

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية  
République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'Enseignement Supérieur  
et de la Recherche Scientifique  
Université Akli Mohand Oulhadj - Bouira -  
Tasdawit Akli Muḥend Ulḥağ - Tubirett -



وزارة التعليم العالي والبحث العلمي  
جامعة أكلي محمد أولحاج  
- البويرة -

Faculté des Sciences et des Sciences Appliquées

كلية العلوم والعلوم التطبيقية

Référence : ...../MM/2021

المرجع : ...../م/ 2021

## Mémoire de Master

### Présenté au

**Département :** Génie Électrique

**Domaine:** Sciences et Technologies

**Filière :** Électrotechnique

**Spécialité:** Électrotechnique Industriel

**Réalisé par :** Mostefaoui Sohaib Et Habi Larbi

## Thème

---

**Etude comparative de différent stratégies de control de la MSAP**

---

Soutenu le: **04/07/2024**

### Devant le Jury composé de :

Mr :	GRICHE ISSAM	M.C.A	Univ. Bouira	Président
Mr :	MELLAH HACENE	M.C.A	Univ. Bouira	Rapporteur
Mr :	MOHAMED KHERCHI	M.A.A	Univ. Bouira	Examineur

---

**Année Universitaire : 2023-2024**

## **DÉDICACES :**

EN PREMIER LIEU, NOUS EXPRIMONS NOTRE PROFONDE RECONNAISSANCE ENVERS ALLAH TOUT-UISSANT POUR NOUS AVOIR ACCORDÉ LA FORCE, LA DÉTERMINATION ET LA PATIENCE NÉCESSAIRES POUR MENER À BIEN CE TRAVAIL.

JE SOUHAI TE DÉDIER HUMBLEMENT CE TRAVAIL À MA TENDRE MÈRE ET À MON CHER PÈRE, AINSI QU'À CEUX QUI ONT VEILLÉ SUR MON BIEN-ÊTRE ET QUI M'ONT CONSTAMMENT ENCOURAGÉ À RÉUSSIR DANS MES ÉTUDES.

JE SUIS RECONNAISSANT ENVERS TOUS CEUX QUI M'ONT SOUTENU ET ENCOURAGÉ TOUT AU LONG DE LA RÉALISATION DE CE MODESTE TRAVAIL, AINSI QU'À MES PRÉCIEUX FRÈRES, SOEURS ET À TOUTE MA FAMILLE.

JE N'OUBLIE PAS NON PLUS DE REMERCIER CHALEUREUSEMENT TOUS MES AMIS POUR LEUR SOUTIEN CONSTANT."

**MOSTEFAOUI SOHAIB**

J'AIMERAI S CONSACRER CET TRAVAIL AUX PERSONNES QUI SONT LES PLUS IMPORTANTES POUR MOI : MES PARENTS. GRÂCE À LEUR AMOUR INCONDITIONNEL ET À LEUR SOUTIEN CONSTANT TOUT AU LONG DE MES ÉTUDES, JE NE PEUX PAS ASSEZ APPRÉCIER LEUR SOUTIEN.

À MES FRÈRES ET SŒURS, AINSI QU'À TOUTE MA FAMILLE, QUI ONT ÉTÉ MES COMPAGNONS DE VOYAGE ET MES ALLIÉS TOUT AU LONG DE CETTE EXPÉRIENCE UNIVERSITAIRE. VOTRE PRÉSENCE ET VOTRE APPUI ONT ÉTÉ UN RÉCONFORT ET UNE SOURCE DE MOTIVATION.

ET À TOUS MES AMIS QUI M'ONT ACCOMPAGNÉ ET QUI M'ONT APPORTÉ LEUR SOUTIEN, LEUR ENCOURAGEMENT ET LEUR RÉCONFORT PENDANT LES PÉRIODES DIFFICILES. GRÂCE À VOTRE VÉRITABLE AMITIÉ ET À VOTRE PRÉSENCE JOYEUSE, CE VOYAGE A ÉTÉ ENCORE PLUS UNIQUE ET IMPORTANT.

**LARBI HABI**



---

## *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 : Griche Issam

M : Mohamed Kherchi

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 pères, 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.

## *Sommaire*

### **Chapitre 01 Généralité sur la machine synchrone a aiment permanents et différentes techniques de commande**

1.1. Introduction .....	1
1.2. Généralités sur la machine synchrone à aiment permanents.....	1
1.3. Principe de fonctionnement de la machine synchrone à aimant permanent (MSAP) .....	2
1.4. Présentation du moteur synchrone à aimants permanents (MSAP).....	3
1.4.1. Les aimants permanents .....	3
1.4.2. Les différents types d'aimants permanents.....	3
1.5. Différents types de machine à aimants permanents .....	4
1.6. Différents types de rotors .....	6
1.6.1. Rotor à pôles saillant.....	7
1.6.2. Rotor à pôles lisses .....	7
1.7. Principe de l'autopilotage des Machines Synchrones.....	8
1.8. Techniques de commande de la machine .....	9
1.9. Type de commande de la MSAP .....	9
1.9.1. Commande vectorielle avec régulateur PI.....	9
1.9.2. Commande vectorielle avec régulateur PID fractionnaire .....	9
1.9.3. Le mode glissant.....	9
1.10. Domaine d'application .....	10
1.11. Les avantages et les inconvénients .....	10
1.11.1. Les avantages .....	10
1.11.2. Inconvénients .....	11
1.12. Conclusion.....	11

### **Chapitre 02 Modélisation, Simulation de Commande Vectoriel et régulateur PI et PID fractionnaire de la MSAP**

2.1. Introduction .....	13
-------------------------	----

---

2.2. Hypothèse simplificatrice.....	13
2.3. Les équations de la Machine Synchrone à Aimants Permanents(MSAP).....	14
2.3.1. Les équations électriques .....	14
2.3.2. Equations magnétique.....	15
2.3.3. Equation mécanique .....	16
2.4. Transformation de PARK.....	16
2.4.1. Passage direct : triphasé au biphasé.....	17
2.4.2. Passage inverse : biphasé au triphasé .....	17
2.5. Modélisation de la MSAP .....	18
2.5.1. Equations Electriques.....	18
2.5.2. Equations magnétiques .....	18
2.5.3. Expression du couple électromagnétique .....	19
2.6. Simulation de la MSAP .....	19
2.7. Résulta de simulation.....	20
2.8. Commande vectorielle.....	23
2.9. Principe de la commande vectorielle .....	23
2.10. Méthode de contrôle de la commande vectorielle pour les MSAP.....	24
2.11. Découplage.....	24
2.12. Découplage par compensation.....	25
2.13. Synthèse des différents régulateurs .....	27
2.13.1. Description du système global .....	27
2.14. Calcul des régulateurs .....	28
2.14.1. Régulation du courant $I_d$ .....	28
2.14.2. Régulation du courant $I_q$ .....	30
2.15. Régulation de la vitesse .....	30
2.16. Défis de la limitation de courant .....	31
2.17. Avantages et Inconvénients de la commande vectorielle .....	32
2.17.1. Avantages de la commande vectorielle [30] .....	32
2.17.2. Inconvénients de la commande vectorielle.....	32
2.18. Correcteurs D'Ordre Fractionnaire .....	33
2.18.1. Correcteur d'ordre fractionnaire $PI\lambda D\mu$ .....	33
2.18.2. Correcteurs PI fractionnaire $PI\lambda$ .....	33

2.18.3. Correcteurs PD fractionnaire $PD\mu$ .....	34
2.19. Contrôleur $PI\lambda D\mu$ d'ordre fractionnaire .....	35
2.20. $PI\lambda D\mu$ fractionnaire .....	35
2.21. Avantage du correcteur fractionnaire .....	36
2.22. Résultat de simulation .....	36
2.23. Test de robustesse .....	37
2.24. Discussion des résultats .....	38
2.25. Conclusion .....	38

## **Chapitre 03 Commande Pare Mode Glissant Et Etude Comparative**

3.1. Introduction .....	41
3.2. Commande par modes glissants .....	41
3.2.1. Objectif de la commande par mode glissant .....	42
3.2.2. Les modes de la trajectoire dans le plan de phase .....	42
3.3. Conception de la commande par mode de glissement .....	43
3.4. Choix de la surface de glissement .....	43
3.5. Conditions de convergence .....	45
3.6. Détermination de la loi de commande .....	45
3.6.1. Définition des grandeurs de commande .....	46
3.6.2. Expression analytique de la commande .....	47
3.6.3. Commande discontinue (fonction signe) .....	48
3.7. Le phénomène de broutement (Chattering) .....	48
3.7.1. Elimination du phénomène de "Chattering" .....	49
3.8. Avantage et inconvénients de la commande par mode glissant .....	50
3.9. Application de la commande par mode de glissement à la MSAP .....	51
3.9.1. Synthèse des régulateurs pour la stratégie avec deux surfaces .....	51
3.10. Résultat de simulation .....	52
3.11. Test de robustesse .....	53
3.11.1. Discussion des résultats .....	54
3.12. Comparaison entre la CMG et la commande Vectorielle et PID fractionnaire .....	55
3.13. Conclusion .....	56
3.14. Conclusion générale .....	58

## Liste des figures

Figure 1.1. Stator et rotor d'une machine synchrone à aimants permanents .....	2
Figure 1.2. Courbes de désaimantation des principaux types d'aimants .....	4
Figure 1.3. moteur à rotor intérieur .....	5
Figure 1.4. Moteur à rotor extérieur .....	5
Figure 1.5. moteur à entrefer axial .....	6
Figure 1.6. Différents types de rotors .....	7
Figure 1.7. Différents types de rotors d'une MSAP .....	8
Figure 1.8. Schéma de Principe D'autopilotage d'une Machine Synchrone .....	8
Figure 2.1. Schéma équivalent de la machine synchrone à aimants permanents .....	14
Figure 2.2. Représentation de passage de repère triphasé (abc) au diphasé (d, q) .....	17
Figure 2.3. Schéma bloc de la machine synchrone à aimant permanents .....	19
Figure 2.4. Courbe de variation de courant ( $i_d, i_q$ ) .....	20
Figure 2.5. Courbe de variation de vitesse (rad/s) .....	20
Figure 2.6. Courbe de variation de couple (N.m) .....	21
Figure 2.7. Courbe de variation de courant ( $i_d, i_q$ ) .....	21
Figure 2.8. Courbe de variation de vitesse (rad/s) .....	22
Figure 2.9. Courbe de variation de couple (N.m) .....	22
Figure 2.10. Description des couplages .....	25
Figure 2.11. Découplage par compensation .....	26
Figure 2.12. Commande découplée .....	27
Figure 2.13. Schéma bloc d'une régulation de vitesse de la MSAP alimentée en tension et commandée par orientation du flux .....	28
Figure 2.14. Schéma fonctionnel de la régulation de courant $I_d$ .....	28
Figure 2.15. Boucle de régulation du courant $I_q$ .....	30
Figure 2.16. Schéma fonctionnel de la régulation de vitesse .....	30
Figure 2.17. Boucle de régulation de vitesse avec limitation du courant .....	31
Figure 2.18. Régulateur PI .....	32
Figure 2.19. Schéma fonctionnel du régulateur $PI\lambda$ .....	34
Figure 2.20. Courbe de variation de courant ( $i_d$ ) de PI et PID fractionnaire .....	36
Figure 2.21. Courbe de variation de courant ( $i_d$ ) de PI et PID fractionnaire .....	36

---

Figure 2.22. Courbe de variation de couple (N.m) de PI et PID fractionnaire. ....	37
Figure 2.23. Courbe de variation de vitesse (rad/s) de PI et PID fractionnaire. ....	37
Figure 2.24. Courbe de variation de vitesse (rad/s) avec le teste de robustesse de PI et PID fractionnaire. ....	38
Figure 3.1. Principe de la commande par mode glissant .....	42
Figure 3.2. Les modes de trajectoire dans le plan de phase .....	43
Figure 3.3. Linéarisation exacte de l'écart. ....	45
Figure 3.4. La valeur continue $U_{eqt}$ prise par la commande lors de la commutation entre $U_{max}$ et $U_{min}$ .....	47
Figure 3.5. Fonction signe.....	48
Figure 3.6. Phénomène de broutement (Chattering). ....	49
Figure 3.7. Fonction « SAT (S) ».....	50
Figure 3.8. Fonction d'adoucissement « cont(S)».....	50
Figure 3.9. Courbe de variation de courant (id,iq) de mode glissant. ....	52
Figure 3.10. Courbe de variation de couple (N.m) de mode glissant.....	53
Figure 3.11. Courbe de variation de vitesse (rad/s) de mode glissant.....	53
Figure 3.12. Courbe de variation de vitesse (rad/s) de mode glissant et commandes (PI et PID fractionnaire) (+100% $R_s$ )(-50% $J$ ). ....	54

---

## Listes des Acronymes et Symboles

<b>MSAP</b>	Machine Synchrone à Aimants Permanent
<b>PMSM</b>	Surface Permanent Magnet Synchrone Machine
<b>PI</b>	Proportionnel Intégral
<b>PID</b>	Proportionnel Intégral et Dérivée
<b>FOC</b>	Field Oriented Control
<b>CMG</b>	Commande par mode glissant
<b>SMC</b>	Sliding mode control
<b>MLI</b>	Modulation De Largeur D'impulsion
<b>FBO</b>	Fonction de transfert boucle ouverts
<b>FBF</b>	La fonction de transfert en boucle fermée
<b>FEM</b>	Force Electromotrice
$[V_s]$	Vecteur tension statorique
$[I_s]$	Vecteur courant statorique
$[I_f]$	Vecteur courant rotorique
$[\varphi_s]$	Vecteur flux statorique
$[\varphi_f]$	Vecteur flux rotorique
$[R_s]$	Matrice résistance du stator
$[L_s]$	Matrice inductance du stator
$\theta$	Angle de charge
$\omega$	Pulsation électrique
$\Omega_s$	La vitesse de rotor
$[M_{sf}]$	Matrice inductance entre le rotor et le stator
<b>Qf</b>	Flux
<b>P</b>	Nombre de pair de pole

<b>J</b>	Moment d'inertie
<b>C<sub>em</sub></b>	Couple électromagnétique
<b>C<sub>r</sub></b>	Couple résistant
<b>F</b>	Coefficient de frottement.
<b>P (θ )</b>	Matrice de passage de Park
<b>[R]</b>	Matrice de passage (α, β) au (d, q)
<b>[V<sub>d</sub>]</b>	Tension statorique sur l'axe d
<b>[V<sub>q</sub>]</b>	Tension statorique sur l'axe q
<b>I<sub>d</sub></b>	Courant statorique sur l'axe d
<b>I<sub>q</sub></b>	Courant statorique sur l'axe q
<b>L<sub>d</sub></b>	Inductance statorique sur l'axe d
<b>L<sub>q</sub></b>	Inductance statorique sur l'axe q
<b>τ<sub>d</sub></b>	La constante de temps
<b>t<sub>r</sub></b>	le temps de réponse
<b>K</b>	le gain proportionnel
<b>λ</b>	Ordre d'intégration
<b>T<sub>i</sub></b>	Constante de temps de l'action dérivée
<b>μ</b>	Ordre de dérivation
<b>K<sub>p</sub></b>	Gain proportionnel du régulateur
<b>K<sub>i</sub></b>	Gain intégral du régulateur
<b>e<sub>d</sub></b>	L'erreur de courant direct

## Introduction Générale

Il y a quelques années, les éléments de l'électronique de puissance ont connu une évolution majeure grâce à l'introduction de composants interrupteurs rapides et à l'évolution des techniques de commande. Grâce à cette évolution, des convertisseurs statiques ont été développés qui peuvent alimenter les moteurs à courant alternatif à une amplitude et une fréquence variable. En cas de machines à courant alternatif, le collecteur mécanique a été remplacé par des inducteurs de type aimants permanents, ce qui permet de supprimer les contacts glissants[1].

De nos jours, il est conseillé d'utiliser des moteurs synchrones à aimants permanents (MSAP) dans le domaine industriel. Cela s'explique par leur simplicité, leur fiabilité et leur moindre poids par rapport aux moteurs à courant continu. Ils sont donc plus faciles à construire, car ils ne disposent pas de commutateurs mécaniques. Ainsi, cela prolonge leur durée de vie et évite une maintenance permanente. Ils peuvent être employés dans un contexte explosif, car ils ne génèrent aucune étincelle. Contrairement aux machines à courant continu qui nécessitent davantage de sources d'alimentation et ont une puissance massique plus faible, ils peuvent également fournir des puissances considérables par rapport à leur masse. [2]

Hasse en 1969 et Blaschke en 1972 ont proposé la commande vectorielle qui permet aux entraînements à courant alternatif d'avoir une dynamique similaire à celle des entraînements à courant continu. En règle générale, la commande consiste à contrôler à la fois le couple et le flux de la machine. Ainsi, la dynamique de couple peut se dérouler très rapidement. Depuis lors, cette approche a conduit à de nombreuses avancées industrielles dans divers secteurs tels que la robotique, les machines-outils et la traction électrique. [3]

La commande vectorielle utilisant les régulateurs classiques (réglage à action proportionnelle, intégrale et dérivée) permet de réaliser à peu près les mêmes objectifs que ceux des machines à courant continu à moindre coût, mais il ne permet pas toujours de contrôler les régimes transitoires et les variations paramétriques de la machine liées aux dégradations de ces performances (les variations de leurs paramètres avec la température ou l'état magnétique). L'objectif des chercheurs a été de trouver des commandes aussi performantes, moins onéreuses et de développer de nouvelles techniques afin d'améliorer le fonctionnement des systèmes industriels en général, et des machines électriques en particulier.[4]

En automatique, Oust loup ne proposa le contrôleur CRONE (Commande Robuste d'Ordre Non Entier) qu'au début des années 1990. En tirant parti des caractéristiques bénéfiques des systèmes d'ordre fractionnaire, ce contrôleur garantissait la stabilité de la commande dans une plage de

fréquences spécifique. La commande d'ordre fractionnaire attira l'attention de nombreux chercheurs depuis cette initiative. En 1999, Podlubny a présenté le contrôleur  $PI^\lambda D^\mu$  qui inclut une intégration fractionnaire d'ordre  $\alpha$  et une dérivation fractionnaire d'ordre  $\beta$ . Cette proposition a étendu le domaine d'application du calcul fractionnaire à la théorie de la commande, ce qui a conduit plusieurs chercheurs à considérer la synthèse des contrôleurs  $PI^\lambda D^\mu$  d'ordre fractionnaire comme un nouveau domaine de recherche.[5]

La commande de glissement est une catégorie de contrôleurs à structure variable, c'est-à-dire des commandes qui commutent entre plusieurs lois de commande distinctes. Elle consiste à obliger les trajectoires du système à atteindre une surface spécifique, connue sous le nom de surface de glissement, puis à rester jusqu'à l'équilibre [6].

**Objectif :**

C'est une introduction au bureau pour encourager la motivation et présenter une vision globale. Après avoir reçu le mémoire actuel, il est divisé en plusieurs chapitres qui vous offrent la possibilité de vous impliquer.

Dans le premier chapitre, nous aborderons quelques connaissances générales sur les machines synchrones à aimants permanents. En conséquence, nous présenterons une vue d'ensemble des diverses catégories d'aimants permanents, ainsi que des structures principales des MSAP et des différentes méthodes de commande.

Le deuxième chapitre a exposé la modélisation de la machine synchrone à aimant permanent MSAP, ainsi que leur représentation sous forme d'équations d'état à l'aide de la transformation de Park, Nous examinerons également la commande vectorielle par régulateur PI et tenterons d'améliorer les performances de notre commande en ajoutant des régulateurs PID d'ordre fractionnaire.

Le troisième chapitre couvrira les principes de base du contrôle modes glissants pour l'utilisation de MSAP. Ainsi qu'une étude comparative des commandes précédemment étudiées.

# **Chapitre 1**

**Généralité sur la machine synchrone a aimant permanents et différentes techniques de commande**

## ***Chapitre 01* Généralité sur la machine synchrone à aimants permanents et différentes techniques de commande**

### **1.1. Introduction**

Depuis de nombreuses années, il a été utilisé dans l'industrie un moteur à courant continu, et le principal avantage est sa facilité de commandes de moteurs en raison du découplage naturel du flux et du couple. Cependant, la présence du système balais collecteur dans les moteurs électriques est un grand désavantage idéal qui, de plus, limite son utilisation.

Avec l'évolution de l'électronique de puissance et de l'informatique, le moteur synchrone à aimants permanents s'est généralisé dans les systèmes d'entraînements électriques. L'apparition d'aimants performants et le perfectionnement des composants de l'électronique de puissance ont conduit un nombre important de chercheurs et d'industriels de mener des travaux de recherche dans le domaine de l'association convertisseurs-machines électriques à un moteur synchrone à aimants permanents [7].

Dans ce chapitre, nous allons exposer des informations générales concernant les machines synchrones à aimants permanents (MSAP). De plus, nous allons présenter les diverses catégories d'aimants permanents ainsi que les domaines d'application.

### **1.2. Généralités sur la machine synchrone à aimants permanents**

Les aimants permanents les plus anciens ont été employés au début du 19<sup>e</sup> siècle. Depuis plus d'un siècle, les machines à aimants ont connu une évolution passant de performances très limitées à leurs débuts à différentes utilisations, comme les robots, les générateurs aérospatiaux, la traction électrique. Utilisez la machine synchrone à aimants permanents. À cause des caractéristiques magnétiques des aimants qui peuvent se perdre en dépassant les limites de fonctionnement, le domaine d'emploi de la MSAP est actuellement de quelques dizaines de kilowatt.

La combinaison de ces qualités leur confère un avantage indéniable en matière de motorisation d'entraînements de grande puissance et de performances exceptionnelles, en particulier pour les systèmes embarqués [8]. Les machines synchrones sont les machines dont la vitesse de rotation de l'arbre de sortie est égale à la vitesse de rotation du champ tournant. Pour obtenir un tel fonctionnement, le champ magnétique rotorique est généré soit par des aimants, soit par un circuit d'excitation. Par la suite, le champ rotorique est fixé au rotor, ce qui implique qu'en état de marche,

---

Le moteur synchrone est composé de deux parties : une partie fixe ou stator qui soutient les roulements de l'induit et une partie mobile ou rotor qui soutient les roulements de l'inducteur. Le stator, une partie fixe de la machine, est constitué de trois enroulements identiques décalés de  $120^\circ$  qui sont insérés dans les encoches. Établis dans les trous du circuit magnétique fixe [3].

Le rotor ou roue polaire : partie mobile de la machine, est réalisé par un circuit magnétique comportant des aimants permanents disposés comme indiqué sur la figure1, La roue polaire est conçue soit à pôles lisses ou à pôles saillants [9].



Figure 1.1. Stator et rotor d'une machine synchrone à aimants permanents

### 1.3. Principe de fonctionnement de la machine synchrone à aimant permanent (MSAP)

La machine synchrone à aimants permanents est une machine réversible donc elle peut fonctionner en deux modes : mode génératrice et mode moteur.

#### Fonctionnement en mode génératrice (GSAP)

Les alternants à base de machines synchronisées fournissent toute l'énergie électrique. Les turbines hydrauliques, à vapeur ou éoliennes alimentent ces machines, qui sont considérées comme les plus grandes convertisseurs d'énergie au monde, Avec des puissances pouvant atteindre 1500 MW, elles convertissent l'énergie mécanique en énergie électrique [10].

Un champ à répartition spatiale variable est créé dans les bobinages statoriques par l'inducteur de génératrice synchrone entraîné mécaniquement.

La circulation des courants induits est provoquée par les forces électromotrices (FEM) dans ces bobinages, ce qui crée un champ statorique dans l'entrefer qui tourne à la même vitesse que le champ inducteur [11].

### **Fonctionnement en mode moteur (MSAP)**

Le moteur synchrone à aimants permanents reste un bon candidat parmi les moteurs à courant alternatif utilisés dans les entraînements. Grâce à l'évolution des aimants permanents et aux avancés dans l'électronique de puissance, son choix devient attractif et compétitif avec celui des moteurs asynchrones.

Ainsi, il est possible de convertir l'énergie de manière électromécanique. Un réseau triphasé alimente le stator. En conséquence, un champ tournant est créé, ce qui entraîne le rotor. La vitesse de synchronisation est égale à la vitesse de rotation du rotor. Par conséquent, elle est directement proportionnelle à la fréquence d'alimentation du moteur [11].

## **1.4. Présentation du moteur synchrone à aimants permanents (MSAP)**

### **1.4.1. Les aimant permanent**

Bien que les aimants soient présents dans la nature, il est également possible de transférer cette capacité magnétique à certains corps constitués principalement de fer, de nickel et de cobalt, appelés aimants artificiels. Un aimant comprend les pôles Nord et Sud. Deux pôles de type opposé (NS) sont attirés tandis que deux pôles de même type (NN ou SS) sont repoussés. Un champ magnétique est constitué de lignes de flux ou de lignes de force dans l'espace autour des pôles d'un aimant. Les lignes partent du pôle Nord et arrivent dans le pôle Sud en formant des boucles. Le spectre magnétique est constitué de toutes ces lignes de force [12].

### **1.4.2. Les différents types d'aimant permanents**

Les diverses catégories d'aimants peuvent être classées selon ces paramètres [13] :

- Les ALNICO sont des alliages à base de fer, d'aluminium et de nickel qui peuvent également être enrichis par du cobalt, du cuivre ou du titane. Ils sont soit isotropes, soit anisotropes. Les aimants ALNICO sont employés dans des instruments de mesure où leur stabilité thermique est cruciale, ainsi que comme capteurs.
  - Les aimants ferrites sont principalement utilisés dans les moteurs de faible puissance dans l'industrie automobile.
  - Terres rares comme : Les Samarium-Cobalt (Sm-Co) sont beaucoup plus performants et
-

autorisent une température de fonctionnement élevée (jusqu'à 300 °C), mais en raison de la présence de cobalt dans leur composition, ils sont extrêmement coûteux. Les Sm-Co sont utilisés dans des applications spécifiques (télécommunications, aéronautiques), qui ont des propriétés à haute température et une résistance à l'oxydation supérieure.

Les NEODYME-FER-BORE (Nd-Fe-B) sont plus efficaces que le Samarium-Cobalt et moins coûteux, mais leur résistance à la température est inférieure (jusqu'à 160 °C). Les aimants Nd-Fe-B sont principalement employés dans les domaines de la microinformatique et des télécommunications. Ils sont principalement l'élément clé des actionnées de têtes de lecture [13].

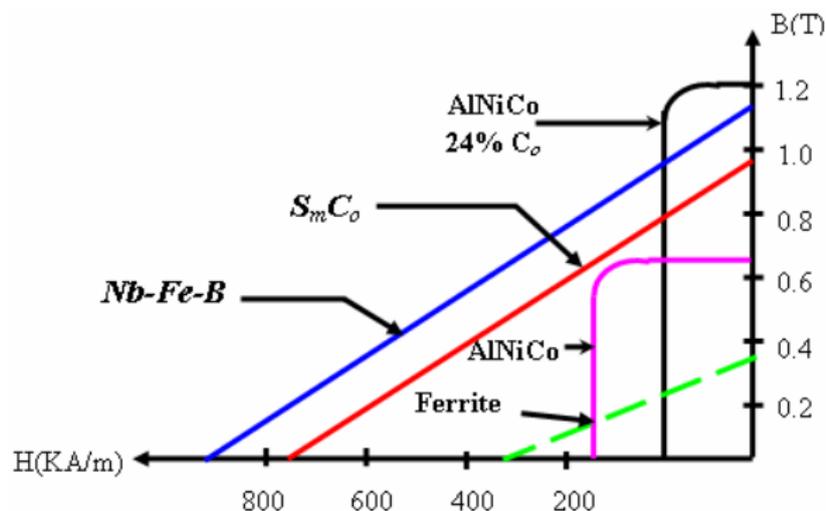


Figure 1.2. Courbes de différents types d'aimants [7]

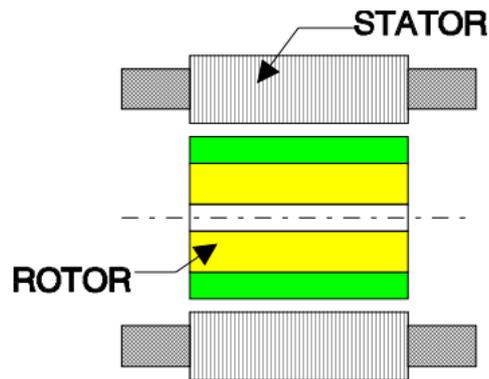
## 1.5. Différents types de machine à aimants permanents

Les moteurs brushless peuvent être configurés de diverses manières. La raison principale de cette diversité est que chacun des utilisateurs a des besoins uniques. Par exemple, lorsque vous concevez un servomoteur, vous devez vous assurer que l'inertie est la plus faible possible pour permettre une accélération et une décélération les plus rapides possibles. Par conséquent, il sera préférable d'utiliser un moteur à rotor intérieur équipé d'aimants à haute énergie. Il est préférable d'utiliser un moteur à rotor extérieur pour une application nécessitant une vitesse constante, comme pour entraîner un disque magnétique, en raison de son inertie [14].

Trois grandes familles existent, les moteurs à rotor intérieur, à rotor extérieur ou à entrefer axial.

- **Moteur à rotor intérieur**

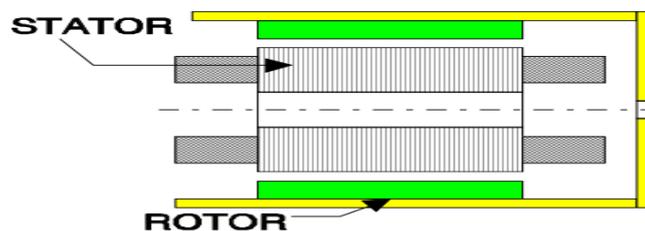
Le moteur classique à rotor intérieur. Le rotor est composé d'aimants qui sont reliés par une douille magnétique. Le stator et les machines triphasées à induction sont similaires. D'ailleurs, pour des raisons d'économie, les stators des machines à induction sont parfois directement utilisés dans la fabrication des machines brushless. La figure 1.3 montre un exemple de moteur à rotor intérieur [14].



**Figure 1.3.** Moteur à rotor intérieur

L'avantage principal de cette structure est son rapport couple/vitesse élevée. Cependant, il y a une difficulté liée à la construction : il est nécessaire de pouvoir maintenir les aimants même à des vitesses élevées. Ils sont généralement collés et frétés. Bien que la puissance volumique d'une machine brushless à aimants ferrites soit presque équivalente à celle d'un moteur à induction, son rendement et son facteur de puissance sont généralement bien supérieurs.

- **Moteur à rotor extérieur**



**Figure 1.4.** Moteur à rotor extérieur

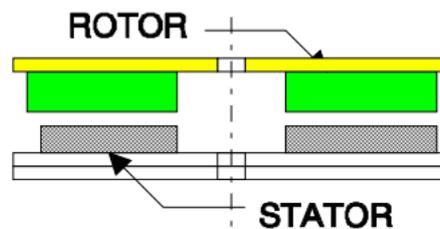
La composition des tôles employées dans le stator est semblable à celle de l'induit de la machine à courant continu à balais. Grâce au fait que le fil est directement bobiné sur le stator, ce type de stator

est facile à bobiner, Il est nécessaire de placer les aimants du rotor dans une cloche magnétique afin d'assurer la continuité du champ, On place les aimants sur la cloche grâce à la force centrifuge.

Dans ce cadre, il n'y a plus de difficulté à les maintenir. Cette structure est souvent employée dans les applications de ventilation en raison de son prix abordable et de sa facilité de fabrication. Toutefois, étant donné que le mobile présente une inertie considérable en raison de sa position, les machines à rotor extérieur ne sont employées que dans des applications à vitesse constante [14].

- **Moteur à entrefer axial**

Des machines à entrefer axial ont fait leur apparition dans certaines applications à encombrement réduit. Un disque magnétique mobile contient des aimants. Les composants électroniques et les bobines sont généralement fixés sur le circuit imprimé. Le champ peut se refermer grâce à une plaque métallique située sous le circuit. La coupe d'un moteur à entrefer axial est illustrée à La figure 1.5, représente une coupe d'un moteur à entrefer axial [14].

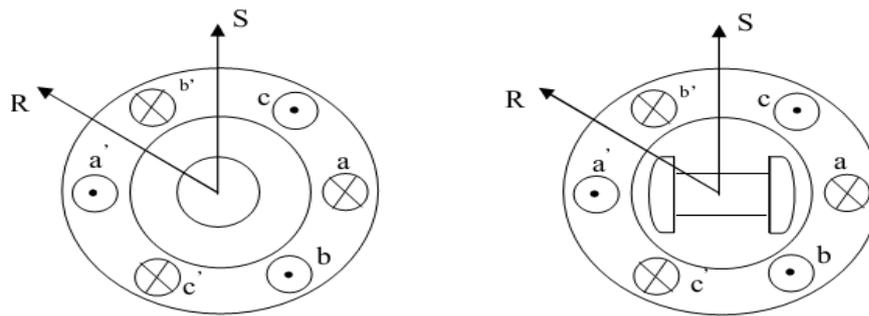


**Figure 1.5.** Moteur à entrefer axial

Afin d'éviter un échauffement excessif dû au courant de Foucault, ces machines ont généralement un grand nombre de pôles et fonctionnent à basse vitesse (inférieure à 1000 tr/min). Le moteur à entrefer axial a des avantages tels que son prix bas, sa forme plaque et l'absence de couple réactif à faible vitesse [14].

## 1.6. Différents types de rotors

Les moteurs synchrones à inducteur bobiné, à pôles saillants ou à pôles lisses. La Figure 1.6 présente les différentes géométries possibles pour des rotors.



a. Machine à pôles lisses

b. Machine à pôles saillants

**Figure 1.6.** Différents types de rotors [7].

### 1.6.1. Rotor à pôles saillant

C'est un électroaimant aux pôles Nord et Sud. Les enroulements, alimentés en courant continu, sont placés autour des noyaux polaires [7]. Le nombre de pôles reste pair et varie en fonction de la machine présentée à la Figure 1.6.

### 1.6.2. Rotor à pôles lisses

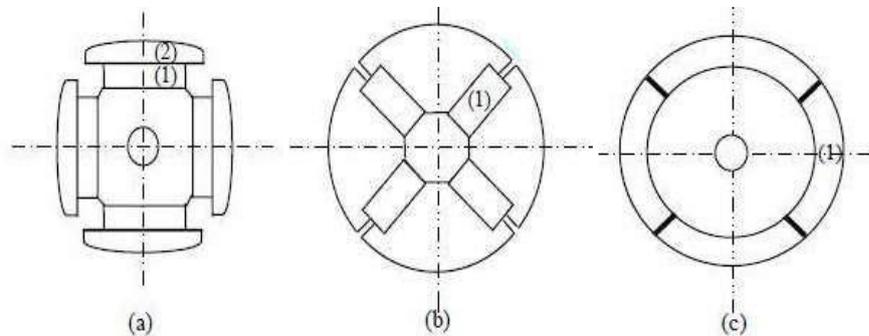
Le rotor est un cylindre plein avec des encoches. Il a généralement deux pôles [7],

Il existe de nombreuses configurations pour le rotor. Trois situations courantes pour un rotor à quatre pôles sont illustrées à la Figure 1.7. [7].

- La Figure 1.7.a représenté une configuration du rotor à pôles saillant avec des pièces Polaires utilisées pour la concentration du flux. Les aimants permanents sont magnétisés dans Le sens radial.

- Les aimants permanents, également appelés aimants noyés dans le rotor, peuvent être disposés radialement. Comme le montre la Figure 1.7. B, les aimants sont magnétisés tangentiellement.

- Enfin, la Figure 1.7.c illustre le cas où les aimants permanents sont répartis uniformément sur la surface cylindrique du rotor, Les aimants sont aimantés de manière radiale.



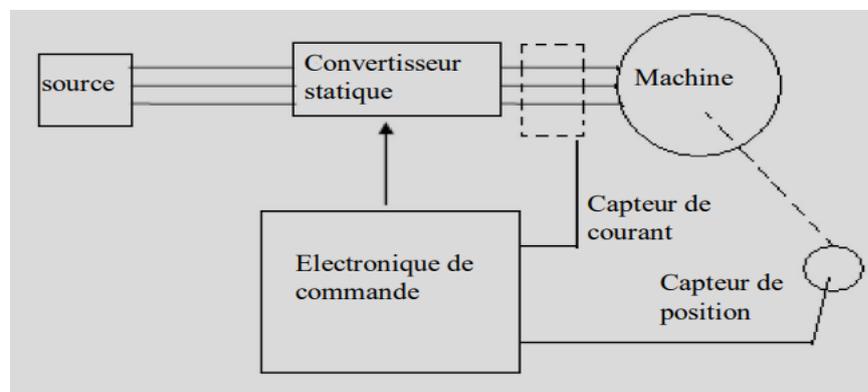
**Figure 1.7.** Différents types de rotors d'une MSAP.

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

### 1.7. Principe de L'autopilotage des Machines Synchrones

Le but de l'autopilotage d'une machine synchrone est de maintenir un décalage angulaire constant ou peu variable entre les FEM de la machine et les courants statoriques. Avec cette condition, le couple électromagnétique créé par la machine peut être contrôlé et une boucle d'asservissement de position ou de vitesse peut être créée autour de la boucle de commande du couple de la machine.

Un capteur de position lié au rotor doit contrôler le synchronisme de la machine pour accomplir cette tâche. Cela permet d'imposer la tension ou le courant appropriée pour contrôler le couple de la machine. Plusieurs variantes de ce principe sont possibles en fonction du type de machine et du convertisseur [3].



**Figure 1.8.** Schéma de Principe D'autopilotage d'une Machine Synchrone [3].

## 1.8. Techniques de commande de la machine

Les recherches se sont concentrées sur des solutions alternatives utilisant des actionnées plus performantes et moins coûteuses, telles que les machines synchrones et les machines à induction, car cela était possible grâce aux outils de calcul et aux modèles affinés. La simplicité de conception et la robustesse sont devenues des critères les plus cruciaux dans de nombreuses applications.

La croissance rapide de l'électronique de puissance, notamment avec la découverte du transistor en 1948 et du thyristor en 1957, ainsi que les avancées de l'informatique, ont permis la création de stratégies de commande pour les actions électriques beaucoup plus complexes.

Nous présentons différentes méthodes de commande dans cette section et sélectionnons celle la plus appropriée à notre situation.

Il existe de nombreuses méthodes de commande dans la littérature. Voici quelques-unes des commandes de machine synchrone les plus courantes et les plus fréquemment utilisées. Les chercheurs ont créé une unité de base à partir de leurs inventions pour améliorer les performances fonctionnelles des machines électriques. On se concentre sur les techniques les plus connues qui ont été étudiées dans de nombreuses publications, car les commandes principales et leurs dérivées relèvent du même type [15].

## 1.9. 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

### 1.9.1. 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 [16].

### 1.9.2. Commande vectorielle avec régulateur PID fractionnaire

Le PID fractionnaire est suggéré afin d'optimiser les performances des systèmes asservis linéaires. Ce correcteur PID classique est une généralisation de la forme  $PI^\lambda D^\mu$ , où  $\mu$  et  $\lambda$  sont des réels positifs tels que :  $0 < \lambda < 1$ ,  $0 < \mu < 1$  [17].

### 1.9.3. 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 [18].

### **1.10. Domine d'application**

À présent, nous exposons des exemples d'utilisation des MSAP dans diverses gammes de puissance [11] :

- Le moteur synchrone à aimants permanents peut être très utile dans de nombreuses.
- Équipements domestiques (machine à laver le linge).
- Les automobiles.
- Les équipements de technologie de l'information (lecteurs DVD).
- Les outils électriques, les jouets, le système de vision et ses équipements.
- Les équipements de soins médicaux et de santé (fraise de dentiste).
- Les servomoteurs.
- Les applications robotiques.
- La production d'électricité.
- La propulsion des véhicules électriques et la propulsion des sous-marins.
- Les machines-outils.
- Les applications de l'énergie éolienne.

### **1.11. Les avantages et les inconvénients**

La machine synchrone à aimants permanents possède plusieurs avantages et inconvénients par rapport aux autres machines à courant continu, asynchrone, synchrone à excitation électrique.

#### **1.11.1. Les avantages**

- Moins de pertes de cuivre, les pertes viennent surtout du stator, d'où le rendement du moteur est amélioré.
  - Une faible inertie et un couple massif élevé.
  - Une meilleure performance dynamique.
  - Construction et entretien plus simples.
-

- Augmentation de la constante thermique et de la fiabilité, à cause de l'absence de contact bague-balais dans ces machines [10].

### **1.11.2. Inconvénients**

- Commutateur mécanique remplacé par un autre électronique, ce qui a pour effet de rendre le contrôle du moteur plus complexe et coûteux que celui d'un moteur à courant continu.
- Le prix des aimants le rend plus cher.
- La présence de pulsations de couple.
- Risque de désaimantation, ce qui limite l'utilisation par les contraintes comme la température max, le courant max... etc. [10].

### **1.12. Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons exposé des renseignements généraux concernant la machine synchrone à aimants permanent, ses applications, les bénéfices et les désavantages, ainsi que les diverses variétés d'aimants permanents.

Dans le prochain chapitre, nous aborderons la modélisation et la simulation de cette machine en vide et en charge afin de vérifier la validité du modèle en Matlab/Simulink.

## **Chapitre 2**

### **Modélisation,**

### **Simulation de Commande Vectoriel et PID**

### **fractionnaire de la MSAP**

## **Chapitre 02 Modélisation, Simulation de Commande Vectoriel et PID fractionnaire de la MSAP**

### **2.1. Introduction**

La modélisation est généralement perçue comme le début de l'automatique moderne. En effet, elle offre la possibilité de définir le modèle du procédé qui sera employé afin de prédire son comportement à venir, évaluer ses changements de fonctionnement ou synthétiser son régulateur et sa loi de commande [19].

Différentes techniques peuvent être utilisées pour modéliser les machines synchrones en fonction de l'objectif visé. On peut réaliser une modélisation pour contrôler le couple, la vitesse ou la position soit dans le repère fixe ABC, soit dans un repère lié au rotor, appelé de PARK. Les équations différentielles à coefficients périodiques qui régissent le fonctionnement de la machine sont à l'origine des modèles en ABC. Ils servent principalement à l'analyse des régimes permanents. On utilise les modèles obtenus grâce à la transformation de Park pour étudier les régimes permanents, transitoires et la commande vectorielle des machines [20].

La régulation de la vitesse en mode normal et en mode défluxé est effectuée à l'aide d'une commande vectorielle basée sur les régulateurs classiques PI.

Nous avons présenté une méthode semi-analytique de synthèse des contrôleurs d'ordre fractionnaire pour garantir la robustesse aux variations du gain. L'objectif de cette méthode est de synthétiser un contrôleur de telle manière à satisfaire une fréquence de coupure donnée, une marge de phase fixée et que la dérivée de la phase par rapport à la fréquence, autrement dit, la phase du système, en boucle ouverte, est plate autour de la fréquence de coupure[21].

Dans ce chapitre, nous avons exposé la la modélisation de la machine synchrone à aimant permanent MSAP, ainsi que leur représentation sous forme d'équations d'état grâce à la transformation de Park, la commande vectorielle par régulateur PI On essaiera d'améliorer les performances de notre commande en insérant des régulateurs PID d'ordre fractionnaire.

### **2.2. Hypothèse simplificatrice**

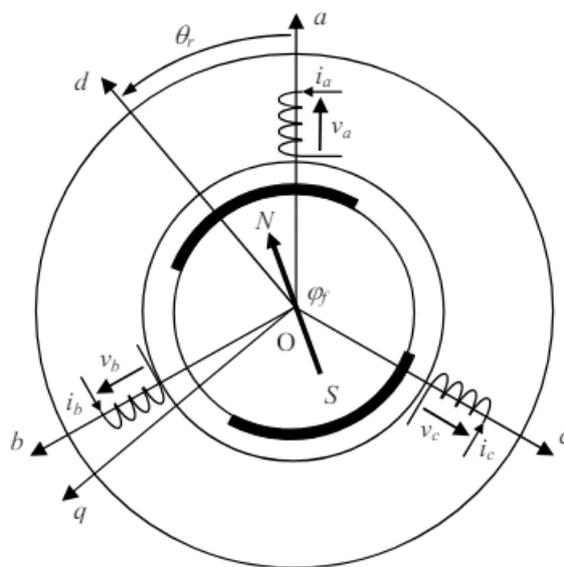
Pour simplifier la formule et réduire la complexité du modèle de machine, nous développerons son modèle mathématique basé sur les hypothèses suivantes [22] :

---

Le moteur est équipé d'une armature symétrique non saturée, ce qui implique que les inductances propres et mutuelles sont indépendantes des courants qui circulent dans les différentes sections. Présentation des machines en temps réel.

- On suppose que la répartition des forces électromotrices, le long de l'entrefer, est sinusoïdale.
- On néglige les pertes de fer et l'effet amortisseur.
- La perméabilité des aimants est considérée comme voisine de celle de l'air.

En raison de la présence d'un aimant permanent, l'excitation est considérée comme une source de flux constant. De plus, l'aimant est perçu comme un enroulement sans résistance ni inductance propre et mutuelle, mais plutôt comme une source de flux [23].



**Figure 2.1.** Schéma équivalent de la machine synchrone à aimants permanents [24]

## 2.3. Les équations de la Machine Synchrone à Aimants Permanents (MSAP)

### 2.3.1. Les équations électriques

Dans le cas général d'une MSAP, les équations concernant le rotor et le stator sont les suivantes :

➤ **Du Stator**

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_a \\ \varphi_b \\ \varphi_c \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

Avec :  $R_s$  est La résistance des phases statoriques

$[v_a, v_b, v_c]^t$  Les tensions des phases statoriques

$[i_a, i_b, i_c]^t$  Les courants des phases statoriques

$[\varphi_a, \varphi_b, \varphi_c]^t$  Les flux totaux à travers les bobines statoriques

➤ **Du Rotor**

$$[V_f] = [R_f] \cdot [I_f] + \frac{d}{dt} [\varphi_f] \quad (2.2)$$

$$[I_f] = \begin{bmatrix} I_f \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad [R_f] = \begin{bmatrix} R_f & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad [V_f] = \begin{bmatrix} V_f \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

### 2.3.2. Equations magnétique

➤ **Flux statorique**

$$[\varphi_f] = [L_s] \cdot [I_s] + [M_{sf}] \cdot [I_f] \quad (2.4)$$

➤ **Flux rotorique**

$$[\varphi_f] = [L_f] \cdot [I_f] + [M_{sf}] \cdot [I_s] \quad [L_f] = \begin{bmatrix} L_f & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

La matrice  $[L_s]$  est une matrice carrée d'ordre 3, elle contient des termes constants que nous regroupons dans  $[L_{s0}]$  et les termes variables dépendant de  $\theta$ , que nous regroupons dans

$[L_{s2}(\theta)]$

$$\text{Posons } [L_s] = [L_{s0}] + [L_{s2}] \quad (2.6)$$

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

$$[L_{s2}] = L_{s2} \begin{bmatrix} \cos(2\theta) & \cos\left(2\theta - \frac{2}{3}\pi\right) & \cos\left(2\theta + \frac{4}{3}\pi\right) \\ \cos\left(2\theta - \frac{2}{3}\pi\right) & \cos\left(2\theta + \frac{4}{3}\pi\right) & \cos(2\theta) \\ \cos\left(2\theta + \frac{4}{3}\pi\right) & \cos(2\theta) & \cos\left(2\theta - \frac{2}{3}\pi\right) \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

$[M_{sf}]$ : La matrice de l'inductance est le lien entre le rotor et le stator.

$$[M_{sf}] = M_f \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{4}{3}\pi\right) \end{bmatrix} \text{ et } [M_{sf}] = [M_{fs}]^t \quad (2.8)$$

$$[V_s] = [R_s] \cdot [I_s] + \frac{d}{dt} ([L_s] \cdot [I_s] + [M_{sf}] \cdot [I_f]) \quad (2.9)$$

$$[V_f] = [R_f] \cdot [I_f] + \frac{d}{dt} ([L_f] \cdot [I_f] + [M_{sf}] \cdot [I_s]) \quad (2.10)$$

### 2.3.3. Equation mécanique

$$J \frac{dw}{dt} = P(Cem - Cr) - Fw \quad (2.11)$$

Avec :

$Cem$  : Couple électromagnétique (couple moteur)  $\Omega$ .

$Cr$  : couple de charge (couple résistant) (N.m).

$F$  : Coefficient de frottement visqueux (N.m.s/rad).

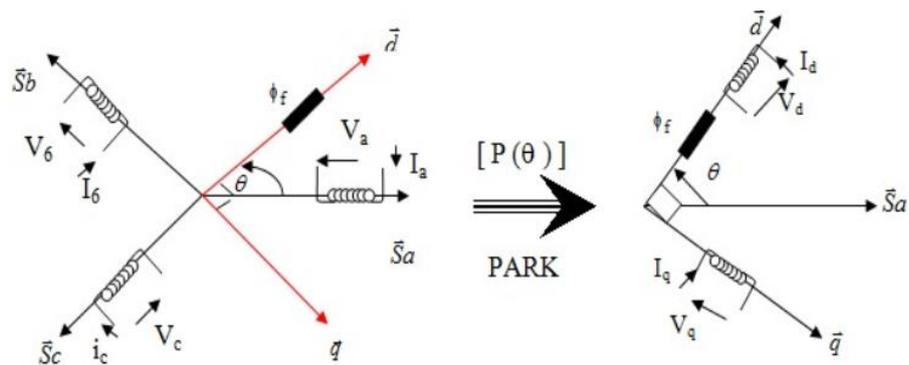
$J$  : Moment d'inertie de la partie tournante (kg.m<sup>2</sup>).

$P$  : nombre de paires de pôles.

Il est évident que les coefficients des systèmes d'équations varient en fonction de La résolution analytique de ce repère demeure extrêmement complexe.

## 2.4. Transformation de PARK

Pour résoudre cette question. La modification de PARK propose de passer d'une machine triphasée alimentée en alternatif et générant un champ magnétique tournant à un modèle biphasé lié au rotor de grandeurs électriques continues, ce qui permet de générer le même champ magnétique. La modification est représentée par la figure. 2. 2. [25][26]



**Figure 2.2.** Exemple de passage de repère triphasé (abc) au diphasé (d, q).

Il est à noter que :

- d, q : Indices des composantes de Park directe et en quadrature.
- P (θ) : Matrice de Park.

La matrice de passage notée P (θ) est la suivante :

$$[P\theta] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) & \cos\left(\theta - \frac{4}{3}\pi\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4}{3}\pi\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \tag{2.12}$$

### 2.4.1. Passage direct : triphasé au biphasé

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_o \end{bmatrix} = [P(\theta)] \cdot \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \tag{2.13}$$

### 2.4.2. Passage inverse : biphasé au triphasé

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = [P(\theta)]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_o \end{bmatrix} \tag{2.14}$$

La transformation inverse de PARK est la suivante :

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2}{3}\pi) & \sin(\theta - \frac{2}{3}\pi) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{4}{3}\pi) & \sin(\theta - \frac{4}{3}\pi) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

X : peut être utilisé pour représenter le courant, la tension ou le flux.

## 2.5. Modélisation de la MSAP

La transformation de PARK est illustrée par la relation suivante [27],[28]:

$$[X_{dqo}] = [P(\theta)] \cdot [X_{abc}] \quad (2.16)$$

L'indice « O » désigne la composante homopolaire

### 2.5.1. Equations Electriques

En utilisant un neutre isolé, la machine triphasée est équilibrée et symétrique, ce qui signifie que la composante homopolaire est nulle. On peut trouver les équations électriques suivantes :

$$\begin{cases} V_d = R_s I_d + \frac{d\varphi_d}{dt} - \omega_r \varphi_q \\ V_q = R_s I_q + \frac{d\varphi_q}{dt} + \omega_r \varphi_d \end{cases} \quad (2.17)$$

### 2.5.2. Equations magnétiques

On peut exprimer les flux en utilisant les équations suivantes :

$$\text{Sur l'axe d : } \varphi_d = L_d I_d + \varphi_f \quad (2.18)$$

$\varphi_f$  : Constante indiquant le champ dû à l'aimantation permanente du rotor.

$$\text{Sur l'axe q : } \varphi_q = L_q I_q \quad (2.19)$$

Le modèle de la MSAP peut s'écrire sous la forme suivante :

$$\begin{cases} V_d = R_s I_d + L_d \frac{dI_d}{dt} - \omega_r L_q I_q \\ V_q = R_s I_q + L_q \frac{dI_q}{dt} + \omega_r (L_d I_d + \varphi_f) \end{cases} \quad (2.20)$$

Où :  $L_d$  : Inductance sur l'axe « d »

$L_q$ : Inductance sur l'axe « q »

### 2.5.3. Expression du couple électromagnétique

Il est crucial de comprendre le couple électromagnétique de la machine Cem afin de pouvoir la contrôler. La relation suivante donne l'expression du couple électromagnétique [29] :

$$Cem = 3/2P(\phi_d I_q - \phi_q i_d) \tag{2.21}$$

À partir de la relation entre les flux et les courants :

$$\begin{cases} \phi_d = L_d \cdot I_d + \phi_f \\ \phi_q = L_q \cdot I_q \end{cases} \tag{2.22}$$

Puis en remplaçant (2.21) Dans (2-20) on trouve :

$$Cem = 3/2P \left( (L_d - L_q)I_d \cdot I_q + \phi_f \cdot I_q \right) \tag{2.23}$$

### 2.6. Simulation de la MSAP

Après avoir établi le modèle mathématique théorique, nous procédons à la simulation du modèle de la MSAP dans l'environnement MALAB.

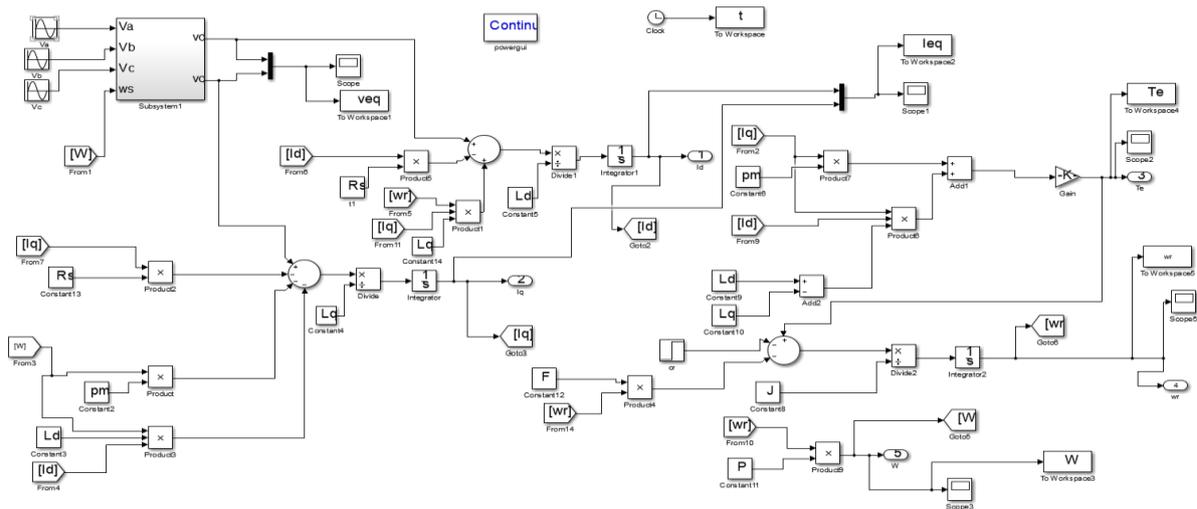
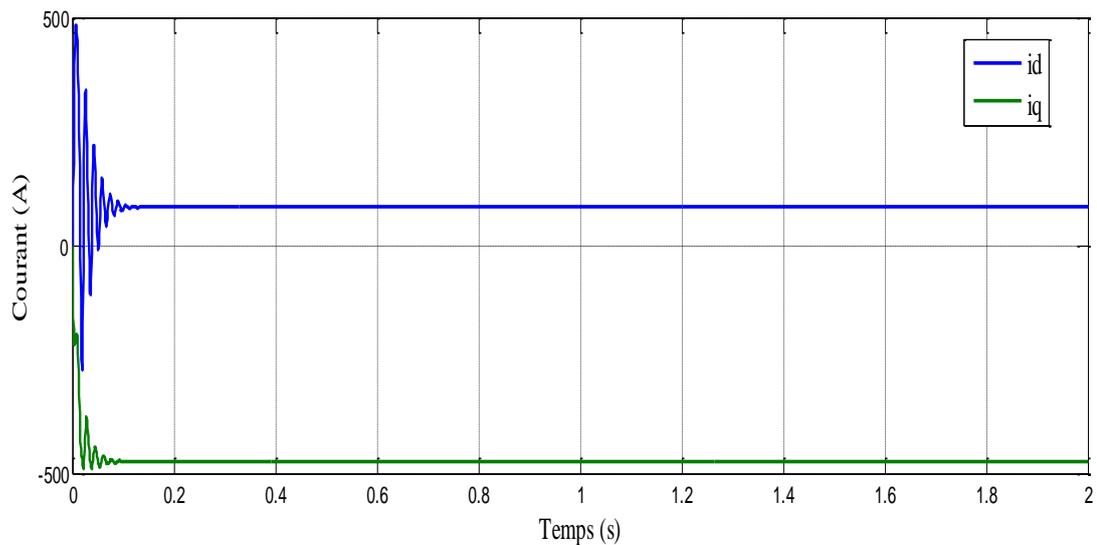


Figure 2.3. Schéma bloc de la machine synchrone à aimant permanents

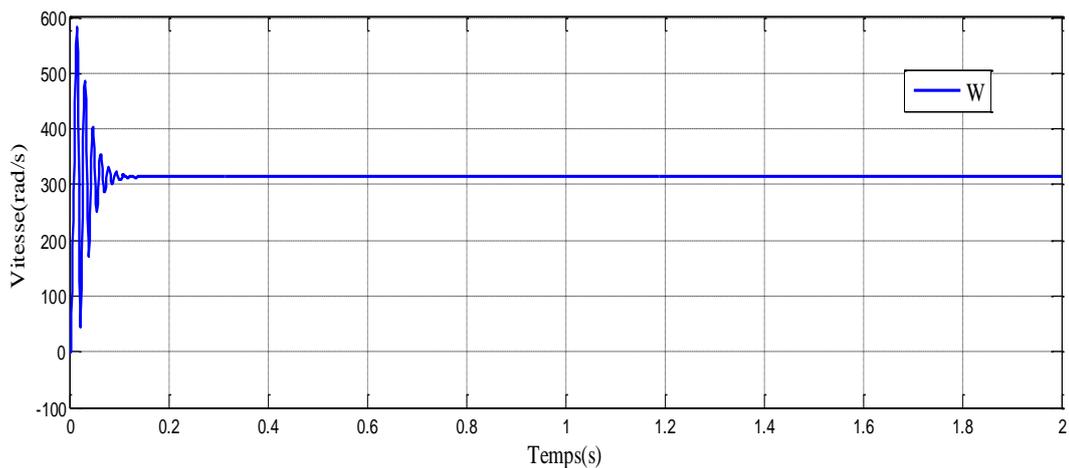
## 2.7. Résulta de simulation

Les résultats de la simulation sont illustrés par les courbes présentes dans les figures 2.4 et 2.5. Alors que la figure 2.4 illustre les fluctuations du courant ( $i_q$ ,  $i_d$ ) avec le temps, la figure 2.5. Illustre également la variation de la vitesse en tours par minute (rad/s) avec le temps, la figure 2.6. Illustre également la variation de couple (N.m) avec le temps.

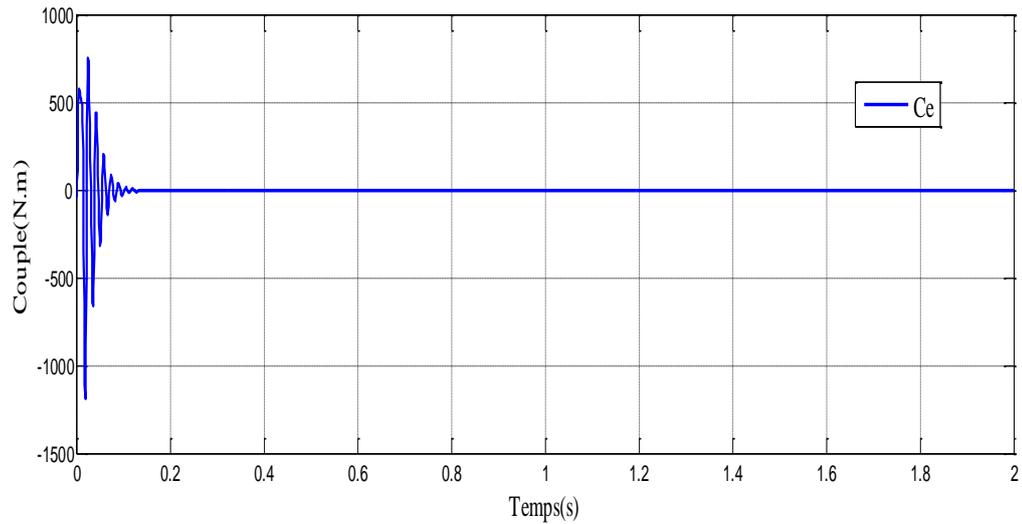
**A vide**



**Figure 2.4.** Courbe de variation de courant ( $i_d, i_q$ ).



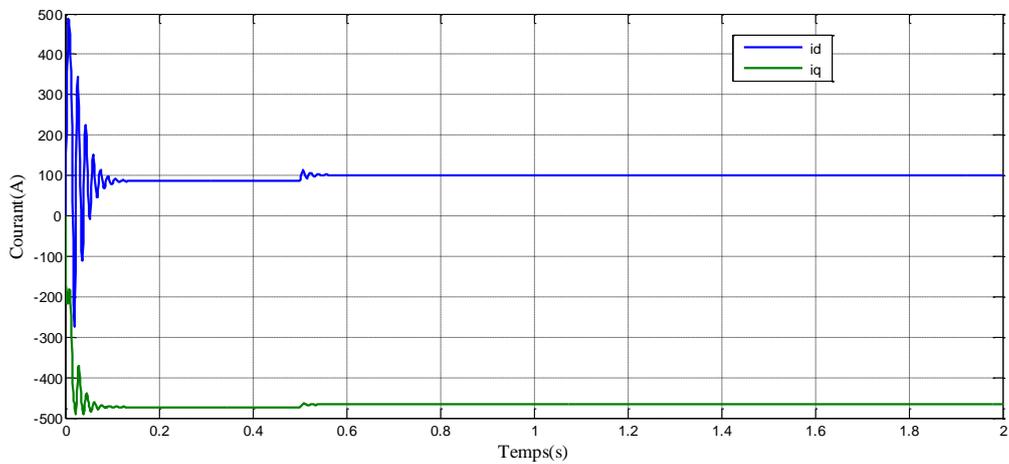
**Figure 2.5.** Courbe de variation de vitesse (rad/s)



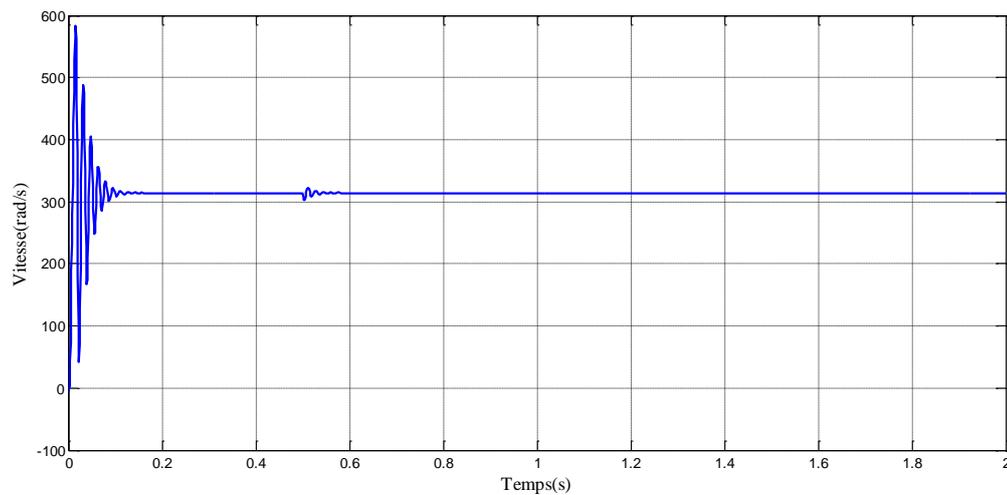
**Figure 2.6.** Courbe de variation de couple (N.m)

### En charge

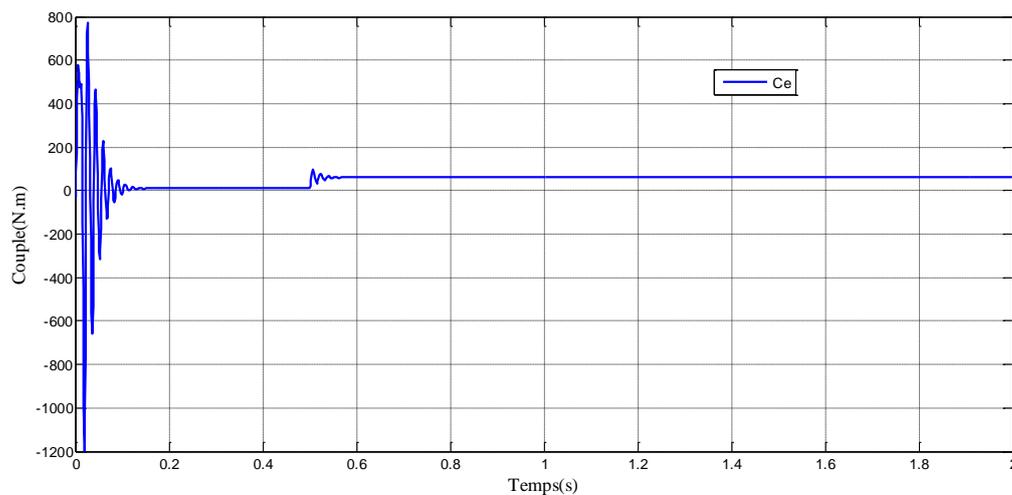
En appliquant un couple de charge  $C_r = 10$  N.m à l'instant  $t = 0.5$  s. Les résultats de la simulation sont illustrés par les figures (2.7) à (2.8) et (2.9).



**Figure 2.7.** Courbe de variation de courant ( $i_d, i_q$ ).



**Figure 2.8.** Courbe de variation de vitesse (rad/s)



**Figure 2.9.** Courbe de variation de couple (N.m)

Si la charge est perturbée, la réponse en vitesse est identique à celle du fonctionnement à vide. La vitesse varie de 0 à 0,2 s, puis reste constante à partir de 0,2 seconde, ce qui est une caractéristique d'un moteur synchrone car il tourne toujours à la même vitesse. Les résultats de la simulation montrent clairement une forte demande de courant au démarrage du moteur MSAP.

Une fois que le couple de charge  $C_r = 10 \text{ Nm}$  a été introduit à  $t = 0,5 \text{ s}$ , on observe une oscillation de la vitesse pendant 0,6 s avant de se stabilisateur.

## 2.8. Commande vectorielle

Il est complexe de contrôler les moteurs à courant alternatif en raison de la complexité du couplage entre le flux et le couple. Cette difficulté a entraîné l'élaboration de diverses méthodes de contrôle afin de rendre ces machines comme des machines à courant continu, avec un découplage naturel du flux magnétique et du couple. Le contrôle vectoriel est le plus célèbre parmi ces technologies de contrôle, également connu sous le nom de contrôle du sens d'écoulement, qui est exprimé en FOC (Field Oriented Control). Blaschke a élaboré les Principes de l'ordre en 1972. Depuis lors, de nombreuses études ont été réalisées dans ce domaine, ce qui a permis d'étendre cette lutte contre les vecteurs dans différentes applications industrielles. Le commande vectorielle Cette topologie permet une meilleure dynamique contrôle du couple tout en évitant les inconvénients de l'alimentation en courant [30].

## 2.9. 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  $I_d$  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  $I_d$  est maintenu nul, physiquement le flux de réaction d'induit est en quadrature avec le flux rotorique produit par les aimants permanents [16].

$$I_d = 0 \Rightarrow I_q = I_s \quad (2.24)$$

$$\text{Donc} \quad \varphi_d = \varphi_f \quad (2.25)$$

L'expression du couple donnée par la relation (2.23), devient :

$$Cem = \frac{3}{2} p \varphi_f I_q \quad (2.26)$$

Comme le flux est constant, le couple électromagnétique est directement proportionnel à  $I_q$  donc :

$$Cem = k_t I_q \quad , k_t = \frac{3}{2} p \varphi_f \quad (2.27)$$

Le modèle de la machine dans le repère de Park est devenu :

$$\begin{cases} V_d = -\omega_r L_q I_q \\ V_q = R_s I_q + L_q \frac{dI_q}{dt} + \omega_r \varphi_f \end{cases} \quad (2.28)$$

Il est remarquable que l'équation du couple soit similaire à celle de la machine à courant continu à excitation séparée, et qu'un contrôle indépendant du couple et du flux est mis en place (découplage). Il est possible de maintenir le courant  $I_d$  à zéro de manière naturelle en découplant le système en utilisant l'action calculée à partir des variables du système. Un régulateur PI est utilisé pour contrôler la vitesse et fournit la valeur de référence du couple  $C_{ref}$ .  $I_{qref}$  Est le courant de référence calculé à partir de  $C_{ref}$ .

On calcule les tensions  $V_q$  et  $V_d$  appliquées à la machine en utilisant  $I_{dref}$  et  $I_{qref}$ . Dans cette méthode, on peut calculer le découplage des courants en utilisant les courants mesurés  $I_d$  et  $I_q$ , ou en utilisant des courants de référence  $I_{dref}$  et  $I_{qref}$ .

Lorsque la machine fonctionne à une vitesse dépassant sa vitesse nominale, le variateur opère en mode déflué, où la puissance est maintenue constante. Dans le cas d'une machine synchrone à aimants permanents, la commande complète du stator permet de réduire le flux d'entrefer en introduisant un courant  $I_d$  négatif. Ce courant crée un flux opposé à celui produit par les aimants permanents[11].

## 2.10. Méthode de contrôle de la commande vectorielle pour les MSAP

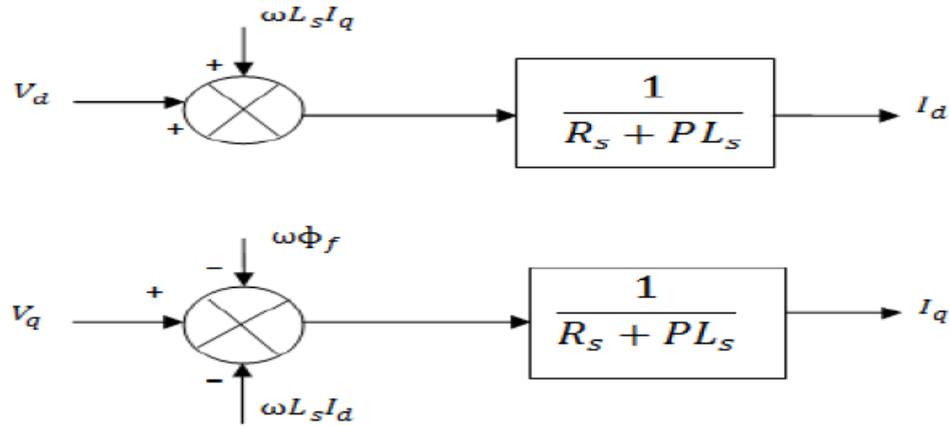
Le contrôle via des régulateurs à hystérésis ne dépend pas de la connaissance précise du modèle électrique de la machine. Il se concentre sur la régulation directe des courants de phase, maintenus dans une marge autour des valeurs de référence. En revanche, la seconde méthode nécessite une compréhension approfondie du modèle de la machine. Elle permet de calculer les tensions à appliquer aux bornes de la machine en fonction de l'écart entre les courants de phase et leurs valeurs de référence. Ce processus est réalisé en utilisant un onduleur de tension contrôlé par modulation de largeur d'impulsion (MLI) [31]

## 2.11. Découplage

Le modèle de la machine synchrone dans le référentiel de Park conduit à un système d'équations différentielles où les courants ne sont pas indépendants l'un de l'autre, ils sont reliés par des termes ou des coefficients non linéaires  $\omega_r I_q$ ,  $\omega_r I_d$  et  $I_d I_q$ . [32].

$$\begin{cases} V_d = R_s I_d + L_d \frac{dI_d}{dt} - \omega_r L_q I_q \\ V_q = R_s I_q + L_q \frac{dI_q}{dt} + \omega_r (L_d I_d + \phi_f) \end{cases} \quad (2.29)$$

La figure (2.4) représente le couplage entre les axes d et q.



**Figure 2.10.** Description des couplages

Ce couplage est éliminé par une méthode de compensation, cette dernière méthode consiste à faire ajouter des termes afin de rendre les axes d et q complètement indépendants.

## 2.12. Découplage par compensation

La compensation vise à réaliser le découplage des axes d et q. Cette opération permet de simplifier les équations de la machine et de la partie régulation, facilitant ainsi le calcul des coefficients des régulateurs. [33].

Le principe de ce découplage revient à définir deux nouvelles variables de commande  $e_d$ ,  $e_q$  représentées dans la figure 2.11 telle que :

$$\begin{cases} V_d = V_{d1} - e_d \\ V_q = V_{q1} - e_q \end{cases} \quad (2.30)$$

Avec :

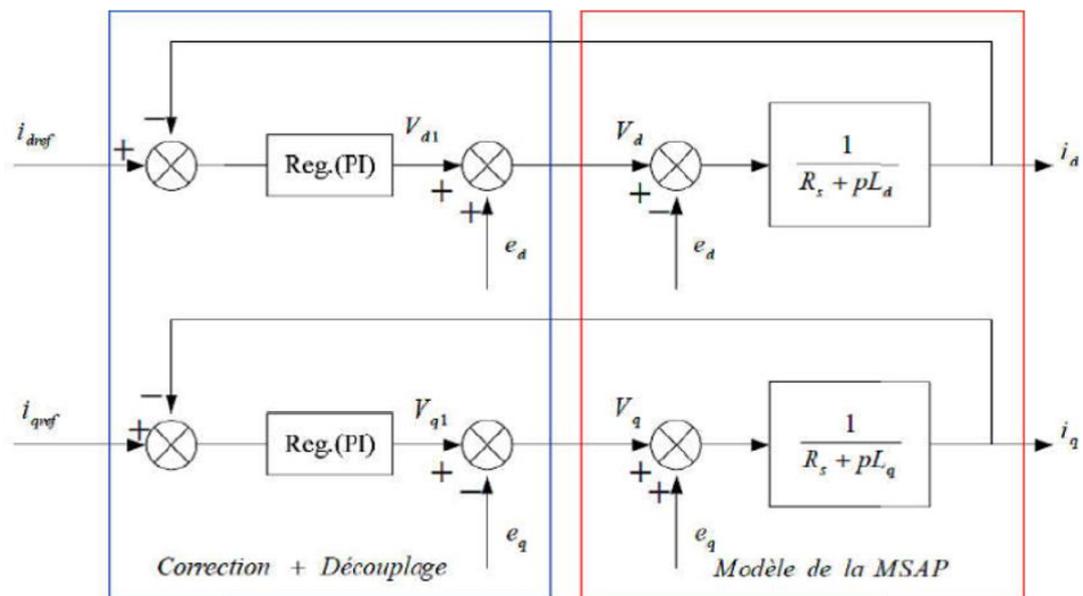
$$\begin{cases} V_{d1} = L_d \frac{di_d}{dt} + R_s i_d \\ V_{q1} = L_q \frac{di_q}{dt} + R_s i_q \end{cases} \quad (2.31)$$

Et

$$\begin{cases} e_d = \omega L_q i_q \\ e_q = \omega(L_d i_d + \varphi_f) \end{cases} \quad (2.32)$$

On a donc les courants  $i_d$  et  $i_q$  sont découplés. Le courant  $i_d$  ne dépend que de  $V_{d1}$  et  $i_q$  ne dépend que de  $V_{q1}$ , a partir de l'équation (2.31) les courant  $i_d$  et  $i_q$  s'écrivent de la façon suivante :

$$\begin{cases} I_d = \frac{v_d}{R_s + pL_d} \\ I_q = \frac{v_q}{R_s + pL_d} \end{cases} \quad (2.33)$$



**Figure 2.11.** Découplage par compensation

Le terme  $e_q$  a été compensé du coté commande, il est utilisé pour éliminer le découplage de deux axes d et q.

De la même manière que pour le courant  $i_d$ , le terme  $e_d$  est utilisé pour éliminer le découplage.

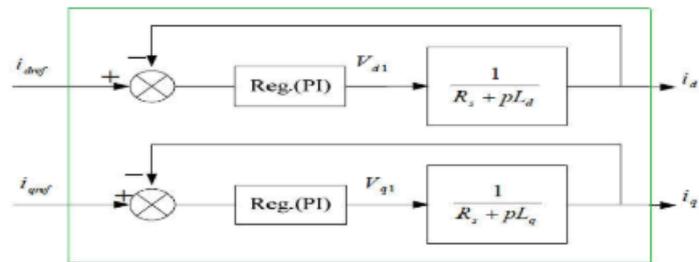


Figure 2.12. Commande découplée.

## 2.13. Synthèse des différents régulateurs

### 2.13.1. Description du système global

La référence du courant direct  $I_{dref}$  est fixée, et la sortie du régulateur de vitesse  $I_{qref}$  constitue la consigne de couple  $C_{em}^*$ . Les références des courants  $I_{dref}$  et  $I_{qref}$  sont comparées séparément avec les courants réels de la machine  $I_d$  et  $I_q$ .

Les erreurs sont appliquées à l'entrée des régulateurs classiques de type PI. Un bloc de découplage génère les tensions de références  $V_d^*$ ,  $V_q^*$

Le système est muni d'une boucle de régulation de vitesse, qui permet de générer la référence de courant  $I_{qref}$ . Par contre, le courant  $I_{dref}$  est imposé nul [34].

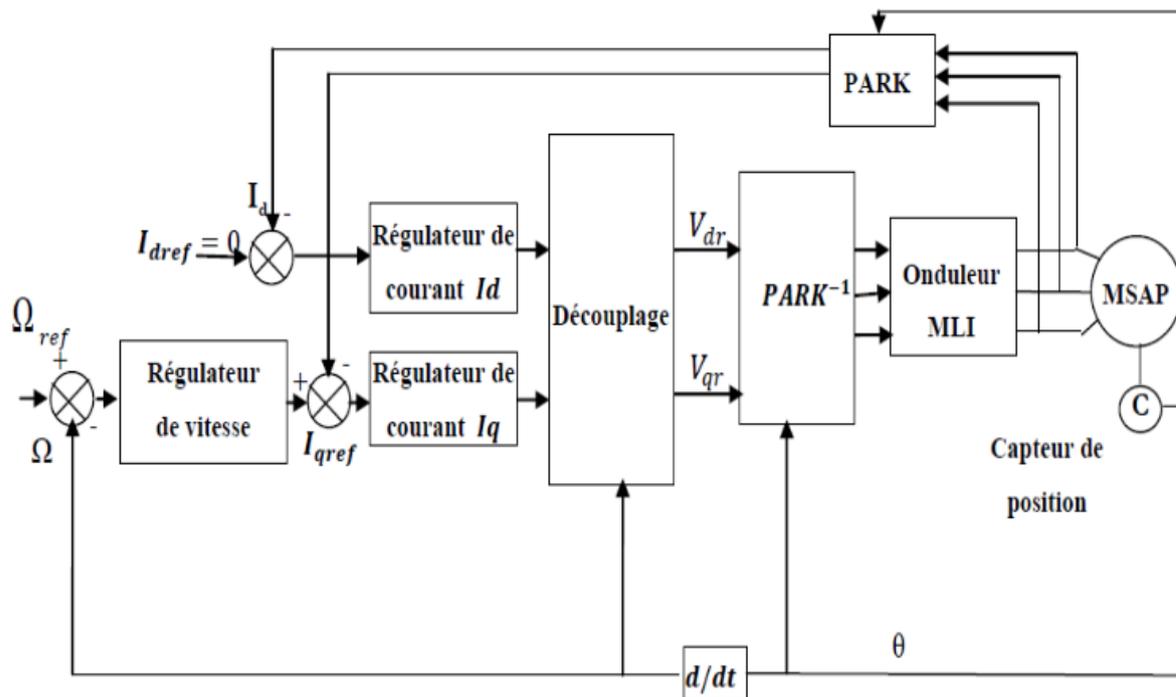


Figure 2.13. Schéma bloc d'une régulation de vitesse de la MSAP alimentée en tension et commandée par orientation du flux[34].

## 2.14. Calcul des régulateurs

### 2.14.1. Régulation du courant $I_d$

Les régulateurs ont pour fonction de maintenir la sortie à une valeur égale à la référence imposée. Les régulateurs de courant et de vitesse peuvent être élaborés en utilisant les techniques classiques conçues pour les systèmes linéaires. Le schéma fonctionnel de la boucle de courant est illustré dans la figure (2.14) . [35]

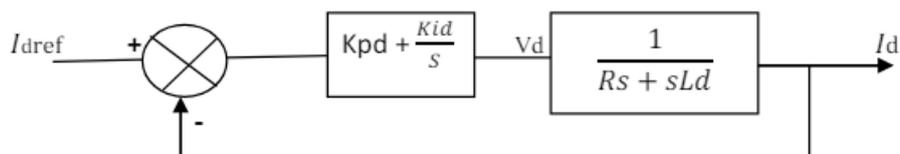


Figure 2.14. Schéma fonctionnel de la régulation de courant  $I_d$ .

La fonction de transfert du régulateur proportionnel intégral est donnée, sous forme générale, par l'équation (2.34) pour les deux axes d et q :

$$G(s) = Kp + \frac{Ki}{s} \quad (2.34)$$

➤ En boucle ouverte (BO) la fonction de transfert est donnée par :

$$Fbod(s) = (Kpd + \frac{Kid}{s}) \left( \frac{1}{sLd + Rs} \right) = \frac{Kid}{s} \left( 1 + \frac{Kpd.s}{Kid} \right) \left( \frac{\frac{1}{Rs}}{1 + \left(\frac{Ld}{Rs}\right).s} \right) \quad (2.35)$$

$$Fbod(s) = \frac{Kid}{s} \left( 1 + \frac{Kpd.s}{Kid} \right) \left( \frac{\frac{1}{Rs}}{1 + Td.s} \right) \quad \text{Avec} \quad Td = \frac{Ld}{Rs} \quad (2.36)$$

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

$$Fbfd(s) = \frac{Fbod(s)}{1 + Fbod(s)} \quad (2.37)$$

Calcul des paramètres du régulateur « PI

➤ En boucle ouverte (BO) la fonction de transfert est donnée par :

En posant «  $\frac{Kpd}{Kid} = \frac{Ld}{Rs}$  », les fonctions de transfert en (BO) et fermée (BF) seront [32]:

$$\begin{cases} Fbod(s) = \frac{Kid}{s.Rs} \\ Fbfd(s) = \frac{1}{\frac{Rs}{Kid}s + 1} \end{cases} \quad (2.38)$$

La constante de temps est :  $\tau_d = \frac{Rs}{Kid}$

Sachant que le temps de réponse  $t_r$  est égale, pour un système du 1<sup>er</sup>, à :

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

$$\begin{cases} t_r = 3 \cdot \frac{Rs}{Kid} \Rightarrow Kid = \frac{3.Rs}{t_r} \\ \frac{Kpd}{Kid} = \frac{Ld}{Rs} \Rightarrow Kpd = \frac{3.Ld}{t_r} \end{cases} \quad (2.39)$$

### 2.14.2. Régulation du courant $I_q$

De la même manière que le calcul précédent, on détermine le régulateur du courant  $I_q$  avec[35] :

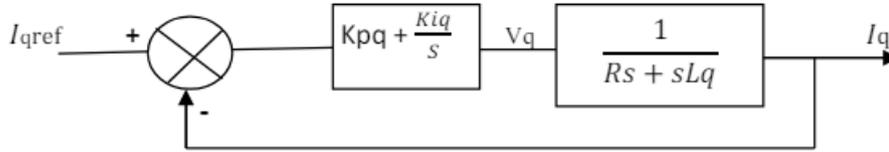


Figure 2.15. Boucle de régulation du courant  $I_q$ .

$$\begin{cases} t_r = 3 \cdot \frac{R_s}{K_{i q}} \Rightarrow \frac{3 \cdot R_s}{t_r} \\ \frac{K_{p d}}{K_{i q}} = \frac{L_q}{R_s} \Rightarrow K_{p q} = \frac{3 \cdot L_q}{t_r} \end{cases} \quad (2.40)$$

### 2.15. Régulation de la vitesse

Le schéma fonctionnel du contrôle de vitesse est donnée par (tenant compte que la dynamique du courant  $I_q$  est plus rapide que celle de la vitesse) [9]:

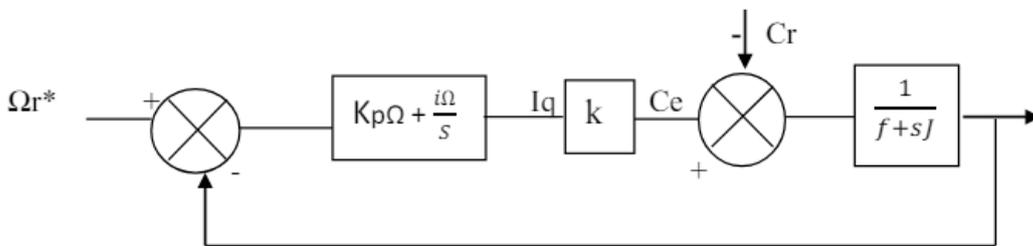


Figure 2.16. Schéma fonctionnel de la régulation de vitesse.

$$F_{bo\Omega}(s) = \left( K_{p\Omega} + \frac{K_{i\Omega}}{s} \right) \left( \frac{1}{J \cdot s + f} \right) = \frac{K_{i\Omega}}{s} \left( 1 + \frac{K_{p\Omega} \cdot s}{K_{i\Omega}} \right) \left( \frac{\frac{1}{f}}{1 + \left( \frac{J}{f} \right) \cdot s} \right) \quad (2.41)$$

$$F_{bo\Omega}(s) = \frac{K_{i\Omega}}{s} \left( 1 + \frac{K_{p\Omega} \cdot s}{K_{i\Omega}} \right) \text{ Avec } T\Omega = \frac{J}{f} \quad (2.42)$$

En posant: «  $\frac{K_{p\Omega}}{K_{i\Omega}} = \frac{J}{f}$  » la fonction de transfert en boucle ouverte et fermée

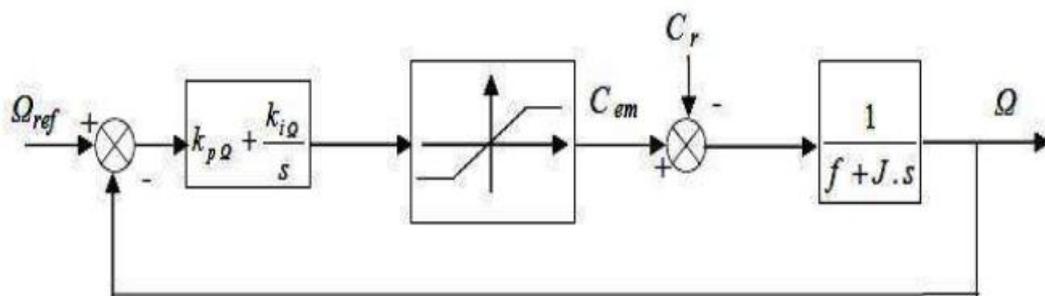
$$\begin{cases} Fbo\Omega (s) = \frac{Ki \Omega}{f.s} \\ Fbf\Omega = \frac{1}{\frac{f}{Ki \Omega} s + 1} \end{cases} \quad (2.43)$$

## 2.16. Défis de la limitation de courant

Ces limites peuvent causer des problèmes lors de phénomènes transitoires importants, comme un dépassement important de la valeur à régler, voire même un comportement instable du système de réglage.

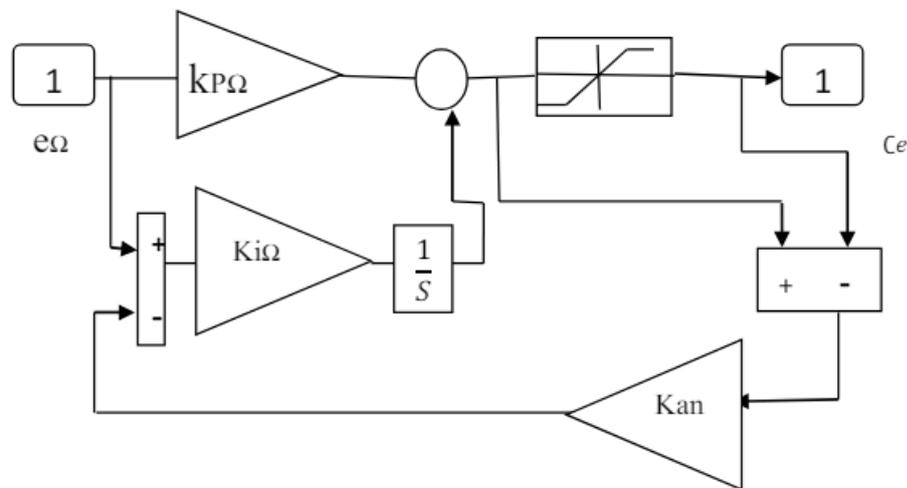
Dès que la sortie du régulateur atteint sa saturation, l'analyse précise du comportement dynamique devient impossible en raison de la non-linéarité induite par la limitation, rendant ainsi inapplicable l'approche théorique linéaire.

Le fonctionnement des régulateurs comportant une action intégrale est également perturbé par la saturation. Effectivement, la composante complète continue de se développer, même si la sortie du régulateur est restreinte [36,9].



**Figure 2.17.** Boucle de régulation de vitesse avec limitation du courant.

Pour éviter ces désavantages, il s'avère nécessaire de rectifier le comportement dynamique du régulateur (notamment la composante intégrale) lorsque la limite est atteinte.



**Figure 2.18.** Régulateur PI.

Étant donné la complexité du dimensionnement de ce régulateur, nous utilisons des simulations pour ajuster le correcteur de vitesse. Il s'agit d'une méthode d'essai, d'erreur et de dépassement [28].

## 2.17. Avantages et Inconvénients de la commande vectorielle

### 2.17.1. Avantages de la commande vectorielle [30]

- Elle repose sur le modèle transitoire (prendre en compte les régimes transitoires, ce que le variateur classique ne pouvait pas faire).
- Elle est précise et rapide.
- Il y a un contrôle du couple à l'arrêt.
- Le contrôle des grandeurs se fait en amplitude et en phase.

### 2.17.2. Inconvénients de la commande vectorielle

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

- Coût considérable en raison de l'utilisation d'un encodeur incrémental ou d'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.

- La présence d'un modulateur est nécessaire pour contrôler de manière précise l'onduleur, ce qui entraîne des retards, notamment à une fréquence de modulation faible (pour les systèmes de grande charge). Le temps de réponse en couple est accru en raison de ces retards, ce qui est néfaste pour les applications de traction.
- Utilisation de transformations de coordonnées dépendant d'un angle estimé, ce qui peut introduire des erreurs.

## 2.18. Correcteurs D'Ordre Fractionnaire

### 2.18.1. Correcteur d'ordre fractionnaire $PI\lambda D\mu$

Le PID fractionnaire est suggéré afin d'optimiser les performances des systèmes asservis linéaires. Ce correcteur PID classique est une généralisation de la forme  $PI\lambda D\mu$ ,  $\mu$  et  $\lambda$  sont des réels positifs tels que :  $0 < \lambda < 1$ ,  $0 < \mu < 1$ . [17]

### 2.18.2. Correcteurs PI fractionnaire $PI\lambda$

La loi de commande d'un correcteur PI fractionnaire  $PI\lambda$  est donné par :

$$u(t) = kp + kp \frac{D_t^{-\lambda}}{T_i} \quad (2.44)$$

Par transformé de Laplace :

$$C(p) = kp \left( 1 + \frac{1}{T_i p^\lambda} \right) \quad (2.45)$$

Avec :

K : le gain proportionnel

Ti : Constant de temps de l'action intégral

$\lambda$  : Ordre d'intégration

La réponse fréquentielle est caractérisée par l'amplitude et la phase suivant :

$$|C(jw)| = \frac{kp + [(1 + T_i w^\lambda \cos(\frac{\lambda\pi}{2}))^2 + (T_i w^\lambda \sin(\frac{\lambda\pi}{2}))^2]^{1/2}}{T_i w^\lambda} \quad (2.46)$$

La phase :

$$\arg(C(w)) = \arg \operatorname{tg} \left( \frac{w^\lambda \sin\left(\frac{\lambda\pi}{2}\right)}{1+w^\lambda \cos\left(\frac{\lambda\pi}{2}\right)} - T_i \left(\lambda \frac{\pi}{2}\right) \right) \quad (2.47)$$

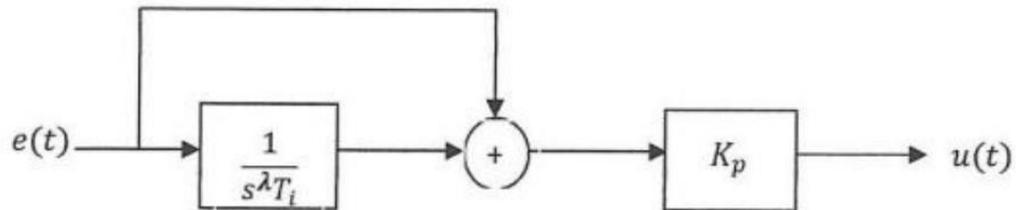


Figure 2.19. Schéma fonctionnel du régulateur PI $\lambda$ [17].

### 2.18.3. Correcteurs PD fractionnaire PD $\mu$

La loi de commande du correcteur PD fractionnaire est donné par :

$$u(t) = kp + kp T_d D_t^\mu e(t) \quad (2.48)$$

La fonction de transfert est de la forme :

$$C(p) = kp + (1 + T_d P^\mu) \quad (2.49)$$

Avec :

$Kp$ : le gain proportionnel.

$T_i$  : Constante de temps de l'action dérivée.

$\mu$  : Ordre de dérivation.

L'amplitude et la phase de la réponse fréquentielle sont :

$$|C(jw)| = \frac{kp}{[(1+T_d w^\mu \sin(\frac{\mu\pi}{2}))^2 + (T_d w^\mu \cos(\frac{\mu\pi}{2}))^2]^{1/2}} \quad (2.50)$$

La phase :

$$\arg(C(w)) = \arg \operatorname{tg} \left( \frac{T_d w^\mu \sin(\frac{\mu\pi}{2})}{1+T_d w^\mu \cos(\frac{\mu\pi}{2})} \right) \quad (2.51)$$

Le principal bénéfice de ce correcteur réside dans l'amélioration de la stabilité.

## 2.19. Contrôleur $PI\lambda D\mu$ d'ordre fractionnaire

Pour améliorer le fonctionnement du correcteur PID, Podlubny suggère l'utilisation du contrôleur  $PI\lambda D\mu$  fractionnaire, qui comprend un intégrateur d'ordre  $\lambda$  et un différentiateur d'ordre  $\mu$ . La sortie du correcteur  $PI\lambda D\mu$  d'ordre fractionnaire dans le domaine du temps est représentée par l'équation suivante [37].

$$u(t) = kp(e(t)) + \frac{1}{T_i} D^{-\lambda}(e(t)) + T_d D^{-\mu}(e(t)) \quad (2.52)$$

En utilisant la transformée de Laplace pour l'équation (4.11) avec les conditions initiales nulles, on peut représenter la fonction de transfert de ce correcteur par :

$$C(s) = kp + \frac{1}{s^\lambda} + K_d S^\mu \quad (2.53)$$

$$C(s) = kp \left( 1 + \frac{1}{T_i s^\lambda} + T_d S^\mu \right) \quad (2.54)$$

Avec :

$$K_i = \frac{kp}{T_i} \quad (2.55)$$

$$K_d = K_d kp \quad (2.56)$$

La fonction de transfert  $C(s)$  d'un correcteur est :

$$C(s) = kp \left( 1 + \frac{1}{T_i s^\lambda} + T_d S^\mu \right) \quad (2.57)$$

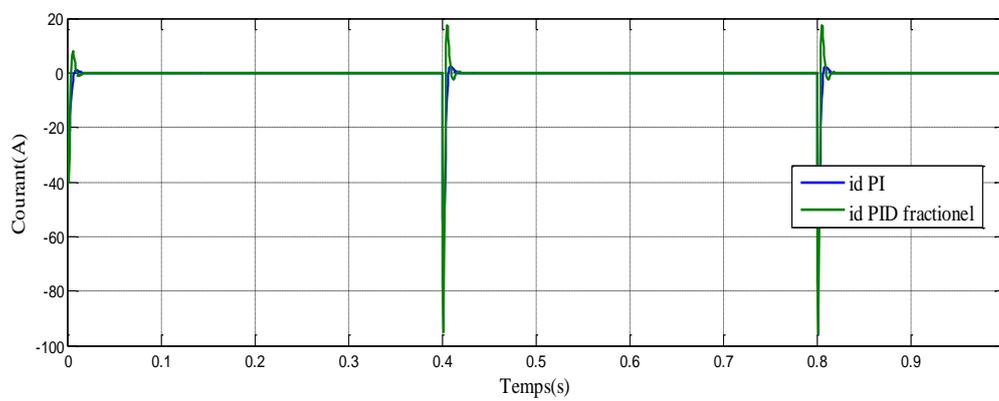
## 2.20. $PI\lambda D\mu$ fractionnaire

Le correcteur  $PI\lambda D\mu$  comprend les paramètres  $K_p$ ,  $K_i$  et  $K_d$ , ainsi que deux autres paramètres de réglage,  $\lambda$  et  $\mu$ . Cela favorise une plus grande souplesse et facilite l'ajustement des caractéristiques dynamiques des systèmes de commande d'ordre fractionnaire. Plusieurs travaux sont en cours de parution sur les techniques de réglage, à partir de l'idée du correcteur  $PI\lambda D\mu$ . Le principal avantage du correcteur  $PI\lambda D\mu$  d'ordre fractionnaire réside dans sa capacité à gérer de façon efficace la dynamique des systèmes d'ordre fractionnaire. Les correcteurs  $PI\lambda D\mu$  d'ordre fractionnaire présentent un autre avantage : ils sont moins susceptibles d'être affectés par les variations des paramètres d'un système commandé, ce qui renforce leur résistance. [17]

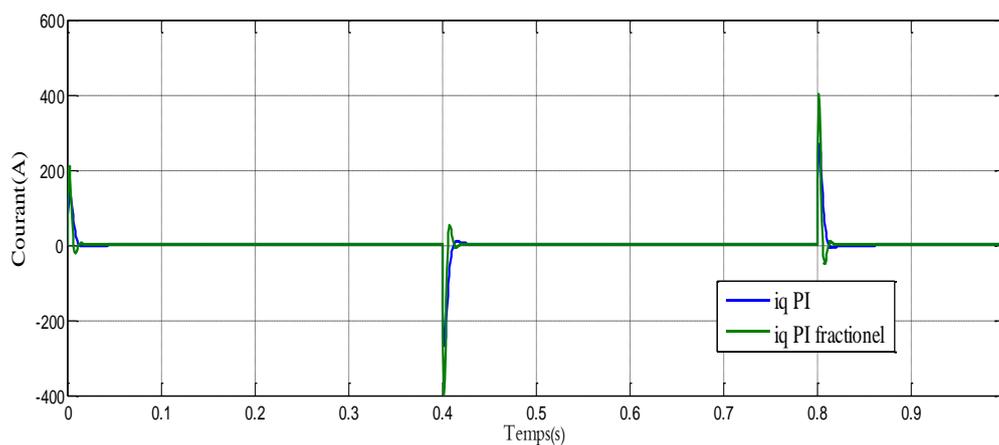
## 2.21. Avantage du correcteur fractionnaire

Son pouvoir est de contrôler de manière efficace la dynamique des systèmes d'ordre variable. Sa résistance est améliorée en raison de sa moins grande vulnérabilité aux modifications des paramètres d'un système commandé. Cela s'explique par le fait que les correcteurs  $PI\lambda D^\mu$  d'ordre fractionnaire permettent d'avoir deux degrés de liberté supplémentaires pour mieux ajuster les propriétés dynamiques des systèmes de contrôle [38].

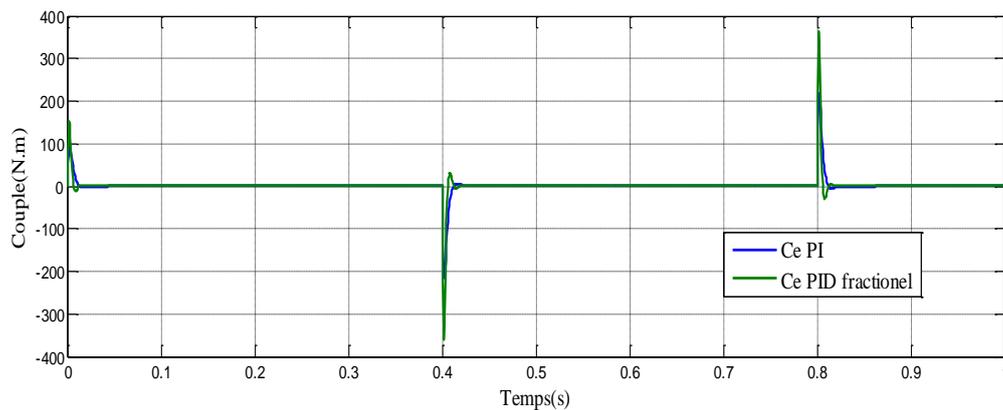
## 2.22. Résultat de simulation



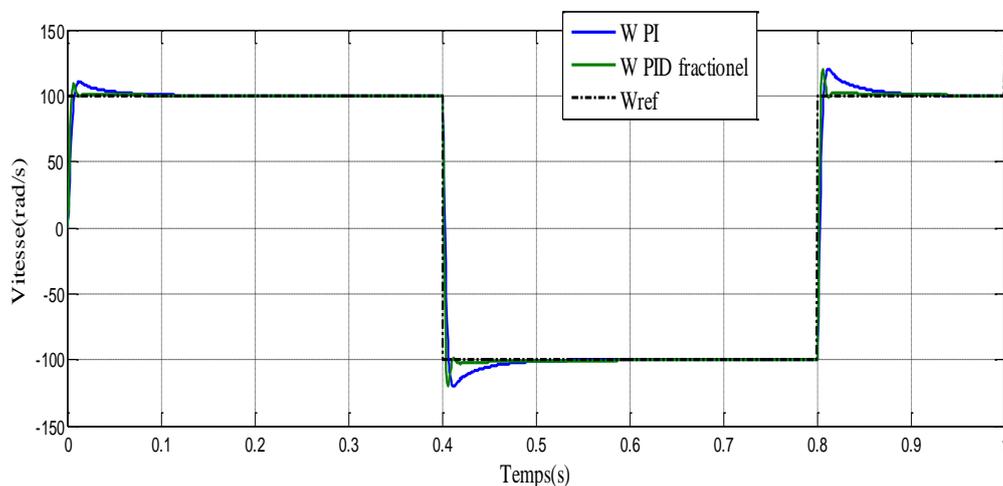
**Figure 2.20.** Courbe de variation de courant ( $i_d$ ) de PI et PID fractionnaire.



**Figure 2.21.** Courbe de variation de courant ( $i_q$ ) de PI et PID fractionnaire.



**Figure 2.22.** Courbe de variation de couple (N.m) de PI et PID fractionnaire.



**Figure 2.23.** Courbe de variation de vitesse (rad/s) de PI et PID fractionnaire.

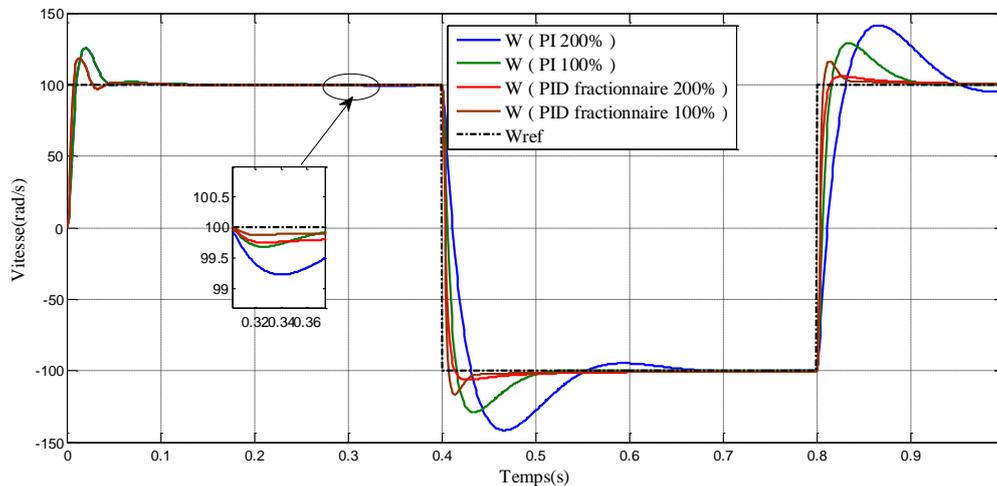
### 2.23. Test de robustesse

Les paramètres qui identifient la machine ne donnent pas de valeurs précises et définitives. En outre, ces paramètres (valeurs de la machine) sont souvent liés à l'état d'utilisation de la machine (échauffement, variations de la charge, saturation des circuits magnétiques... etc.). Il est recommandé de faire une expérience sur l'effet d'une éventuelle erreur de paramètres sur les performances de la prise de vitesse.

Nous présentons dans cette section des modifications des paramètres que la résistance statorique ( $R_s$ ) et le moment d'inertie ( $J$ ) dans le modèle de la machine. On présente donc :

- Test de robustesse avec une augmentation de la résistance statorique et diminution du moment d'inertie (+200% et +100%) , (-50% J).

La Figures (2.24) présentent les résultats de la simulation de la commande PI et  $PI\lambda D\mu$  fractionnaire avec une augmentation de la résistance statorique et diminution du moment d'inertie (+200% et +100%),(-50% J).



**Figure 2.24.** Courbe de variation de vitesse (rad/s) avec le teste de robustesse de PI et PID fractionnaire.

## 2.24. Discussion des résultats

On applique donc, une modification de la résistance statorique, du moment d'inertie (+200%,+100% $R_s$ ),(-50% J).à partir de  $t = 0.3$  s. On peut observer ces tests de robustesse dans la figure 2.24.

On voit que la vitesse de rotation est presque la même pour la commande, mais on voit que le temps de réponse est différent. On peut en déduire que si les conditions d'alimentation de la machine sont identiques, la commande par  $PI\lambda D\mu$  d'ordre fractionnaire donne de meilleurs résultats, et les résultats de simulation démontrent l'efficacité de cette méthode.

On peut directement conclure que parmi la commande testée, la commande par  $PI\lambda D\mu$  d'ordre fractionnaire est plus robuste, ou pour ajuster de manière adéquate les paramètres qui varient pendant la durée du fonctionnement.

## 2.25. Conclusion

En conclusion, le graphe démontre que les régulateurs PID fractionnaires surpassent les régulateurs PI en termes de performance. Les régulateurs PID fractionnaires affichent des oscillations initiales

moins prononcées et atteignent plus rapidement la vitesse de référence avec une meilleure stabilité. Contrairement aux régulateurs PI, en particulier celui à 200 %, qui présentent des dépassements significatifs et des oscillations prolongées, les PID fractionnaires montrent une réponse plus douce et stable, surtout en réaction aux perturbations à 0,4 secondes. Ces observations suggèrent que les régulateurs PID fractionnaires sont mieux adaptés pour des applications nécessitant une régulation précise et stable de la vitesse,

Cependant, les résultats restent imparfaits, nous présentons donc le chapitre trois

## **Chapitre 3**

### **Commande par mode glissant et étude comparative**

## *Chapitre 03* Commande Pare Mode Glissant Et Etude Comparative

### **3.1. Introduction**

Les changements de commande sont effectués en fonction des variables d'état, qui servent à générer une "variété" ou "hypersurface" appelée glissement, dont l'objectif est de faire correspondre la dynamique du système à celle définie par l'équation de l'hypersurface. On parle de régime glissant lorsque le système est maintenu dans cette hypersurface. De cette façon, tant que les conditions de glissement sont garanties, la dynamique du système ne s'altère pas aux fluctuations des paramètres du processus, aux erreurs de modélisation (dans une plage qui reste plus large que celle des approches classiques de l'automatique) et à certains désagréments. Ce genre de commande offre d'avantages tels que sa solidité, sa précision élevée, sa stabilité et sa simplicité, ainsi que son temps de réponse très court [28].

Dans ce chapitre nous allons donner les notions de base de la commande à structure variable, et quelques notions de base de la théorie des modes glissants en vue de son application à la commande de la MSAP.

### **3.2. Commande par modes glissants**

La méthode de commande par mode glissant est une méthode solide qui repose sur le concept de modifier la structure du contrôleur en fonction de l'état du système pour obtenir la réponse souhaitée. Selon l'hypothèse d'une hystérésis nulle sur la surface de glissement  $S(x,t) = 0$ , le contrôleur par mode glissant repose sur une fréquence de commutation variable et théoriquement infinie. Il est évident que, sur le plan pratique, cette hypothèse ne peut être vérifiée. Il est préférable de restreindre cette fréquence en raison des contraintes technologiques associées à l'utilisation de fréquences de commutation élevées. C'est donc avant tout un principe de commande qui repose sur l'emploi d'une commande discontinue afin de maintenir l'évolution du système sur une surface de glissement choisie[39].

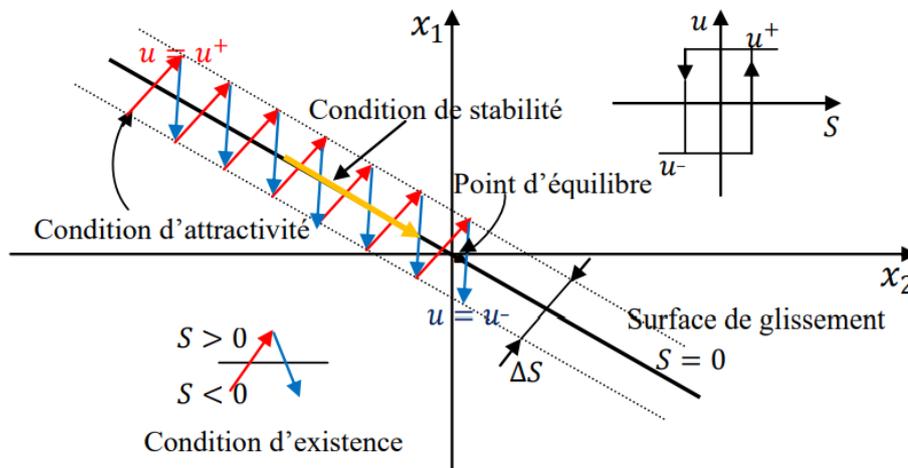


Figure 3.1. Principe de la commande par mode glissant [39].

### 3.2.1. Objectif de la commande par mode glissant

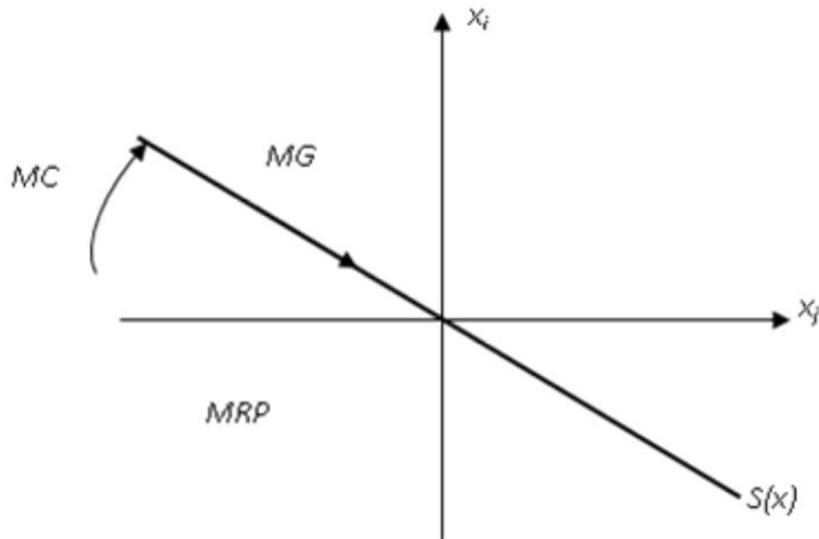
La commande par mode glissant vise à atteindre deux objectifs fondamentaux :

- Élaborer une surface  $S(x,t)$  de manière à ce que toutes les trajectoires du système respectent un comportement souhaité de poursuite, de régulation et de stabilité ;
- Élaborer une loi de commande (commutation)  $u(x,t)$  capable d'attirer toutes les trajectoires d'état vers la surface de glissement et de les maintenir sur cette surface[39].

### 3.2.2. Les modes de la trajectoire dans le plan de phase

Il existe trois modes de la trajectoire dans le plan de phase [40] :

- **Le mode de convergence** : Ce processus consiste à déplacer la variable à ajuster depuis n'importe quel point initial dans le plan de phase vers la surface de conversion.  $S(x_1, x_2) = 0$ . Ce mode se caractérise par la loi de commande et le critère de convergence.
- **Le mode de glissement** : Le mode de transition désigne le moment où la variable d'état atteint la surface de glissement et se dirige vers l'origine du plan de phase. La dynamique de cette méthode peut être observée par la mesure de la surface de glissement  $S(x)=0$ .
- **Le mode du régime permanent** : On utilise le mode permanent pour étudier la réaction du système à son point d'équilibre (source du plan de phase), ce mode se distingue par sa qualité et ses résultats remarquables.



**Figure 3.2.** Les modes de trajectoire dans le plan de phase

### 3.3. Conception de la commande par mode de glissement

La conception de la commande par mode glissant tient systématiquement compte des problèmes de stabilité et de performance, qui se déroule principalement en trois étapes définies par [41] :

- Choix de la surface de glissement
- Conditions de convergence
- Détermination de la loi de commande.

### 3.4. Choix de la surface de glissement

Il est essentiel de considérer non seulement le nombre de surfaces nécessaires, mais également leurs formes, en fonction de l'utilisation et de l'objectif visé lors du choix de la surface de glissement. En règle générale, un système est défini par l'équation d'état suivante [42].

$$\dot{X}(t) = f(x, t) + b(x, t) u(t). \quad (3.1)$$

En utilisant  $\dot{x}(t)$  comme vecteur d'état,  $u(t)$  comme vecteur d'entrée, et  $f(x, t)$  et  $b(x, t)$  comme fonctions non linéaires. Un nombre de surfaces de glissement de "m" pour un vecteur  $U$  de dimension "m". Quant à la forme de la surface, il existe deux options, soit dans l'espace d'état, soit dans le plan de phase [42].

En ce qui concerne la forme de la surface, nous utilisons le traitement plan de phase qui utilise une fonction de commutation qui est une fonction scalaire, comme la variable à régler glissant sur cette surface pour atteindre l'origine du plan de phase (i.e). Ainsi, la surface  $Z(x)$  reflète le comportement dynamique désiré du système. J.J. Slotine a élaboré une équation qui permet de déterminer la surface de glissement qui assure la convergence d'une variable vers sa valeur désirée [43].

$$S(x) = \left( \frac{\partial}{\partial t} + \lambda_x \right)^{r-1} e(x). \quad (3.2)$$

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

$\lambda_x$  : Une constante positive qui interprète la bande passante du contrôle désiré.

$r$  : Degré relatif, représentant le nombre de fois qu'il faut dériver la surface pour faire apparaître la commande

Pour:  $r = 1, \quad S(x) = e(x)$

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

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

La solution unique de l'équation différentielle linéaire  $S = (0)$  est  $e(x) = 0$ .

En d'autres mots, la problématique consiste en une difficulté de poursuite de trajectoire dont l'objectif est de maintenir  $S(x)$  à zéro. C'est une parfaite linéarisation de la différence. L'objectif de la figure (3.3) est de contraindre la dynamique de l'écart (référence - sortie) à être une dynamique d'un système linéaire autonome d'origine «  $r$  » [43].

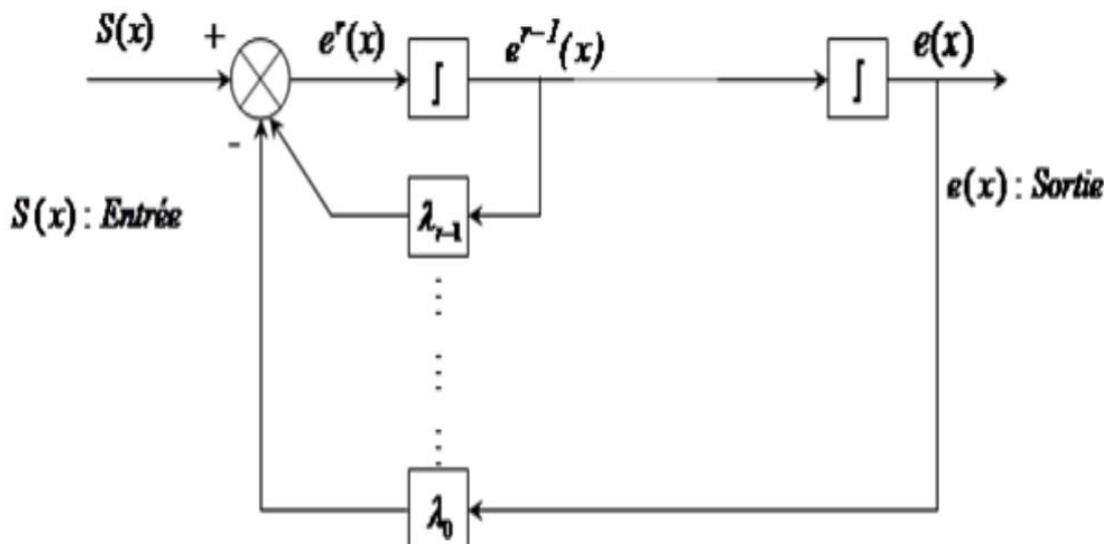


Figure 3.3. Linéarisation exacte de l'écart.

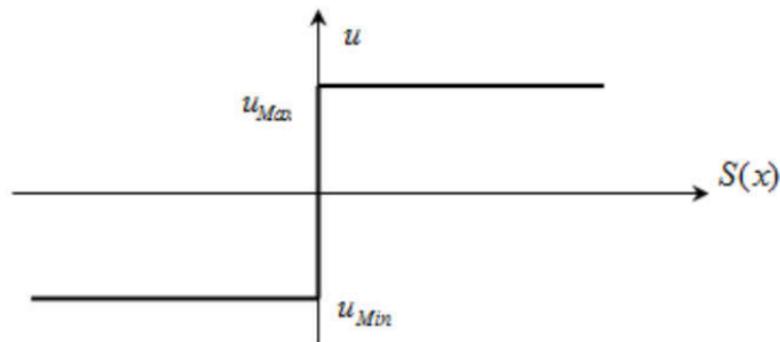
### 3.5. Conditions de convergence

Les critères d'existence et de convergence sont les conditions qui permettent aux diverses dynamiques du système de se rapprocher de la surface de glissement et de rester à cette surface indépendamment de la perturbation. Il y a deux facteurs à prendre en compte pour garantir le mode de convergence [44].

- Fonction directe de commutation
- Fonction de Lyapunov

### 3.6. Détermination de la loi de commande

Une fois que la surface de glissement et le critère de convergence ont été choisis, il reste à déterminer la commande de commande  $d$ , ramener la variable de commande vers la surface et de là vers son point d'équilibre, tout en assurant la condition d'existence des modes de glissement. Les systèmes à structure variable contrôlés par les modes de glissement sont basés sur l'hypothèse que le contrôle doit commuter immédiatement entre  $U_{max}$  et  $U_{min}$  ; les systèmes sont basés sur une fréquence de commutation infinie en fonction de la surface de glissement. Dans ce cas, des oscillations de fréquence très élevée, appelées brouillage ou chattering, apparaissent pendant le mouvement [45].



**Figure 3.4** Commande appliquée aux systèmes à structure variable.

### 3.6.1. Définition des grandeurs de commande

Comme évoqué ci-dessus, la surface de glissement varie en fonction du système et des performances désirées, indépendamment de la commande, et l'obtention du régime glissant nécessiterait une commande déconnectée. Ainsi, si cette commande est requise, elle ne s'oppose en rien, au contraire, à l'ajout d'une partie continue pour diminuer l'étendue de la discontinuité [46].

La composition d'un contrôleur est donc constituée de deux parties : la première est liée à la linéarisation précise et la deuxième à la stabilisation. Cette dernière est très importante dans la technique de commande par modes de glissement, car elle est utilisée pour faire face aux perturbations extérieures [46].

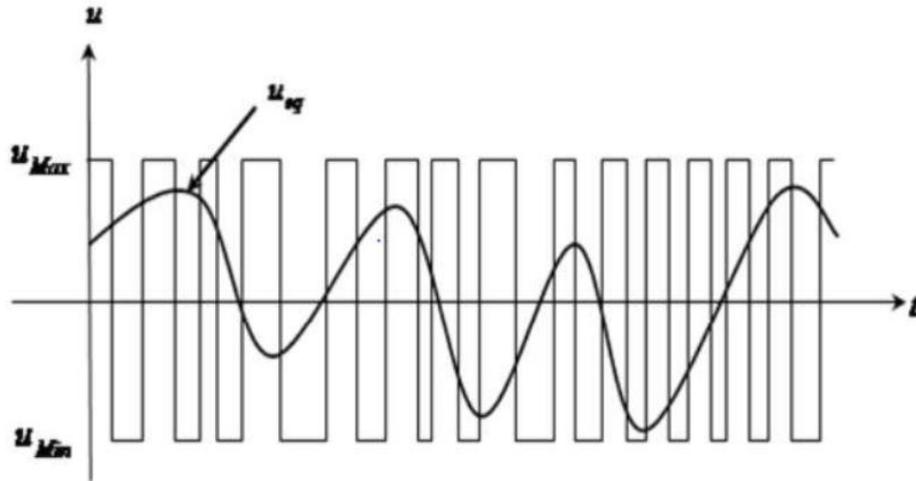
$$U(t) = U_{eq}(t) + U_n(t). \quad (3.3)$$

Avec ;  $U_{eq}(t)$  correspond à la commande équivalente proposée par Filipov et Utkin. Cette commande est considérée comme la plus directe et la plus simple. On calcule cela en prenant en compte le comportement du système pendant le mode de glissement, tel qu'il est décrit par

$\dot{S}(x) = 0$  La commande équivalente peut être interprétée comme la valeur moyenne que prend la commande lors de la commutation rapide entre  $U_{max}$  et  $U_{min}$  Figure 3.4.

$U_n(t)$  est introduit pour satisfaire la condition de convergence  $\dot{S}(x) S(x) < 0$

Ainsi, il évalue la dynamique du système lors de la convergence, pour garantir l'attrait de la variable à contrôler vers la surface de glissement. Il est offert par  $\dot{S}(x) = 0$  [46].



**Figure 3.4.** La valeur continue  $U_{eq}(t)$  prise par la commande lors de la commutation entre  $U_{max}$  et  $U_{min}$

### 3.6.2. Expression analytique de la commande

Le calcul de la commande équivalente est étudié, puis le calcul de la commande attractive du système défini dans l'espace d'état par l'équation [28] :

$$\dot{x}(t) = f(x, t) + g(x, y) u(t) \quad (3.4)$$

Le vecteur  $u$  est composé de deux grandeurs  $U_{eq}$  et  $U_n(t)$  :

$$u(t) = u_{eq} + u_n(t) \quad (3.5)$$

On a :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} = (f(x, t) + g(x, t)u_{eq}) + \frac{\partial S}{\partial x} (g(x, t)u_n) \quad (3.6)$$

En mode de glissement et en régime permanent, la dérivée de la surface est nulle (car la surface est égale à zéro), ainsi qu'on prend  $u_n = 0$ , On obtient :

$$u_{eq}(t) = -\left(\frac{\partial S}{\partial x} g(x, t)\right)^{-1} \left(\frac{\partial S}{\partial x} f(x, t)\right) \quad (3.7)$$

Durant le mode de convergence, en remplaçant le terme  $u_{eq}$  par sa valeur tirée de l'équation (3.5) dans l'équation (3.4). Donc, On obtient une nouvelle expression de la dérivée de la surface, soit :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} (g(x, t)u_n) \quad (3.8)$$

Le problème revient à trouver  $u_n$  tel que :

$$\dot{S}(x)S(x) = S(x) \frac{\partial S}{\partial x} (g(x, t)u_n) < 0 \quad (3.9)$$

### 3.6.3. Commande discontinue (fonction signe)

Différentes options peuvent être prises pour la commande discontinue ( $U_n$ ). La méthode la plus simple est La commande discontinue est exprimée  $U_n = [U_1, U_2, \dots, U_m]$  en utilisant la fonction « sign » par rapport à  $S = [S_1, S_2, \dots, S_m]$ [47].

$$\begin{cases} \text{sign}(S(x)) = +1 & \text{pour } S(x) > 0 \\ \text{sign}(S(x)) = -1 & \text{pour } S(x) < 0 \end{cases} \quad (3.10)$$

Ce premier choix de la fonction discontinue est représenté sur la Figure 3.6 ( $U_n$ ). S'exprime donc comme

$$U_n = K \cdot \text{sign}(S(x)) \quad (3.11)$$

Où  $K$  est un gain positif.

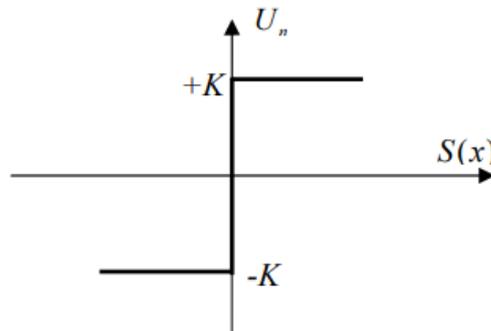


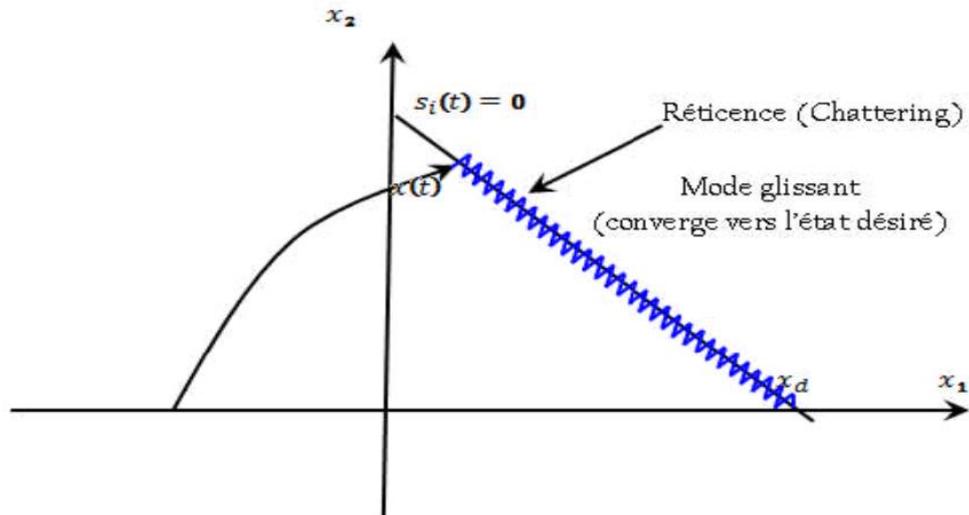
Figure 3.5. Fonction signe.

Le gain  $K$  doit être positif afin de confirmer les conditions d'attrait et de stabilité. Il est essentiel de choisir ce gain, car, s'il est très faible, le temps de réponse sera très long et, s'il est très élevé, nous aurons de fortes variations au niveau de l'organe de commande. Ces fluctuations peuvent entraîner des dynamiques négligées (phénomène de Chattering) ou même modifier l'organe de mesure [47].

### 3.7. Le phénomène de broutement (Chattering)

La discontinuation de la commande provoque un comportement dynamique particulier autour d'une couche limitante de la surface de glissement, appelé chattering, broutement ou réticence Figure 3.6, Cette oscillation près de la surface est due à des éléments de commutation incorrects ou à des limites technologiques et physiques, telles que les retards dans les commutations ou les comportements

hystérétiques, qui peuvent entraîner des dynamiques négligées (non modélisées) à haute fréquence [48].



**Figure 3.6.** Phénomène de broutement (Chattering)[12].

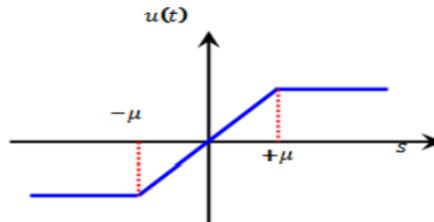
Les conversations partagées peuvent influencer les performances du système et même engendrer de l'instabilité. Il y a aussi une forte contrainte mécanique causée par la résistance au niveau des actionneurs, ce qui entraîne une consommation d'énergie accrue qui peut endommager les circuits électriques de puissance [48].

### 3.7.1. Elimination du phénomène de "Chattering"

La commande par mode de glissement d'ordre un présente principalement un désavantage : le phénomène de broutement (Chattering). Pour résoudre ce problème, divers algorithmes à structure variable ont été développés. Il est possible de mentionner la commande continue dans une bande de surface, la commande avec correction intégrale en régime permanent, l'utilisation d'un observateur pour estimer la commande équivalente et les solutions basées sur la limitation de la condition de glissement. Une des approches proposées pour résoudre le problème de broutement est une méthode de synthèse où la fonction « signe » est remplacée par une fonction « SAT » pour le calcul de la commande. La partie discontinue devient donc un élément [48].

$$U_n = -K \cdot sat \quad \text{Avec} \quad \begin{cases} sat(S) = \frac{S}{\mu}, |S| \leq \mu \\ sat(S) = \text{sing}(S), |S| > \mu \end{cases} \quad (3.12)$$

Cette fonction de commutation peut être représentée par la figure (3.7).



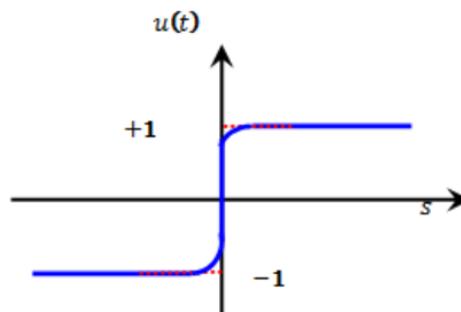
**Figure 3.7.** Fonction « SAT (S) ».

Une autre méthode permettant de lisser la commande près de la surface de glissement.

$S = 0$  il est nécessaire de remplacer la fonction discontinue  $\text{sign}(s)$  dans la bande  $S < 0$  par une fonction continue.

$$\text{cont}(S) = \frac{s}{|s| + \partial} \text{ avec } \partial > 0$$

On peut illustrer cette fonction de commutation en utilisant la Figure 3.9.



**Figure 3.8.** Fonction d'adoucissement « cont(S) ».

### 3.8. Avantage et inconvénients de la commande par mode glissant

Le mode glissant de contrôle offre de nombreux bénéfices : précision, stabilité, ainsi que des temps de réponse simples, rapides et solides. Cela le rend particulièrement Convient pour traiter des systèmes où le modèle est mal compris en raison du problème Identification des paramètres, ou en raison de la simplification du modèle du système. Cependant, cette technique présente également des inconvénients, car elle nécessite une grande quantité de travail. Les efforts de contrôle peuvent

endommager les organes de contrôle. Et, en réalité, au lieu d'obtenir une glisse idéale en surface, on zigzague autour d'elle. Ce phénomène est appelé « Chattering », et il produit plusieurs affectant négativement la qualité et l'exécution des commandes[46].

### 3.9. Application de la commande par mode de glissement à la MSAP

À partir du modèle de la MSAP et de l'équation mécanique suivante :

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = \dot{i}_d = -\frac{R_s}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} \omega_r i_q + \frac{1}{L_d} V_d \\ \frac{di_q}{dt} = \dot{i}_q = -\frac{R_s}{L_d} i_q - \frac{L_d}{L_q} \omega_r i_d - \frac{\varphi_f}{L_q} \omega_r + \frac{1}{L_q} V_q \\ \frac{d\omega_r}{dt} = \dot{\omega}_r = -\frac{p(L_d - L_q)i_d + p\varphi_f i_q}{J} - \frac{f}{J} \omega_r \end{cases} \quad (3.13)$$

#### 3.9.1. Synthèse des régulateurs pour la stratégie avec deux surfaces

- **Réglage de vitesse**

L'erreur :

$$e = \Omega_{ref} - \Omega \quad (3.14)$$

En cas de  $r=1$ , on peut obtenir l'équation de contrôle de la vitesse en utilisant l'équation suivante :

$$\dot{S}(\Omega) = \dot{\Omega} + \frac{F}{J} \Omega - \frac{PQ_f}{J} i_q + \frac{1}{J} C_r \quad (3.15)$$

Le contrôle du courant  $I_q$  et définie par :

$$\ddot{S}(\Omega) = \ddot{\Omega} + \frac{F}{J} \dot{\Omega} - \frac{PQ_f}{J} \dot{I}_q + \frac{1}{J} C_r \quad (3.16)$$

$$V_{qs} = K \text{sign}(S(\Omega)) \quad (3.17)$$

- **Réglage de courant  $i_d$**

Soit  $e_d$  l'erreur de courant direct :

$$e_d = i_{dref} - i_d \quad (3.18)$$

Le degré  $r$  de la surface de glissement est égale à 1, on déduit la surface :

$$S(i_d) = i_{dref} - i_d \quad (3.19)$$

En utilisant l'équation du système citée en (4.23) et (4.25) :

$$\dot{S}(i_d) = \frac{di_{dref}}{dt} + \frac{R_s}{L_d} i_d - P\Omega \frac{L_q}{L_d} i_q - \frac{1}{L_d} u_d \quad (3.20)$$

Durant le mode de glissement la surface  $\dot{S}(i_d) = 0$  On trouve la loi de commande :

$$V_{deq} = \left( \frac{di_{dref}}{dt} + \frac{R_s}{L_d} i_d - P\Omega \frac{L_q}{L_d} i_d \right) \quad (3.21)$$

Durant le mode de convergence on satisfait la condition  $\dot{S}(i_d)S(i_d) < 0$  en choisissant :

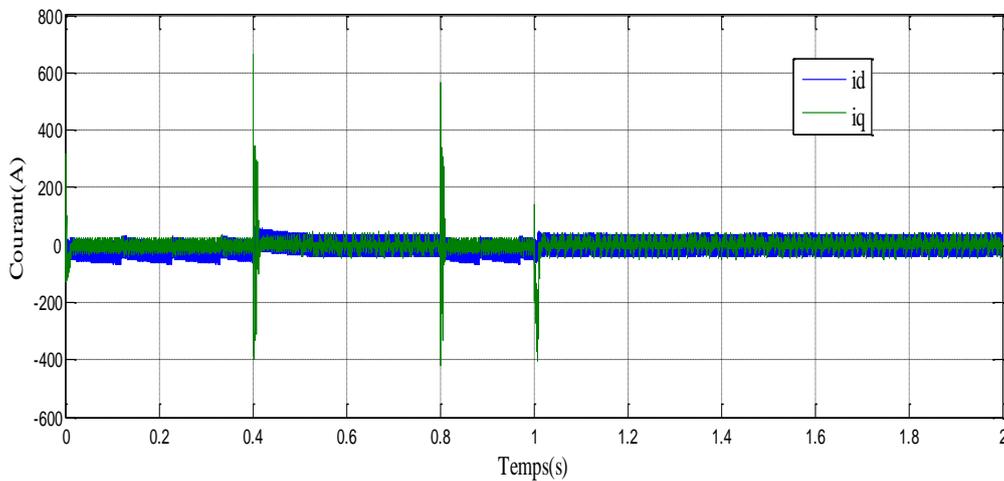
$$V_{dK} = K_d \text{sign}(S(i_d)) \quad (3.22)$$

La commande de référence  $V_{dref}$  est :

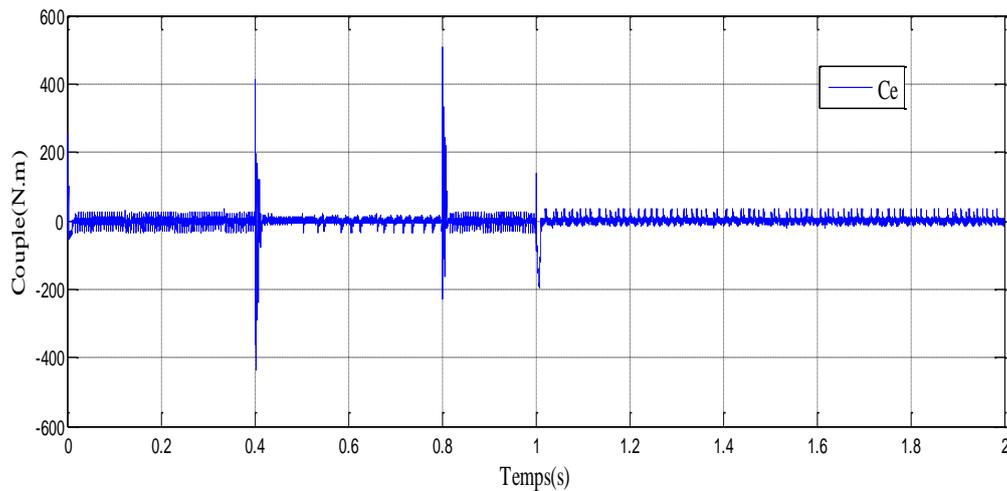
$$V_{dref} = V_{deq} + V_{dK} \quad (3.23)$$

$$V_{dref} = \left( \frac{di_{dref}}{dt} + \frac{R_s}{L_d} i_d - \frac{L_q}{L_d} \omega_r i_q \right) L_d + K_d \text{sign}(S(i_d)) \quad (3.24)$$

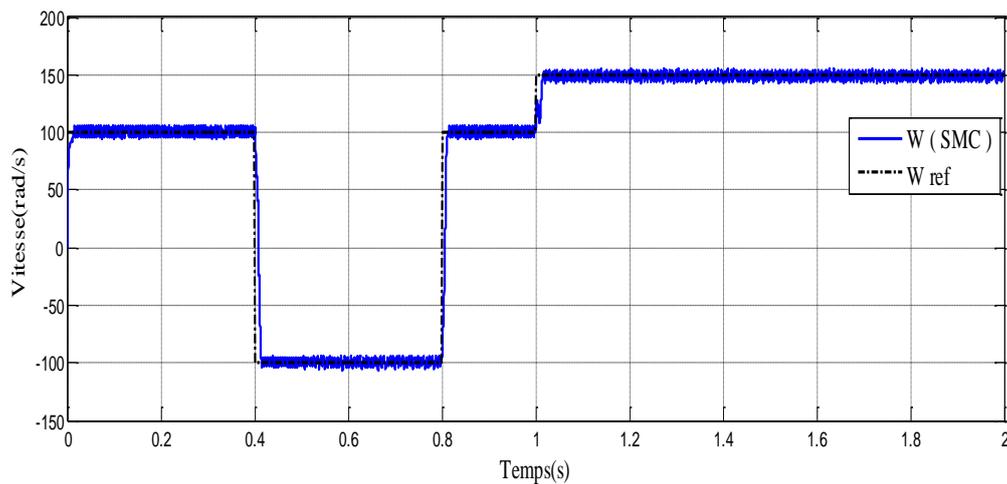
### 3.10. Résultat de simulation



**Figure 3.9.** Courbe de variation de courant (id,iq) de mode glissant.



**Figure 3.10.** Courbe de variation de couple (N.m) de mode glissant.



**Figure 3.11.** Courbe de variation de vitesse (rad/s) de mode glissant.

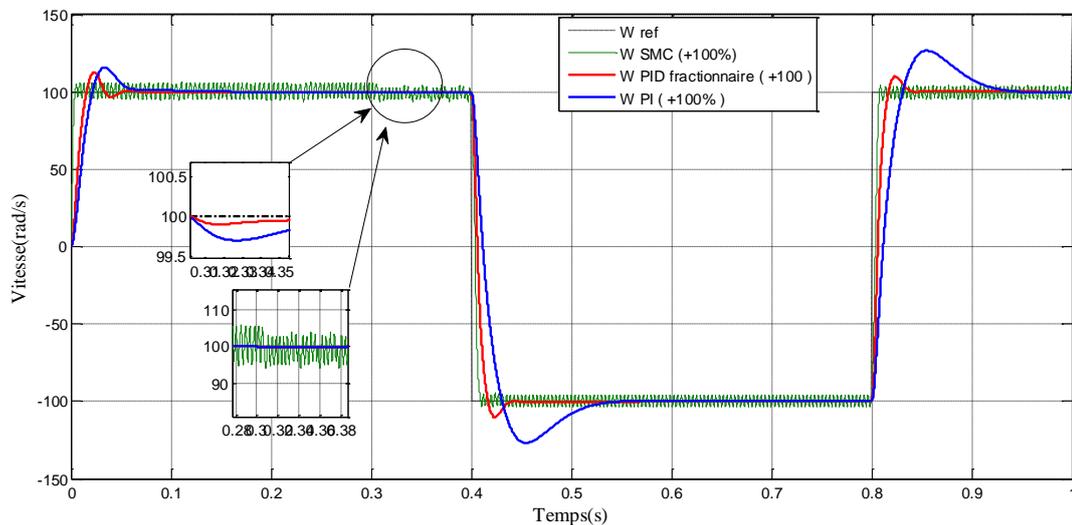
On remarque que le temps de réponse très faible, Une erreur statique pratiquement nulle, Un découplage réalisé avec succès par le maintien de  $I_d$  nul L'adaptation aux perturbations est très rapide. Le système donne une réponse positive à ce test, il n'est pas affecté par les perturbations internes et externes.

### Test de robustesse

On a testé la commande par mode glissant avec les deux autres commandes (PI et PID fractionnaire).

- Test de robustesse avec une augmentation de la résistance statorique et moment d'inertie (+100%  $R_s$ )(-50%J)

Les Figures (3.12) présentent les résultats de la simulation de la commande par mode glissant avec les deux autres commandes (PI et PID fractionnaire). avec une augmentation de la résistance statorique et diminution de moment d'inertie (+100%  $R_s$ )(-50%  $J$ )



**Figure 3.12.** Courbe de variation de vitesse (rad/s) de mode glissant et commandes (PI et PID fractionnaire) (+100%  $R_s$ )(-50%  $J$ ).

### 3.11.1. Discussion des résultats

#### Contrôleur PI

Le contrôleur PI présente des oscillations importantes, surtout après des changements brusques de la consigne de vitesse. Bien qu'il suive la consigne, il met plus de temps à se stabiliser et montre des sursauts significatifs, ce qui indique une performance moindre en termes de stabilité et de précision comparé aux autres méthodes.

#### PID fractionnaire

Le PID fractionnaire atteint la consigne plus rapidement que le PI et montre des oscillations moins marquées. Cependant, il n'égale pas la stabilité du SMC, présentant toujours une certaine instabilité avec des fluctuations légèrement plus importantes autour de la vitesse cible.

#### Contrôleur SMC

Le contrôleur à mode glissant (SMC) offre une réponse rapide et précise aux fluctuations de la vitesse de référence. Il se distingue par sa grande stabilité et ses faibles oscillations, maintenant une vitesse très proche de la référence avec des variations minimales.

### 3.12. Comparaison entre la CMG et la commande Vectorielle et PID fractionnaire

Pour réaliser une comparaison entre la commande par mode glissant (SMC), le régulateur PI, et le régulateur PID fractionnaire, en se basant sur la figure 3.12, nous pouvons examiner plusieurs aspects de leur performance, Voici une analyse comparative détaillée :

#### Réponse transitoire :

- **Temps de montée** : La courbe de réponse du régulateur PI semble avoir un temps de montée plus long par rapport au SMC et au PID fractionnaire, ce qui est visible par le retard de la courbe bleue (W PI) pour atteindre la consigne.
- **Temps de réponse** : Le SMC (W SMC) et le PID fractionnaire (W PID fractionnaire) ont des temps de réponse plus rapides, atteignant la consigne plus rapidement que le régulateur PI.

#### Dépassement :

- **SMC** : La commande par mode glissant montre un dépassement minimal, ce qui indique une meilleure stabilité.
- **PID fractionnaire** : Le PID fractionnaire présente un léger dépassement mais reste proche de la consigne.
- **PI** : Le régulateur PI montre un dépassement plus significatif, indiquant une réponse transitoire moins contrôlée.

#### Erreur de régime permanent :

- Les trois méthodes de commande atteignent finalement la consigne avec une erreur de régime permanent minimale. Cependant, le SMC et le PID fractionnaire atteignent cet état plus rapidement que le régulateur PI.

**Réponse à des perturbations :**

- **Robustesse** : Le SMC montre une meilleure robustesse face aux perturbations. Cela est visible à environ 0.35s et 0.85s où les courbes subissent des changements rapides. Le SMC stabilise rapidement la réponse.
- **PID fractionnaire** : Offre également une bonne robustesse mais avec un léger dépassement.
- **PI** : La réponse du régulateur PI présente des oscillations plus importantes avant de se stabiliser, indiquant une moins bonne robustesse comparée au SMC et au PID fractionnaire.

**Comportement dans la zone d'amplification (Zoom) :**

- Le zoom sur la partie à 0.3s montre que le SMC et le PID fractionnaire atteignent la consigne avec moins de fluctuations comparées au régulateur PI. Cela confirme leur performance supérieure en termes de précision et de stabilité.

Nous résumons ces données dans :

- **Commande par mode glissant (SMC)** : Offre une réponse rapide, un dépassement minimal, et une excellente robustesse face aux perturbations. Idéale pour des systèmes nécessitant une grande stabilité et précision.
- **Régulateur PID fractionnaire** : Bonne performance globale avec un compromis entre rapidité et robustesse. Légèrement plus de dépassement que le SMC mais reste très performant.
- **Régulateur PI** : Bien que simple à mettre en œuvre, il présente des temps de montée plus longs, plus de dépassement, et une moindre robustesse face aux perturbations par rapport aux deux autres méthodes.

Donc La robustesse de commande par mode glissant est supérieure à celle de la commande vectorielle et la commande PID fractionnaire.

**3.13. Conclusion**

On a présenté la commande par mode glissement utilisée pour la machine synchrone à aimants permanents. Une fois que nous avons présenté la théorie fondamentale de cette commande, nous

---

avons établi la méthodologie de conception nécessaire pour cette commande d'asservissement vers la vitesse. Il est clair que le bon choix des surfaces de commutation assure des performances élevées. Selon les résultats de la simulation, il est démontré que les réponses obtenues en utilisant la commande par mode glissant en vitesse sont rapides et solides lors des fluctuations de charge ou de vitesse.

Enfin, une étude comparative a été exposée entre la commande vectorielle à régulateur PI, la commande par PID fractionnaire et la commande par mode glissant pour l'ajustement de la vitesse de la MSAP. La commande par mode glissant offre de nombreux bénéfices tels que sa solidité, sa Précision élevée, sa stabilité et son temps de réponse très court .les résultats de la simulation démontrent clairement que la commande par mode glissant pour l'asservissement en vitesse offre de bonnes performances Effectivement, par rapport à la commande PI et PID fractionnaire, la commande par mode glissant présente une plus grande rapidité et une plus grande résistance, ce qui se manifeste dans différents modes de fonctionnement du moteur (comme la variation du moment d'inertie ou de la résistance statorique).

### 3.14. Conclusion générale

Dans ce mémoire, on présente la synthèse de trois techniques de réglage. La première variante repose sur les régulateurs classiques PI, tandis que la deuxième variante est un contrôleur PID fractionnaire. Enfin, la troisième variante est une commande robuste basée sur le mode glissant, qui permet de réguler la vitesse d'une machine synchrone à aimants permanents.

On a exposé une analyse globale et une représentation graphique de la MSAP, en utilisant le modèle équivalent de Park en prenant en considération des hypothèses simplificatrices. Le couplage entre le flux et le couple est clairement mis en évidence par ce modèle.

La commande vectorielle (FOC) se distingue comme une méthode de contrôle efficace pour les variateurs PMSM. Sa réponse dynamique rapide et sa précision remarquable dans la régulation du couple et de la vitesse sont synonymes de performance. Cette approche utilise une manipulation mathématique afin de diviser les grandeurs triphasées en deux parties orthogonales, ce qui facilite le contrôle du moteur.

La méthode de commande par PID fractionnaire est devenue une option flexible à la méthode de commande PID traditionnelle pour les variateurs PMSM. Les dynamiques complexes de ces systèmes sont mieux adaptées en ajustant les dérivées et les intégrales à des ordres fractionnaires. Cette méthode permet d'obtenir un équilibre optimal entre solidité et réactivité, ce qui est particulièrement appréciable dans les environnements perturbés et instables.

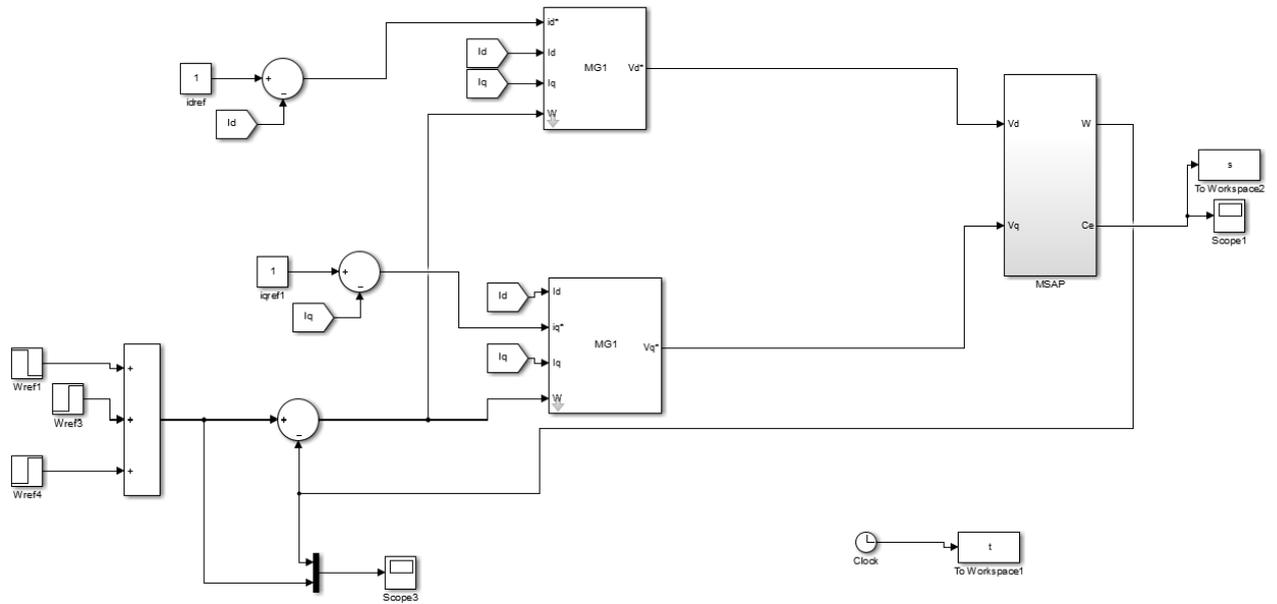
La commande par mode glissant se distingue par sa robustesse face aux variations paramétriques et aux perturbations externes, en maintenant la trajectoire du système sur une surface de glissement prédéfinie. Cette méthode est particulièrement adaptée pour les applications nécessitant une tolérance élevée aux incertitudes et aux non-linéarités.

Après les résultats de Simulation nous concluons que la commande par mode glissant est plus robuste que les régulateurs PI et PID fractionnaire.





## Bloc de commande par mode glissant (SMC)



## LES REFIRANCE

- [1] A. Kaddouri, « Étude d'une commande non-linéaire adaptative d'une machine synchrone à aimants permanents ». Thèse de Doctorat Philosophie. Université Laval Québec Canada, (2000)
- [2] H. Ziane, T. Rekioua, « Commande vectorielle d'une machine synchrone à aimants permanents sans capteur mécanique avec prise en compte du temps mort de l'onduleur ». 3<sup>e</sup> Séminaire National en Génie Electrique. Université Hadj Lakhdar – Batna, (2002)
- [3] N. Choug, « Etude de la Robustesse des Contrôleurs Flous d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents avec Pilotage Vectoriel ». Mémoire de Magister. Université Hadj Lakhdar – Batna, (2011)
- [4] E.M. Yekber, Y. Chihani, « Commande d'un moteur a induction par des régulateurs fractionnels optimises ». Mémoire de Master. Université Larbi Tébessi – Tébessa –, (2020)
- [5] I. Bennaceur, A. Ghetas, « Commande d'un moteur synchrone à aimant permanent par PID fractionnaire ». Mémoire de Master. Université Kasdi Merbah – Ouargla, (2018/2019)
- [6] D. Imen, « Commande des systèmes non linéaires par mode glissant d'ordre supérieur ». Mémoire de Magister en Electrotechnique. Université de Constantine 1, (2013)
- [7] A. Kobbi, M. Dekkiche, « Etude comparative enter la commande vectorielle et la commande non linéaire ». Mémoire de Master. Université Kasdi Merbah Ouargla, (2017)
- [8] A. Boudjema, « Commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents MSAP ». Mémoire de Master. Université Mohamed Khider – Biskra, (2014)
- [9] S. Zeghoudi, « commande par passivite de la machine synchrone a aimants permanents ». Mémoire de Master. Université Abou Bekr Belkaid – Tlemcen, (2014 – 2015)
- [10] A. Hamichi, F. Benkerrou, « Etude et modélisation d'une machine synchrone à aimant permanent ». Mémoire de Master. Université de Bejaia, (2014)

- [11] Z. Khalili, I. Nouari, « Etude et commande de la machine à aimant permanent MSAP ». Mémoire de Master. Université Ahmed Draia – Adrar, (2021)
- [12] E. Aouicha, A. Mazouz, A. Cherifi, « Modélisation Electromagnétique par Eléments Finis 2D d'une Machine synchrone à Aimant Permanent ». Mémoire de Master. Université Mouloud Mammeri De Tizi – Ouzou, (2010/2011)
- [13] I. Khelif, « La Commande Direct du Couple D'une Machine Synchrone A Aimants Permanents (MSAP) ». Mémoire de Master. Université Kasdi Merbah – Ouargla, (2018)
- [14] F. Gillon, « Modélisation et optimisation par plans d'expériences d'un moteur à commutations électroniques ». Thèse de Doctorat. Génie Electrique, Université des Sciences et Technologies de Lille, (1997)
- [15] H. Mesloub, « Commande DTC Prédictive D'une Machine Synchrone à Aimants Permanents ». Thèse de Doctorat. Université Mohamed Khider – Biskra, (2016)
- [16] N. Senhadji, A. Chalabi, « Commande du moteur synchrone à aimants permanents par backstepping ». Mémoire de Master. Université Abou Bekr Belkaid. Faculté de Technologie, Département de Génie Electrotechnique et Electronique, (2015)
- [17] A. Toutaoui, I. Tigrine, « Commande PID fractionnaire d'une cascade double alimentation dédiée à l'énergie éolienne ». Mémoire de Master. Université Akli Mohand Oulhaj-Bouira, (2023)
- [18] M. Ould Sass, « Commande synergétique d'un moteur asynchrone ». Mémoire de Magister. École Nationale Polytechnique-Alger, (2008)
- [19] G. Mercère, « Contribution à l'identification récursive des systèmes par l'approche des sous-espaces ». Thèse de Doctorat. Université des sciences et technologies de Lille, (2004)
- [20] G. Sturtzer, E. Smigiel, « Modélisation et commande des moteurs triphasés ». Ellipses Edition Marketing S.A, (2000)
- [21] B. Herissi, « Identification et commande des systèmes basés sur les équations d'ordre fractionnaire ». Thèse de Doctorat. Université 8 Mai 1945 Guelma, (2021)

- [22] M. Bardadi Bendaha, « identification des paramètres d'une machine synchrone à aimant permanent en vue d'une intégration dans des simulateurs en temps réel ». Thèse d'ingénieur 2015-USTO.
- [23] F. Leprince-Ringuet, « aimants permanents, matériaux et applications ». Technique de L'ingénieur. Traité de génie électrique Doc D2100.
- [24] H. AMROUS, « Commandes Adaptatives d'une Machine Synchrones à Aimant Permanents ». Mémoire de Magistère. Ecole Nationale Supérieure Polytechnique, (2009)
- [25] R. Abdessamad, M. Kadjoudj, « Modélisation des Machines Electriques ». Presses de L'Université de Batna, (1997)
- [26] L. Parsa, «Performance Improvement of Permanent Magnet AC Motors». Thèse Is of Doctoral. University of Science and Technology. Tehran. Iran, (May2005)
- [27] M.S. Merzoug, « Étude comparative des performances d'un DTC et d'un FOC d'une machine synchrone à aimants permanents (MSAP) ». Mémoire de Magistère. Université de Batna, (2008)
- [28] H. Aid, W. Aina, « Synthèse de lois de commande non-linéaires pour un entraînement électrique à vitesse variable basé sur un moteur synchrone à aimants permanents ». Mémoire de Master. Université Abou Bekr Belkaïd – Tlemcen, (2013)
- [29] N. Bounasla, « Commande Par Mode de Glissement D'ordre Supérieur de La Machine Synchrone à Aimants Permanents ». Mémoire de Magister en Electrotechnique, Université Ferhat ABBAS Sétif -1 , (2014)
- [30] S. Remha, M.S. Moumen Sad, « Commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents MSAP ». Mémoire de fin d'étude. Master Académique. Electromécanique. Université Echahid Hamma Lakhdar d'El-Oued, (2018)
- [31] A. Benrahim, « Commande Prédictive Généralisée d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents ». Mémoire de Magister. Université de Annaba, (2010)
- [32] M.S. Mahgoun, « Application De La Commande  $H_{\infty}$  Aux Systèmes Linéaires Perturbés ». Mémoire de Magister. Université Ferhat Abbas-Setif (UFAS), (2012)

- [33] F. Boudaoud, F. Makhoulouf, « Commande vectorielle d'une machine synchrone à aimant permanent optimiser par PSO (Optimisation par essaim de particule) ». Mémoire de Master. Université Ammar Thlidji –Laghouat, (2020)
- [34] D. Ssemanda, « Commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents ». Mémoire de Master. Université Saad Dahlab de Blida, (2015/2016)
- [35] 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 ElBouaghi,(2007)
- [36] R. Kerid, « Modélisation et identification de la machine synchrone à aimants permanents ». Thèse de doctorat. Université de Blida1, Faculté des Technologies, Département d'Électronique, (1989)
- [37] A. Benloumafek, « règles d'ajustement optimales d'un PID fractionnaire appliquées aux systèmes stable et instable ». Mémoire de master. Université Mohamed Boudiaf – M'Sila, (2020/2021)
- [38] I. Ounis, M. Berbaoui, « Étude et implémentation d'un PID d'ordre fractionnaire sur un microcontrôleur STM32 ». Mémoire de Master. Université de Mohamed El-Bachir El-Ibrahimi – Bordj Bou Arreridj, (2020/2021)
- [39] B. Abdelhakim, « Conception et implémentation d'une commande MPPT de haute performance pour une chaîne de conversion photovoltaïque autonome ».Thèse de Doctorat en Electrotechnique .Université Ferhat Abbas–Setif 1, (2015)
- [40] M. Bounab, S. Bouaziz, « Commande par modes glissants de la machine Synchrone à aimant permanent ». Mémoire de Master. Université Mohammed Seddik Ben Yahya – Jijel, (2021)
- [41] P. Lopez, A.S. Nouri, « Théorie élémentaire et pratique de la commande Par les régimes glissant ». Spring-verlag Heidelberg, (2006)
- [42] V. Bregeault, « Quelques contributions à la théorie de la commande par modes glissants ». Thèse de Doctorat. École Centrale de Nantes, (2010)
- [43] A.E. Khaldi, « Diagnostic et commande d'une machine synchrone a aimants permanents ». Thèse de Magistère. Ecole Nationale Polytechnique. El–Harrach, (2010)
-

- [44] M. Kercha, « Commande par mode de glissement d'un moteur pas à pas à aimant permanent ». Mémoire de Magister. Université de Batna, (2005)
- [45] B. Touati, M. Moussaoui, « Commande d'un pendule inversé par mode glissant ». Diplôme de Master en Automatique. Université Abderrahmane Mira – Bejaia, (2017)
- [46] I.Chabouni , N.Bouhlali , « La Commande par mode glissant d'un moteur synchrone à aimant permanents ». Mémoire de Master.Université Akli Mohand Oulhaj -Bouira ,( 2017-2018)
- [47] M. I. Hemmami Mohammed, «Commande sans capteur de vitesse d'un moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) par l'utilisation de la commande directe du couple et d'un observateur de vitesse à mode glissant», Mémoire de Master , Université Mohamed Khider – Biskra , 2013.
- [48] A. Ramdan, « Commande de la machine a induction par les techniques de l'intelligence artificielle ».Thèse de Doctorat. Université Mostefa Ben Boulaïd – Batna2, (2020)

## ملخص:

يتم استخدام المحرك المتزامن المغناطيسي الدائم (PMSM) بشكل متزايد في الصناعة بسبب أدائه المتفوق مقارنة بأنواع المحركات الأخرى. يركز هذا العمل على التحكم في محرك MSAP. وقد تمت دراسة نمذجة محرك التحكم في تعديل عرض النبض. ويتناول الجزء الأول التحكم في المتجه باستخدام وحدة تحكم PI التقليدية ووضع PID الجزئي؛ وكلاهما له استجابات مقبولة وعلى النطاق المطلوب، ولكن خلال دراستنا لوحظ أن التحكم بواسطة وحدات التحكم PID الجزئية أكثر قبولاً. أما الجزء الثاني فيتناول التحكم بالوضع المنزلق، والذي حقق أداءً أفضل.

**كلمات مفتاحية:** المحرك المتزامن المغناطيسي الدائم (PMSM)، التحكم في المتجهات، وحدة تحكم PID الجزئية، التحكم في الوضع المنزلق

## Résumé :

Le moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) est de plus en plus utilisé dans le domaine industriel grâce à ses performances supérieures aux autres types de moteurs. Ce travail porte sur la commande du (MSAP). La modélisation du moteur de commande à modulation d'impulsion a été étudiée.

La première partie traite la commande vectorielle en utilisant un régulateur PI classique et un mode PID fractionnaire ; les deux ont des réponses acceptables et sur les plages requises, mais durant notre étude, on a remarqué que la commande par les régulateurs PID fractionnaires est plus acceptable. La deuxième partie s'intéresse à la commande par mode glissant qui est plus performante.

**Mots clés :** moteur synchrone à aimants permanents (MSAP), commande vectorielle, correcteur PID fractionnaire, commande par mode glissant.

## Abstract:

The permanent magnet synchronous motor (PMSM) is increasingly used in the industrial field due to its superior performance compared to other types of motors. This work focuses on the control of the PMSM. The modeling of the pulse width modulation control motor has been studied. The first part deals with vector control using a conventional PI controller and a fractional PID mode; both have acceptable responses and are within the required range, but during our study, it was noticed that the control by fractional PID controllers is more acceptable. The second part focuses on the sliding mode control, which is more efficient.

**Key Words :** permanent magnet synchronous motor (PMSM), vector control, fractional PID corrector, sliding mode control.