



Mémoire de Master

Présenté au

Département: Génie Électrique

Domaine: Sciences et Technologies

Filière: Electrotechnique

Spécialité: Electrotechnique Industrielle

Réalisé par :

LOUNICI SARA

Et

LARAK MANAL

Thème

Commande synergétique de la Machine Synchrone à Aimant Permanent (MSAP)

Soutenu le: 25/06/2023

Devant le Jury composé de :

YAHIOU Abdelghani	M.C.A	Univ. Bouira	président
MELLAH Hacene	M.C.A	Univ. Bouira	Encadreur
MAAF Omar	M.C.A	Univ. Bouira	Examineur



نموذج التصريح الشرفي الخاص بالالتزام بقواعد النزاهة العلمية لإنجاز بحث.

انا الممضي اسفله،

السيد(ة) لوح سيدي حسارة.....الصفة: طالب، استاذ، باحث.....جريدة
الحامل(ة) لبطاقة التعريف الوطنية: 100401606.....والصادرة بتاريخ 2016/04/04
المسجل(ة) بكلية : العلوم و العلوم التطبيقية..... قسم: الهندسة
الكهربائية.....

والمكلف(ة) بإنجاز اعمال بحث(مذكرة، التخرج، مذكرة ماستر، مذكرة ماجستير، اطروحة دكتوراه).
عنوانها: Commande Synergétique de la machine
synchrone a aimant permanent
تحت إشراف الأستاذ(ة): ملاح أحسن
أصح بشرفي اني ألتزم بمراعاة المعايير العلمية والمنهجية الاخلاقيات المهنية والنزاهة الاكاديمية
المطلوبة في انجاز البحث المذكور أعلاه.

التاريخ: 25/06/2023

توقيع المعني(ة)

رأي هيئة مراقبة السرقة العلمية:



%

08

النسبة:

الامضاء:



نموذج التصريح الشرفي الخاص بالالتزام بقواعد النزاهة العلمية لإنجاز بحث.

انا الممضي اسفله،

السيد(ة) احمر احمدالصفة: طالب، استاذ، باحث طالبة
الحامل(ة) لبطاقة التعريف الوطنية: 1171011119.....والصادرة بتاريخ 2021/01/11
المسجل(ة) بكلية : العلوم و العلوم التطبيقية..... قسم: الهندسة
الكهربائية.....

والمكلف(ة) بإنجاز اعمال بحث(مذكرة، التخرج، مذكرة ماستر، مذكرة ماجستير، اطروحة دكتوراه).

عنوانها: Commande synergique de la machine synchrone
à aimant permanent

تحت إشراف الأستاذ(ة): Melleg Hacem

أصرح بشرفي اني ألتزم بمراعاة المعايير العلمية والمنهجية الاخلاقيات المهنية والنزاهة الاكاديمية
المطلوبة في انجاز البحث المذكور أعلاه.

التاريخ: 2023/06/25

توقيع المعني(ة)

رأي هيئة مراقبة السرقة العلمية:



%

09

النسبة:

الامضاء:

Dédicaces

Je tiens à dédier ce travail à mon père **Lounici Rachid** et ma mère **Belkacemi Saliha**. Je suis vraiment reconnaissant envers eux pour m'avoir soutenu tout au long de mes études. Leur dévouement et les sacrifices qu'ils ont faits pour me donner les meilleures conditions possibles ont joué un rôle essentiel dans ma formation en tant que personne que je suis aujourd'hui.

Je tiens également à exprimer ma sincère reconnaissance envers mon frère **Mohamed Lamine** et ma sœur **Nadjet** pour leur soutien constant et leur affection.

Je veux aussi mentionner mes amies et collègues qui ont été d'une valeur inestimable tout au long de cette expérience. Votre compagnie et notre travail d'équipe ont rendu cette aventure encore plus enrichissante.

Je souhaite exprimer ma profonde gratitude envers mes professeurs qui m'ont transmis leur savoir et m'ont guidé pendant ma formation.

Je suis reconnaissant envers chacune de ces personnes pour leur contribution à ma réussite.

Et enfin, je veux adresser un remerciement tout particulier à Larak Manal pour son soutien et sa présence.

LOUNICI SARA

Dédicaces

Je souhaite dédier ce travail à ceux qui sont les plus précieux à mes yeux : mes parents. Leur amour inconditionnel et leur soutien constant tout au long de mes études sont des bénédictions que je ne saurais jamais assez apprécier.

À mes frères et sœurs (**Selma et Ibtissem**), qui ont été mes compagnons de route et mes alliés tout au long de cette aventure académique. Votre présence et votre soutien ont été des sources de réconfort et de motivation.

A tous mes amis qui ont été présents à mes côtés (**Kahina , Yamina. Amira, Yacine, Kadirou, Azzou, Razika, Farid**), qui m'ont soutenu, encouragé et réconforté pendant les moments difficiles. Votre amitié sincère et votre présence joyeuse ont rendu ce chemin encore plus spécial et significatif.

Je souhaite exprimer ma profonde gratitude envers Lounici Sara, qui a été une source de soutien et de présence constante tout au long de cette aventure académique. Ton soutien inébranlable et ta présence encourageante ont été d'une valeur inestimable pour moi.

LARAK MANAL

Remerciements

Je tiens à exprimer ma profonde gratitude envers toutes les personnes qui ont contribué au succès de ma formation. J'adresse mes remerciements particuliers à mon encadreur, le Dr **MELLAH Hacene**, ainsi qu'à toute l'équipe pédagogique de l'université de Bouira et aux intervenants professionnels. Leur patience, leur expertise et leur engagement inébranlable ont été d'une importance cruciale pour nourrir ma réflexion et m'offrir une formation théorique de qualité. Je remercie également mes proches, ma famille et mes amis, pour leur soutien indéfectible tout au long de mon parcours académique. Sans leur appui, je n'aurais pas pu atteindre mes objectifs. Je suis profondément reconnaissant envers toutes ces personnes pour leur contribution inestimable à ma formation.

Je tiens à exprimer ma profonde reconnaissance envers toutes les personnes qui nous ont apporté toute l'aide nécessaire pour réaliser cette mémoire.

Tous les membres du jury pour l'intérêt qu'ils ont porté à notre travail :

Dr : yahiouabdleghani

Dr : Omar Maaf

A tous nos amis qui ont partagé notre peine et nous ont soutenus de tout leur cœur. Nous voudrions également exprimer notre sincère reconnaissance envers nos père, nous les remercions pour tout ce qu'ils nous ont donné tout au long de notre existences et pour les sacrifices qu'ils ont consentis.

ملخص

تطور إنتاج المغنطيسات الصناعية يقلل التكاليف، وبالتالي تكاليف الآلة الكهربائية ذات المغنطيسات الدائمة، والتي أصبح استخدامها متزايدا بفضل خصائصها والعديد من المزايا التي توفرها. تتطلب هذه التنوعات في مجالات التطبيق تطويرا في مجالات السرعة لتكييف وتلبية احتياجات كل تطبيق. يتمثل هذا العمل في دراسة تقنية لتحكم السرعة تسمى "التحكم التشاركي" ومقارنة أدائها بتقنية أخرى تسمى "التحكم الاتجاهي". بعد النمذجة الرياضية، قمنا بإجراء محاكاة في محيط ما طلاب. لقد سمح لنا هذا الأخير بمحاكاة وتصور سلوك هذه الآلة باستخدام التحكمات المستخدمة في سيناريوهات مختلفة، ثم اختبار القوة والمتانة والذي أكد موثوقية هذا التحكم الذي أظهر قدرات استثنائية وزمن استجابة ممتاز.

الكلمات المفتاحية: التحكم التآزري، التحكم الاتجاهي، التحكم في السرعة، المغنطيسات الدائمة.

Résumé

Le développement de la production d'aimants industriels a permis de réduire les coûts de fabrication des machines électriques à aimants permanents (MSAP). En conséquence, l'utilisation de ces machines s'est intensifiée en raison de leurs nombreuses caractéristiques et avantages. Étant donné la diversité des domaines d'application des MSAP, il est nécessaire de développer des techniques de commande de vitesse pour répondre aux besoins spécifiques de chaque application.

Dans ce travail, nous étudions une technique de commande de vitesse appelée "commande synergétique", et nous la comparons à une autre technique appelée "commande vectorielle". Nous avons réalisé une modélisation mathématique et effectué des simulations dans l'environnement MATLAB pour évaluer les performances des deux techniques. Ces simulations nous ont permis de visualiser le comportement de la machine dans différents scénarios, et un test de robustesse a confirmé la fiabilité de la commande synergétique, qui a démontré des capacités exceptionnelles et un temps de réponse excellent.

Mots Clés : Commande Synergétique, Commande Vectorielle, Commande De Vitesse Machines Electriques, Aimants Permanents, machine synchrones.

Abstract

The development of industrial magnet production has led to a reduction in the manufacturing costs of Permanent Magnet Synchronous Machines (PMSMs). As a result, the use of these machines has increased due to their numerous features and advantages. Given the diverse application areas of PMSMs, it is necessary to develop speed control techniques to meet the specific requirements of each application.

In this study, we explore a speed control technique called "synergistic control" and compare it with another technique known as "vector control". We performed mathematical modeling and conducted simulations in the MATLAB environment to evaluate the performance of both techniques. These simulations allowed us to visualize the machine's behavior in different scenarios, and a robustness test confirmed the reliability of synergistic control, which demonstrated exceptional capabilities and an excellent response time.

Keywords: Synergistic Control, Vector Control, Permanent Magnet, Electric Machine, Speed Control, Synchronous Machine.

Table des Matières

Dédicaces	I
Dédicaces	IV
Remerciements	V
Table des Matières	VIII
Introduction Générale	1

Chapitre I: Généralités, état de l'art de la Machine Synchrone à Aiamant Permanant

I.1. Introduction.....	3
I.2. Machine synchrone	3
I.3. Historique	3
I.4. Machine synchrone à aimants permanents	4
I.5. Construction de la MSAP	4
I.5.1. Stator	5
I.5.2. Rotor	5
I.6. Principe de fonctionnement de la MSAP	6
I.7. sélection d'aimants.....	7
I.8. Avantages et inconvénients de la MSAP.....	7
I.8.1. Avantages	7
I.8.2. Inconvénients	7
I.9. Domaines d'application de MSAP	8
I.10. Type de commande de la MSAP.....	8
I.11. Conclusion	9

Chapitre II: Modélisation, Simulation et Commande Vectoriel de la

Machine Synchrone à Aimant Permanant

II.1. Introduction	10
II.2. Hypothèse simplificatrice	10
II.3. Modélisation électrique de la MSAP	11
II.4. Modélisation mathématique	14
II.5. Simulation de la MSAP	19

II.6. Résulta de simulation	19
II.7. Commande vectoriel	20
II.7.1. Principe de la commande vectorielle	20
II. 7.2. Méthodes de contrôle de la commande vectorielle pour les MSAP	21
II.7.3. Découplage	21
II.7.4. Calcul des régulateurs	23
II.7.5. Calcul des paramètres du régulateur PI	24
II.7.6. Défis de la limitation de courant	25
II.8. Inconvénients de la commande vectorielle.....	26
II.9. Conclusion.....	26

Chapitre III: Commande Synergétique

III.1. Introduction	27
III.2. Définition de la commande synergétique.....	27
III.3. Avantages de la commande.....	28
III.4. La théorie de la commande synergétique	28
III.4.1. Modes de fonctionnement souhaités	28
III.4.2. Création d'attracteurs artificiels	29
III.4.3. Auto-organisation orientée	30
III.5. Invariants pour un système électromagnétique.....	31
III.6. Procédé général de la commande synergétique	31
III.7. Conception de la commande synergétique	33
III.7.1. Conception du contrôleur SACT	35
III.7.2. Conception du Manifold	36
III.7.2.1. Conception du Manifold 1	36
III.7.2.2. Conception du Manifold 2	36
III.8. Paramètres de la simulation	37
III.9. Simulation.....	37
III.9.1. Premier scénario	39
III.9.2. Deuxième scénario	41
III.9.3. Test de robustesse	43
III.9.3.1. Variation de la résistance	43
III.9.3.2. Variation du moment d'inertie	45

III.10. Conclusion	47
Conclusion Générale	48
Références bibliographiques	49
Annexe	53

Liste des Figures

Figure I. 1. Machine synchrone à aimant permanent.	4
Figure I. 2. Vue de coté du stator de la MSAP.	5
Figure I. 3. Le rotor de la machine à aimant permanent.	6
Figure I. 4. Les composantes de la machine synchrone.	6
Figure II. 1. Transformation des coordonnées du repère statorique (a, b, c) au repère fixe biphasé (α, β).	15
Figure II. 2. Transformation des coordonnées du système de référence fixe à deux phases ..	15
Figure II. 3. Modèles électriques équivalents de la MSAP.....	19
Figure II. 4. Schéma block de la simulation de la MSAP.....	19
Figure II. 5. Courbe de variation de courant (i_q, i_d).	20
Figure II. 6. Courbe de variation de vitesse (rpm).	20
Figure II. 7. Description des couplages.	21
Figure II. 8. Découplage par compensation.	22
Figure II. 9. Commande découplée.....	22
Figure II. 10. Boucle de régulation de courant I_d et I_q	23
Figure II. 11. Boucle de régulation de la vitesse Ω	24
Figure II. 12. Boucle de régulation de vitesse avec limitation du courant.....	25
Figure II. 13. Régulateur PI.	25
Figure II. 14. Schéma bloc fonctionnel de la commande.	26
Figure III. 1. Stratégie de contrôle synergétique.	29
Figure III. 2. Formation des manifolds.	29
Figure III. 3. (a) Orientation vers un manifold de deux variables x_1, x_2 , (b) la stabilisation sur le manifold.....	30
Figure III. 4. L'orientation vers l'état désiré du système.	30
Figure III. 5. Organigramme de la procédure générale de contrôle synergétique.	33
Figure III. 6. Manifold dans le plan de phase.	34
Figure III. 21. Courbe de la vitesse : Effet d'une diminution de 50% du moment d'inertie...	46

Liste des Tableaux

Tableau III.1. Les invariants typiques d'un système électromécanique.	31
Tableau III. 2. Paramètre de la MSAP Utilisées en simulation.....	37
Tableau III. 3. Tableau représentatifs Résultats de simulation pour le 1 ^{er} cas à t=0.	40
Tableau III. 4. Tableau représentatifs des résultats de simulation du 1 ^{er} cas à t=1.	40
Tableau III. 5. Tableau représentatifs des résultats de simulation du 2 ^{eme} cas a t=1s.	42
Tableau III. 6. Tableau représentatifs des résultats de simulation du 2 ^{eme} cas à t=0s.	42
Tableau III. 7. Tableau représentatifs des résultats des analyses comparatifs.	44
Tableau III. 8. Tableau représentatifs des résultats du teste.....	46

Listes des Acronymes et Symboles

Acronymes

MSAP	Machine Synchrone A Aimants Permanent
PMSM	Surface Permanent Magnet Synchronous Machine
PI	Proportionnel Intégral
FMM	Force Magnétomotrice
MLI	Modulation De Largeur D'impulsion
FTBO	Fonction De Transfert En Boucle Ouvert
FTBF	Fonction De Transfert En Boucle
MANIFOLD	Attracteurs Artificiels
SACT	Approche Synergétique En Théorie Du Control
SISO	Signal D'entrée Signal De Sortie
SVPWM	Modulation De Largeur D'impulsion Par Vecteur Spatial
DSP	Digital Signal Processing

Symboles

θ_e	Représente l'angle électrique du rotor	
P	Nombre de paires de pôles	
u_A, U_E, U_X	Les tensions de phase instantanées.	
I_A, I_E, I_X	Les courants de phases instantanées.	
Φ_A, Φ_E, Φ_X	Le flux d'induction magnétique de phase instantanés.	
Φ_F	L'amplitude maximale du lien d'induction magnétique	
R_s	La résistance	[Ohm]
L_{Aa}, L_{Bb}, L_{Cc}	Les auto-inductances des trois phases	[mh]
L_{Ab}, L_{Bc}, L_{Ca}	Les mutuelles –inductances entre une phase et les autres.	[mh]
L_{ms0}	La composante constante de l'inductance de magnétisation	
L_m	L'amplitude de la composante d'anisotropie de l'inductance de magnétisation.	
M_S	Le coefficient moyen d'induction mutuelle	
P_e	La puissance électrique d'entrée absorbée,	[w]
P_{cu}	Les pertes joules,	[w]
P_{mec}	La puissance mécanique,	[w]

P_m	La puissance électromécanique	[w]
P_n	Puissance nominal	[w]
T_{Em}	Couple électromagnétique,	[Nm]
T_m	Couple électromécanique stator nominale	[Nm]
T_L	Couple résistant	[Nm]
(a, b, c)	Système de référence du stator,	
(d, q, o)	Le système de référence synchronisé	
(α , β)	Le système de référence biphasé fixe	
$[T]$	Matrice de La transformation des quantités du système	
$[T]^{-1}$	Matrice inverse de La transformation des quantités du système	
v_d, v_q, v_o	Les tensions des axes d, q et o	[V]
i_d, i_q, i_o	Les courants des axes d, q et o	[A]
L_d, L_q, L_o	Les inductances des axes d, q et o	[H]
L_s	La self-inductance	[H]
K_i, K_p	Le coefficient intégral, le terme proportionnel	
τ_Ω	Le constant de temps	[s]
t_r	Le temps de réponse	[s]
φ_s	Régulation de flux statorique,	[wb]
φ_r	Régulation de flux rotorique	[wb]
φ	Régulation de flux magnétique	[wb]
φ_{opt}	Optimisation du flux magnétique	[wb]
X	Le vecteur d'état de dimension n	
k_1, k_2	Des paramètres du contrôleur (manifold)	
n_n	Vitesse nominale	[rpm]
λ_m	Coefficient de flux magnétique permanent	[wb]
J	Moment d'inertie des rotors	[kg.cm ²]

Introduction Générale

Les machines électriques sont des dispositifs qui exploitent les principes électromagnétiques pour convertir l'énergie électrique en énergie mécanique, ou inversement. Elles se composent généralement d'un stator contenant des bobines enroulées et d'un rotor pouvant être aimanté ou induit. L'interaction entre les champs magnétiques générés par le stator et le rotor permet de générer un couple mécanique et de mettre en mouvement la machine. Il convient de noter qu'il existe un large éventail de types de machines électriques disponibles, tels que les machines synchrones, les machines asynchrones, les machines à courant continu et les moteurs universels [1].

De nos jours, les machines électriques jouent un rôle primordial dans de nombreux domaines. Elles sont essentielles pour les moyens de transport, notamment les véhicules hybrides/électriques, les avions électriques, les trains et les bateaux. Elles sont également indispensables dans la production d'énergie électrique, y compris dans les sources d'énergie renouvelable telles que l'énergie éolienne. De plus, elles sont utilisées dans diverses configurations pour le transfert d'énergie, que ce soit pour des transferts mécaniques, hydrauliques ou d'autres types [2].

Les machines synchrones occupent une position privilégiée dans les installations industrielles contemporaines, notamment dans les domaines où une vitesse constante est primordiale. Parmi ces machines, la machine synchrone à aimants permanents est largement préférée et largement utilisée au fil des générations [3, 4], l'utilisation de ces machines a connu une augmentation significative en raison de la demande croissante en termes de fiabilité et de disponibilité dans les processus industriels. Elles sont intégrées dans divers domaines tels que l'automobile, la robotique, le secteur médical et les systèmes embarqués. En comparaison avec d'autres types de machines à courant continu, qu'elles soient asynchrones ou synchrones classiques avec excitation électrique, ces machines offrent généralement des performances supérieures. Parmi les avantages notables figurent des couples élevés, des rendements améliorés, une faible inertie, une longue durée de vie et une large plage de vitesses de fonctionnement [5].

Les machines électriques sont utilisées dans différents secteurs et requièrent un contrôle adapté à chaque utilisation. Il existe plusieurs méthodes de contrôle disponibles, notamment la commande vectorielle avec régulateur PI [6], la commande non linéaire [7], le mode glissant [8] ainsi que la commande synergétique qui est l'objectif de notre travail [9], ce dernier offre une diversité de techniques afin de répondre aux besoins particuliers. [10-13].

Afin d'évaluer les performances de la commande synergétique, il est essentiel d'adopter une autre méthode appelée commande vectorielle avec un régulateur PI. Cette approche nous permettra

de justifier la fiabilité de la commande synergique. Pour atteindre cet objectif, notre travail a été organisé selon le plan suivant :

Au cours de ce premier chapitre, nous allons explorer l'état de l'art des machines synchrones ainsi que les principes fondamentaux de la machine synchrone à aimant permanent, en motionnant son fonctionnement et les caractéristiques de conception qui lui sont propres. De plus, nous présenterons divers types de machines synchrones, en mettant un accent particulier sur la machine synchrone à aimants permanents.

Le deuxième chapitre met l'accent sur la modélisation mathématique, la simulation et le contrôle avancé des Machines Synchrone à Aimants Permanents (MSAP). Nous aborderons la modélisation de la MSAP ainsi que le contrôle vectoriel, dont les résultats seront visualisés à travers des courbes communes en utilisant la commande synergétique dans le chapitre suivant.

Dans le troisième chapitre, nous avons effectué une analyse détaillée de la commande synergétique appliquée aux machines à aimant permanent, mettant en évidence l'importance des configurations de fonctionnement souhaitées. Nous avons exposé en détail l'ensemble du processus de la commande synergétique, en fournissant tous les paramètres nécessaires pour les simulations. Par la suite, nous avons réalisé un test de robustesse afin de vérifier l'adaptabilité des deux approches de commande (vectoriel PI et synergétique) et leur comportement face aux variations des paramètres spécifiés dans le test. Finalement, nous récapitulons l'ensemble des résultats obtenus grâce aux simulations, accompagnés d'explications claires de ces résultats.

Nous concluons notre travail par une synthèse générale des observations et résultats obtenus au cours de cette expérience de simulation.

Chapitre I:
Généralités, état de l'art de Machine
Synchrone à Aimant Permanent

Chapitre I:Généralités, état de l'art de la Machine Synchrones à Aiamant Permanent

I.1. Introduction

La machine synchrone à aimant permanent est une technologie avancée dans le domaine des machines électriques, de plus en plus utilisée dans de nombreuses applications industrielles, notamment pour la production d'énergie électrique. Cette machine utilise des aimants permanents pour créer un champ magnétique constant dans le rotor, offrant ainsi des avantages significatifs en termes d'efficacité énergétique, de puissance et de fiabilité par rapport aux machines synchrones conventionnelles.

Dans ce chapitre, nous allons explorer les principes fondamentaux de la machine synchrone à aimant permanent, en étudiant son fonctionnement et caractéristiques de conception.

I.2. Machine synchrone

Les machines synchrones sont toutes les machines électriques dont la vitesse de rotation de l'arbre de sortie est synchronisée avec la vitesse de rotation du champ magnétique tournant, et cela peut être obtenu grâce à la génération du champ magnétique du rotor soit par des aimants permanents, soit par un circuit d'excitation [14]. C'est un dispositif électromécanique réversible qui peut convertir de l'énergie électrique en énergie mécanique ou vice versa [15].

➤ Types des machines synchrone

Il existe plusieurs types de machines synchrones. Les principaux types sont [16]:

- ✓ La machine synchrone à rotor bobiné.
- ✓ La machine synchrone à aimants permanents.

I.3. Historique

L'histoire de la machine synchrone remonte à la fin du XIX^e (19^{ème}) siècle, marquant une étape importante dans le développement de la technologie électrique. Voici quelques phrases pour définir l'historique de la machine synchrone [19]:

- ✓ En 1819, la découverte de l'action à distance de la circulation d'un courant électrique sur une aiguille aimantée à Copenhague.
- ✓ En 1821, l'invention du moteur électrique par Michael Faraday.
- ✓ En 1832, la mise au point du générateur électrique par Hippolyte Pixii.

- ✓ Dans les années 1870, l'invention du transformateur par Nikola Tesla et George Westinghouse.
- ✓ Dans les années 1880, le développement des premiers moteurs électriques industriels.
- ✓ Dans les années 1890, l'invention du moteur asynchrone par Nikola Tesla.
- ✓ Ces étapes ont permis de faire progresser la technologie des machines électromagnétiques et ont ouvert la voie à de nombreuses autres avancées dans ce domaine.

I.4. Machine synchrone à aimants permanents

La machine synchrone est un dispositif électromécanique dans lequel la vitesse de rotation du rotor est synchronisée avec la vitesse de rotation du champ magnétique tournant du stator. Les deux vitesses doivent être identiques pour que la machine fonctionne correctement [17].

Cette synchronisation est possible grâce à un grand nombre de pôles. Les machines synchrone sont ainsi capables de produire des couples mécaniques élevés, ce qui les rend adaptées pour des applications qui nécessitent une grande puissance [16, 17]. La figure I.1 ci-dessous montre une machine synchrone, représentant les composants principaux tels que le rotor, le stator, les enroulements et le système d'excitation.



Figure I. 1. Machine synchrone à aimant permanent.

Les machines équipées d'aimants permanents sont largement utilisées dans les applications à haute vitesse en raison de leurs avantages tels qu'une puissance massique importante, un facteur de puissance élevé et une excellente efficacité [18].

I.5. Construction de la MSAP

Les moteurs synchrones industriels sont construits de manière similaire aux alternateurs triphasés à pôles saillants [20].

I.5.1.Stator

Les moteurs synchrones industriels sont fabriqués selon une méthode de construction similaire à celle des alternateurs triphasés à pôles saillants. Le stator est composé d'un noyau magnétique percé d'encoches destinées à accueillir un bobinage triphasé (comme illustré dans la Figure I.2). Ce bobinage enchevêtré dans le stator est identique à celui d'un moteur à induction triphasé [20].



Figure I. 2.Vue de coté du stator de la MSAP.

De plus, le stator est une partie fixe de la machine qui contient les enroulements liés à la source d'énergie. Il est similaire au stator que l'on retrouve dans toutes les machines électriques triphasées, construit à partir d'un empilage de tôles magnétiques avec des encoches pour loger trois enroulements identiques, décalés les uns par rapport aux autres de $2\pi/3$ [21].

La vitesse de rotation du champ tournant dépend du nombre de pôles de la machine et de la pulsation des courants statoriques. En effet, la vitesse de rotation du champ tournant est proportionnelle à ces deux facteurs [6].

I.5.2. Rotor

Le rotor est la partie mobile de la machine et est équipé d'aimants permanents, ce qui présente divers avantages, tels que la simplicité de conception et l'élimination des pertes de rotor associées aux balais. Toutefois, cela implique que le flux rotorique n'est plus contrôlable [21].

De plus, des conducteurs court-circuités sont insérés dans des encoches situées à la périphérie des pôles, créant ainsi une cage d'écurieil similaire à celle utilisée dans les moteurs à induction. Cette cage permet aux moteurs synchrones de démarrer selon le principe des moteurs asynchrones [20]. La figure I.3 est une illustration d'un rotor de la MSAP.



Figure I. 3. Le rotor de la machine à aimant permanent.

I.6. Principe de fonctionnement de la MSAP

Pour que la machine synchrone fonctionne correctement, elle a besoin d'un champ magnétique rotorique généré par des aimants. Si la machine fonctionne en mode permanent, le champ magnétique rotorique reste par rapport au rotor. Pour assurer un fonctionnement synchronisé, la vitesse de rotation du rotor doit être identique à celle du champ tournant statorique [6].

Un moteur électrique convertit l'énergie électrique en énergie mécanique en utilisant un champ magnétique rotatif produit par le stator pour entraîner le rotor. Si la charge sur l'arbre du moteur est importante, l'angle de décalage polaire augmente, ce qui peut causer le décrochage du rotor du champ magnétique rotatif une fois que l'angle atteint 90 degrés. La vitesse de rotation du rotor est égale à la vitesse de synchronisme et dépend directement de la fréquence d'alimentation du stator [20,22]. Dans ce qui suit-on trouve la figure I.4 qui montre les principales composantes d'une MSAP.

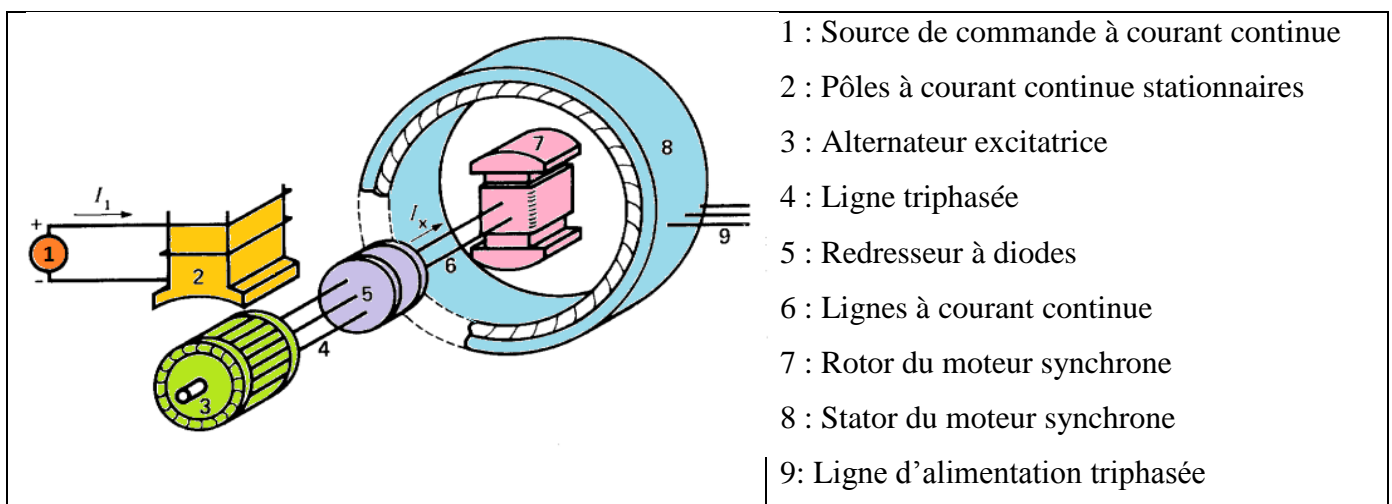


Figure I. 4. Les composantes de la machine synchrone.

I.7. sélection d'aimants

La sélection des aimants permanents dépend de plusieurs facteurs, tels que [14] :

- ✓ La performance souhaitée du moteur.
- ✓ Le poids total du moteur, qui peut être influencé par la taille et le type d'aimants permanents utilisés.
- ✓ Les dimensions de l'aimant, qui peuvent être importantes pour s'assurer qu'il convient à l'application spécifique du moteur.
- ✓ Le rendement global du moteur, qui peut être affecté par la qualité et les caractéristiques de l'aimant permanent.
- ✓ Les facteurs économiques, tels que le coût et la disponibilité de l'aimant, qui peuvent être importants pour les fabricants de moteurs soucieux de leur rentabilité.

I.8. Avantages et inconvénients de la MSAP

I.8.1. Avantages

Les MSAP offrent plusieurs avantages, en voici quelques exemples numérotés [6,22].

- ✓ Amélioration de la dynamique et de la productivité.
- ✓ Une meilleure performance dynamique.
- ✓ Optimisation du système pour répondre aux exigences de l'application.
- ✓ Contrôle de couple simple et efficace pour les entraînements de moteur à large plage de vitesses.
- ✓ Construction et entretien simplifiés grâce à l'absence de collecteurs et de balais.
- ✓ Puissance massique élevée et précision de la commande.

I.8.2. Inconvénients

Comme les MSAP offrent plusieurs avantages, elles ont également certains inconvénients sur place.

En voici quelques exemples [22]:

- ✓ Les aimants coûtent cher, ce qui augmente le coût global de la machine.
- ✓ Les aimants peuvent avoir des problèmes de tenue en température.
- ✓ Les aimants peuvent subir une démagnétisation irréversible due à la réaction d'induit.
- ✓ Il est impossible de régler l'excitation.
- ✓ C-Pour atteindre des vitesses élevées, il faut augmenter le courant statorique, ce qui peut entraîner des pertes statoriques par effet Joule.
- ✓ L'absence de régulation de ce flux ne permet pas un contrôle souple sur une large plage de vitesses.
- ✓ La structure de la machine peut être affectée par les vibrations et les chocs.

I.9. Domaines d'application de MSAP

Le moteur synchrone à aimants permanents trouve son utilisation dans une plage de puissances très large, allant de quelques centaines de watts pour les petits moteurs jusqu'à plusieurs mégawatts pour les systèmes de propulsion des navires. C'est pourquoi il peut être très utile dans diverses applications, notamment [21] :

- ✓ Les équipements domestiques tels que les machines à laver le linge.
- ✓ Les automobiles.
- ✓ Les équipements de technologie de l'information tels que les lecteurs de DVD.
- ✓ Les outils électriques, les jouets, les systèmes de vision et leurs équipements.
- ✓ Les équipements de soins médicaux et de santé tels que les fraises dentaires.
- ✓ Les applications robotiques.
- ✓ La production d'électricité.
- ✓ Les machines-outils.
- ✓ Les applications de l'énergie éolienne.

I.10. Type de commande de la MSAP

Le contrôle de la machine synchrone à aimant permanent présente plusieurs modes, chacun avec ses propres propriétés et caractéristiques distinctes. Voici quelques exemples de ces méthodes de contrôle :

Commande vectorielle avec régulateur PI : Cette méthode utilise des techniques de contrôle vectoriel pour assurer un contrôle précis du couple et de la vitesse de la machine synchrone à aimant permanent. Elle est souvent associée à un régulateur PI (proportionnel-intégral) pour ajuster les paramètres en temps réel et maintenir la stabilité du système [6].

Commande non linéaire : Cette approche utilise des techniques de commande non linéaire pour prendre en compte les caractéristiques non linéaires de la machine synchrone à aimant permanent. Elle peut offrir une meilleure précision de contrôle et une meilleure réponse dynamique par rapport à des méthodes linéaires, mais peut être plus complexe à mettre en œuvre [7].

Commande synergétique : Cette méthode combine différentes approches de commande, telles que la commande vectorielle, la commande non linéaire et d'autres techniques, pour exploiter les avantages de chaque méthode et optimiser les performances globales de la machine synchrone à aimant permanent [8].

Le mode glissant : il contrôle la vitesse de rotation des machines synchrones à aimants permanents en ajustant le courant d'excitation du stator. Il maintient une vitesse constante malgré

les variations de charge et offre un démarrage puissant. Utilisé dans des applications telles que les ascenseurs et les véhicules électriques [9].

I.11. Conclusion

Ce chapitre offre une vue d'ensemble des machines synchrones à aimant permanent, en fournissant une description de leur construction ainsi qu'une liste de leurs avantages et inconvénients. De plus, nous avons exploré les domaines d'application et ces modes.

Une fois terminé ce chapitre, nous aborderons le deuxième chapitre qui porte sur la modélisation et les simulations d'une machine synchrone à aimants permanents. En utilisant le référentiel de Park et Clark puis on aborde la commande vectorielle et les régulateurs de vitesse.

**Chapitre II: Modélisation,
Simulation et Commande Vectoriel de la
Machine Synchrone à Aimant Permanent**

Chapitre II: Modélisation, Simulation et Commande Vectoriel de la Machine Synchrones à Aimant Permanent

II.1. Introduction

La modélisation est un aspect essentiel pour simuler le comportement des machines et comprendre les phénomènes qui y sont liés. En combinant des techniques de modélisation et d'analyse mathématique, il est possible de créer un modèle de machine qui sera utile dans une simulation. Cela permettra de visualiser le comportement de ces systèmes face à divers scénarios.

Le chapitre II traite de la modélisation, de la simulation et de la commande vectorielle des Machines Synchrones à Aimants Permanents (MSAP). Il présente les principes de modélisation dans le repère de Park, la transformation du Clark, la mise sous forme d'équations d'état, ainsi que les régulateurs et les méthodes de contrôle de la commande vectorielle. L'importance de la simulation est soulignée pour valider la performance du système de contrôle.

II.2. Hypothèse simplificatrice

Le fonctionnement d'un système peut être modélisé en prenant en compte les phénomènes physiques qui y sont associés. Selon le niveau de modélisation choisi, certaines hypothèses simplificatrices peuvent être utilisées, ce qui rendra le modèle plus simple à étudier et à utiliser. Ces hypothèses simplificatrices sont basées sur les propriétés des machines à courant alternatif [6]. Afin de simplifier la modélisation du système, les hypothèses suivantes sont adoptées :

- ✓ La saturation est négligée, cela signifie que les inductances propres et mutuelles propres et mutuelles ne dépendent pas des courants dans enroulements.
- ✓ Les forces électromotrices sont réparties sinusoïdalement dans l'entrefer de la machine, ce qui donne une symétrie par rapport à l'axe magnétique des enroulements.
- ✓ L'effet d'encoche est ignoré. Cela implique d'ignorer les conséquences des encoches présentes sur le rotor ou le stator d'une machine électrique.
- ✓ Une distribution spatiale sinusoïdale de la force magnétomotrice (FMM) a été considérée dans l'entrefer.
- ✓ L'hystérésis et les courants de Foucault dans le noyau de fer ont été négligés.
- ✓ Les effets harmoniques dus aux encoches ont été négligés.

II.3. Modélisation électrique de la MSAP

Pour étudier les moteurs synchrones triphasés, on utilise des transformations mathématiques comme la transformation de Park pour simplifier les équations différentielles à coefficients variables en équations à coefficients constants. Cette transformation permet de passer d'une représentation triphasée à une représentation en repère de Park à axes orthogonaux, c'est-à-dire que les axes du repère de Park sont perpendiculaires les uns aux autres (d, q, o). Le repère de Park peut tourner à une vitesse arbitraire et des choix peuvent être faits en fonction du repère utilisé [4,6,23,24].

$$\begin{cases} v_a = Ri_a(t) + \frac{d\varphi_a(t,\theta_e)}{dt} \\ v_b = Ri_b(t) + \frac{d\varphi_b(t,\theta_e)}{dt} \\ v_c = Ri_c(t) + \frac{d\varphi_c(t,\theta_e)}{dt} \end{cases} \quad (2.1)$$

L'équation de lien d'induction magnétique vers les phases du stator est donnée par les équations suivantes, où θ_e représente l'angle électrique du rotor (résultant du produit du nombre de paires de pôles P et de l'angle mécanique du rotor [29,30] :

u_a, u_e, u_x : Les tensions de phase instantanées.

i_a, i_e, i_x : Les courants de phases instantanées.

$\varphi_a, \varphi_e, \varphi_x$: Le flux d'induction magnétique de phase instantanés.

R : La résistance de phase, supposée identique pour les trois phases.

Le couplage magnétique entre le stator et le rotor dépend à la fois des courants circulant dans chaque phase du stator et du flux magnétique produit par les aimants permanents du rotor.

Nous supposons que le rotor et le stator de la machine présentent une perméabilité magnétique constante, ou plutôt un comportement magnétique linéaire, et que les pertes dans le fer de la machine sont négligeables [25,26].

L'expression du couplage magnétique peut être formulée de la manière suivante :

$$\begin{cases} \varphi_a(t) = \varphi_{a,i}(t) + \varphi_{fa}(t) \\ \varphi_b(t) = \varphi_{b,i}(t) + \varphi_{fb}(t) \\ \varphi_c(t) = \varphi_{c,i}(t) + \varphi_{fc}(t) \end{cases} \quad (2.2)$$

En prenant en considération la supposition du modèle, il est envisageable d'assumer que les flux d'induction magnétique φ_a, φ_e et φ_x générés par l'excitation du courant du stator et les aimants permanents sont des fonctions sinusoïdales :

$$\begin{cases} \varphi_{fa} = \varphi_f \cos P\theta_r \\ \varphi_{fb} = \varphi_f \cos \left(P\theta_r - \frac{2}{3}\pi \right) \\ \varphi_{fc} = \varphi_f \cos \left(P\theta_r - \frac{4}{3}\pi \right) \end{cases} \quad (2.3)$$

L'expression φ_f représente l'amplitude maximale du lien d'induction magnétique pour chaque phase en raison de la présence des aimants permanents.

Le lien d'induction magnétique produit par l'excitation du courant du stator peut être formulé de la manière suivante :

$$\begin{cases} \varphi_{a,i} = L_{aa}i_a + L_{ab}i_b + L_{ac}i_c \\ \varphi_{b,i} = L_{ba}i_a + L_{bb}i_b + L_{bc}i_c \\ \varphi_{c,i} = L_{ca}i_a + L_{cb}i_b + L_{cc}i_c \end{cases} \quad (2.4)$$

Les termes L_{aa}, L_{bb} et L_{cc} représentent les auto-inductances des trois phases, tandis que L_{ab}, L_{bc} et L_{ca} représentent les mutuelles –inductances entre une phase et les autres.

Il convient de noter que les valeurs des auto-inductances et des mutuelles-inductances peuvent varier en fonction de la position du rotor et par conséquent, du temps. les auto-inductances peuvent être exprimées de la manière suivante :

$$\begin{cases} L_{aa} = L_{\sigma s} + L_{ms0} + L_m \cos 2P\theta_r \\ L_{bb} = L_{\sigma s} + L_{ms0} + L_m \cos \left(2P\theta_r - \frac{2}{3}\pi \right) \\ L_{cc} = L_{\sigma s} + L_{ms0} + L_m \cos \left(2P\theta_r - \frac{4}{3}\pi \right) \end{cases} \quad (2.5)$$

Ces expressions peuvent être réécrites de la manière suivante :

Les auto-inductances peuvent être décomposées en deux termes : un terme sinusoïdal de double fréquence électrique avec une amplitude de L_m et un terme constant ($L_{\sigma s} + L_{ms0}$).

L'inductance de fuite ($L_{\sigma s}$) représente le flux du stator qui ne traverse pas le rotor mais s'écoule dans l'air environnant.

L_{ms0} : La composante constante de l'inductance de magnétisation

L_m : l'amplitude de la composante d'anisotropie de l'inductance de magnétisation.

Ceux qui varient fonction de l'angle $2P\theta_r$.

Les mutuelles-inductance prennent en compte le flux lié par chaque enroulement en raison du courant circulant dans les autres enroulements.

Elles sont également influencées par la structure de la machine et peuvent être exprimées par les équations suivantes [25,26] :

$$\begin{cases} L_{ab} = L_{ba} = -M_s + L_m \cos \left(2P\theta_r - \frac{2}{3}\pi \right) \\ L_{bc} = L_{cb} = -M_s + L_m \cos(2P\theta_r) \\ L_{ca} = L_{ac} = -M_s + L_m \cos \left(2P\theta_r - \frac{4}{3}\pi \right) \end{cases} \quad (2.6)$$

Ou M_s est le coefficient moyen d'induction mutuelle entre les phases de l'enroulement du stator.

Les relations décrites ci-dessus peuvent également être exprimées sous forme matricielle de la manière suivante :

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

$$\begin{bmatrix} \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \phi_{fa} \\ \phi_{fb} \\ \phi_{fc} \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

Les expressions (2.7) et (2.8) peuvent être réécrites de manière plus compacte :

$$[v] = [R][i] + \frac{d[\phi]}{dt} \quad (2.9)$$

$$[\phi] = [L][i] + \phi_f \quad (2.10)$$

En remplaçant l'équation (2.8) dans l'équation (2.7) de la tension électrique, on obtient la relation suivante

$$\begin{aligned} [v] &= [R][i] + \frac{d}{dt} ([L][i] + \phi_f) \\ &= [R][i] + \frac{d[L]}{dt} [i] + \frac{d[i]}{dt} [L] + \frac{d[\phi_f]}{dt} \\ &= [R][i] + \frac{d[\Theta_r]}{dt} \frac{d[L]}{d\Theta_r} [i] + \frac{d[i]}{dt} [L] + \frac{d[\Theta_r]}{dt} \frac{d[\phi_f]}{d\Theta_r} \end{aligned}$$

On aura donc

$$[v] = [R][i] + w_r \frac{d[L]}{d\Theta_r} [i] + [L] \frac{d[i]}{dt} + w_r \frac{d[\phi_f]}{d\Theta_r} \quad (2.11)$$

En multipliant les deux membres de l'équation (2.11) par le vecteur transpose des courants $[i]^T$, on peut obtenir l'expression de la puissance d'entrée de la MSAP:

Ou :

$[Pe] = [i]^T [v]$: La puissance électrique d'entrée absorbée par la machine.

$[Pcu] = [i]^T [R][i]$: Les pertes joules dans les enroulements du stator.

$\frac{d[i]}{dt} [i]^T [L]$: La puissance stockée dans le champ magnétique.

$[Pmec] = [dir]/[d\Theta_r][ir]^T [\phi] r^T$: La puissance mécanique de l'arbre moteur.

Par conséquent, il est également possible d'obtenir l'expression du couple électromagnétique sur l'arbre moteur avec la relation suivante :

$$\begin{aligned} T_{em} &= \frac{P_m}{w_r} \\ T_{em} &= [i]^T \frac{d[L]}{d\Theta_r} [i] + [i]^T \frac{d[\phi_f]}{d\Theta_r} \end{aligned}$$

Donc :

$$T_{em} = [i_a \ i_b \ i_c] \frac{d}{d\Theta_r} \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + [i_a \ i_b \ i_c] \frac{d}{d\Theta_r} \begin{bmatrix} \phi_{fa} \\ \phi_{fb} \\ \phi_{fc} \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

Avec :

$$[i_a \ i_b \ i_c] \frac{d}{d\theta_r} \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} : \text{La composante de réductance.}$$

$$[i_a \ i_b \ i_c] \frac{d}{d\theta_r} \begin{bmatrix} \Phi_{fa} \\ \Phi_{fb} \\ \Phi_{fc} \end{bmatrix} : \text{Le couple développé par la machine.}$$

Grâce à l'interaction entre le flux produit par les aimants permanents et les courants circulant dans les phases du stator, on obtient le modèle mathématique de la MSAP. Ce modèle est composé d'un système d'équations différentielles avec des coefficients non constants, ce qui rend la détermination des solutions difficile. Pour surmonter cette difficulté, on utilise une astuce mathématique qui consiste à transformer les coordonnées du système de référence du stator (a, b, c) vers le système de référence (d, q, o) synchronisé [25,26].

II.4. Modélisation mathématique de Park

Le modèle mathématique de la MSAP dans le système de référence synchrone (d, q, o) a été présenté précédemment. Il se compose de trois équations différentielles avec des coefficients variables utiliser ce modèle mathématique pour le contrôle de la MSAP peut être complexe. Pour simplifier les équations différentielles en utilisant des paramètres constants, on peut utiliser des transformations mathématiques linéaires, plus précisément, la transformation de Park permet de passer d'un système de référence triphasé du stator à un système de référence biphasé qui tourne à la vitesse mécanique du rotor ω_{ref} . L'axe réel est aligné avec l'axe polaire du rotor.

Cette transformation présente l'avantage de réduire le système d'équations dans le référentiel (d, q, o) où les coefficients d'auto-inductance et de mutuelle-inductance sont indépendants de la position du rotor, et donc constants dans le temps. La transformation du plans (a, b, c) à (α , β) est montrée dans la figure II.1 [25,26].

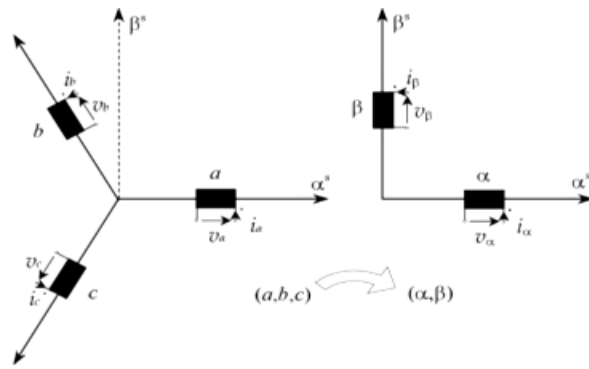


Figure II. 1. Transformation des coordonnées du repère statorique (a, b, c) au repère fixe biphasé (α, β).

Pour obtenir le modèle de Park, une première transformation de coordonnées est réalisée à partir du système de référence statorique (a, b, c) vers le système de référence biphasé fixe (α, β), comme illustre dans la figure II.2. Cette transformation permet de simplifier le système en ne considérant que deux enroulements disposés à 90 degrés l'un de l'autre, ce qui les rend magnétiquement indépendants. Cependant, ce modèle prend encore en compte les grandeurs du stator et du rotor par rapport à leurs référentiels physique respectifs, ce qui signifie que les coefficients d'inductance dépendent toujours de la position angulaire de rotor.

Par conséquent, une transformation supplémentaire est nécessaire pour exprimer les grandeurs du stator et du rotor dans un unique référentiel. On considère un système d'axes (d, q, o) tournant en synchronisme avec le rotor, ou les grandeurs de ce dernier sont référencées par rapport à ce système.

Cette transformation supplémentaire permet de rapporter les grandeurs du stator du système (α, β) au système (d, q), comme présenté dans la figure II.2.

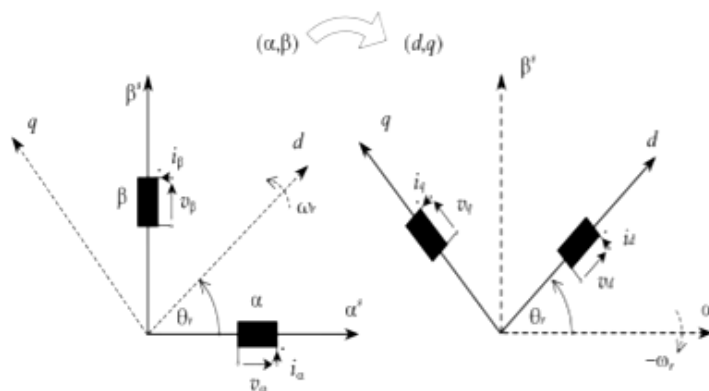


Figure II. 2. Transformation des coordonnées du système de référence fixe à deux phases (α, β) au système rotatif ($d, q, 0$).

La transformation des quantités du système de référence triphasé (a, b, c) vers le système d'axe fixe (d, q, o) est réalisée à l'aide de la matrice de la transformation suivante :

$$[T] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos P\theta_r & \cos\left(P\theta_r - \frac{2}{3}\pi\right) & \cos\left(P\theta_r - \frac{4}{3}\pi\right) \\ -\sin P\theta_r & -\sin\left(P\theta_r - \frac{2}{3}\pi\right) & -\sin\left(P\theta_r - \frac{4}{3}\pi\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

Il est possible de le définir la matrice inverse qui permet la transformation des quantités du système de coordonnées (d, q, o) vers le système de coordonnées triphasé (a, b, c) .cette matrice inverse est donnée par :

$$[T]^{-1} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos P\theta_r & -\sin P\theta_r & 1 \\ \cos\left(P\theta_r - \frac{2}{3}\pi\right) & -\sin\left(P\theta_r - \frac{2}{3}\pi\right) & 1 \\ \cos\left(P\theta_r - \frac{4}{3}\pi\right) & -\sin\left(P\theta_r - \frac{4}{3}\pi\right) & 1 \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

Les grandeurs électrique dans les systèmes de référence (d, q, o) définies par les relatons suivantes :

$$[v_{d,q,o}] = [T][v_{a,b,c}] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos P\theta_r & \cos\left(P\theta_r - \frac{2}{3}\pi\right) & \cos\left(P\theta_r - \frac{4}{3}\pi\right) \\ \cos P\theta_r & -\sin\left(P\theta_r - \frac{2}{3}\pi\right) & -\sin\left(P\theta_r - \frac{4}{3}\pi\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

$$[i_{d,q,o}] = [T][i_{a,b,c}] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos P\theta_r & \cos\left(P\theta_r - \frac{2}{3}\pi\right) & \cos\left(P\theta_r - \frac{4}{3}\pi\right) \\ -\sin P\theta_r & -\sin\left(P\theta_r - \frac{2}{3}\pi\right) & -\sin\left(P\theta_r - \frac{4}{3}\pi\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

$$[\Phi_{d,q,o}] = [T][\Phi_{a,b,c}] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos P\theta_r & \cos\left(P\theta_r - \frac{2}{3}\pi\right) & \cos\left(P\theta_r - \frac{4}{3}\pi\right) \\ -\sin P\theta_r & -\sin\left(P\theta_r - \frac{2}{3}\pi\right) & -\sin\left(P\theta_r - \frac{4}{3}\pi\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_a \\ \Phi_b \\ \Phi_c \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

En appliquant la transformation de coordonnées susmentionnée au modèle mathématique du moteur synchrone à aimants permanent l'équation du flux dans le système de référence (d, q, o) est la suivante :

$$\begin{aligned} [\Phi_{d,q,o}] &= [T][\Phi_{a,b,c}] \\ [\Phi_{d,q,o}] &= [T][L][i_{a,b,c}] + [T][\Phi_{fa,b,c}] \\ [\Phi_{d,q,o}] &= [T][L][T]^{-1}[i_{d,q,o}] + [T][T]^{-1}[\Phi_{fd,q,o}] \end{aligned}$$

On aura donc

$$[\Phi_{d,q,o}] = \begin{bmatrix} L_d & 0 & 0 \\ 0 & L_q & 0 \\ 0 & 0 & L_o \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Phi_f \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

Ou:

v_d, v_q, v_o Sont les tensions des axes d, q et o ;

i_d, i_q, i_o Sont les courants des axes d, q et o ;

Φ_d, Φ_q, Φ_o Sont les inductances des axes d, q et o ;

L_d, L_q, L_o Sont les inductances des axes d, q et o ;

Ou chaque composante d'inductance est définie par :

$$L_d = L_s + M_s + \frac{3}{2}L_m \quad (2.19)$$

$$L_q = L_s + M_s - \frac{3}{2}L_m \quad (2.20)$$

$$L_o = L_s - 2M_s \quad (2.21)$$

$$L_s = L_{\sigma s} - L_{ms0} \quad (2.22)$$

Où L_s est la self-inductance. L'équation d'équilibre de tension résulte :

$$\begin{aligned} [v_{d,q,o}] &= [T][v_{a,b,c}] \\ [v_{d,q,o}] &= [T][R][i_{a,b,c}] + [T] \frac{d[\Phi_{a,b,c}]}{dt} \\ [v_{d,q,o}] &= [T][R][T]^{-1}[i_{d,q,o}] + [T] \frac{d([T]^{-1} [\Phi_{d,q,o}])}{dt} \\ [v_{d,q,o}] &= \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_o \end{bmatrix} + [T][T]^{-1} \frac{d \begin{bmatrix} \Phi_d \\ \Phi_q \\ \Phi_o \end{bmatrix}}{dt} + [T]w_r \frac{d([T]^{-1})}{d\theta_r} \begin{bmatrix} \Phi_d \\ \Phi_q \\ \Phi_o \end{bmatrix} \end{aligned}$$

On aura donc

$$[v_{d,q,o}] = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_o \end{bmatrix} + \frac{d \begin{bmatrix} \Phi_d \\ \Phi_q \\ \Phi_o \end{bmatrix}}{dt} + Pw_r \begin{bmatrix} -\Phi_q \\ \Phi_d \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

En remplaçant les équations (2.18) par les équations (2.23), la tension devient :

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \frac{d \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_o \end{bmatrix}}{dt} + Pw_r \begin{bmatrix} -L_q i_q \\ L_d i_d + \Phi_f \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

Le bilan de puissance dans le repère (d, q, o) est donné par l'expression suivante :

$$\begin{aligned} [P_i] &= [i_{a,b,c}]^T [v_{a,b,c}] \\ [P_i] &= [i_{a,b,c}] ([T]^{-1})^T [T]^{-1} [v_{d,q,o}] \end{aligned}$$

Donc

$$[P_i] = \frac{3}{2} (v_d i_d + v_q i_q + v_o i_o) \quad (2.25)$$

En développant cette équation, il est possible d'obtenir :

$$[P_i] = [i_{a,b,c}]^T [v_{a,b,c}]$$

$$\begin{aligned}
 [P_i] &= [i_{a,b,c}] ([T]^{-1})^T [T]^{-1} [v_{d,q,o}] \\
 [P_i] &= [i_{a,b,c}] ([T]^{-1})^T [T]^{-1} \left\{ [R] [i_{d,q,o}] + [L_{d,q,o}] \frac{d}{dt} [i_{d,q,o}] + P w_r \begin{bmatrix} -\Phi_q \\ \Phi_d \\ 0 \end{bmatrix} \right\} \\
 [P_i] &= [i_{a,b,c}] ([T]^{-1})^T [T]^{-1} [R] [i_{d,q,o}] + [i_{d,q,o}] ([T]^{-1})^T [T]^{-1} [L_{d,q,o}] \frac{d}{dt} [i_{d,q,o}] + \\
 & [i_{a,b,c}] ([T]^{-1})^T [T]^{-1} P w_r \begin{bmatrix} -\Phi_q \\ \Phi_d \\ 0 \end{bmatrix} \tag{2.26}
 \end{aligned}$$

La puissance électromécanique P_m dans le modèle mathématique de la MSAP dans le système de référence (d, q, o) est donnée par l'expression suivante :

$$\begin{aligned}
 P_m &= [i_{d,q,o}] ([T]^{-1})^T [T]^{-1} P w_r \begin{bmatrix} -\Phi_q \\ \Phi_d \\ 0 \end{bmatrix} \\
 P_m &= \frac{3}{2} P w_r [\Phi_f i_q - \Phi_q i_d]
 \end{aligned}$$

Donc

$$P_m = \frac{3}{2} P w_r [\Phi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \tag{2.27}$$

Cette expression représente la puissance électromécanique de sortie du moteur, qui est calculée en multipliant le flux magnétique et les courants statorique, avec les facteurs de déphasage appropriés et en les multipliant par la vitesse angulaire du rotor.

A partir de cette équation, il est possible d'obtenir l'expression du couple électromécanique :

$$T_m = \frac{3}{2} P [\Phi_f i_q - \Phi_q i_d]$$

Telle que

$$T_m = \frac{3}{2} P [\Phi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \tag{2.28}$$

Les aimants permanents et le courant de l'axe q sont deux éléments importants du modèle. Une autre composante, appelée couple de réductance, dépend à la fois des courants des axes d et q ainsi que de la particularité de la machine. Ci-dessous, vous trouverez toutes les équations du modèle dynamique et mathématique conventionnel de MSAP, y compris l'équation d'équilibre mécanique :

$$\left\{ \begin{array}{l}
 v_d = R i_d + L_d \frac{d i_d}{dt} - P w_r L_d i_q \\
 v_q = R i_q + L_q \frac{d i_q}{dt} + P w_r L_d i_d + P w_r \Phi_f \\
 T_{em} = \frac{3}{2} P [\Phi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \\
 T_{em} = T_L + F w_r + J \frac{d w_r}{dt} \\
 \frac{d \theta_r}{dt} = w_r
 \end{array} \right. \tag{2.29}$$

Le modèle électrique conventionnel de la MSAP est illustré dans la Figure II.3. Plus précisément, la Figure II.3(a) montre les phénomènes électromagnétiques qui se produisent dans le circuit de l'axe d, tandis que la Figure 2.5(b) représente les phénomènes électromagnétiques qui se produisent dans le circuit de l'axe q[25,26].

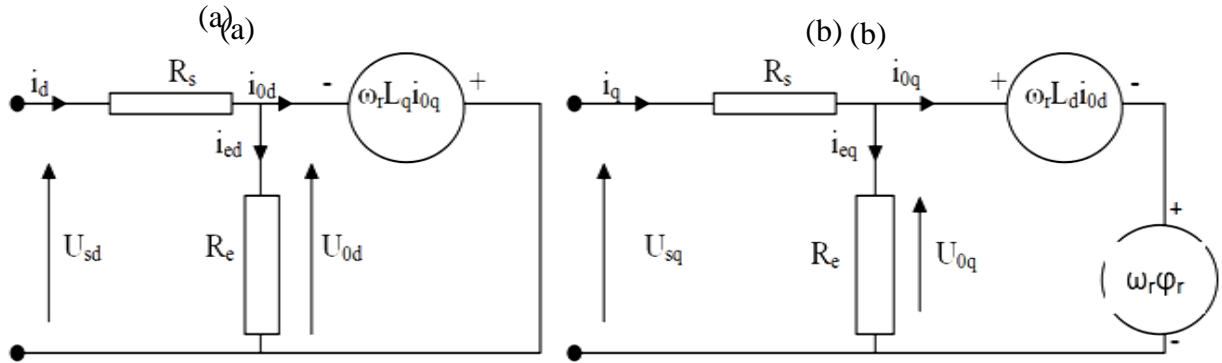


Figure II. 3. Modèles électriques équivalents de la MSAP.

II.5. Simulation de la MSAP

Une fois le modèle mathématique théorique établi, on passe à la simulation du modèle de la MSAP dans l'environnement MALAB. Les paramètres nécessaires sont insérés dans le tableau et le schéma bloc de la MSAP est illustré dans la figure II.4.

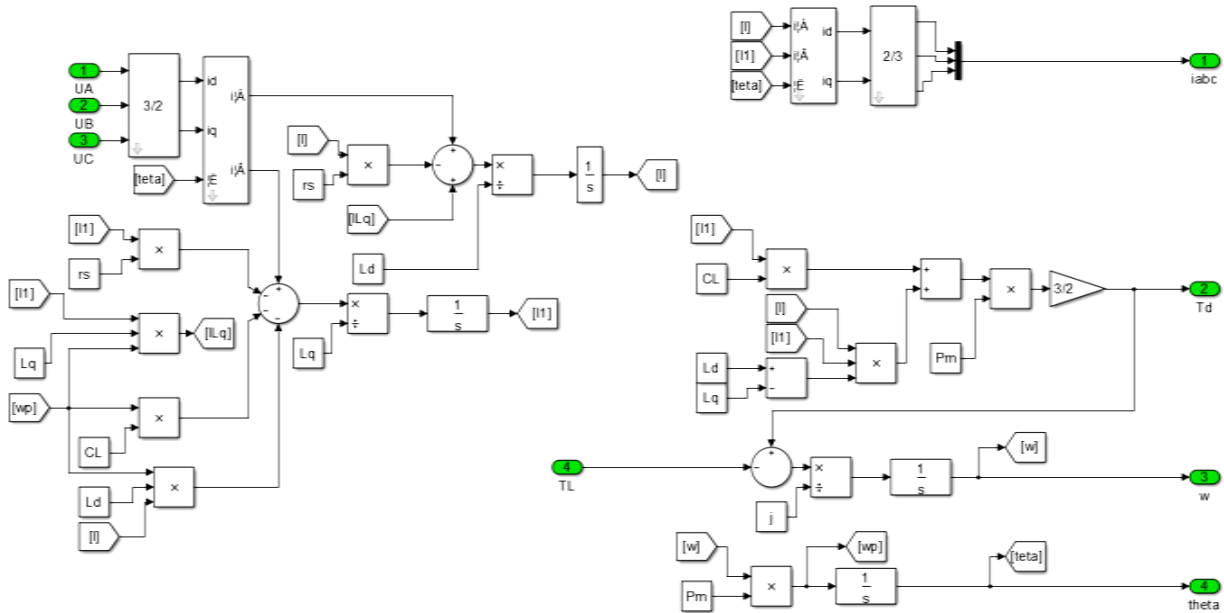


Figure II. 4. Schéma block de la simulation de la MSAP.

II.6. Résultats de simulation

La simulation donne des résultats qui sont représentés par les courbes dans les figures II.5 et II.6. Dont la figure II.5 montre les variations du courant (i_q , i_d) en fonction du temps, tandis que la

figure II65 présente la variation de la vitesse en tours par minute (rpm) également en fonction du temps.

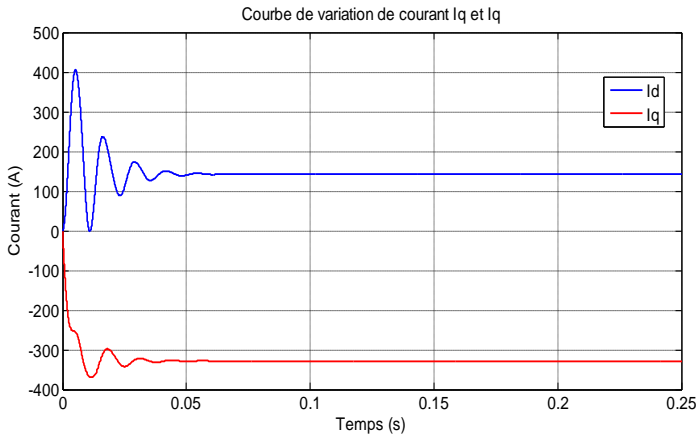


Figure II. 5. Courbe de variation de courant (iq, id).

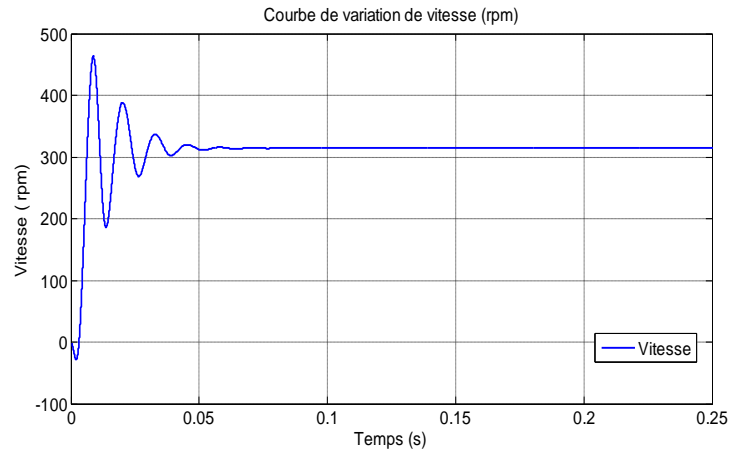


Figure II. 6. Courbe de variation de vitesse (rpm).

Les courbes présentées dans les figures démontrent que notre modèle de la MSAP fonctionne de manière satisfaisante. Les variations du courant (iq, id) et de la vitesse en tours par minute (rpm) observées dans les courbes correspondent aux comportements attendus et cohérents avec le fonctionnement d'un moteur à induction à courant alternatif.

II.7. Commande vectoriel

La commande vectorielle permet de manipuler et d'effectuer des opérations sur des vecteurs dans le but de résoudre des problèmes mathématiques ou d'analyser des données de manière efficace.

II.7.1. Principe de la commande vectorielle

Le principe de la commande vectorielle est identique à celui de la commande d'une machine à courant continu à excitation séparée. Elle consiste à régler le flux par une composante du courant et le couple par l'autre composante. Il faut donc, choisir un système d'axe (d, q) et une loi de commande qui assure le découplage du flux et du couple. La stratégie de commande la plus souvent utilisée est celle qui consiste à maintenir le courant à une valeur nulle. Cette stratégie permet de simplifier la commande du couple par la linéarisation de la relation entre le couple et le courant. D'autre part, si le courant est maintenu nul, physiquement le flux de réaction d'induit est en quadrature avec le flux rotorique produit par les aimants permanents [6].

$$i_d = 0 \Rightarrow i_q = i_s \tag{2.35}$$

Donc

$$\Psi_d = \Psi_f \tag{2.36}$$

L'expression du couple donnée par la relation devient :

$$C_{em} = \frac{3}{2}p \Psi_f i_q \quad (2.37)$$

Puisque le flux φ_f reste constant, le couple électromagnétique est directement proportionnel à i_q , ce qui signifie que :

$$C_{em} = k i_q, \quad k = \frac{3}{2} p \varphi_f \quad (2.38)$$

Le modèle de la machine dans le modèle de Park subit une transformation, de telle sorte que :

$$\begin{cases} v_d = -\omega_r L_q i_q \\ v_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_r \varphi_f \end{cases} \quad (2.39)$$

II.7.2. Méthodes de contrôle de la commande vectorielle pour les MSAP

La méthode de contrôle par des régulateurs à hystérésis ne requiert pas la connaissance du modèle électrique de la machine. Elle implique la régulation directe des courants de phase à l'intérieur d'une bande autour des courants de référence. La deuxième méthode requiert la connaissance du modèle de la machine. Elle permet de déterminer les références de tension à appliquer aux bornes de la machine en fonction de l'erreur entre les courants de phase et leurs références. Cela est réalisé grâce à un onduleur de tension contrôlé par modulation de largeur d'impulsion (MLI), [27]:

II.7.3. Découplage

Le modèle de la machine synchrone dans le référentiel de Park génère un système d'équations différentielles où les courants ne sont pas indépendants les uns des autres. Ils sont liés par des termes ou des coefficients non linéaires [28].

Reliés par des termes ou des coefficients non linéaires $\omega_r i_q$, $\omega_r i_d$ et $i_d i_q$.

$$\begin{cases} v_d = (L_d \frac{di_d}{dt} + R_s i_d) - \omega_r L_q i_q \\ v_q = (R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt}) + \omega_r (L_d i_d + \varphi_f) \end{cases} \quad (2.40)$$

La figure représente le couplage entre les axes d et q.

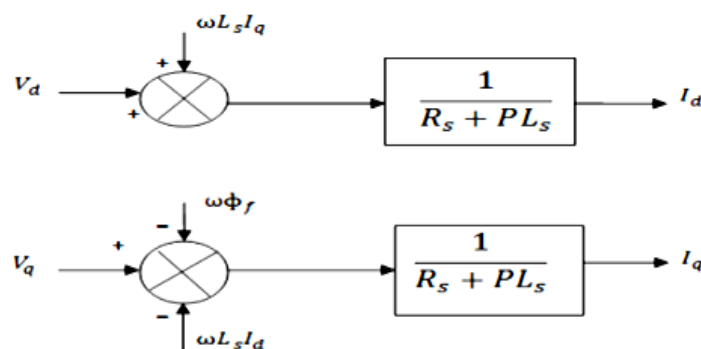


Figure II. 7. Description des couplages.

Pour éliminer ce couplage, une méthode de compensation est utilisée, consistant à ajouter des termes pour rendre les axes d et q complètement indépendants [28].

Découplage par compensation

La compensation a pour objectif de dissocier les axes d et q, ce qui permet de simplifier les équations de la machine et de la partie régulation, et donc de calculer facilement les coefficients des régulateurs. Cette dissociation repose sur la définition de deux nouvelles variables de commande F_{emd}, F_{emq} telles que [6].

$$\begin{cases} v_d = v_{d1} - F_{emd} \\ v_q = v_{q1} + F_{emq} \end{cases} \quad (2.41)$$

Avec :

$$\begin{cases} v_{d1} = L_d \frac{di_d}{dt} + R_s i_d \\ v_{q1} = L_q \frac{di_q}{dt} + R_s i_q \end{cases} \text{ et } \begin{cases} F_{emd} = \omega_r L_q i_q \\ F_{emq} = \omega_r (L_d i_d + \varphi_f) \end{cases} \quad (2.42)$$

Alors :

$$\begin{cases} i_d = \frac{1}{R_s + sL_d} v_d \\ i_q = \frac{1}{R_s + sL_q} v_q \end{cases} \quad (2.43)$$

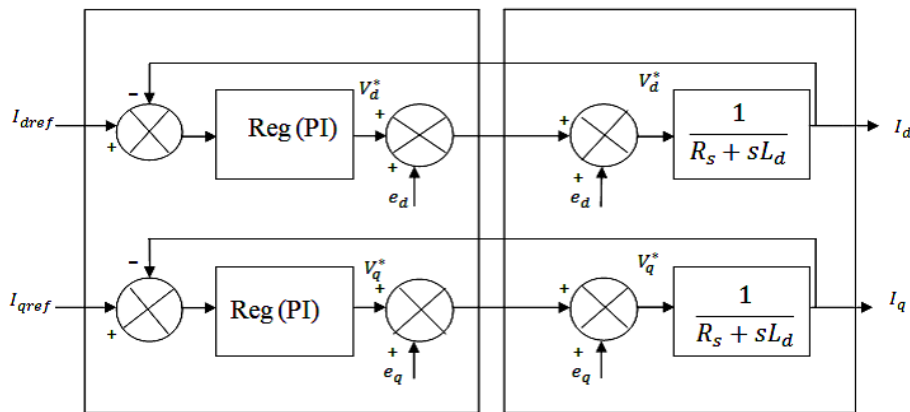


Figure II. 8. Découplage par compensation.

Les actions sur les axes d et q sont donc découplées présenter dans la figure II.8.

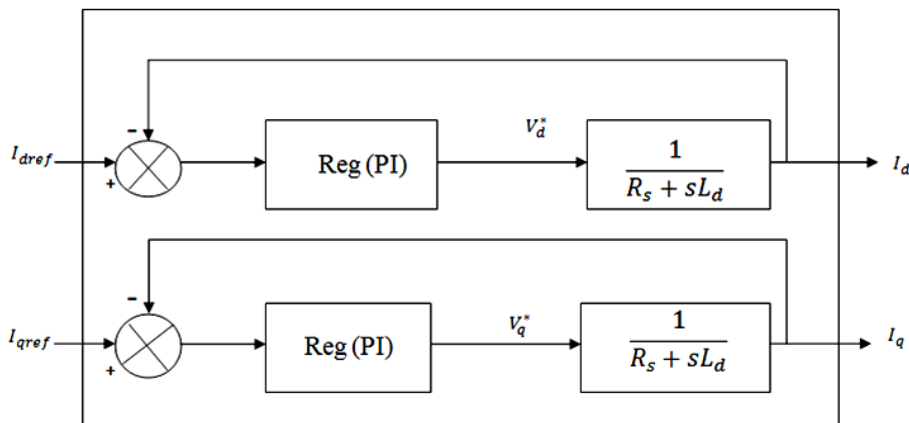


Figure II. 9. Commande découplée.

II.7.4. Calcul des régulateurs

La mise en place d'un découplage entre les axes d et q permet d'utiliser des techniques de régulation classiques ou avancées, développées pour les systèmes linéaires, pour synthétiser les régulateurs de courant et de vitesse.

Dans ce chapitre, nous nous concentrons sur la technique de régulation par des régulateurs classiques PI (proportionnelle, intégrale). Le coefficient intégral K_i permet de réduire l'écart entre la consigne et la grandeur régulée, donc de réduire l'erreur statique, tandis que le terme proportionnel K_p permet de régler la rapidité du système et donc le temps de réponse [28].

A-Régulateurs de courant id

Le rôle des régulateurs est de maintenir une grandeur de sortie égale à la grandeur de référence imposée, les régulateurs de courant et de vitesse peuvent être décrits ici au moyen des techniques classiques développées pour les systèmes linéaires. Le schéma fonctionnel de la boucle de courant

($i_d = \frac{v_d}{sL_d + R_s}$) est présentée par la Figure II.10. [29].

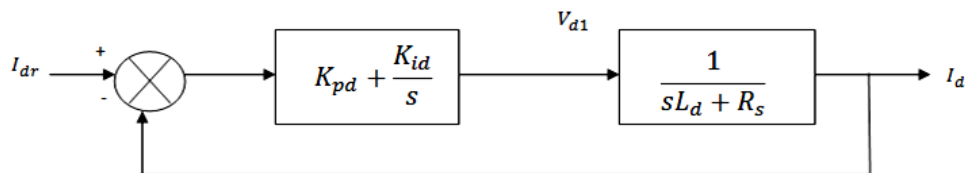


Figure II. 10. Boucle de régulation de courant I_d et I_q .

La fonction de transfert en boucle ouverte (FTBO) est donnée par :

$$F_{\text{dod}}(s) = \left(k_{pd} + \frac{k_{id}}{s} \right) \left(\frac{1}{sL_d + R_s} \right) = \frac{k_{id}}{s} \left(1 + \frac{k_{pd} \cdot s}{k_{id}} \right) \left[\frac{\frac{1}{R_s}}{1 + \left(\frac{L_d}{R_s} \right) \cdot s} \right] \quad (2.44)$$

$$F_{\text{dod}}(s) = \frac{k_{id}}{s} \left(1 + \frac{k_{pd} \cdot s}{k_{id}} \right) \left[\frac{\frac{1}{R_s}}{1 + T_d \cdot s} \right] \quad \text{Avec} \quad T_d = \frac{L_d}{R_s} \quad (2.45)$$

La fonction de transfert en boucle fermée (FTBF) est donnée par :

$$F_{\text{dfd}}(s) = \frac{F_{\text{bod}}(s)}{F_{\text{bod}}(s) + 1} \quad (2.46)$$

B-Régulateurs de courant iq

De la même manière que le calcul précédent, on détermine le régulateur du courant i_q avec [29].

$$\begin{cases} t_r = 3 \cdot \frac{R_s}{k_{iq}} \Rightarrow k_{id} = \frac{3 \cdot R_s}{t_r} \\ \frac{k_{pq}}{k_{iq}} = \frac{L_q}{R_s} \Rightarrow k_{pq} = \frac{3 \cdot L_q}{t_r} \end{cases} \quad (2.49)$$

C-Régulateurs de vitesse

En prenant en considération la dynamique plus rapide du courant i_q par rapport à celle de la vitesse, le schéma fonctionnel du contrôle de vitesse est présenté [24].

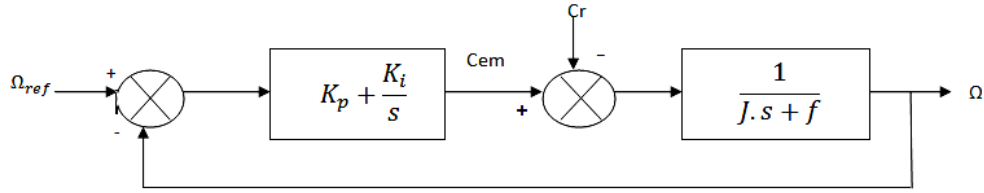


Figure II. 11. Boucle de régulation du la vitesse Ω .

$$F_{bo\Omega}(s) = \left(k_{p\Omega} + \frac{k_{i\Omega}}{s}\right) \left(\frac{1}{j.s+f}\right) = \frac{k_{i\Omega}}{s} + \left(1 + \frac{k_{p\Omega}.s}{k_{i\Omega}}\right) \left(\frac{1}{1+\left(\frac{j}{f}\right).s}\right) \quad (2.50)$$

$$F_{bo\Omega}(s) = \frac{k_{i\Omega}}{s} \left(1 + \frac{k_{p\Omega}.s}{k_{i\Omega}}\right) \quad \text{Avec} \quad T_{\Omega} = \frac{j}{f} \quad (2.51)$$

En posant $\frac{k_{p\Omega}}{k_{i\Omega}} = \frac{j}{f}$: la fonction de transfert en boucle ouverte et fermée.

$$\begin{cases} F_{bo\Omega}(s) = \frac{k_{i\Omega}}{f.s} \\ F_{bf\Omega}(s) = \frac{1}{\frac{f}{k_{i\Omega}}.s+1} \end{cases} \quad (2.52)$$

$\tau_{\Omega} = \frac{J}{K_{r\Omega}}$ Est le constant de temps, on suppose que le temps de réponse t_r sera égale à :

$\ll t_r = 3. \tau_{\Omega} \gg$, les gains du regulateur PI pour un temps de reponse donné seront calculés

Comme suit :

$$\begin{cases} t_r = 3. \frac{f}{K_{r\Omega}} \Rightarrow K_{r\Omega} = \frac{3.f}{t_r} \\ \frac{K_{p\Omega}}{K_{r\Omega}} = \frac{J}{f} \Rightarrow K_{p\Omega} = \frac{3.J}{t_r} \end{cases} \quad (2.53)$$

II.7.5. Calcul des paramètres du régulateur PI

La fonction de transfert en boucle ouverte du système régulé est donnée par l'équation

(2.42), en posant $\ll \frac{k_{pd}}{k_{id}} = \frac{L_d}{R_s} \gg$, les fonctions de transfert en boucle fermée et ouverte seront [28]:

$$\begin{cases} F_{bod}(s) = \frac{k_{id}}{s.R_s} \\ F_{bfd}(s) = \frac{1}{\frac{R_s}{k_{id}}.s+1} \end{cases} \quad (2.47)$$

La constate de temps est : $\tau_d = \frac{R_s}{k_{id}}$

Sachant que le temps de réponse t_r est égale, pour un système du 1^{er}, à:

$\ll t_r = 3\tau_d \gg$, les gains du régulateur « PI » pour un temps de réponse donnée seront calculés comme suit :

$$\begin{cases} t_r = 3. \frac{R_s}{k_{id}} \Rightarrow k_{id} = \frac{3.R_s}{t_r} \\ \frac{k_{pd}}{k_{id}} = \frac{L_d}{R_s} \Rightarrow k_{pd} = \frac{3.L_d}{t_r} \end{cases} \quad (2.48)$$

II.7.6. Défis de la limitation de courant

La limitation de courant présente des défis lors de la gestion de la puissance électrique, pouvant entraîner des problèmes tels qu'une augmentation de tension, des dysfonctionnements ou des dommages aux composants. De plus, cela peut limiter la capacité du système à réagir rapidement aux variations de charge, provoquant des retards et des instabilités. Pour assurer un fonctionnement sûr et stable, il est crucial d'utiliser des dispositifs de limitation de courant appropriés. Les contraintes liées à la limitation de courant peuvent également causer des problèmes lors de phénomènes transitoires, avec des dépassements importants de la valeur cible et un comportement instable du système de régulation. La non-linéarité de la limitation rend l'analyse précise du comportement dynamique difficile lorsque la sortie du régulateur est saturée, perturbant également les régulateurs intégrant une composante intégrale qui continue à augmenter même lorsque la sortie est limitée [4, 6,24].

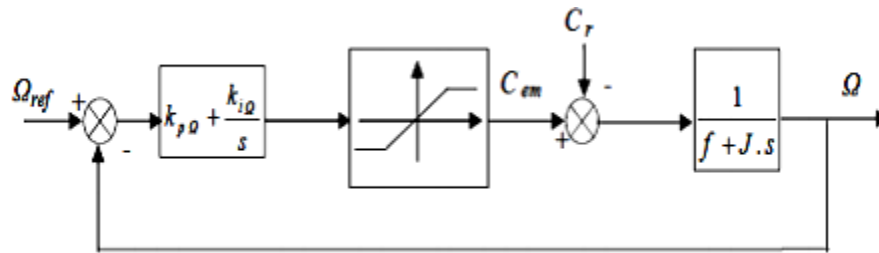


Figure II. 12. Boucle de régulation de vitesse avec limitation du courant.

Pour éviter ces inconvénients, il est crucial de corriger le comportement dynamique du régulateur, notamment en ce qui concerne la composante intégrale, lorsque la limite est atteinte. Cette action est connue sous le nom de "mesure de prévention de la saturation" ou "mesure de prévention du dépassement"[6, 24, 4].

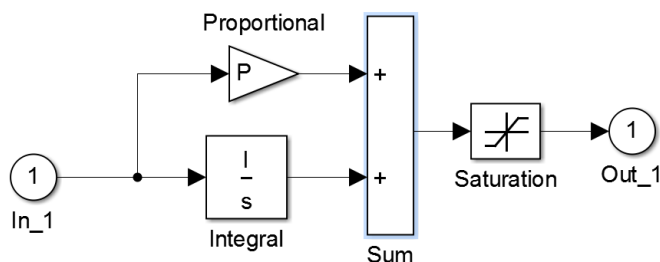


Figure II. 113. Régulateur PI.

Étant donné la complexité de la conception de ce régulateur, nous utilisons des simulations pour ajuster le correcteur de vitesse. La méthode employée est basée sur des essais-erreurs avec un critère de dépassement [4,24]. La figure II.15. Définit le schéma bloc fonctionnel des commande utiliser dan l'environnement simulink sur MATLAB.

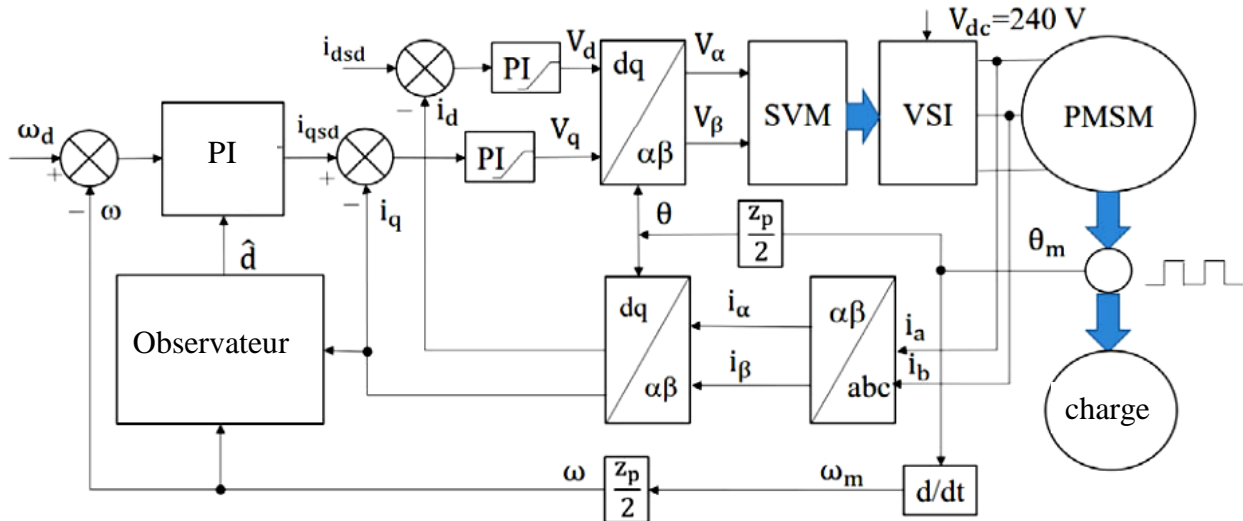


Figure II. 14. Schéma bloc fonctionnel de la commande.

II.8. Inconvénients de la commande vectorielle

Le contrôle vectoriel basé sur l'orientation du flux rotorique présente plusieurs inconvénients [30]:

- ✓ Coût élevé en raison de la nécessité d'utiliser un encodeur incrémental ou un estimateur de vitesse, ainsi que d'un DSP (Traitement numérique du signal).
- ✓ Faible robustesse face aux variations des paramètres, notamment la constante de temps rotorique.
- ✓ Nécessité d'un modulateur pour une commande précise de l'onduleur, ce qui entraîne des retards, en particulier à basse fréquence de modulation (pour les systèmes de grande puissance). Ces retards augmentent le temps de réponse en couple, ce qui est préjudiciable pour les applications de traction.
- ✓ Utilisation de transformations de coordonnées dépendant d'un angle estimé, ce qui peut introduire des erreurs.

II.9. Conclusion

Dans ce chapitre, l'accent est mis sur la modélisation, la simulation et la commande vectorielle de la Machine Synchrone à Aimants Permanents (MSAP). Nous avons présenté les principes de modélisation dans le repère de Park, la transformation de Clarke, ainsi que les équations d'état et les régulateurs utilisés dans la commande vectorielle des MSAP. De plus, nous avons souligné l'importance de la simulation pour valider les performances du système de contrôle, nous avons présenté également les inconvénients de cette commande afin de justifier le choix d'une

autre commande. Les résultats de la simulation de cette commande seront présentés dans le chapitre III, accompagnés de courbes représentant la nouvelle commande appelée "commande synergétique". Cette démarche vise à identifier et distinguer les différences de performance entre les deux approches.

Chapitre III:

Commande Synergétique

Chapitre III: Commande Synergétique

III.1. Introduction

Dans ce chapitre, nous explorons en détail la commande synergétique appliquée aux systèmes de machines à aimant permanent. Nous plongeons profondément dans la théorie fondamentale, en examinant les principes clés et les concepts sous-jacents. Nous mettons en évidence l'importance des modes de fonctionnement souhaités et des invariants pour assurer un contrôle synergétique optimal. Ensuite, nous détaillons le procédé général de la commande synergétique et récapitulons les éléments essentiels. Nous discutons des nombreux avantages qu'offre cette approche en termes de performances, de robustesse et de flexibilité. De plus, nous nous penchons sur la conception du contrôleur SACT (Approche Synergétique en Théorie Du Control) qui est une méthode de contrôle non linéaire qui utilise le principe d'auto-organisation directionnelle, et du Manifold(Attracteurs Artificiels)[44], en décrivant minutieusement les étapes nécessaires à leur mise en œuvre. Enfin, nous présentons les paramètres de simulation utilisés et les tests de robustesse effectués pour évaluer les performances de la commande synergétique dans différentes conditions.

Ce chapitre approfondi nous permet d'acquérir une compréhension approfondie de cette approche et de sa pertinence dans les systèmes de machines à aimant permanent.

III.2. Définition de la commande synergétique

La synergétique est un domaine de recherche interdisciplinaire lancé par Hermann Haken en 1969 qui s'intéresse aux systèmes matériels et non matériels composés d'un ensemble de parties individuelles.

Elle se base sur la spontanéité de l'apparition auto-organisée des nouvelles qualités dans le système. Cette question peut avoir une réponse positive en faveur de beaucoup de classe de systèmes, si l'attention est basée sur les échanges qualitatifs sur les échelles macroscopiques, c.-à-d. sur les échelles spatiales et temporelles entre ces éléments. La caractéristique de la synergétique est la forte liaison entre l'expérience et la théorie [9].

III.3. Avantages de la commande

Cette commande offre plusieurs avantages on note quelques uns [31] :

- ✓ Insensibilité aux variations des paramètres : Le contrôleur synergétique est conçu pour être robuste face aux variations des paramètres du système, garantissant ainsi une performance stable même en présence d'incertitudes.
- ✓ Suppression du bruit : La commande synergétique intègre des mécanismes visant à atténuer les effets indésirables du bruit, permettant ainsi une meilleure précision et une meilleure réponse du système.
- ✓ Assure une stabilité globale : dans le domaine prédéfini, garantissant ainsi le bon fonctionnement du système selon les conditions spécifiées.

III.4. La théorie de la commande synergétique

La théorie de la commande synergétique est une approche novatrice dans le domaine des commandes modernes, offrant une méthode prometteuse pour la conception efficace de systèmes de commande de systèmes non linéaires complexes. Elle utilise des outils mathématiques tels que les équations non linéaires de Langevin et les équations de Fokker-Planck. La conception de l'ordre des paramètres et le principe d'asservissement établissent des liens avec la théorie du chaos et la théorie des catastrophes, révélant que la dynamique des systèmes complexes est influencée par quelques variables clés à proximité des instabilités.

Cette approche permet d'apporter des solutions efficaces et innovantes dans ces domaines en exploitant les principes de commande synergétique pour résoudre des problèmes complexes et améliorer les performances des systèmes [9,32].

III.4.1. Modes de fonctionnement souhaités

Les différents modes de fonctionnement des objets à commander sont décrits en utilisant un ensemble d'invariants qui définissent les conditions requises pour leur réalisation ou leur développement [33, 34]. Ces modes sont présentés dans l'organigramme de la Figure III.1.

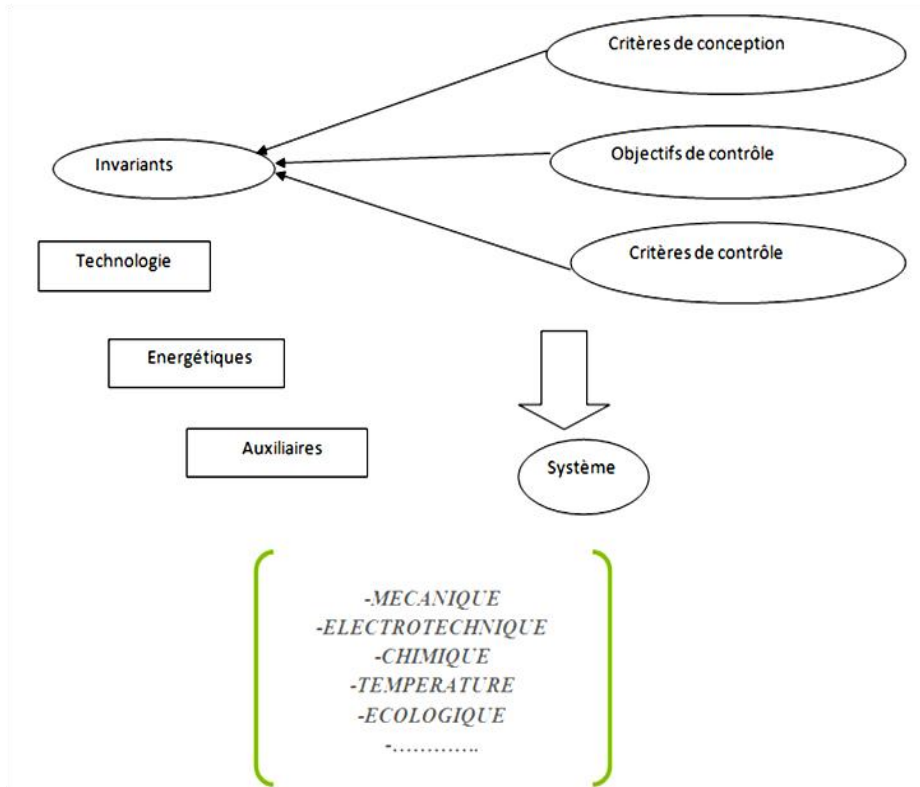


Figure III. 1. Stratégie de contrôle synergétique.

III.4.2. Création d'attracteurs artificiels

Des manifolds invariants appelés attracteurs artificiels sont générés dans l'espace d'état du système. Ces attracteurs permettent d'organiser les propriétés dynamiques et statiques désirées pour le fonctionnement du système [33,34]. Les figures (III.2 et III.3) sont les représentations graphiques de la formation du manifold et l'orientation vers un manifold de deux variables et la stabilisation sur manifold.

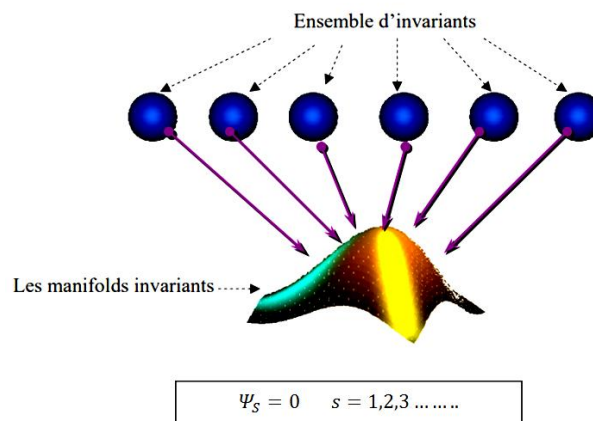


Figure III. 2. Formation des manifolds.

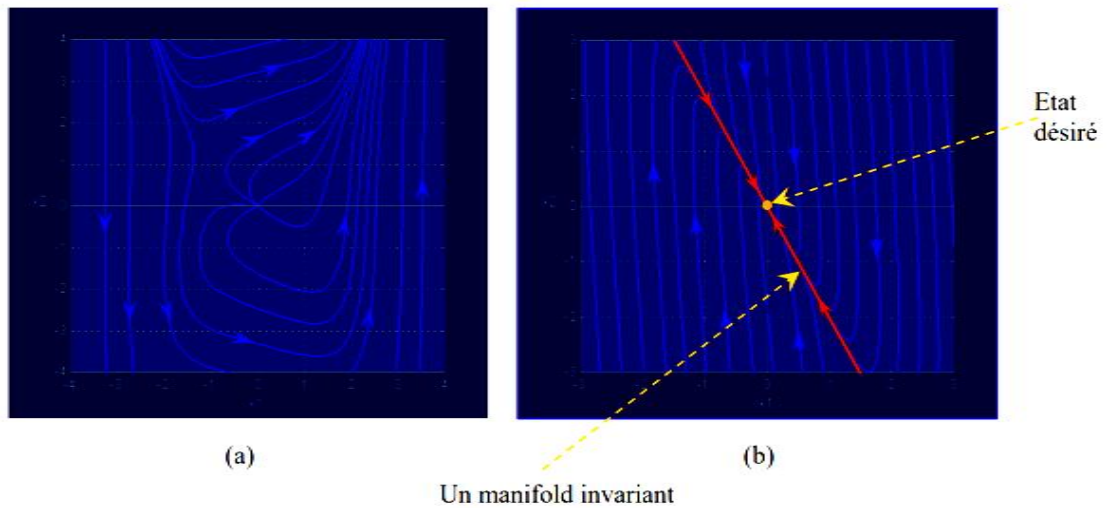


Figure III. 3. (a) Orientation vers un manifold de deux variables x_1, x_2 , (b) la stabilisation sur le manifold.

III.4.3. Auto-organisation orientée

La formation de ces attracteurs artificiels est un processus d'auto-organisation qui est dirigé et contrôlé de manière à atteindre les objectifs de commande spécifiques [33, 34]. La Figure III.4 présente l'orientation vers l'état désiré du système.

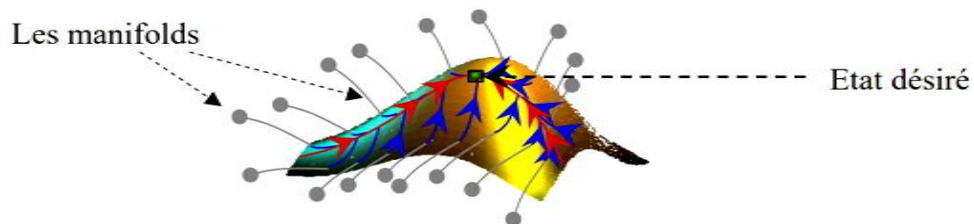


Figure III. 4. L'orientation vers l'état désiré du système.

$$A = n - k * m \tag{3.1}$$

Avec

- A : Dimension du système décomposé;
- n : Dimension du système initial;
- m : Dimension du vecteur de commande;
- k : Nombre d'attracteurs séquentiellement utilisés.

Cette approche théorique repose sur la description des modes de fonctionnement, la création d'attracteurs artificiels et l'auto-organisation orientée pour atteindre les performances souhaitées dans les systèmes de commande.

III.5. Invariants pour un système électromagnétique

Ces invariants sont intégrés dans des manifolds invariants créés dans l'espace d'état du système, qui sont utilisés pour guider le système vers une boucle fermée.

Les invariants technologiques définissent l'état souhaité, statique ou dynamique, de la vitesse mécanique, tandis que les invariants énergétiques visent à minimiser la consommation d'énergie du système.

Le maintien de l'état magnétique stable d'une machine électrique est une idée fondamentale souvent utilisée dans les lois de commande appliquées à ces machines [9]. Ces invariants sont présentés dans le tableau III.1.

Tableau III.1. Les invariants typiques d'un système électromécanique.

Invariants électromagnétique	
$\varphi_s = const$	Régulation de flux statorique
$\varphi_r = const$	Régulation de flux rotorique
$\Phi = const$	Régulation de flux magnétique
Invariants énergétiques	
$\varphi = \varphi_{opt}$	Optimisation du flux magnétique
Invariants technologique	
$W = w_0$	Régulation de la vitesse
$\theta = \theta_0$	Régulation de la position
$C_{em} = C_{m0}$	Régulation du couple
$W = f_1(t)$	La vitesse suit une certaine fonction du temps
$\theta = f_2(t)$	La position suit une certaine fonction du temps
$C_{em} = f_3(t)$	Le couple électromagnétique suit une certaine fonction du temps

III.6. Procédé général de la commande synergétique

On peut supposer que le système à commander est décrit par un ensemble d'équations non linéaires de la forme suivante :

$$X = f(X, u, t) \tag{3.1}$$

$$\dot{X} = f(X, u, t) \tag{3.2}$$

Avec

$X = (x_1, x_2, \dots, x_n)$ le vecteur d'état de dimension n ,

$U = (u_1, u_2, \dots, u_m)$ le vecteur de commande de dimension m .

f est une fonction non linéaire et continue dans le temps.

La première étape de la conception d'une commande synergétique consiste à créer des macro-variables qui sont définies en fonction des variables d'état du système. Ces macro-variables sont représentées par des relations algébriques qui reflètent les caractéristiques des exigences de conception. Dans les cas simples, ces macro-variables peuvent être exprimées sous forme de combinaisons linéaires des variables d'état. Les propriétés du mouvement du système, allant d'un état initial quelconque à un état d'équilibre désiré, sont déterminées par ces macro-variables [33, 35, 36].

$$\Psi_s = \Psi_s(x_1, x_2, \dots, x_n) \quad s=1,2,\dots,m \quad (3.3)$$

Chaque manifold réduit l'ordre du système d'une unité et lui impose une contrainte pour se déplacer vers une stabilité globale à l'état désiré. Ainsi, la commande du système doit opérer sur l'intersection de tous les manifolds ($\Psi_s = 0$). Le concepteur peut choisir les caractéristiques des macro-variables en fonction des exigences ou des limitations sur certaines des variables d'état. La fixation de l'évolution dynamique des macro-variables (3.3) vers les manifolds ($\Psi_s = 0$) à travers une équation appelée "équation fonctionnelle" dans la théorie de la commande synergétique. Cette équation est généralement exprimée sous la forme suivante dans la littérature spécialisée [34, 37, 38].

$$T_s \cdot \dot{\Psi}_s + \phi(\Psi_s) = 0 \quad s=1,2,\dots,m \quad T_s > 0 \quad (3.4)$$

Afin de garantir la stabilité de l'équation fonctionnelle, la fonction ϕ doit respecter les conditions suivantes :

$$\begin{aligned} \phi_s(0) &= 0 \\ \phi_s(\Psi_s)\Psi_s &> 0, \text{ pour tous } \Psi_s \neq 0, \end{aligned} \quad (3.5)$$

Le choix de la fonction ϕ et du paramètre T_s permet de définir l'équation d'évolution (3.4) de différentes manières. Dans la commande synergétique, la forme simple de cette équation, couramment utilisée, est $\phi(\Psi_s) = \Psi_s$. Cette forme a été adoptée dans le travail en question.

$$T_s \cdot \dot{\Psi}_s + \Psi_s = 0 \quad s=1,2,\dots,m \quad T_s > 0 \quad (3.6)$$

Le paramètre de conception T_s détermine la vitesse à laquelle le macro-variable convergent vers l'intersection des manifolds ($\Psi_s = 0$), et sa valeur permet de réguler cette vitesse de convergence. Les composantes du vecteur de commande sont déterminées en fonction des variables d'état et des paramètres du système.

$$u_s = u_s(x_1, x_2, \dots, x_n) \quad s=1,2,\dots,m \quad T_s > 0 \quad (3.7)$$

Pour obtenir les lois de commande (3.7), il faut résoudre le système composé de l'équation fonctionnelle (3.4) et des équations du système (3.2) en les substituant les unes dans les autres. Ces lois de commande garantissent la stabilité asymptotique de la convergence le long de l'intersection des manifolds (3.3), tout en décomposant le système en réduisant son espace d'état [39, 40, 41]. La

procédure générale de contrôle synergétique est présenté sous un organigramme incérer si dessous dans la Figure.III.5.

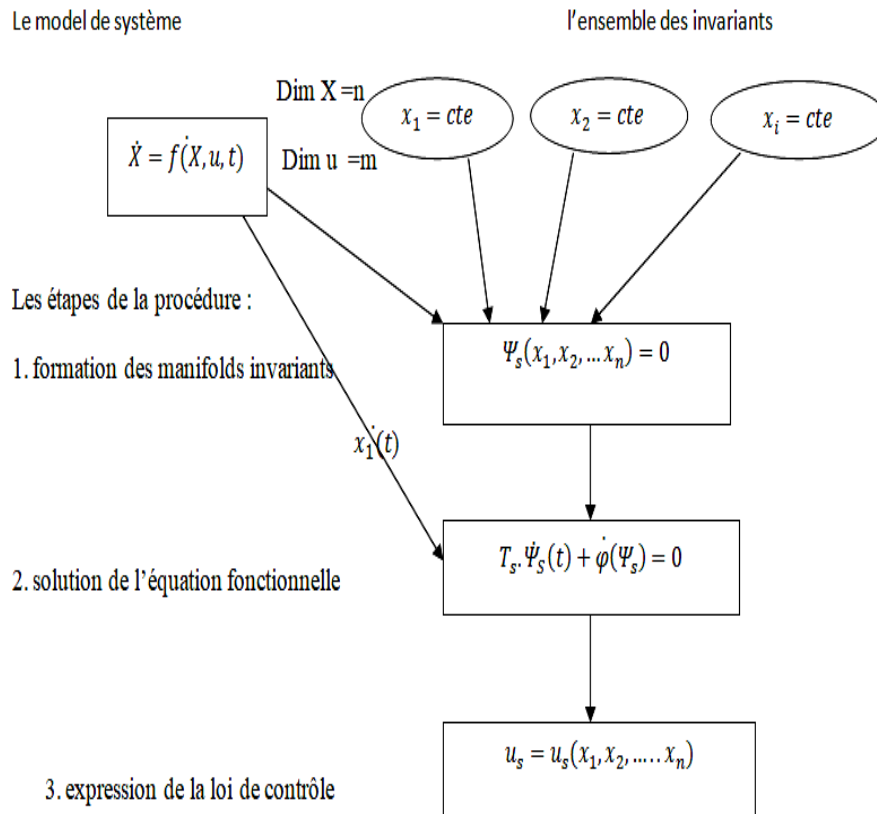


Figure III. 5. Organigramme de la procédure générale de contrôle synergétique.

Le procédé de commande synergétique peut être mis en œuvre sous forme de programme informatique ou de manière analogique pour des systèmes simples avec un faible nombre de variables d'état. Cependant, il peut être sensible aux variations des paramètres du système, ce qui peut entraîner des coûts élevés de mise en œuvre de la commande. Des approches sophistiquées sont nécessaires pour estimer et ajuster ces paramètres, mais cela peut être coûteux, ce qui rend la commande synergétique plus adaptée aux applications de grande puissance ou de haute tension [33, 40,35].

La commande synergétique présente des avantages pour le contrôle des systèmes non linéaires sans nécessiter une simplification du modèle du processus pour obtenir un modèle linéaire. Cependant, la théorie peut être sensible aux variations des paramètres du système. Cela peut être résolu en choisissant judicieusement les macro-variables de commande qui sont moins sensibles à ces variations [36].

III.7. Conception de la commande synergétique

Prenons en compte un système dynamique non-linéaire univoque de n dimensions, noté SISO, qui peut être représenté par l'équation suivante :

$$\frac{dx(t)}{dt} = f(x, u, t) \quad (3.8)$$

La conception d'une commande synergétique débute par la création d'une macro-variable qui exprime les relations algébriques entre les variables d'état du système, permettant ainsi de refléter les exigences de conception. Cette macro-variable est obtenue en effectuant une combinaison linéaire des variables d'état et elle détermine les propriétés de transition du système vers un état d'équilibre souhaité à partir de n'importe quel état initial [33, 42, 32].

$$\Psi = \Psi(x, t) \quad (3.9)$$

La macro-variable Ψ est définie par l'utilisateur sous la forme d'une fonction $\psi(x, t)$, qui ajoute une contrainte supplémentaire au système dans l'espace d'état. Chaque macro-variable réduit l'ordre du système d'une unité et contribue à stabiliser le système vers l'état d'équilibre souhaité [42, 32, 43]. La commande synergétique a pour but de contraindre le système à évoluer dans l'espace d'état défini à l'avance par le concepteur, où $\Psi = 0$, et où:

$$\Psi(x, t) = 0 \quad (3.10)$$

Le concepteur a la liberté de choisir les caractéristiques de la macro-variable en fonction de différents paramètres tels que les limites de commande, le temps de réponse, les paramètres de commande, etc. La macro-variable peut être définie comme une combinaison linéaire simple des variables d'état, soumise à une fonction désirée exprimée par une équation fonctionnelle connue sous le nom de contrainte dans le contexte de la commande synergétique. Cette équation est généralement représentée sous la forme suivante [42, 32].

$$T\dot{\Psi} + \Psi = 0 \quad T > 0 \quad (3.11)$$

La solution de l'équation (3.11) donne la fonction suivante :

$$\Psi(t) = \Psi_0 e^{-t/\tau} \quad (3.12)$$

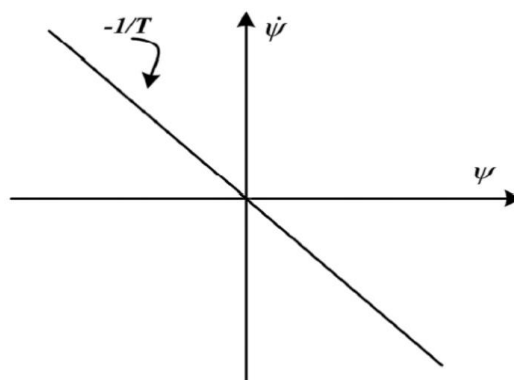


Figure III. 6. Manifold dans le plan de phase.

La figure II.6 illustre que la macro-variable $\psi(t)$ converge vers l'attracteur ou le collecteur (le manifold) $\psi=0$ pour différentes conditions initiales ψ_0 , où t est le temps et T est un paramètre de contrôle qui détermine la vitesse de convergence du système en boucle fermée vers le domaine désigné [33, 43].

Cette convergence est influencée par la chaîne de la différentiation, qui est donnée par :

$$\frac{d\Psi(x,t)}{dt} = \frac{d\Psi(x,t)}{dx} \cdot \frac{dx}{dt} \quad (3.13)$$

La substitution de (3.8) et de (3.9) dans (3.11) permet décrire :

$$T \frac{d\Psi(x,t)}{dx} f(x, u, t) + \Psi(x, t) = 0 \quad (3.14)$$

En résolvant l'équation (3.14) pour u, la loi de commande est alors exprimée comme suit

$$U = g(x, (x, t), T, t) \quad (3.15)$$

L'utilisation de l'équation (3.15), met en évidence que la commande est influencée par les variables d'état du système, la macro-variable et le paramètre de contrôle T. Autrement dit, en choisissant judicieusement la macro-variable et un paramètre de contrôle spécifique T, le concepteur peut déterminer les caractéristiques du contrôleur.

III.7.1. Conception du contrôleur SACT

Le SACT est une méthode de contrôle non linéaire qui utilise le principe d'auto-organisation directionnelle. Dans la théorie du contrôle synergétique, le concept de manifold est important car il permet de réduire l'ordre du système en construisant un collecteur approprié. L'objectif de la commande n'est pas seulement de satisfaire les caractéristiques transitoires spécifiques du système en boucle fermée, mais aussi de le maintenir asymptotiquement stable près de l'attracteur. En établissant le modèle mathématique du système et en combinant l'algorithme de contrôle synergétique, il est possible de concevoir un contrôleur correspondant au système non linéaire d'ordre n décrit par l'équation (3.16) [44].

$$\dot{x} = (x, u,) \quad (3.16)$$

Où x est le vecteur d'état, u est le vecteur d'entrée de contrôle de dimension m, et t est le temps. Commande synergétique de la MSAP Le processus de conception de l'algorithme de contrôle synergique pour un système dynamique non linéaire d'ordre n est décrit comme suit:

Sélectionnez les macro-variables définies en termes d'équation (3.17). Ces macro-variables peuvent être définies sous forme de combinaisons linéaires de variables d'état. Le contrôle forcera le système à fonctionner sur le Manifold:

$$\Psi = (x_1, x_2, \dots \dots \dots x_n) \quad (3.17)$$

$$\Psi = (x_1, x_2 \dots \dots \dots x_n) = 0 \quad (3.18)$$

Définissez l'évolution dynamique des macro-variables en équation (3.19) :

$$T\dot{\Psi} + \varphi(\Psi) = 0 \quad (3.19)$$

Où φ est la fonction de ψ à sélectionner, T est le temps constant et définit la vitesse de convergence de macro-variables aux variétés $\psi = 0$

Pour assurer la stabilité de l'équation (3.19), la fonction φ vous devez satisfaire les conditions suivantes :

$\varphi_s(0) = 0$, $\varphi_s(\psi) \psi > 0$ Alors sélectionnons la formule suivante (3.20) et satisfaisons la condition ci-dessus :

$$T\Psi + \Psi = 0 \quad (3.20)$$

Il est évident que l'équation variera avec la fonction ψ et le paramètre T .

Nous allons maintenant clarifier la signification de l'équation (3.20), qui divise le comportement dynamique en deux étapes distinctes, comme illustré dans la Figure 3. 6.

La deuxième étape est le processus asymptotique de convergence vers un attracteur spécifique, qui peut être multiple.

En résumé, la méthode de contrôle synergétique est relativement simple car elle utilise une approche de synthèse pour résoudre la loi de contrôle [44].

III.7.2. Conception du Manifold

III.7.2.1. Conception du Manifold 1

Selon SACT, nous sélectionnerons le premier ensemble de macro-variables comme équation (3.20):

$$\psi = \mathcal{E} = \omega^* - \omega \quad (3.21)$$

En combinant les équations (3.3), (3.20) et (3.21), nous obtenons le courant contrôle directement sans le régulateur PI comme suit loi de contrôle :

$$i_q = \frac{2J}{3pT\Psi_f} * \left[\left(\frac{TT_L}{J} + \frac{TB}{J} \omega \right) \right] + \omega^* - \omega \quad (3.22)$$

D'après la définition de l'équation (3.21), la solution de l'équation (3.20) qui est une équation du premier ordre, est l'équation (3.23).

Cette dernière se décompose exponentiellement à zéro, ce qui permet d'obtenir la vitesse de consigne initiale

$$\mathcal{E} = c_1 e^{-\frac{1}{T}t} \quad (3.23)$$

D'Ou c_1 est une constant.

III.7.2.2. Conception du Manifold 2

Comme le montre l'équation (3.23), il y a une erreur en régime permanent. Afin d'éliminer l'erreur en régime permanent, les intégrales des collecteurs peuvent être utilisées. Nous définissons la variable Ψ comme contrôle canal dans le système. Les variables sélectionnées sont affichées dans l'équation (3.24).

$$\Psi = K_1 * \mathcal{E} + K_2 * \int \mathcal{E} * dt \quad (3.24)$$

Ou : k_1, k_2 sont des paramètres du contrôleur (manifold).

En combinant les équations (3.3), (3.20) et (3.24), nous obtenons :

$$T(-k_1\dot{\omega} + k_2(\omega^* - \omega)) + k_1\mathcal{E} + k_2 * \int \mathcal{E} * dt = 0 \quad (3.25)$$

Lors de la résolution de l'équation (III.25) les variables de contrôle sont :

$$i_q = \frac{2J}{3PV_f} * [\frac{1}{J} (B\omega + T_L) + (\frac{1}{T} + \frac{k_2}{k_1}) \varepsilon + \frac{k_2}{Tk_1} \int \varepsilon * dt \quad (3.26)$$

III.8. Paramètres de la simulation

Pour simuler et contrôler avec précision la vitesse d'un moteur électrique à aimants permanents (MSAP), plusieurs paramètres doivent être pris en compte. Les caractéristiques du moteur, comme la constante de couple, l'inductance de phase, la résistance de phase, l'inertie du rotor et la constante de flux, sont nécessaires pour décrire son comportement électromécanique. Les conditions initiales, telles que la position et la vitesse initiales du rotor, ainsi que les courants de phase initiaux, influencent son comportement dynamique. Le système de commande, comme un régulateur PID, doit être précisément ajusté avec des paramètres tels que les coefficients du régulateur, les seuils de vitesse et les limites de couple pour obtenir la réponse de vitesse souhaitée et assurer la stabilité du système. En prenant en compte ces paramètres, il est possible de modéliser et de contrôler efficacement la vitesse d'un MSAP pour répondre aux besoins spécifiques de l'application [45].

Pour évaluer l'efficacité de la conception du système de contrôle basé sur la commande synergique et PI proposée, examinons un prototype de PMSM avec les paramètres nominaux spécifiés dans le Tableau III.2. Nous utilisons une méthode de modulation de largeur d'impulsion du vecteur spatial (SVPWM) pour réguler les courants de phase alimentant le SPMSM. Afin d'évaluer les performances du système proposé, nous mettons en œuvre la commande synergique et PI [45].

Tableau III. 2.Paramètre de la MSAP Utilisées en simulation.

Paramètre de moteur	Symbole	Valeur
Vitesse nominale	$W_{ref}(RPM)$	600
Nombre de paire de pôles		4
Puissance nominale	$P_n(W)$	300
Coefficient de flux magnétique permanent	$\lambda_m (wb)$	0.089
Resistance de bobinage	$R_s(ohm)$	4.74
Inductance d'enroulement	$L_s(mh)$	8.6
Moment d'inertie des rotors	$J (kgcm^2)$	0.33

III.9. Simulation

Les figures (III.7, III.8 et III.9) présentent les schémas block que nous avons utilisés dans un environnement simulink sur MATLAB pour réaliser notre simulation sur la commande de la MSAP.

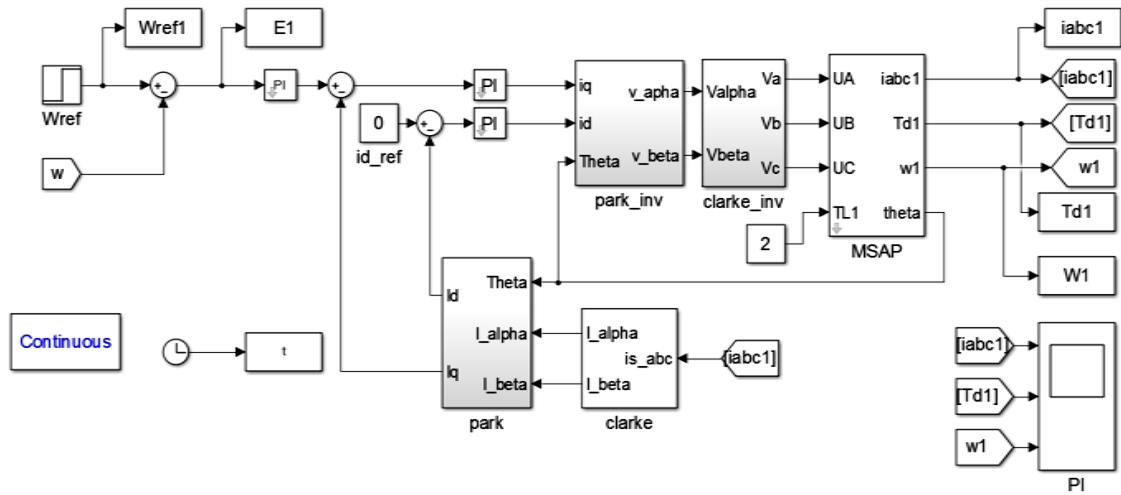


Figure III. 7. Simulation de la MSAP avec la commande PI.

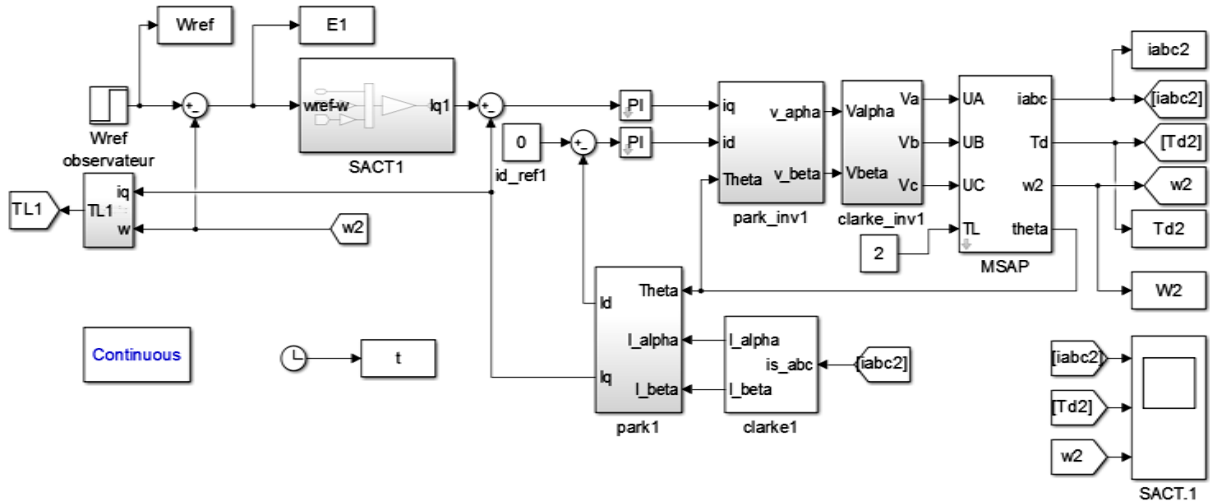


Figure III. 8. Simulation de la MSAP avec la commande Manifold 1 (SACT_1).

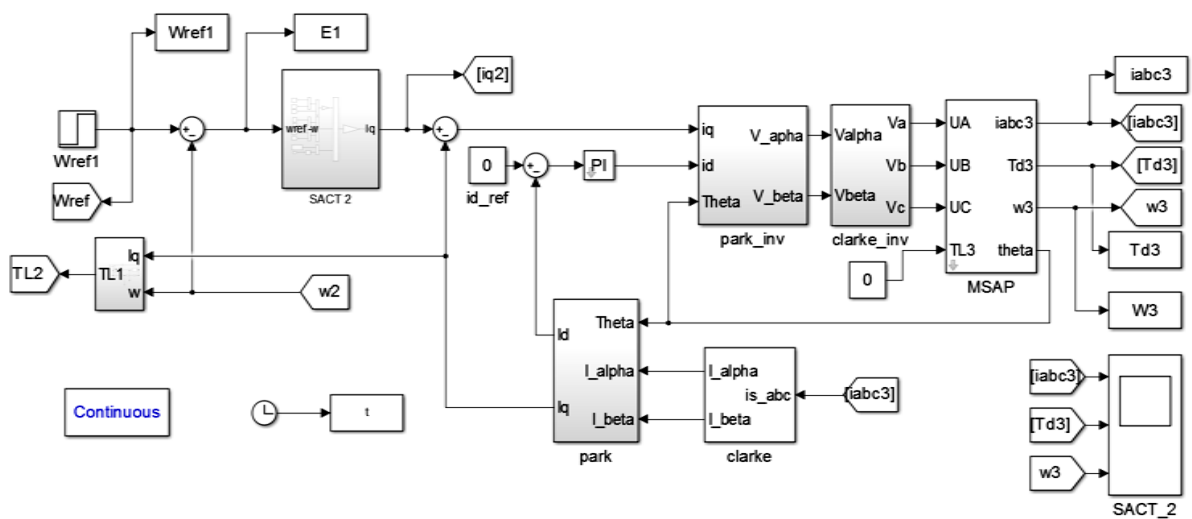


Figure III. 9. Simulation de la MSAP avec la commande Manifold 2 (SACT_2).

Pour bien comprendre et visualiser le comportement de la MSAP avec les commandes on propose ces deux scénarios suivis par teste de robustesse.

III.9.1. Premier scénario

Réponse transitoire de vitesse avec paramètres nominaux

- La vitesse désirée $W_{ref}=300 \text{ rpm} \rightarrow 600 \text{ rpm}$
- Couple de charge constant $T_L=2 \text{ Nm}$
- Aucune perturbation du couple de charge

Dans ce qui suit-on trouve les figures (III.10, III.11 et III.12) représentent les résultats de ce scénario.

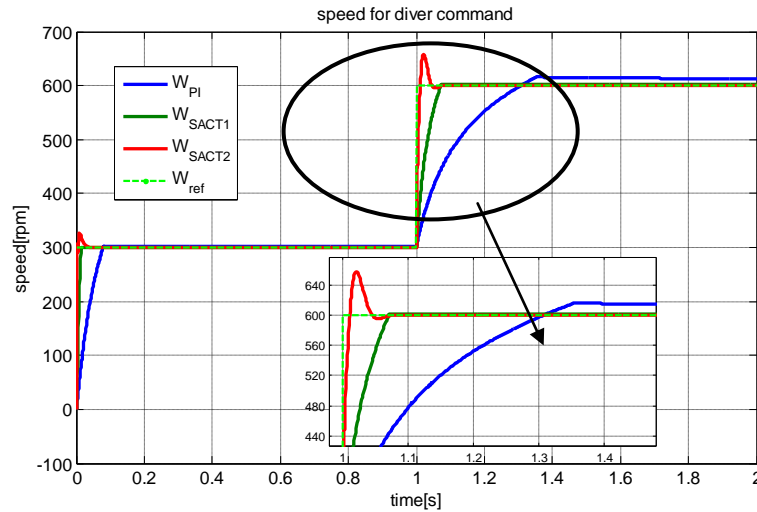


Figure III. 10. Courbe de vitesse correspondant aux méthodes utilisées pour le premier cas.

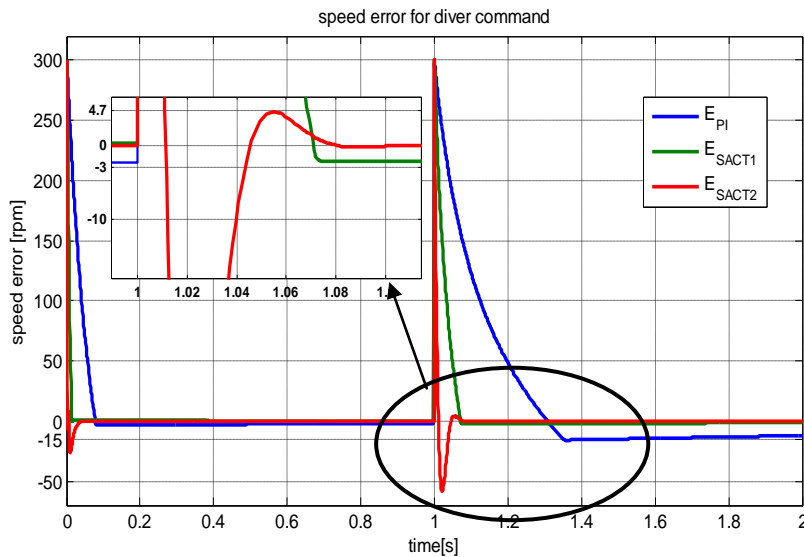


Figure III. 11. Courbe de l'erreur de vitesse de chaque commande pour le premier cas.

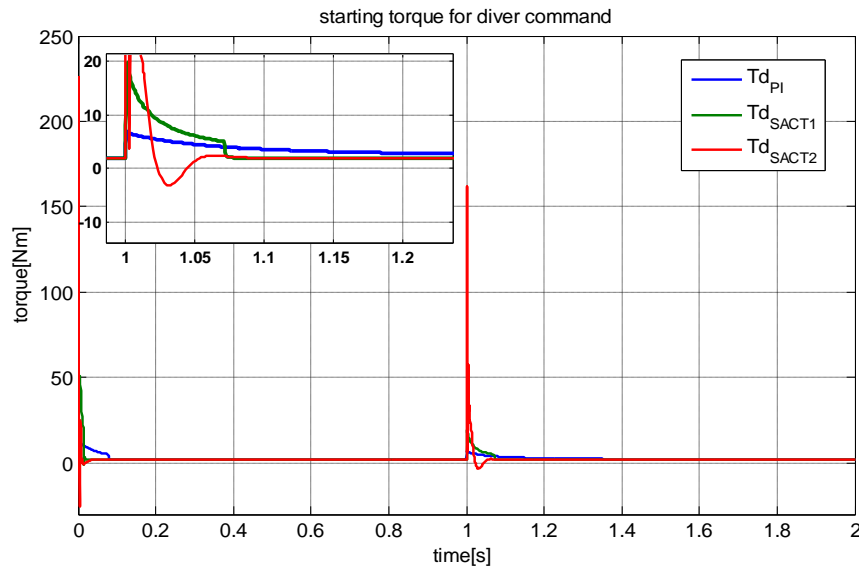


Figure III. 12. Courbe de variation du couple démarrage pour les trois commandes.

Le tableau de résultats à $t=0$ s révèle les performances des différentes commandes pour la machine

Tableau III. 3. Tableau représentatifs Résultats de simulation pour le 1^{er} cas à $t=0$.

Type de Commande	Temps réponse de	Vitesse (rpm)		Erreur		Couple (Nm)
		dépassement	permanant	dépassement	permanant	
PI	0.069	303	303	0.0284	0.0234	1.99
SACT1	0.0135	300.4	299.6	0.0044	0.003	1.994
SACT2	0.0026	325.8	300	0.25	0.00005	1.995

Le tableau de résultats à $t=1$ s révèle les performances des différentes commandes pour la machine.

Tableau III. 4. Tableau représentatifs des résultats de simulation du 1^{er} cas à $t=1$.

Type de Commande	Temps réponse de	Vitesse (rpm)		Erreur		Couple (Nm)
		dépassement	permanant	dépassement	permanant	
PI	1.098	615.7	612.2	0.157	0.12	1.9964
SACT1	1.025	602.4	602.1	0.0068	0.0014	1.998
SACT2	1.004	657.9	600	0.559	0.00012	2

Ces tableaux mettent en lumière des résultats obtenus à partir du premier scénario appliqué à notre machine.

✓ Analyse des résultats

Les performances des commandes PI, SACT 1 et SACT 2 ont été comparées à l'aide de trois figures (III.9, III.10 et III.11). Les résultats indiquent que les commandes SACT 1 et SACT 2 ont des temps de réponse plus rapides que la commande PI, démontrant leur réactivité supérieure. En ce qui concerne l'erreur de vitesse par rapport à la consigne, la commande SACT 2 présente une précision élevée avec une erreur nulle, suivie de près par la commande SACT 1 qui affiche une erreur légère

de 0.03%. En revanche, la commande PI présente une erreur plus élevée de 0.15%. Ainsi, la commande SACT 2 est la plus précise, suivie de la commande SACT 1, tandis que la commande PI est la moins précise. Par ailleurs, la variation du couple reste limitée et constante dans des conditions normales de fonctionnement. Ces résultats mettent en évidence les avantages des commandes SACT 1 et SACT 2 par rapport à la commande PI en termes de temps de réponse, de précision et de stabilité.

III.9.2. Deuxième scénario

Réponse transitoire de couple de charge

- ✓ vitesse souhaitée $w_{ref}=600RPM$
- ✓ Perturbation du couple résistant $T_L= 2 Nm \rightarrow 4 Nm$

Ce deuxième scénarios a été appliqué dans la simulation et nous avons eu les figures (III.13, III.14 et III.15) présentées ci-dessous.

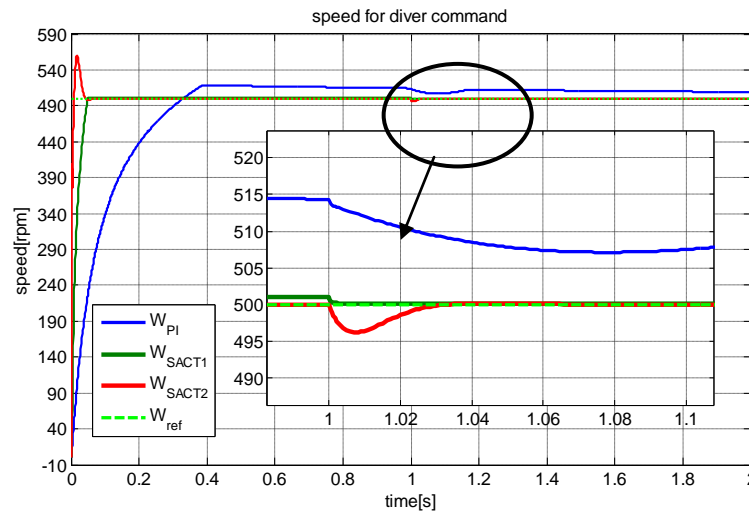


Figure III. 13. Courbe de vitesse correspondant aux méthodes utilisées pour le deuxième cas.

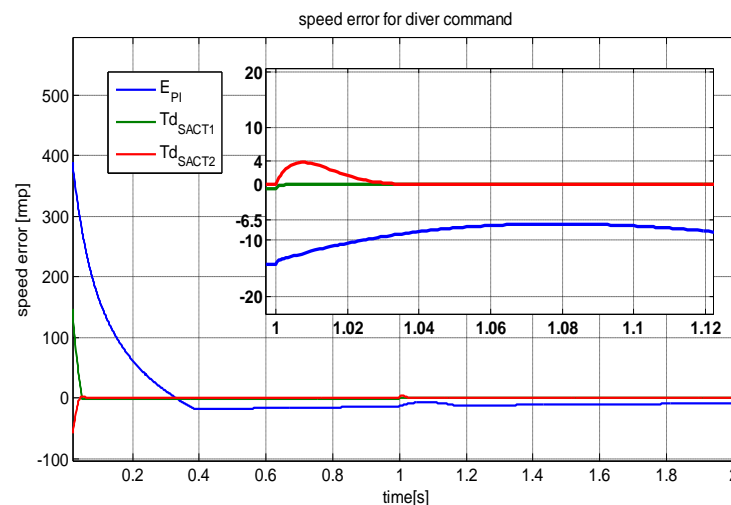


Figure III. 14. Courbe de l'erreur de vitesse de chaque commande pour le deuxième cas.

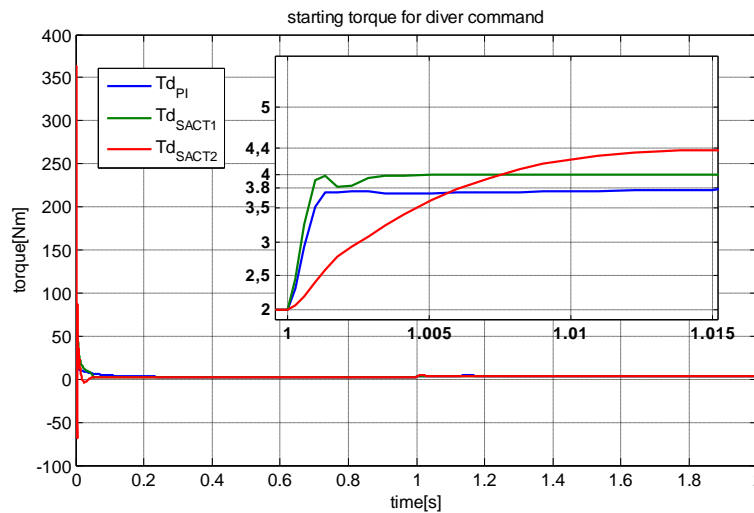


Figure III. 15. Courbe de variation du couple démarrage pour les trois commandes.

Après avoir eue les courbes des résultats nous avons extrait les informations importantes qu'elles portent sous forme de tableaux (III.5 et III.6) représentés ci-dessous.

Tableau III. 5. Tableau représentatif des résultats de simulation du 2^{ème} cas à t=0s.

Type de Commande	Temps de réponse (s)	Vitesse (rpm)		Erreur		Couple (Nm)
		dépassement	permanant	dépassement	permanant	
PI	0.268	518.6	516	-20	-1.5	1.98
SACT_1	0.041	0	501	-1.5	-1.18	1.999
SACT_2	0.0077	560.3	500	-60	-0.012	2

Tableau III. 6. Tableau représentatif des résultats de simulation du 2^{ème} cas à t=0s.

Type de Commande	Vitesse (rpm)		Erreur		Couple (Nm)
	dépassement	permanant	dépassement	permanant	
PI	507.1	512.5	-7.17	-9.9	3.99
SACT_1	500	500	-0.13	-0.11	3.999
SACT_2	496.2	500	3.8	-0.02	4

✓ Analyse des résultats

Avec une consigne fixée à 500 rpm, les performances des différentes commandes sont les suivantes:

La commande PI présente un dépassement de consigne de 14.4 rpm, tandis que les commandes SACT 1 et SACT 2 affichent respectivement un dépassement négligeable de 1 rpm et aucun dépassement, à l'exception d'un léger dépassement initial de 0.04 s pour la commande SACT 2 avec une vitesse maximale de 560 rpm.

Lorsqu'on augmente le couple de 2 à 4 Nm à 1 s, une décélération est observée dans les trois commandes. Le dépassement de vitesse de la commande PI diminue à 9 rpm, la commande SACT 1 élimine complètement le dépassement initial et suit parfaitement la consigne, et la vitesse de la commande SACT 2 subit une décélération temporaire de 0.032 à 496.2 rpm avant de revenir à la valeur de consigne.

En résumé, la commande SACT 1 a démontré la meilleure performance en suivant précisément la consigne sans dépassement, suivie de près par la commande SACT 2 qui a su compenser les perturbations et revenir à la consigne. La commande PI, quant à elle, présente encore un dépassement de consigne, bien que réduit par rapport à sa performance précédente.

III.9.3. Test de robustesse

Dans le cadre du test de robustesse, la machine a été soumise à des variations de résistance et de moment d'inertie afin d'évaluer son comportement et la capacité des commandes à faire face à ces variations. Ce test permet de mesurer la stabilité et la performance de la machine dans des conditions changeantes, et d'évaluer la capacité des commandes à s'adapter et à maintenir un fonctionnement optimal.

III.9.3.1. Variation de la résistance

Dans ce cas nous allons appliquer une variation de résistance de ($R_s \times 2$, $R_s \times 1.5$ et $R_s \times 0.5$) est les figures (III.16, III.117 et III.18) présente les résultats de la variation de vitesse pour les 3 essais.

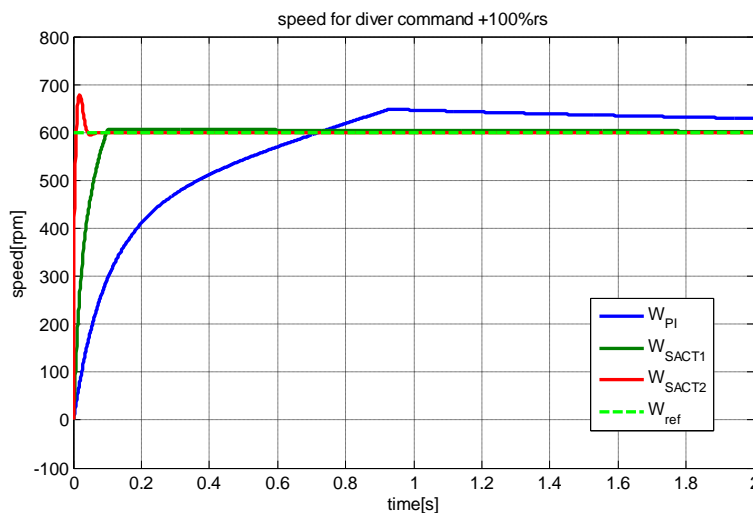


Figure III. 16. Courbe de la vitesse : Effet d'une augmentation de 100% de la résistance.

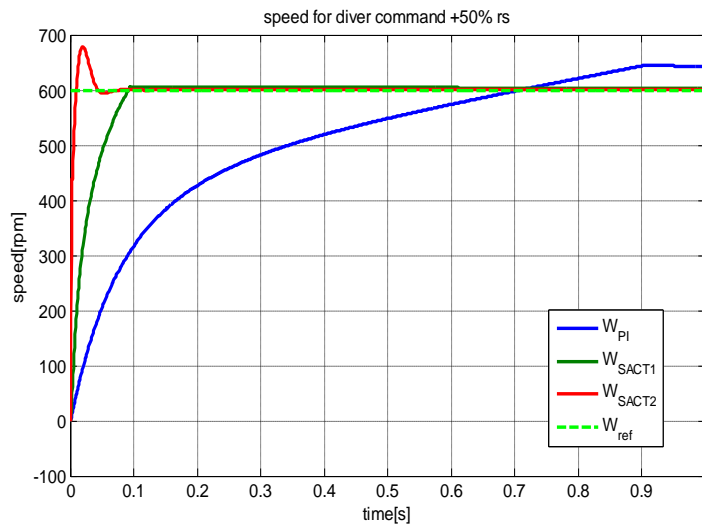


Figure III. 17. Courbe de la vitesse : Effet d'une augmentation de 50% de la résistance.

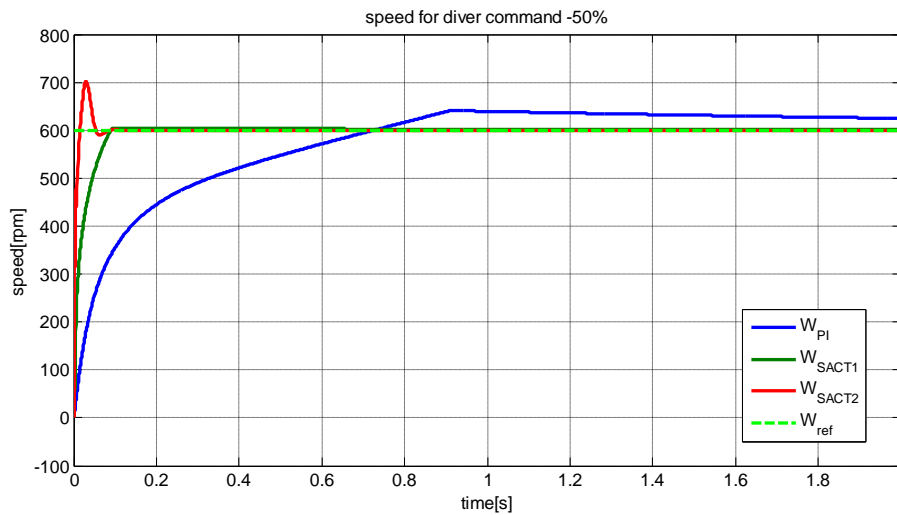


Figure III. 18. Courbe de la vitesse : Effet d'une diminution de 50% de la résistance.

Les informations obtenues à partir des figures précédentes sont organisées dans le tableau III.7 ci-dessous.

Tableau III. 7. Tableau représentatif des résultats des analyses comparatifs.

	Rs*2			Rs*1.5			Rs*0.5		
	PI	SACT_1	SACT_2	PI	SACT_1	SACT_2	PI	SACT_1	SACT_2
Temps de réponse	0.6	0.085	0.0075	0.58	0.077	0.0082	0.59	0.0735	0.013
Vitesse de dépassement	648.1	606.5	678.3	644.1	605.3	678.3	641	603.6	702
Vitesse en régime permanent	600.54	602.5	600	600.5	602.1	600	600.4	601.5	600

❖ Analyse

Après avoir examiné les résultats obtenus de cette essai on distingue que les commandes PI, SACT_1 et SACT_2 résistent et ne sont pas affectées par ces variations et quelque soit les valeurs des paramètres électriques le temps de réponse de la commande de vitesse reste le même.

III.9.3.2. Variation du moment d'inertie

Dans ce cas nous allons appliquer une variation au niveau des valeurs du moment d'inertie avec ($j*2$, $j*1.5$ et $j*0.5$) est les figures (III.19, III.20 et III.21) présente les résultats de la variation de vitesse pour les 3 essais. Et les informations apportées dans les figures ont été organisées dans le tableau III.8.

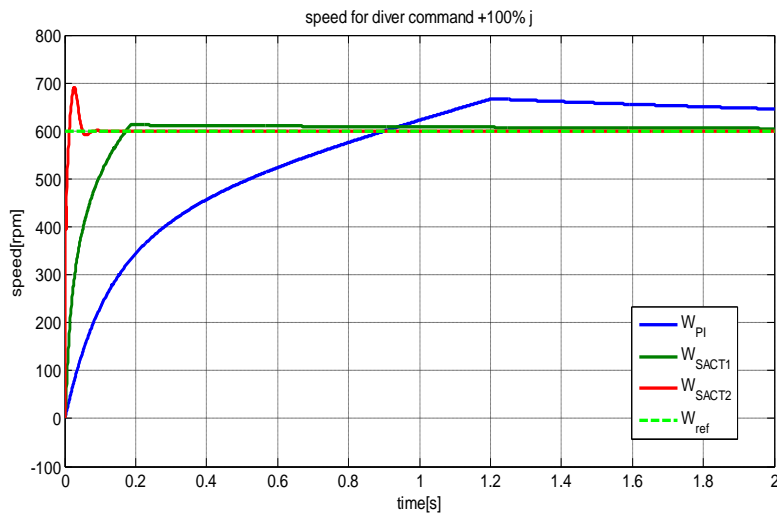


Figure III. 19. Courbe de la vitesse : Effet d'une augmentation de 100% du moment d'inertie.

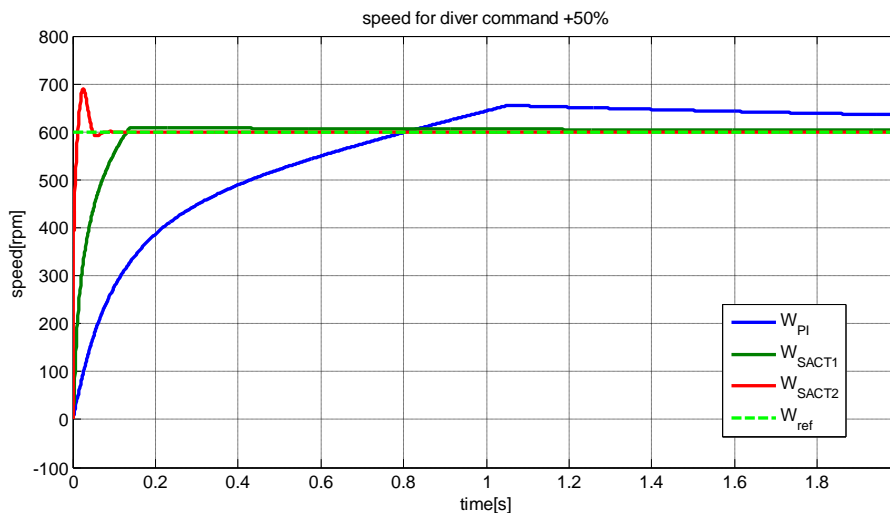


Figure III. 20. Courbe de la vitesse : Effet d'une augmentation de 50% du moment d'inertie.

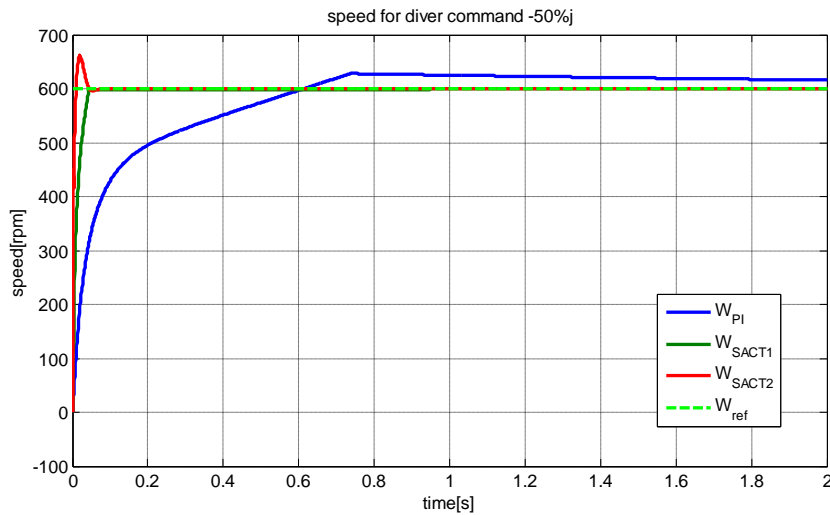


Figure III. 7. Courbe de la vitesse : Effet d'une diminution de 50% du moment d'inertie.

Tableau III. 8. Tableau représentatifs des résultats du teste.

	j*2			j*1.5			j*0.5		
	PI	SACT_1	SACT_2	PI	SACT_1	SACT_2	PI	SACT_1	SACT_2
Temps de réponse	0.779	0.145	0.0106	0.68	0.109	0.0103	0.482	0.037	0.008
Vitesse de dépassement	665.6	612.4	690.8	655	608.6	689.4	628	600	660.9
Vitesse en régime permanent	600.4	605.1	600	600.5	603.5	600	600.5	599.4	600

❖ Analyse des résultats

La variation du moment d'inertie a un impact significatif sur les performances des commandes PI, SACT_1 et SACT_2. Lorsqu'on augmente le moment d'inertie de la machine, on observe une augmentation du temps de réponse pour toutes les commandes. Cela s'explique par le fait que le système met plus de temps à atteindre la vitesse souhaitée en raison de l'inertie accrue. De plus, une augmentation du moment d'inertie entraîne une diminution de la vitesse de dépassement pour les commandes PI et SACT_1, tandis que la commande SACT_2 maintient une vitesse de dépassement constante. Cela peut être attribué à la capacité de la commande SACT_2 à ajuster sa réponse en fonction des variations du moment d'inertie.

En ce qui concerne la vitesse en régime permanent, on observe que les variations du moment d'inertie n'ont qu'un impact minime sur les performances des commandes. Les valeurs restent

relativement stables, ce qui indique que les commandes sont capables de maintenir la vitesse souhaitée malgré les variations du moment d'inertie.

III.10. Conclusion

Ce chapitre explore en détail la commande synergétique appliquée aux systèmes de machines à aimant permanent. Les principes clés et les concepts fondamentaux sont examinés, mettant en évidence l'importance des modes de fonctionnement et des invariants. Le processus de commande synergétique est détaillé, en soulignant ses avantages en termes de performances, de robustesse et de flexibilité. Les commandes SACT 1 et SACT 2 sont comparées à la commande PI, démontrant leur supériorité en termes de temps de réponse, de précision et de stabilité. Nous concluons donc que la commande synergétique est bien meilleure et a prouvé des performances exceptionnelles en termes de temps de réponse rapide et de robustesse. En somme, les commandes SACT 1 et SACT 2 se sont avérées plus réactives, plus précises et plus stables que la commande PI, et la commande SACT 2 s'est distinguée en termes de précision et de capacité à compenser les perturbations. Toutefois, il convient de noter que les performances des commandes peuvent être influencées par le moment d'inertie du système, ce qui doit être pris en compte lors de la conception et du réglage des commandes pour une application spécifique.

Conclusion Générale

Conclusion Générale

Ce travail aborde la planification, la simulation et l'application d'algorithmes de contrôle pour les systèmes d'entraînement à la MSAP qui peuvent être utilisés dans divers contextes industriels. Afin de bien comprendre la commande synergétique et de s'assurer de ses performances, nous avons utilisé une commande vectorielle de type PI pour effectuer une comparaison. Avant d'arriver à cette étape, nous avons organisé notre travail de la manière suivante :

Tout d'abord nous avons présenté l'historique de la machine électrique et défini la MSAP ainsi que tous les éléments qui la composent, son domaine d'application, ses avantages et inconvénients.

Ensuite nous nous sommes concentrés sur la modélisation détaillée de la MSAP. Ensuite, nous avons réalisé des simulations et visualisé les courbes pour confirmer le bon fonctionnement de notre modèle. Nous avons ensuite détaillé la commande vectorielle PI, ses inconvénients et ses points faibles. Les résultats de simulation ont été conservés pour le chapitre suivant afin de les comparer avec les performances avec la commande synergétique.

Finalement nous avons commencé par aborder la commande synergétique en définissant ses principaux éléments constitutifs. Ensuite, nous avons établi le modèle de simulation spécifique à la MSAP qui serait appliqué dans notre étude. Ensuite, nous avons visualisé les différentes courbes de performance de la MSAP avec les deux commandes PI et synergétique, selon deux scénarios différents. Enfin, nous avons effectué un test pour vérifier la souplesse de ces commandes face aux variations des paramètres électriques et mécaniques. En conclusion, nous avons constaté que la commande synergétique est nettement supérieure et a démontré des performances exceptionnelles en termes de temps de réponse rapide. Elle s'avère particulièrement utile pour les applications demandant une haute précision. De plus, cette commande a fait preuve d'une grande souplesse et d'une résistance remarquable face aux variations des différents paramètres, ce qui en fait une solution optimale pour les applications à haute précision.

Références bibliographiques

- [1] J. Wang. *Electrical Machines: Fundamentals, Theory and Applications*. Springer, 2018.
- [2] J. L. Kirtley. *Electric Machines and Drives: Principles, Control, Modeling and Simulation*, Wiley-IEEE Press, 2013.
- [3] T. J. E. Miller. *Brushless Permanent-Magnet and Reluctance Motor Drives*, Oxford University Press, 1996.
- [4] R. KERID. *Modélisation et identification de la machine synchrone à aimants permanents*. Thèse de doctorat. Université de Blida 1.2020.
- [5] H. A. Toliyat. S. Campbell, *DSP-Based Electromechanical Motion Control*, CRC Press, 2004.
- [6] JI. SENHAD, N. CHALABI, Ammaria. *Commande du moteur synchrone à aimants permanents par backstepping*. Mémoire de Master. Université Abou Bekr Belkaid.2015.
- [7] A.ouchahed . A.Belhamra. *Nonlinear control of permanent magnet synchronous motor driving a load with two masses*. Laboratoire des Systèmes Electromécaniques (LSELM), Université Badji-Mokhtar, 2016.
- [8] A,Kechich, B,Mazari. *La commande par mode glissant : Application à la machine synchrone à aimants permanents (approche linéaire)*. Afrique SCIENCE, 2008.
- [9]M ,OuldSass. *Commande synergétique d'un moteur asynchrone* Magister Électronique, Alger, École Nationale Polytechnique, 2008.
- [10] F. Blaabjerg. R. Teodorescu. M. Liserre, A. V. Timbus, *Overview of Control and Grid Synchronization for Distributed Power Generation Systems*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2006.
- [11] F. Blaabjerg, *Renewable Energy Systems: The Choice and Modeling of Renewable Energy Sources*, Wiley-IEEE Press, 2014.
- [12] K. J. Astrom, T. Hagglund, *PID Controllers: Theory, Design, and Tuning*, Instrument Society of America, 1995.
- [13] M. Arcak, *Passivity-Based Control of Euler-Lagrange Systems: Mechanical, Electrical and Electromechanical Applications*, Springer, 2004.
- [14]M. S. Merzoug, *Étude comparative des performances d'un DTC et d'un FOC d'une Machine synchrone à aimants permanents (MSAP)*. Mémoire Magister, Université d'Oum El Bouaghi. 2008.

- [15] M. Kostenko. L. Piotrovski. Machines électriques, Machines à courant alternatif, t. II, Moscou, Éditions Mir, 1979.
- [16] F. Louar. Modélisation et simulation d'une chaîne de conversion d'énergie éolienne à base d'une machine synchrone à aimant permanent. Thèse de doctorat, Université Badji Mokhtar Annaba. 2016
- [17] N. Rahoua. Contribution aux Contrôles des Générateurs Synchrones à Aimants Permanents. Thèse de doctorat en sciences, Université Mohamed Khider – Biskra. 2019.
- [18] H.Bouker. Conception et optimisation des machines synchrones à aimants permanents à haute vitesse dédiées aux véhicules électriques hybrides. Thèse de doctorat, Université Paris Saclay (COMUE) ,2016.
- [19] B. Multon. Historique des machines électromagnétiques et plus particulièrement des machines à reluctance variable. Rapport d'habilitation à diriger des recherches, LÉSiR , École Normale Supérieure de Cachan,1994.
- [20] T.Wildi, Sybille, G. Electrotechnique fondamentale. De Boeck Université, 1999.
- [21] F. S. Aribi, R. A.Nedjaa.Commande par mode glissant de la Machine Synchrone à Aimants Permanents. Mémoire master, Université KasdiMerbah Ouargla, 2018.
- [22] A. CHEMALI, S. E. DAHAMNA, Commande Par Retour Adaptatif Pour Entraînement de la vitesse d'un MSAP, mémoire master, Université de Mohamed El-Bachir El-Ibrahimi - Bordj Bou Arreridj, 2022.
- [23] R. ABDESSEMED. Modélisation et simulation des machines électriques. Technosup, 2011.
- [24] S. ZEGHOUDI. Commande vectorielle des machines synchrones à aimants permanents. Mémoire de Master. Université Abou BekrBelkaid - Tlemcen, 2015.
- [25] S. NADJI. Commande intelligente robuste, Application à un entraînement électrique. Thèse de doctorat, Université Ferhat Abbas - Sétif1, 2023.
- [26] J.Liu, W. Chen, Generalized DQ Model of the permanent magnet synchronous motor based on extended park transformation. international journal of electrical engineering. In 2013 1st International Future Energy Electronics Conference (IFEEC) (pp. 885-890). IEEE.
- [27]A, BENBRAHIM. Commande Prédictive Généralisée d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents.Mémoire de Magister. Université de Annaba, 2010.
- [28] M.S, MAHGOUN. Application De La Commande Aux Systèmes Linéaires Perturbés.Mémoire de Magister. Université Ferhat Abbas-Setif (UFAS), 2012.
-

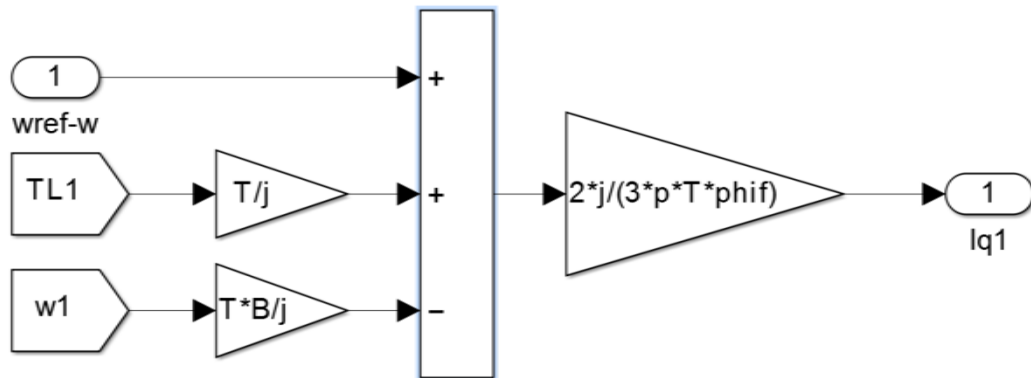
- [29] A. DERAL, Commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents en utilisant la technique MLI vectorielle. Mémoire de Master en électrotechnique, Université Larbi Ben M'Hidi-Oum El-Bouaghi, 2021.
- [30] A. Debal, Merzoug, S. (2021). Commande Vectorielle De La MSAP En Utilisant La Technique MLI Vectorielle.
- [31] M. Zhao, T. Wang. Sliding mode and synergetic control for Permanent Magnet Synchronous Motor. In First International Conference on Advanced Algorithms and Control Engineering, 2018.
- [32] A.Monti, al. Synergetic control for DC-DC Boost converter. IEEE Transactions on Industry Applications, IEEE Transactions on industry applications 39, no. 6 pp. 1803-1813, 2003.
- [33] A. KOLESNIKOV, Synergétique : processus d'autoorganisation et commande. Taganrog, Russie, 2004.
- [34] D. Heo, W. T, E. Santi, , Monti, A. Synergetic Control Approach for Induction Motor Speed Control. IEEE Industrial Electronics Society Conference, Busan, Korea ,2004.
- [35] A. Monti, et al. Compensation for step-load variations when applying synergetic control. IEEE Applied Power Electronics Conference ,2003.
- [36] E. Santi , A. Monti, D. Li, K.Producteurs, R. A. Dougal, Synergetic Control for DC-DC Boost Converter. IEEE Transactions on Industry Applications, 39(6). 2003.
- [37] J.Bastos, A.Monti, E. Santi, Design and Implementation of Nonlinear Speed Control for a PM Synchronous Motor. IEEE Power Electronics Specialists Conference, Aachen, Germany, 2004.
- [38] Z. Jiang, R. A.Dougal. Synergetic Control of Power Converters for Pulse Current Charging of Advanced Batteries. IEEE Transactions on Power electronics,19(4), pp.1140-1150, 2004
- [39] A. Kolesnikov, Al. Synergetic Control for Group of DC–DC Buck Converters. Power System 2002 Conference, Clemson, SC ,2002.
- [40] I. Kondratiev, Al. Synergetic Control for DC-DC Buck Converters with Constant Power Load. IEEE Power Electronics Specialists Conference, Aachen, Germany,2004.
- [41]A. Lidozzi,L.Solero, P.Taddia. Synergetic Control for Axial-Flux PM Motor Drives. In Proceedings of the IAS, IEEE ,2005.
- [42] A. Kolesnikov, Al.Synergetic Synthesis of DC-DC Boost Converter Controllers. Proceedings of the 17th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference, 2002.
-

- [43] I.Kondratiev,R. Dougal. Synergetic Control Strategies for Paralleled Buck Converters with Constant Power Load. IEEE ISIE 2006, Montreal, Canada
- [44] T.Wang, J.Li, Y.Liu. Synergetic control of permanent magnet synchronous motor based on load torque observer. Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part I: Journal of Systems and Control Engineering, 233(8), pp. 980-993, 2019.
- [45] B.Sarsembayev, K.Suleimenov,T. Do, High order disturbance observer based PI-PI control system with tracking anti-windup technique for improvement of transient performance of PMSM. IEEE Access, 9, 66323-66334, 2021.
-

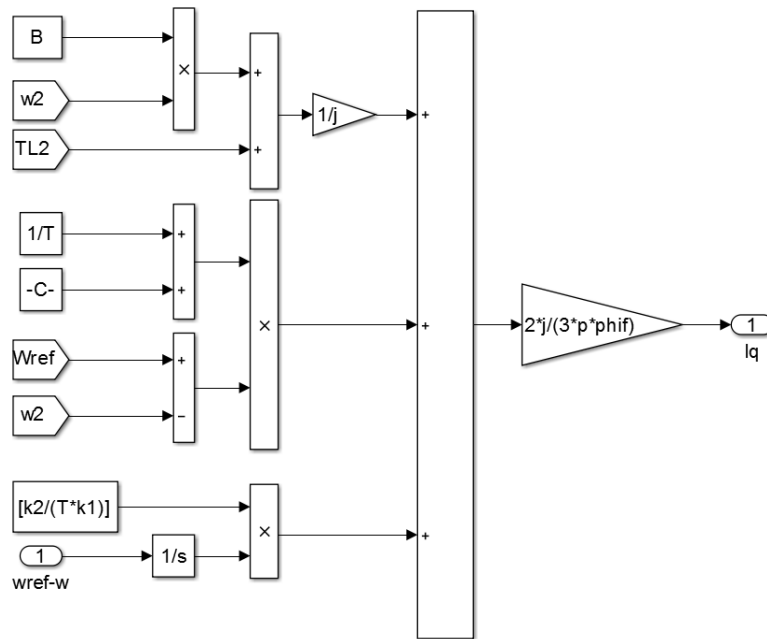
Annexe

```
Editor - C:\Users\sara\Desktop\29-5-sim\simresults.m*
simresults.m* x +
1 - clear all
2 - close all
3 - clc
4 %%Set motor parameter
5 - ls = 0.0086;
6 - rs = 4.75;
7 - flux = 0.098;
8 - Pole_pair = 4;
9 - B = 0.001;
10 - t=1;
11 - T = 0.000033;
12 - j =0.00154;
13 - k = -500;
14 - phif = 0.55;
15 - p = 4;
16 - k1 = 1;
17 - k2 = 100;
18 - g = -400;
19 |
20
```

Bloc de commande de SACT_1 (Manifold 1).



Bloc de commande de SACT_2 (Manifold 2).



Bloc de l'observateur.

