matrice diagonale dont les éléments diagonaux sont égaux le

transfert $\left(\frac{\frac{S}{W_{BT}}+\frac{1}{M_T}}{\frac{\xi_T}{W_{BT}}.s+1}\right)$. De plus, la pondération W_t doit être choisie de telle sorte qu'elle majore toutes les incertitudes de modélisation.**[27]**

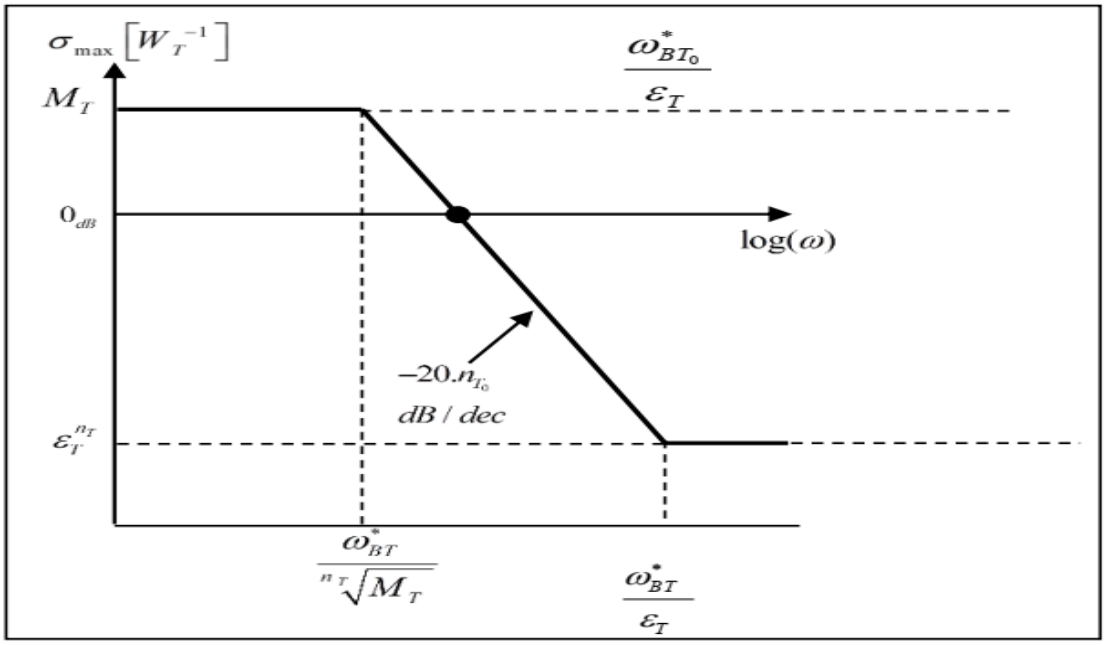


Figure III.7. diagramme de la pondération $W_T{}^{-1}$ **[26]**

III.7 Conditions de robustesse sur la stabilité et sur les performances

On dit qu'un système multivariable est robuste lorsqu'il conserve sa stabilité et ses performances face aux perturbations causées par des erreurs de modélisation. En d'autres termes, en dépit des fluctuations non prévues et des incertitudes inhérentes au système, le comportement en boucle fermée reste stable et respecte les spécifications demandées.**[25][27]**

III.7.1 Conditions de robustesse sur la stabilité robuste

Quand on parle de stabilité robuste, on veut s'assurer que le système reste stable même si le modèle n'est pas parfait, c'est-à-dire s'il y a des incertitudes, des erreurs de modélisation ou des perturbations extérieures.

Le théorème des faibles gains nous donne une condition mathématique claire pour cela. Il dit que :

Le système est robuste en stabilité si la plus grande amplification des perturbations par le système (valeur singulière maximale de la sensibilité S_c)est plus petite que ce que le système peut tolérer (défini par l'inverse de la pondération) $S_c(s)$: mesure à quel point les perturbations peuvent affecter la sortie. Si S_c est grand, les perturbations passent facilement.

$w_T(s)^{-1}$: fixe une limite maximale qu'on accepte pour ces effets. C'est une sorte de "seuil de tolérance".

Donc, pour que le système soit robustement stable, on impose que :

$$\sigma_{max}[S_c(s)] \leq \sigma_{max}[w_T(s)^{-1}] \quad \textbf{(}\text{III.26}\textbf{)}$$

III.7.2 Conditions de robustesse sur les performances nominales

La robustesse sur les performances nominales signifie que le système, même en présence de perturbations modérées ou de légères erreurs de modélisation, doit continuer à assurer un bon suivi de la consigne et rester performant. La condition mathématique est :

$$\sigma_{max}[S(s)] \leq \sigma_{max}[w_S(s)^{-1}]$$

où :

$S(s)$: Est la fonction de sensibilité du système.

$w_S(s)^{-1}$est une fonction de pondération imposée qui reflète les exigences de performance nominale (comme le rejet de perturbations ou le suivi de référence). σ_{max}: Représente la valeur singulière maximale, c'est-à-dire le gain maximal du système à une fréquence donnée.**[27]**

Cette condition impose que la réponse du système ne dépasse pas les limites qu'on a fixées à travers $w_S(s)^{-1}$Cela garantit que le comportement attendu (suivi, rejet de perturbations, stabilité) reste valable dans des conditions normales de fonctionnement.

III.7.3 Problème d'optimisation

Dans la suite de ce travail, nous verrons que la matrice de transfert du contrôleur robuste sera déterminée via la minimisation de la norme H_∞ d'un critère fourni par LFT inférieure $F_\ell(P,K)$, on aura donc la relation suivante :

$$K_{\infty} = \min \left\| \begin{matrix} W_S(s).S_d(s) \\ W_T(s).S_c(s) \end{matrix} \right\|_{\infty} \quad \textbf{(III.27)}$$

- Fonction de transfert des ponderations NP : $W_s = \frac{8.33.s+25}{s+25.10^{-4}}$, où $m_0 = 1$, $\omega *_{B0} = 25$, $M_{S0} = 1.2$ et $A_{S0} = 10^{-4}$
- Fonction de transfert des ponderations RS : $W_T = \frac{0.0025.s+0.8}{25.10^{-8}.s+1}$ où $n_0 = 1$

$\omega *_{BT0} = 400$, $M_{T0} = 1.25$ et $A_{T0} = 10^{-4}$. $C(s) = 0.0825 + \frac{25.9816}{s^{0.2144}} + 1.787.s^{0.4049}$

III.8 Résultats de simulation

III.8.1 simulation de modèle d'un MSAP

Dans cette partie, nous démontrerons la régulation de la MSAP en appliquant la stratégie de contrôle basée sur le contrôleur fractionnaire, L'intention ici est de contrôler la vitesse du rotor Ω grâce à un ajustement idéal des deux tensions V et V fournies par le régulateur H.

Suite à la séparation et la création des régulateurs, et dans le but d'évaluer les performances du contrôle CRONE appliqué à une MSAP, nous avons reproduit le fonctionnement de l'appareil fractionnaire-Machine en utilisant le logiciel MATLAB/Simulink.

III.8.1.1 Condition de robustesse sur la performance nominale

La Figure (III.8) illustre les emplacements des valeurs singulières maximales des matrices de sensibilités directes produites par le contrôleur robuste fractionnaire$PI^{\lambda}D^{\mu}$, que nous désignerons, pour la suite de cette étude, sous le nom de contrôleur fractionnaire CFR. **[28]**

Ces endroits Ils sont confrontés à ceux dérivés de l'inverse de la matrice de pondération WT, avec lesquels on peut confirmer le respect de la condition de robustesse concernant les performances nominales du système en boucle. Voici la représentation ci-dessous :

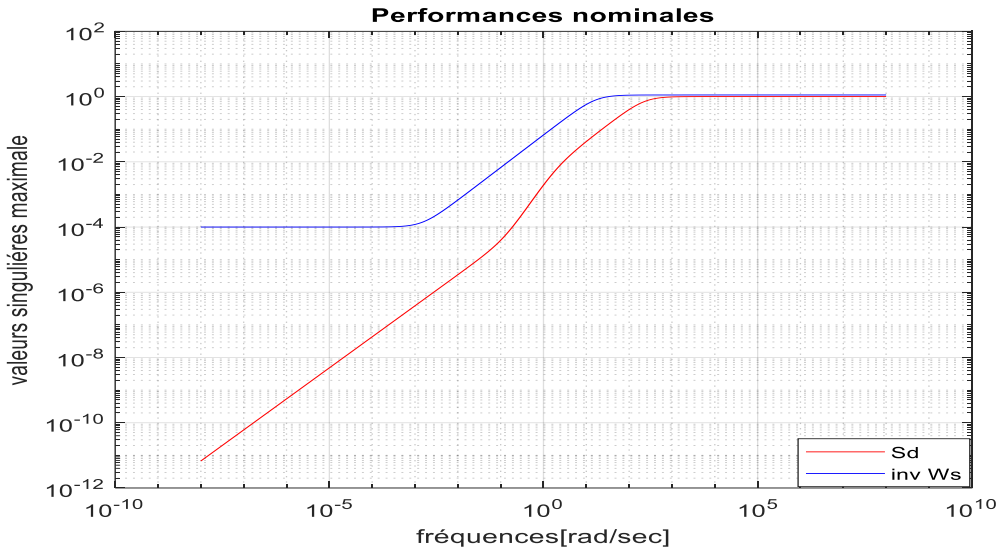


Figure III.8 Renforcement de la robustesse des performances standards grâce au contrôleur fractionnaire $PI^{\lambda}D^{\mu}$

La Figure (III.8) démontre que le contrôleur robuste CFR satisfait cette condition sur l'ensemble du spectre de fréquence.

III.8.1.2 Condition de robustesse sur la stabilité robuste

La Figure (III.9) montre les emplacements des valeurs singulières maximales des matrices de sensibilités complémentaires proposées par le contrôleur fractionnaire. On compare ces endroits à ceux obtenus grâce à l'inverse de la matrice de pondération , ce qui nous permet de contrôler la robustesse de la condition de robustesse sur la stabilité robuste du système en boucle, face aux incertitudes multiplicatives directes en sortie. La figure suivante est obtenue :**[28]**

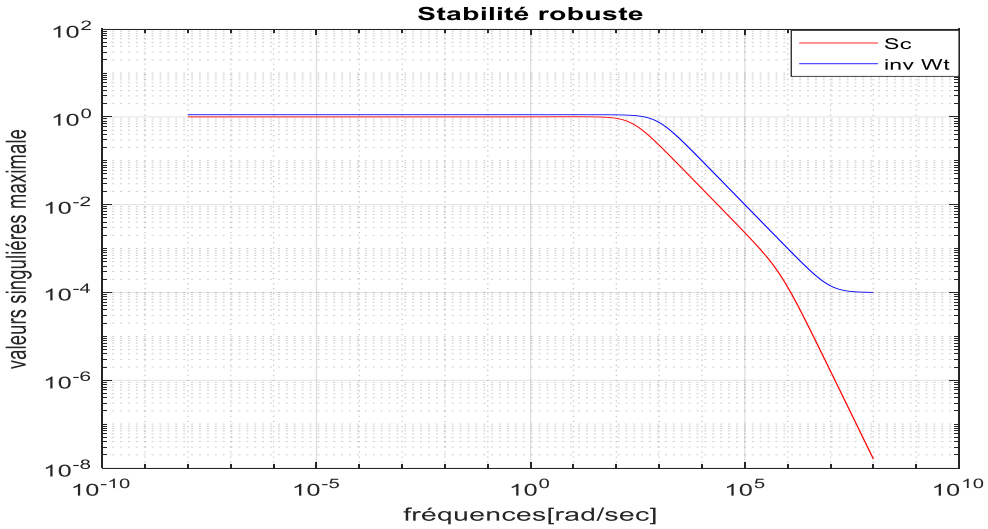


Figure III.9 Vérification de la robustesse en matière de stabilité robuste à l'aide du contrôleur fractionnaire.

Selon la Figure (III.10), il est possible de constater que le contrôleur CFR robuste est en mesure de garantir la conformité à la condition de robustesse concernant la stabilité du système en boucle. Toutefois, cette robustesse est assurée avec une marge de sécurité extrêmement minime.

La vitesse du MSAP :

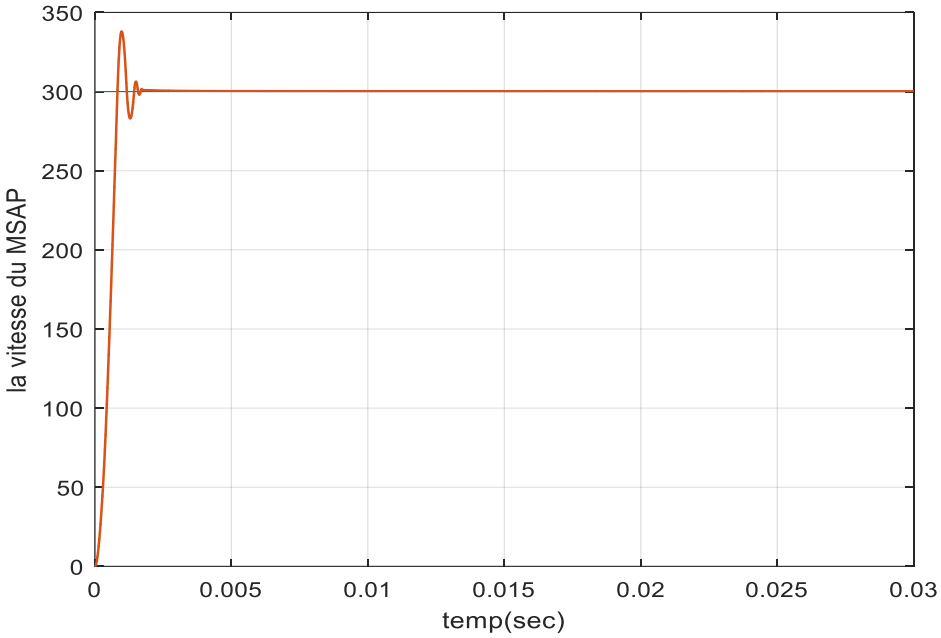
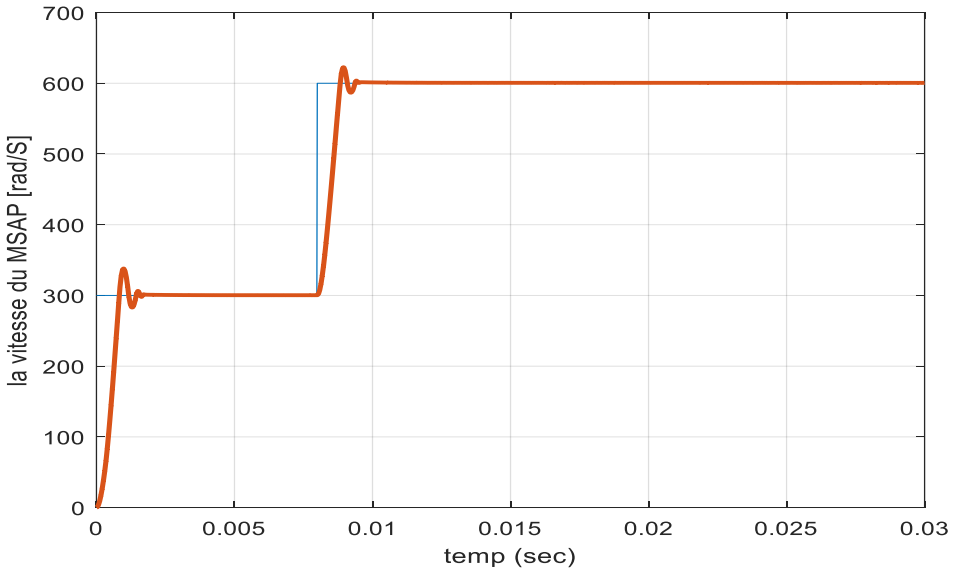
- 

Figure III.10 Réponse du MSAP

- **La vitesse du MSAP avec un changement de conigne de 300 rad/s a 600**



rad/s (0.008s)Figure III.11 Réponse du MSAP à une variation de consigne (300 à 600 rad/s)

La figure (III.11) illustre la réponse dynamique du système à une variation brutale de la consigne de vitesse, passant de 300 à 600 rad/s. On observe que le système atteint rapidement la nouvelle consigne avec un temps de réponse d'environ **0.008s**, sans dépassement significatif ni oscillations notables. Ce comportement témoigne d'une excellente performance dynamique du régulateur proposé, qui permet un suivi précis et rapide des changements de consigne. La rapidité d'établissement et la précision de la réponse traduisent une bonne maîtrise des pôles dominants et un amortissement adéquat, ce qui est essentiel pour les applications exigeant une régulation fine de la vitesse.

- **La vitesse du MSAP avec un changement de consigne de 300 rad/s a600 rad/s (0.008s) et un couple 10N/m (0.015s)**

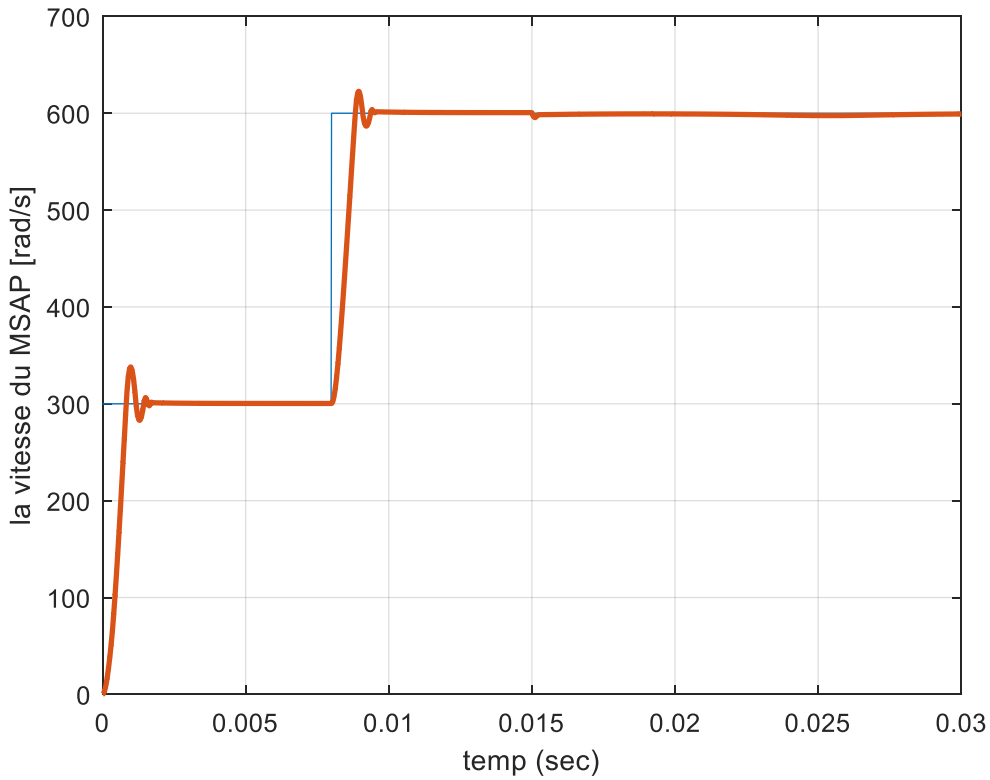


Figure III.12 Réponse du système à une perturbation de couple (10 N·m)

La figure (III.12) met en évidence la capacité du système à rejeter une perturbation de couple de **10 N·m** appliquée brusquement. Le régulateur permet une reprise rapide de la consigne initiale, avec un retour à l'état stationnaire en **0.015s**. Cette performance atteste de la robustesse du contrôleur vis-à-vis des perturbations externes. L'absence d'oscillations et la rapidité de correction traduisent une bonne

régulation en boucle fermée, avec un compromis optimal entre stabilité et rapidité. De tels résultats sont particulièrement recherchés dans les systèmes soumis à des charges variables, comme les moteurs synchrones dans des environnements industriel**. [29]**

- **La vitesse du MSAP avec un changement de consigne de 300 rad/s a600 rad/s (0.008s), un couple 10N/m (0.015s) et un bruit (0.025s)**

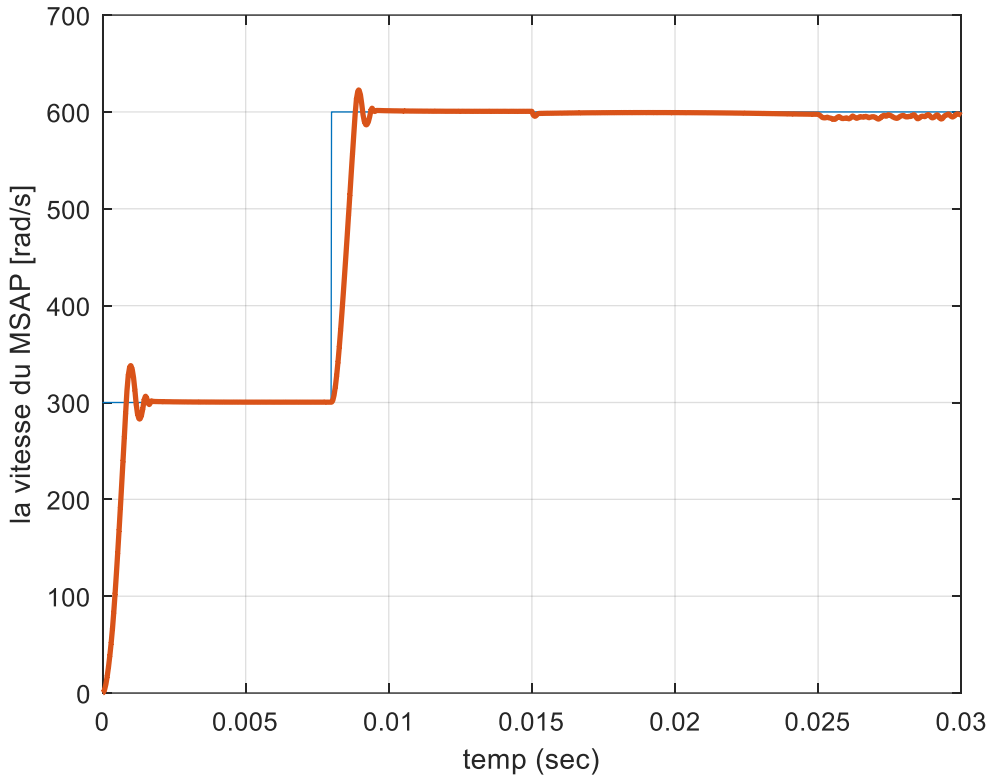


Figure III.13 Réponse du système en présence de bruit de mesure

Cette simulation dans la figure (III.13) met en évidence le comportement du système en présence de bruit de mesure, représentatif d'un environnement réel. Malgré l'introduction de bruit à l'entrée du capteur, la sortie reste stable et converge rapidement vers la consigne, avec un temps de stabilisation observé à **0.025s**. Le régulateur démontre ainsi une capacité de rejet du bruit efficace, évitant toute amplification ou résonance indésirable. Ce résultat valide le caractère robuste du contrôleur face aux incertitudes et imperfections des capteurs, et confirme son aptitude à être déployé dans des conditions opérationnelles réalistes. **[28][29]**

III.9 Comparaison entre les performences du MSAP avec un regulateur fractionnaire et un régulateur PID classique

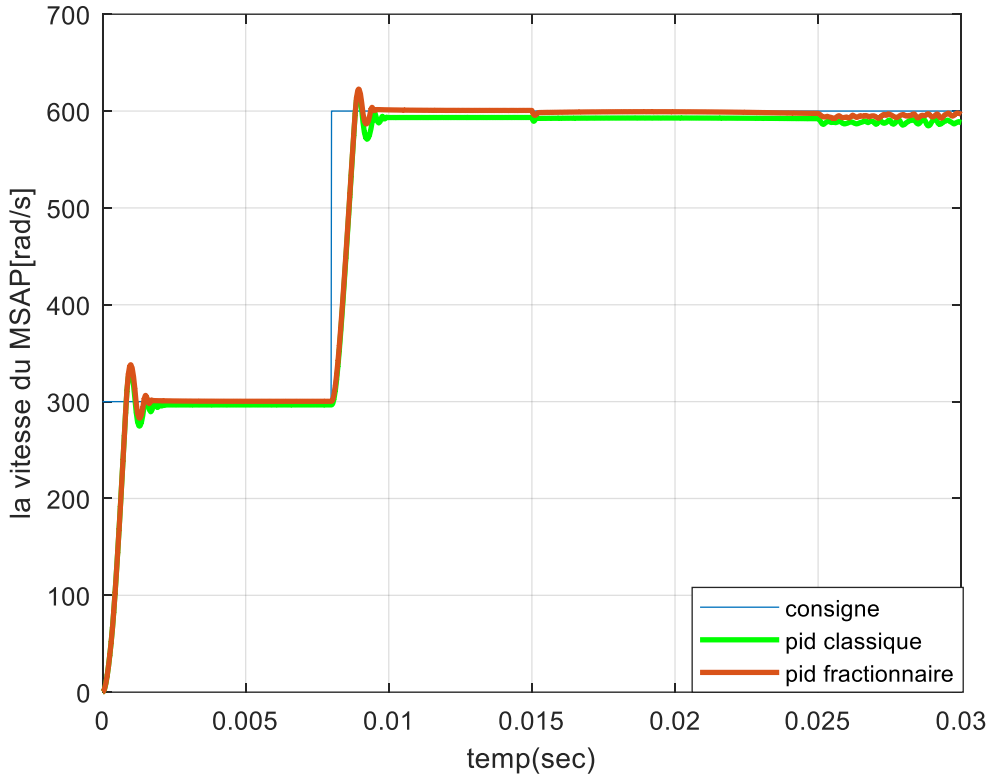


Figure III.14 Comparaison entre le régulateur optimisé et un PID classique

Cette figure (III.14) présente une comparaison directe entre le régulateur optimisé proposé et un contrôleur PID classique. Il en ressort que le PID classique engendre une réponse plus lente, accompagnée d'un dépassement plus prononcé et d'oscillations persistantes. En revanche, le régulateur optimisé assure une dynamique plus rapide, une meilleure précision de suivi, ainsi qu'un rejet plus efficace des perturbations. Ces résultats confirment l'intérêt d'une approche basée sur la commande robuste, en particulier lorsqu'elle est associée à une optimisation des paramètres du régulateur. Le gain en performances est net, tant sur le plan dynamique que sur le plan de la robustesse. **[29]**

III.9.1 Interprétation de résultat

On observe que la vitesse de rotation est presque identique pour le contrôle, mais on constate une différence marquée en ce qui concerne le temps de réponse. On peut donc conclure que si nous maintenons les mêmes conditions d'alimentation de la

machine, nous remarquons que l'utilisation d'un contrôle fractionnaire donne de meilleurs résultats, et les simulations démontrent l'efficacité de cette approche. Il est évident que parmi les différentes commandes testées, la commande fractionnaire se révèle être la plus solide et la meilleure. Elle assure un découplage efficace entre le flux et le couple de la machine, tout en s'adaptant correctement aux paramètres qui varient pendant son fonctionnement.

III.10 Conclusion

Ce chapitre a développé un modèle d'espace de contrôle pour le moteur synchrone à aimant permanent, le contrôleur fractionnaire robuste est élaboré en se basant sur la fonction de transfert de l'axe en quadrature du boucle de courant. Dans cette étude, l'algorithme Fminimax a été utilisé pour déterminer les paramètres optimaux du contrôleur fractionnaire $PI^{\lambda}D^{\mu}$.

Le contrôleur fractionnaire présente une fréquence élevée et un meilleur temps de réponse comparé au contrôleur classique.

Les simulations ont démontré que le système de contrôle présente une performance dynamique remarquable, capable d'éliminer efficacement les effets indésirables causés par des perturbations de charge. Le contrôleur élaboré garantit la robustesse de performance du système spatial MSAP.

Conclusion Générale

Ce mémoire a été consacré à l'étude, la conception et l'analyse d'une stratégie de commande robuste appliquée à un moteur synchrone, dans un contexte où les incertitudes paramétriques et les perturbations extérieures constituent des défis majeurs à la stabilité et aux performances du système.

Dans une première phase, un modèle dynamique du moteur a été établi, permettant de mettre en évidence les comportements caractéristiques du système, ainsi que les limitations potentielles des méthodes de commande classiques. Cette modélisation a servi de base à l'élaboration d'approches de commande avancées, intégrant des techniques robustes fondées notamment sur la normeH_∞, en association avec des correcteurs de type$PI^\lambda D^\mu$.

L'objectif visé était d'assurer un compromis satisfaisant entre stabilité, performance dynamique, et robustesse face aux incertitudes. Pour ce faire, des méthodes d'optimisation ont été mobilisées afin d'ajuster les paramètres des régulateurs et des fonctions de pondération, garantissant ainsi le respect des spécifications fréquentielles définies.

Les résultats obtenus à travers les simulations ont permis de valider la pertinence des solutions développées. Ils ont montré que les méthodes de commande robuste adoptées sont capables de maintenir des performances élevées, même en présence de variations paramétriques et de perturbations, confirmant ainsi leur efficacité dans le cadre des systèmes électromécaniques complexes.

Ce travail, bien qu'orienté vers l'étude théorique et la validation numérique, ouvre des perspectives concrètes pour des développements futurs. Parmi celles-ci, l'implémentation expérimentale sur banc d'essai, l'intégration de méthodes adaptatives ou prédictives, ainsi que l'application à d'autres classes de machines électriques, constituent des prolongements naturels de cette étude.

En somme, ce mémoire constitue une contribution académique modeste, mais structurée, à la problématique de la commande robuste appliquée aux systèmes électriques, et met en évidence l'intérêt de l'approche robuste dans un contexte industriel en constante évolution.

Annexe

Paramètres	Significations	Valeur / Unité
L_d	Inductance statorique sur l'axe d	8.5×10^{-3} H
L_q	Inductance statorique sur l'axe q	8.5×10^{-3} H
ϕ_f	Flux rotorique	0.175 V·s
n_p	Nombre de paires de pôles	4 pôles
R_s	Résistance du stator	0.2 Ω
f_c	Coefficient de frottement visqueux	0.005 N·m·s
J	Moment d'inertie	0.089 kg·m^2

Références Bibliographiques

[1]. CARRIÈRE. Sébastien. *Synthèse croisée de régulateurs et d'observateurs pour le contrôle robuste de la machine synchrone*, Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse-INPT, 2010.

[2]. ENNASSIRI. Hamza. *Analyse magnéto-vibroacoustique des machines synchrones discoides à commutation de flux dédiées aux véhiculex électriques hybrides*, Thèse de doctorat, Normandie Université, 2018.

[3]. ABDELKRIM. RECHACH. *Modélisation et contrôle intelligent du moteur à réluctance variable en vue de son utilisation en énergie propre*, Thèse de doctorat, Université Badji Mokhtar Annaba, 2022.

[4]. DAHBI. Abdeldjalil. *Étude des performances et commande d'une machine synchrone à aimants permanents utilisée dans les éoliennes*, Mémoire de Magister, 2018.

[5]. HADJOUT. Larbi. *Dimensionnement de machines synchrones à aimants montés sur la surface rotorique*, Thèse de doctorat. Ecole Nationale Polytechnique, 2006.

[6]. E. Ilhan, E. Motoasca, J. J. H. Paulides et E. A. Lomonova, *Conformal mapping: Schwarz–Christoffel method for flux-switching PM machines*, 2012.

[7]. HAMECHA. Samira, *Etude et commande d'une éolienne à base d'une machine synchrone à aimants permanents*, Mémoire de Magister, Université Mouloud Mammeri, 2013

[8]. LAHOUEL Dalila, *Commande non linéaire adaptative d'une machine synchrone à aimants permanents*, Mémoire de Magister, Université de Batna 2, 2009.

[9]. KHLAIEF Amor, *Contribution à la commande vectorielle sans capteur mécanique des machines synchrones à aimants permanents (MSAP)*, Thèse de doctorat, Aix-Marseille Université, 2012.

[10]. LATRECHE Mohammed-Tahar, *Commande Floue de la Machine Synchrone à Aimant Permanant (MSAP) utilisée dans un système éolien*, Mémoire de Magister, 2018.

[11]. Jawad A. F, *Étude du problème inverse en électromagnétisme en vue de la localisation des défauts de désaimantation dans les actionneurs à aimants permanents*, Thèse de doctorat, Université de Technologie de Belfort-Montbéliard, 2008.

[12]. KRISHNA, R. *Electric Motor Drives: Modeling, Analysis, and Control*. Prentice Hall, 2001.

[13]. Azeddine K, *Étude d'une commande non-linéaire adaptative d'une machine synchrone à aimants permanents*, Thèse de doctorat, Université du Québec, Canada, 2000.

[14]. Chawab H, *Stratégie de commande d'actionneurs synchrones à aimants permanents intégrant la sûreté de fonctionnement*, Thèse de doctorat, Université de Haute-Alsace, 2004.

[15]. Hamecha S, *Étude et commande d'une éolienne à base d'une machine synchrone à aimant permanent*, Mémoire de magistère en électrotechnique, Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, 2004.

[16]. BOLOGNANI, S., ZIGLIOTTO, M. *Control Techniques for Permanent Magnet Synchronous Motors*. Springer, 2004.

[17]. Bendaha M. B, *Identification des paramètres d'une machine synchrone à aimant permanent en vue d'une intégration dans des simulateurs en temps réel*, Mémoire de magistère en électronique, Université des Sciences et de la Technologie d'Oran, 2015.

[18]. Rekioua T, *Contribution à la modélisation et à la commande vectorielle des machines synchrones à aimants permanents*, Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Lorraine, 1991.

[19]. Dogan H, *Méthodologie de conception des machines synchrones à aimants permanents - Application au véhicule électrique avec chargeur rapide embarqué*, Thèse de doctorat, Université de Grenoble, 2006.

[20]. Aissa A, *Commande sans capteur de vitesse par DTC d'une machine synchrone à aimant permanent dotée d'un observateur d'ordre complet à mode glissant*, Mémoire de magistère en électrotechnique, Université de Batna, 2005.

[21]. Bounadeur A, *Modélisation et étude de la commande vectorielle d'une machine synchrone à aimants permanents*, Mémoire d'ingéniorat, Université Badji Mokhtar – Annaba, 2022.

[22]. Bakhti Ibtissam, Commande *et diagnostic des défauts dans les machines synchrones à aimants permanents*, Thèse de doctorat, Université de Batna 2, 2019.

[23]. Benaziza Walid, *Commande robuste intelligente appliquée au suivi de trajectoires d'un système robotique*, Thèse de doctorat, Université de Batna 2, 2019.

[24]. Hemici Boualem, *Contribution à la commande robuste des machines asynchrones et synchrones à aimants permanents*, Thèse de doctorat, École Nationale Polytechnique d'Alger, 2007.

[25]. Yagoubi Mohamed, *Commande robuste structurée et optimisation convexe*, Thèse de doctorat, Université de Nantes, 2003.

[26]. Zioui Nadjet, *Commande multivariable robuste des systèmes : étude et applications,* Thèse de doctorat, École Nationale Polytechnique d'Alger, 2014.
[27]. Bouafassa Amar, *Commande non conventionnelle des systèmes non linéaires incertains perturbés*, Thèse de doctorat, Université Ferhat Abbas - Sétif 1, 2018.
[28]. Chakir Messaoud, Commande *robuste tolérante aux défauts : application à la MSAP*, Thèse de doctorat, École Nationale Polytechnique d'Alger, 2006.
[29]. Djaidja Oussama, *Commandes non linéaires tolérantes aux défauts appliquées à la machine asynchrone double alimentée*, Thèse de doctorat, Université de M'sila, 2024.
[30]. Saggai Abdelmoula, *Commandes tolérantes aux défauts d'un véhicule aérien autonome,* Thèse de doctorat, Université de M'sila, 2023.
[31]. Attoui Issam, *Contribution au diagnostic de défauts d'une génératrice asynchrone dans une chaîne de conversion d'énergie éolienne*, Thèse de doctorat, Université Badji Mokhtar - Annaba, 2015.
[32]. I. N'DOYE, *généralisation du lemme de gronwall-bellman pour la stabilisation des systèmes fractionnaires*, thèse de doctorat, Université de Nancy 1, 2011.