



République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'enseignement Supérieur
et de la Recherche scientifique



Université Echahid Hamma Lakhdar d'El-Oued
Faculté des Sciences et de la Technologie

Mémoire de Fin d'Étude
En vue de l'obtention du diplôme de

MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et Technologie
Filière : Génie Électrique
Spécialité : Commande Electrique

Thème

**Commande par mode glissant d'ordre supérieur
d'une MSAP
Via « Super Twisting Algorithm »**

Réalisé par :

Miloudi Ilyas
Houamdi Badis

Encadré par :

BABA ARBI Idriss

Soutenu en Septembre 2020

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ



Remerciement :

*Toute notre gratitude, grâce et remerciement
vont à **ALLAH***

*le tout puissant qui nous a donné la force,
la patience, le courage et la volonté pour élaborer
ce travail.*

*A l'issu de ce travail, nous voudrions exprimer
toute nos reconnaissance*

*à nos encadreur professeur **Mr. Baba arbi Idriss**,
pour leur encouragement, leur conseil
et pour sa sollicitude avec laquelle
il a suivi et guidé ce travail.*

*Toute notre gratitude va à tous les enseignants
qui ont contribué à notre formation.*



Dédicace :

Je dédie ce modeste travail :

A la fleur de ma vie «Melik Aicha» ma très chère mère en témoignage de ma profonde et ma grande reconnaissance pour sa tendresse, sa patience, ces sacrifices tout au long de ma vie.

Mon honorable et très cher père « Brahim » qui a sacrifié sa vie pour qu'on puisse se retrouver à ce niveau et qui m'a été source de réussite.

A mes frères et mes sœurs.

A Toute ma famille.

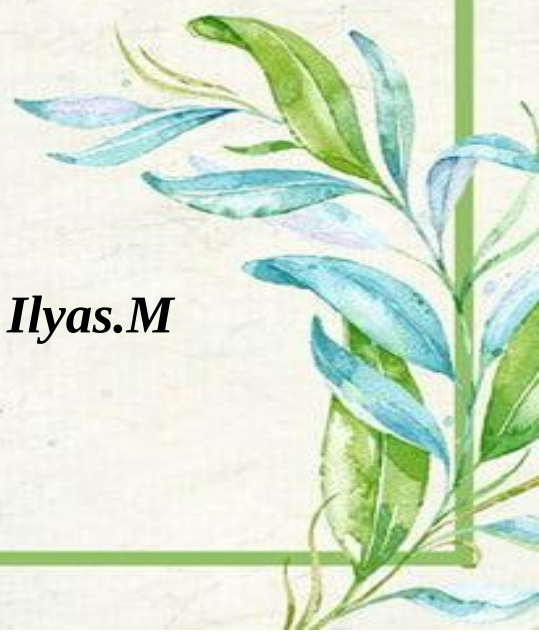
A tous les étudiants de promotion 2èmé année

Master commande électrique 2019/2020

Et enfin à tous que ceux qui ont encouragé

Pour finir ce travail.

Ilyas.M





Dédicace :

Je dédie ce modeste travail :

A la fleur de ma vie «Houamdi Elarfa» ma très chère mère en témoignage de ma profonde et ma grande reconnaissance pour sa tendresse, sa patience, ces sacrifices tout au long de ma vie.

Mon honorable et très cher père « Saad » qui a sacrifié sa vie pour qu'on puisse se retrouver à ce niveau et qui m'a été source de réussite.

A mes frères et mes sœurs.

A Toute ma famille.

A tous les étudiants de promotion 2ème année

Master commande électrique 2019/2020

Et enfin à tous que ceux qui ont encouragé

Pour finir ce travail.

Badis.H

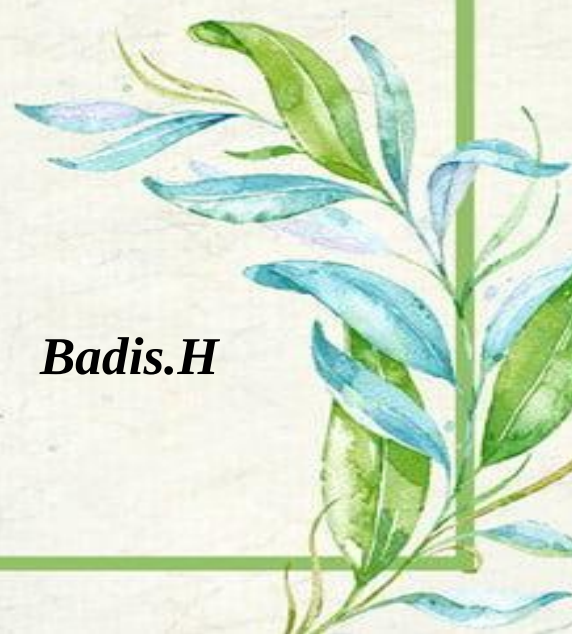


Table des matières



Table des matières

Remerciement	I
Dédicace 1	II
Dédicace 2	III
Table des matières	V
Liste des figures	X
Notation et symboles	XIII
Introduction générale	1
Chapitre 01 La machine synchrone a aimants permanents généralités et modélisation	3
1.1. Introduction.....	4
1.2. Généralités sur les machines synchrones à aimants permanents :	4
1.2.1 Constitution de la machine synchrone à aimants permanents	5
1.3. Différentes structures des machines synchrones à aimants permanents.....	6
1.3.1 Structures à flux radial (RFPM).....	6
1.3.1.1. les Différents dispositions d'aimants permanents dans un rotor [27][29] :	7
1.3.2 Structures à flux axial (AFPM)	8
1.4. Principe de fonctionnement de la machine synchrone à aimants permanents.....	10
1.5 Les domaines d'application de MSAP.....	10
1.6. Avantages et Inconvénients de la MSAP [20]	11
1.7. Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents :	11
1.7.1 Représentation dans un repère diphasé :	12
1.7.1.1. Equations électriques :	13
1.7.1.2. Equations magnétique :	13
1.7.1.3. Equations mécaniques :	14
1.7.2 Transformation de Park :	15
1.7.2.1. Modèle de la machine synchrone à aimants permanents dans le repère de Park :	16
1.7.2.2 Expression du couple électromagnétique [1] [18]:	18
1.8. Modélisation de l'association MSAP – onduleur de tension	20
1.8.1 Définition de l'onduleur :	20
1.8.2 Types d'onduleurs :	20
1.8.3 Modélisation des onduleurs de tension :	21

1.8.4 Principe de la commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI sinus-Triangle) :.....	23
1.9. Conclusion :.....	24
Chapitre 02 Commande vectorielle de la MSAP.....	25
2.1. Introduction :.....	26
2.2. Principe de la commande vectorielle [33] :.....	26
2.3. Commande vectorielle de la (MSAP) :.....	27
2.4. Découplage :	27
2.5. Découplage par compensation :	27
2.6. Description du système global :	29
2.7. Calcul des régulateurs :.....	30
2.7.1 Régulation du courant i_q :.....	31
2.7.2 Régulation du courant i_d :	33
2.7.3 Régulation de vitesse [112] :	34
2.8. Avantages et inconvénients de la commande vectorielle.....	36
2.8.1 Avantages de la commande vectorielle.....	36
2.8.2 Inconvénients de la commande vectorielle	36
2.9. Simulation et interprétations :	37
2.9.1 Schéma bloc :.....	37
2.9.2 Essai à vide et en charge :	37
2.10. Conclusion :.....	40
Chapitre 03 Commande par mode glissant classique d'une MSAP.	41
3.1. Introduction :.....	42
3.2. Systèmes à Structures Variables en Mode Glissant :.....	42
3.3. Différents mode pour la trajectoire dans le plant de Phase	42
3.4. Le régime glissant idéal et réel [18] :	43
3.4.1 Régime glissant idéal :.....	43
3.4.2 Régime glissant réel :.....	44
3.5. Conception de la commande par mode glissant :	44
3.5.1 Choix de la surface :	44
3.5.2 Fonction directe de commutation :	45
3.5.3 Fonction de Lyapunov :	46
3.6. Détermination de la loi de commande :.....	46
3.6.1 La commande équivalente :.....	46

3.7. Avantage et inconvénients de la commande par mode glissant :	48
3.8. Le phénomène de broutement	48
3.9. Elimination du phénomène de broutement Chattering	49
3.10. Application de la commande par mode de glissement d'ordre 1 à la MSAP :	49
3.10.1 Stratégie de réglage à trois surfaces :	50
3.10.1.1. Surface de régulation de la vitesse :	50
3.10.1.2. Surface de régulation du courant i_q :	51
3.10.1.3. Surface de régulation du courant i_d :	51
3.11. Simulation et interprétation :	52
3.11.1 Schéma bloc	52
3.11.2 Essai à vide et en charge :	52
3.11.3 Essai à vide et inversion de sens de la vitesse.	53
3.12. Etude comparative entre R.MGO1 et la commande vectorielle (PI)	57
3.12.1 Comparaison au niveau de la variation de charge :	57
3.13. Conclusion	58

Chapitre 04 Commande par mode glissant d'ordre deux de la MSAP via «Super Twisting Algorithm

».....	59
4.1. Introduction :	60
4.2. Concepts de base des commandes par modes glissants d'ordre supérieur :	60
4.3. Définition de la commande par modes glissants d'ordre supérieur :	61
4.4. Principe de fonctionnement	61
4.5. Commande par mode glissant d'ordre deux :	62
4.6. Algorithmes glissants d'ordre supérieur :	64
4.7. Quelques exemples de commandes par modes glissants d'ordre 2 :	64
4.7.1 Algorithme de Twisting :	65
4.7.2 Algorithme de Super Twisting :	66
4.8. Les avantages et les Inconvénients des commandes à régimes glissants d'ordre supérieur	68
4.8.1 Les avantages :	68
4.8.2 Les inconvénients :	68
4.9. Suppression du phénomène de chattering	68
4.9.1 Méthode 1 : Réduction du chattering	68
4.9.2 Méthode 2 : utilisation d'une fonction continue	69
4.10. Application de la commande par mode glissant d'ordre 2 à la MSAP :	69
4.11. Simulation et interruption :	71

4.11.1 Schéma bloc :.....	71
4.11.1.1. Essai à vide et en charge :	71
4.11.1.2 Essai de l'inversion de sens de rotation :	73
4.11.2 Etude comparative entre R.MGO 1 et R.MGO 2:	74
4.12. Conclusion.....	76
Conclusion générale	78
Annexe.....	80
Bibliographies	82

Liste des figures



Liste des figures

Figure (1-1) : Structure de Machine suynchrone à aimant permanent.....	5
Figure (1-2) : le rotor dans la MSAP	6
Figure (1-3) : Exemple de structures à rotor interne et à rotor externe.	6
Figure (1-4) : Différents dispositions d'aimants permanents dans un rotor [13]	8
Figure (1-5) : Structure à flux axial avec un seul rotor associé à un seul stator.....	9
Figure (1-6) : Structure à flux axial avec un seul stator inséré entre deux rotors.	9
Figure (1-7) Structure à aimantation axiale avec un seul rotor inséré entre deux stators.....	9
Figure (1-8) : Principe de fonctionnement du moteur à aimants permanents.....	10
Figure (1-9) : Structure à aimantation axiale avec un seul rotor inséré entre deux stators.....	12
Figure (1-10) : Différents couples qui agissent sur le rotor. [1]	14
Figure (1-11) : présente la MSAP en modèle de Park. Le repère (oa) est fixe. Le repère (d,q) tourne avec la vitesse de synchronisme	16
Figure (1-12) : Schéma bloc de la MSAP dans le référentiel d-q.....	19
Figure (1-13) : Schéma de l'association MSAP – onduleur de tension	20
Figure (1-14) : Schéma de l'onduleur triphasé.....	21
Figure (1-15) : Principe de la commande MLI [25]	23
Figure (2-1) : Découplage par compensation. [20].....	28
Figure (2-2) : Commande découplée.....	29
Figure (2-3) : Schéma global de la commande vectorielle de la MSAP.[18]	30
Figure (2-4) : Régulateur PI.	31
Figure (2-5) : Boucle de régulation du courant i_q	31
Figure (2-6) : Boucle de régulation du courant i_d	33
Figure (2-7) : Boucle de régulation de vitesse.....	34
Figure (2-8) : Boucle de régulation de vitesse.....	34
Figure (2-9) : Schéma bloc de la commande vectorielle de la MSAP.	37
Figure (2-10) : Résultats de simulation de la commande vectorielle du MSAP pour un démarrage à vide	38
Figure (2-11) : Résultats de simulation de la commande vectorielle du MSAP en charge.	40
Figure (3-1) : Convergence du système glissant.....	43
Figure (3-2) : Glissement idéal	44
Figure (3-3) Glissement réel.....	44
Figure (3-4) : Représentation de la fonction « sign »	47
Figure (3-5) : Illustration du phénomène de broutement.[18]	49
Figure (3-6) : Schéma bloc de réglage par mode glissement d'ordre1 (Reg. MGO1).[18].....	50
Figure (3-7) : schéma bloc de commande de la MSAP par mode glissant d'ordre 1.....	52
Figure (3-8) : Essai à vide	54
Figure (3-9) : Application de $C_r = 5\text{Nm}$ dans le moment $t=0.4\text{s}$	55
Figure (3-10) : À vide et inversion de sens de la vitesse	56
Figure (3-11_a) : Résultats de simulation pour un échelon de couple résistant ($C_r = 5\text{N.m}$).....	57
Figure (3-12_b) : Résultats de simulation pour un échelon de couple résistant ($C_r = 5\text{N.m}$).....	58

Figure (4-1) : Exemple d'un espace d'état de dimension 3 : l'intersection des 3 surfaces de commutation définit le point de référence Xref.	61
Figure (4-2) : Trajectoire du mode glissant d'ordre 2.....	62
Figure (4-3) : Convergence en temps fini de l'algorithme Twisting.	65
Figure (4-4) : Convergence en temps fini de l'algorithme Twisting.	67
Figure (4-5) : Schéma bloc de réglage par mode glissement d'ordre2 (Reg. MGO2).[18].....	70
Figure (4-6) : schéma bloc de la commande par mode glissant d'ordre deux de la MSAP.	71
Figure (4-7) : Résultats de simulation de R.MGO2 de la MSAP lors d'un démarrage à vide.	72
Figure (4-8) : Résultats de simulation de R.MGO2 de la MSAP lors d'un démarrage à vide suivie d'une application de charge de 5 N.m à $t = 0.4s$	73
Figure (4-9) : Résultats de simulation de R.MGO2 de la MSAP pour une inversion du sens de rotation à $t = 0.4$	74
Figure (4-10) : Résultats de simulation pour un échelon de couple résistant ($C_r = 5N.m$).....	75

Notations et symboles



Notation et symboles :

$MSAP$	Machine Synchrone à Aimants Permanents.
CSV	Commande à Structure Variable.
PI	Régulateurs classiques (Proportionnelle, Intégrale).
$R.MGO1$	Régulateur par Mode Glissement d'Ordre 1.
$R.MGO2$	Régulateur par Mode Glissement d'Ordre 2.
$MGOS/ HOSM$	Modes Glissants d'Ordres Supérieurs / High Order Sliding Mode.
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion.
SVM	Space Vector Modulation (en anglais.)
a,b,c	Axes liés aux enroulements triphasés.
d,q	Composantes de Park (lié au rotor) directe et quadrature.
α,β	Référentielle fixe lié au stator.
p	Nombre de paires de pôles.
θ	Position angulaire du rotor par rapport au stator.
ω	Vitesse électrique du rotor.
$[K_e]$	Matrice de transformation de Park.
$[K_e]^{-1}$	Matrice de transformation inverse de Park.
V_a,V_b,V_c	Tension statorique de la phase a,b et c .
V_s	Tension statorique.
V_d,V_q	Tensions statoriques sur l'axe direct et en quadrature.
$U_{c\alpha},u_{c\beta}$	Tensions statoriques sur l'axe α et l'axe β .
i_a,i_b,i_c	Courant statorique de la phase a,b et c .

i_s	Courant statorique.
i_d, i_q	Courants statoriques d'axe direct et en quadrature.
$\varphi_a, \varphi_b, \varphi_c$	Flux statorique de la phase a, b et c .
φ_s	Flux statorique.
φ_d, φ_q	Flux statorique d'axe direct et en quadrature.
φ_f	Flux des aimants.
θ_{geo}	Ecart angulaire de la partie mobile (rotor par rapport au stator).
w_e	Energie emmagasinée dans le circuit magnétique.
R_s	Résistance d'une phase statorique.
L_s	Inductance d'une phase statorique.
L_{s0}	Inductance propre d'une phase statorique.
M_{s0}	Inductance mutuelle entre deux phases statoriques.
L_d, L_q	Inductances d'axe directe et en quadrature.
ω_r	Vitesse de rotation de la machine.
C_r	Couple résistant.
C_{em}	Couple électromagnétique.
J	Moment d'inertie de la machine.
f_c	Coefficient de frottement.
e_d, e_q	Termes de découplages.
X_{ref}	Valeur de référence.

Introduction générale



Introduction générale

Pendant longtemps le moteur à courant continu était la meilleure source de variation de vitesse, du fait du découplage naturel qu'il présente entre le flux et le couple. Cependant, son principal défaut reste le collecteur mécanique que l'on tolère mal dans certains environnements et qui fait augmenter les coûts d'entretien, ont incité les chercheurs à le remplacer par un autre moteur plus robuste, plus fiable et de faible coût. Ces contraintes ont dirigé les études vers les entraînements équipés des machines à courant alternatif. De nos jours, de nombreux actionneurs associant des machines à courant alternatif et des convertisseurs statiques manifestent de nouvelles perspectives dans le domaine de l'entraînement à vitesse variable.[1]

Aujourd'hui, les moteurs synchrones à aimants permanents sont recommandés dans le monde industriel. Ceci est dû au fait qu'ils sont fiables, le moteur synchrone à aimants permanents a une vitesse de rotation proportionnelle à la fréquence d'alimentation et, il est moins encombrants que les moteurs à courant continu grâce à l'élimination de la source d'excitation. Ainsi, leur construction est plus simple puisque elle ne contient pas un collecteur mécanique qui entraîne des inconvénients majeurs tels que la limitation de puissance, l'usure des balais et les pertes rotoriques, par conséquent, ceci augmente leur durée de vie et évite un entretien permanent [2].

Il existe de nombreux principes de commande des MSAP, parmi lesquels l'application des techniques de la commande vectorielle qui se distingue comme un outil puissant et efficace, dotant la MSAP de performances dynamiques aussi satisfaisantes que les MCC, mais posant entre autre un problème majeur dû à la nécessité d'emploi d'un capteur mécanique (vitesse, position ou couple de charge). [3]

Et parmi d'autres techniques est la commande à structure variable (CSV) qui par sa nature non linéaire, possède cette robustes. Le réglage par mode de glissement est fondamentalement une méthode qui force la réponse à glisser le long d'une trajectoire prédéfinie. Cependant, cette technique de commande a un inconvénient de commutation aux hautes fréquences et défaut essentiel, qui est le phénomène de 'Chattering' ou 'broutement'. Une façon d'améliorer les performances de la commande par mode glissant consiste à utiliser un contrôleur par mode glissant d'ordre supérieur via l'algorithme de « Super Twisting ».

Dans le cadre de notre travail, on s'intéressera particulièrement à la dernière commande c'est-à-dire à la commande par mode glissant d'ordre deux car elle présente une solution plus performante au problème cité auparavant.

Dans ce mémoire, notre travail s'articule principalement autour de quatre chapitres :

❖ Dans le premier chapitre, on présentera des généralités sur la machine synchrone à aimants permanents et suit on va citer leur différentes structures. Après ça nous présenterons son modèle mathématique basé sur des hypothèses simplificatrices dans un repère diphasé et la transformation de Park. On présentera aussi modélisation de l'association MSAP-onduleur de tension et nous présenterons à la fin de chapitre son principe de la commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI sinus-Triangle).

❖ Le deuxième chapitre on présentera l'objet de l'application de la commande vectorielle à la machine synchrone à aimants permanents. La vitesse est réglée par un régulateur classique de type PI. Afin de valider les résultats analytiques obtenus, nous effectuons en fin plusieurs tests par simulation.

❖ Le troisième chapitre sera consacré à l'application de la commande par mode glissement classique d'ordre un à la MSAP, on a utilisé la stratégie à trois surfaces, l'une pour la vitesse et l'autre pour les courants. Ce chapitre se termine par la simulation et les résultats de simulation obtenus.

❖ Le quatrième chapitre présentera le principe théorique de la commande par mode glissement d'ordre supérieur et sa application à la MSAP en vue de l'asservissement. Et à la fin de ce chapitre on a donné les résultats de Simulation.

Enfin, nous clôturons ce mémoire par une conclusion générale récapitulant son contenu.

***Chapitre 01 La machine synchrone a aimants
permanents généralités et modélisation***

1.1.Introduction

Parmi les moteurs à courant alternatif utilisés dans les entraînements à vitesse variable, le moteur synchrone à aimant permanent reste un bon candidat. Son choix devient attractif et concurrent de celui des moteurs asynchrones grâce à l'évolution des aimants permanents qu'ils soient à base d'alliage ou à terre rare. Cela leur a permis d'être utilisés comme inducteur dans les moteurs synchrones offrant ainsi, par rapport aux autres type de moteur, beaucoup d'avantage, entre autres, pas de pertes au rotor, une faible inertie et un couple massique élevé [16-18].

Les machines électriques sont, en général, modélisées par des équations non linéaires. Cette non linéarité est due aux inductances et coefficients des équations dynamiques qui dépendent de la position rotorique, donc du temps. Un changement de variable est souvent utilisé afin de diminuer la complexité de ce modèle dynamique, par la réduction du nombre de variables et l'élimination de la position du rotor dans les coefficients des équations différentielles. Dans ce cas, les conditions du régime permanent peuvent être déterminées beaucoup plus facilement et l'analyse de stabilité se fait plus aisément, ainsi que la synthèse de la commande [8].

Dans ce premier chapitre nous présenterons un rappel du modèle mathématique de la machine généralisée, suivi de la simplification des équations par la transformation de PARK, en vue d'une modélisation biphasée. Et la modélisation d'une machine synchrone à aimants permanents associée à un onduleur de tension.

1.2.Généralités sur les machines synchrones à aimants permanents :

Le terme de machine synchrone regroupe toutes les machines dont la vitesse de rotation du rotor est égale à la vitesse de rotation du champ tournant du stator [13]. Pour une machine synchrone à aimants permanents, un tel fonctionnement est obtenu grâce au champ magnétique rotorique généré par des aimants. En réalité, une machine synchrone à aimants permanents est un convertisseur électromécanique d'énergie réversible. Elle peut fonctionner en mode moteur tout comme en mode générateur.

Sa particularité par rapport aux autres machines conventionnelles, réside au niveau du champ magnétique produit par les aimants permanents au rotor. Mais son bobinage statorique reste identique à celui des autres machines.[15]

1.2.1 Constitution de la machine synchrone à aimants permanents

Comme tout actionneur électrique, la machine synchrone à aimants permanents est constituée d'une partie fixe (stator) et d'une partie mobile (rotor). Le stator renferme un bobinage alimenté en triphasé, et produit un champ magnétique tournant à la fréquence d'alimentation. Quant au rotor, son champ magnétique produit est généré par des aimants permanents.[15]

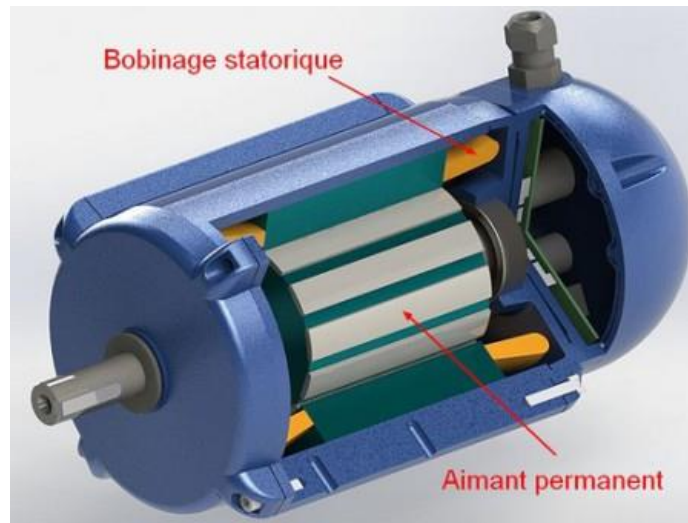


Figure (1-1) : Structure de Machine synchrone à aimant permanent

Stator : Le stator de la machine synchrone à aimants permanents est identique à celui d'une machine asynchrone, il est constitué d'un empilage de tôle magnétique qui contient des encoches dans lesquelles sont logés trois enroulements identiques décalés entre eux de 120° .

Rotor : Le rotor est constitué de pôles qui sont des inducteurs composés d'aimants permanents et de pièces polaires en matériaux ferromagnétiques. Généralement, le rotor de la MSAP est de deux types :

- Rotor possédant des pièces polaires, servant à la concentration du flux d'induction dans lequel les aimants sont orientés soit parallèlement soit perpendiculairement à l'entrefer, soit de manière plus complexe. Dans ce type de machine, l'inducteur est à pôles saillants.
- Rotor sans pièces polaires, donc à entrefer constant, dans lequel l'aimantation des aimants est généralement perpendiculaire à l'entrefer.

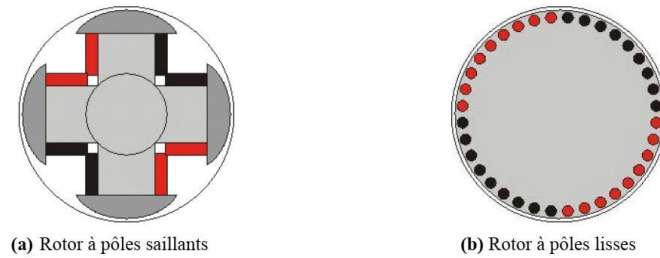


Figure (1-2) : le rotor dans la MSAP

1.3. Différentes structures des machines synchrones à aimants permanents

Les structures des machines synchrones à aimants permanents sont classées suivant la disposition des aimants sur le rotor. Leurs différentes configurations incluent les machines à flux radial (RFPM) et à flux axial (AFPM). Celles-ci peuvent être alimentées, soit par des courants sinusoïdaux dans le cas des PMSM ou par des courants en créneaux dans le cas des BDCM. Une vue schématique des deux types de machines à aimants, à flux radial et à flux axial.

1.3.1 Structures à flux radial (RFPM)

La machine synchrone à flux radial (RFPM) est la machine à aimant la plus conventionnelle. Elle est employée couramment pour l'entraînement direct. Son stator est identique à celui d'une machine d'induction classique.

Ces structures peuvent se présenter à **figure (1-3)**, soit avec un rotor placé à l'intérieur ou à l'extérieur

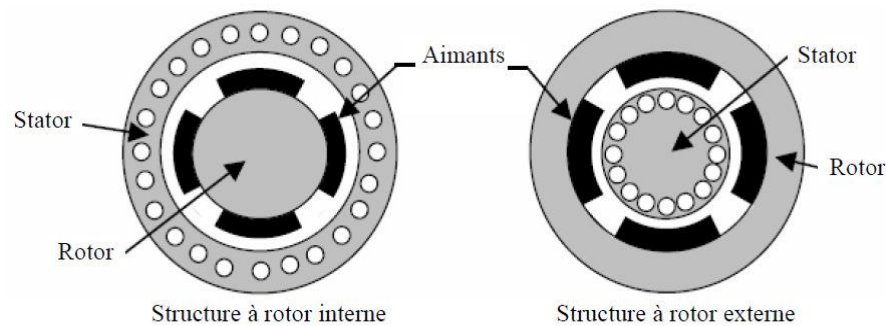


Figure (1-3) : Exemple de structures à rotor interne et à rotor externe.

Les différents types de rotor de machine à flux radial sont munis d'aimants montés soit en surface, soit insérés (encastrés), soit enterrés ou à concentration de flux.

1.3.1.1. les Différents dispositions d'aimants permanents dans un rotor [27][29] :

a) Aimants en surface (Surface Mounted) :

Les aimants sont montés sur la surface du rotor en utilisant des matériaux adhésifs à haute résistance. Ils offrent un entrefer homogène, le moteur est le plus souvent à pôles lisses. Ses inductances ne dépendent pas de la position du rotor (Figure.1-4.a). L'inductance de l'axe-d est égale à celle de l'axe-q. Cette configuration du rotor est simple à réaliser. Ce type du rotor est le plus utilise. Par contre, les aimants sont exposés aux champs démagnétisant. De plus, ils sont soumis à des forces centrifuges qui peuvent causer leur détachement du rotor.

b) Aimants insères (Insert magnet type)

Les aimants du type insères aussi sont montés sur la surface du rotor. Cependant, les espaces entre les aimants sont remplies du fer (voir Figure.1-4.b). L'alternance entre le fer et les aimants provoque l'effet de saillance. L'inductance de l'axe-d est légèrement différente de celle de l'axe dq. Cette structure est souvent préférée pour les machines trapézoïdale, parce que l'arc polaire magnétique peut être règle afin d'aider à former les forces électromagnétiques.

c) Aimants enterres (Interior magnet type)

Les aimants sont intègres dans la masse rotorique (Figure.1-4.c) : le moteur sera à pôles saillants. Dans ce cas, le circuit magnétique du rotor est anisotrope, les inductances dépendent fortement de la position du rotor. Les aimants étant positionnes dans le rotor, ce type de moteur est plus robuste mécaniquement et il permet le fonctionnement a des vitesses plus élevées. D'autre part, il est naturellement plus cher a fabriquer et plus complexe à contrôler.

d) Aimants à concentration de flux (Flux concentration type)

Comme le montre la (Figure.1-4.d), les aimants sont profondément places dans la masse rotorique. Les aimants et leurs axes se trouvent dans le sens circonférentiel. Le flux sur un arc polaire du rotor est contribué par deux aimants sépare. L'avantage de cette configuration est la possibilité de concentrer le flux générer par les aimants permanents dans le rotor et d'obtenir ainsi une induction plus forte dans l'entrefer. Ce type de machine possède de l'effet de saillance.

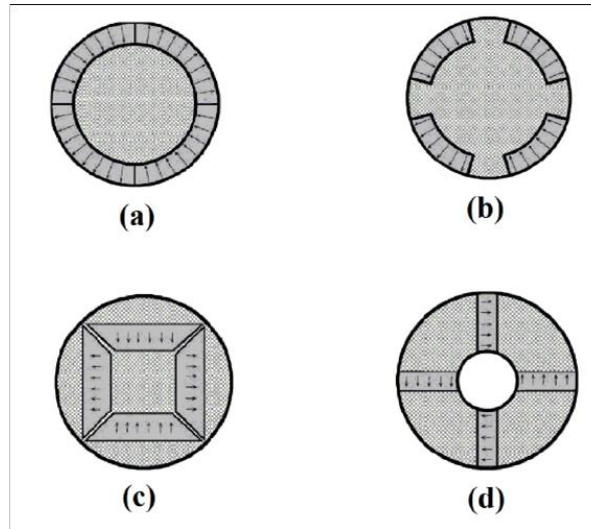


Figure (1-4) : Différents dispositions d'aimants permanents dans un rotor [13]

(a) Aimants en surface, (b) Aimants insèrent, (c) Aimants enterres, (d) Aimants a concentration de flux

1.3.2 Structures à flux axial (AFPM)

Ces machines dites « discoïdales » ou AFPM représentent une autre solution possible pour les entraînements directs à basse vitesse. Elles comportent un ou plusieurs disques fixes bobinés et un ou plusieurs disques mobiles supportant les aimants permanents. Leurs principal avantage est l'optimisation de la surface utile de génération du couple, qui se traduit par une puissance volumique importante. Cependant, leur assemblage est très compliqué, à cause des contraintes mécaniques liées aux poussées axiales. Comparées à la structure à flux radial, ces machines se caractérisent par un plus grand diamètre et une longueur axiale relativement plus courte. Le flux provenant des aimants est axial tandis que le courant est dans la direction radiale. Différentes configurations à flux axial existent : celle à structure simple avec un seul rotor associé à un seul stator (Figure 1-5) et celles à double entrefer avec soit, un seul stator inséré entre deux rotors (Figure 1-6) ou un seul rotor inséré entre deux stators (Figure 1-7). L'exploitation de ces machines dans le domaine de traction (vélo électrique et voiture hybride) est très prometteuse [17].

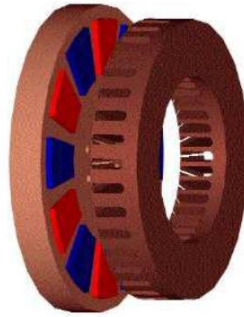


Figure (1-5) : Structure à flux axial avec un seul rotor associé à un seul stator.

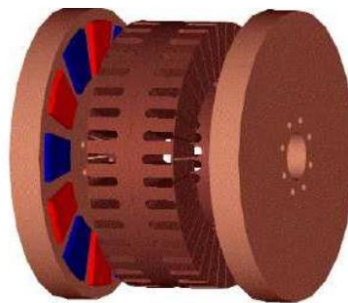


Figure (1-6) : Structure à flux axial avec un seul stator inséré entre deux rotors.

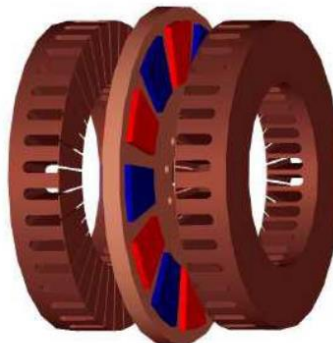


Figure (1-7) Structure à aimantation axiale avec un seul rotor inséré entre deux stators.

1.4.Principe de fonctionnement de la machine synchrone à aimants permanents

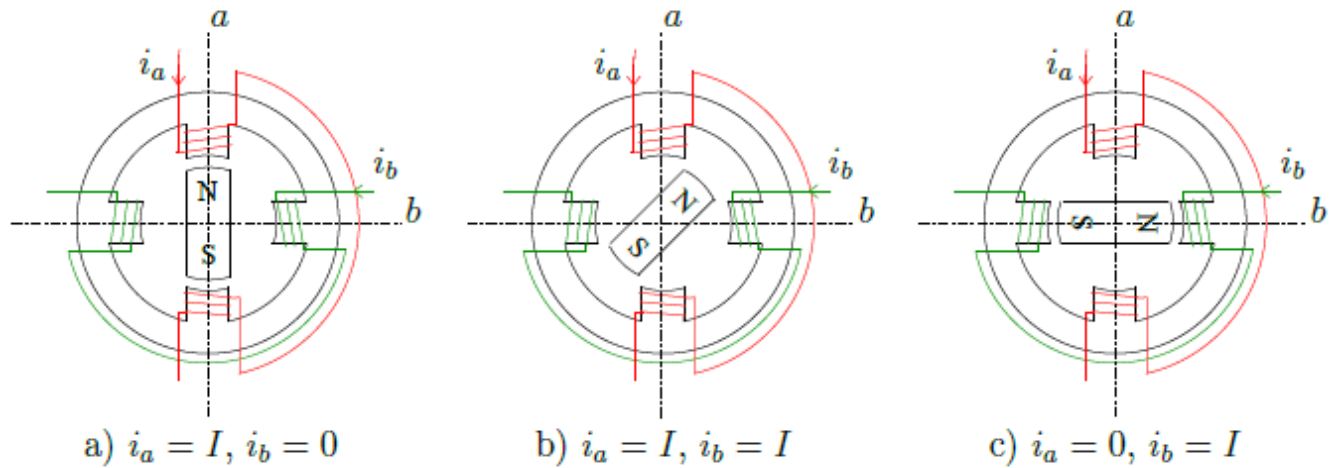


Figure (1-8) : Principe de fonctionnement du moteur à aimants permanents.

Le principe des moteurs à aimants permanents est assez simple. Seules les bobines sont alimentées. Le champ créé par les enroulements oriente le rotor qui est constitué par des aimants. La Figure (1-8) représente un moteur ayant un rotor bipolaire et un stator comportant une paires de pôles. Les phases a et b sont portées par des enroulements opposés. La présence de courants dans les phases oriente le rotor. On définit un “pas” élémentaire $p\theta$ comme étant le déplacement angulaire du rotor lorsque l’alimentation est commutée d’une phase à la suivante. Nous obtenons pour cette structure $p\theta = 90^\circ$.

Ceci correspond au passage de la Figure (1-8.a) à la Figure (1-8.c). Les demi-pas sont obtenus en alimentant deux phases à la fois (Figure (1-8.b)). De nombreux moteurs sur le marché utilisent ce genre de structure.[18]

1.5.Les domaines d’application de MSAP

Le moteur synchrone à aimants permanents est utilisé dans une large gamme de puissance, allant des centaines des watts (servomoteur) à plusieurs méga watts (système de propulsion des navires) C'est ainsi que le moteur synchrone peut être très utile dans de nombreuses applications [30], comme :

- Les équipements domestiques (machine à laver le linge).
- Les automobiles électriques.

- Les équipements de technologie de l'information (DVD drives),
- Les outils électriques, jouets, 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,
- Les propulsions des véhicules électriques et la propulsion des sous-marins
- Les machines-outils,
- L'application de l'énergie de l'éolienne.

1.6. Avantages et Inconvénients de la MSAP [20]

Les machines synchrones à aimants permanents présentent plusieurs avantages par rapport aux autres types de machines :

- Puissances massiques importantes et élevées.
- Absence de contacts glissants.
- Pas des pertes résistives au rotor ; ce qui facilite l'évaluation de la chaleur due aux pertes dans la machine. Ainsi, il y a suppression d'équipement de refroidissement au rotor.
- Suppression des bagues et des ballait, ce qui réduit les problèmes de maintenance.
- Possibilité de supporter des surcharges transitoires importantes et un bon comportement dynamique en accélération et en freinage.
- Grande fiabilité.

Comme inconvénients de la MSAP on cite :

- Coût élevé des aimants.
- Interaction magnétique due au changement de structure.
- Influence des vibrations et des chocs sur la structure de la machine.
- Diminution de l'aimantation selon loi logarithmique en fonction du temps.

1.7. Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents :

La mise sous forme d'un modèle mathématique d'une MSAP est nécessaire pour l'étude de sa commande dans les différents régimes de fonctionnements transitoire et permanent [20].

Les hypothèses simplificatrices usuelles adoptées dans la modélisation de la machine, données dans la majorité des références [20] [22] :

- L'absence de saturation dans le circuit magnétique,
- La distribution sinusoïdale de le F.M.M crée par les enroulements du stator,
- L'hystérésis est négligée avec les courants de Foucault et l'effet de peau,
- L'effet d'encoche est négligeable,
- La résistance des enroulements ne varie pas avec la température.

1.7.1 Représentation dans un repère diphasé :

Comme pour la machine asynchrone les grandeurs triphasées sont projetées dans un repère tournant d-q. Pour la MSAP ce repère sera lié au rotor avec l'axe d dans le sens de l'induction magnétique. voir la figure ci-dessous [19]

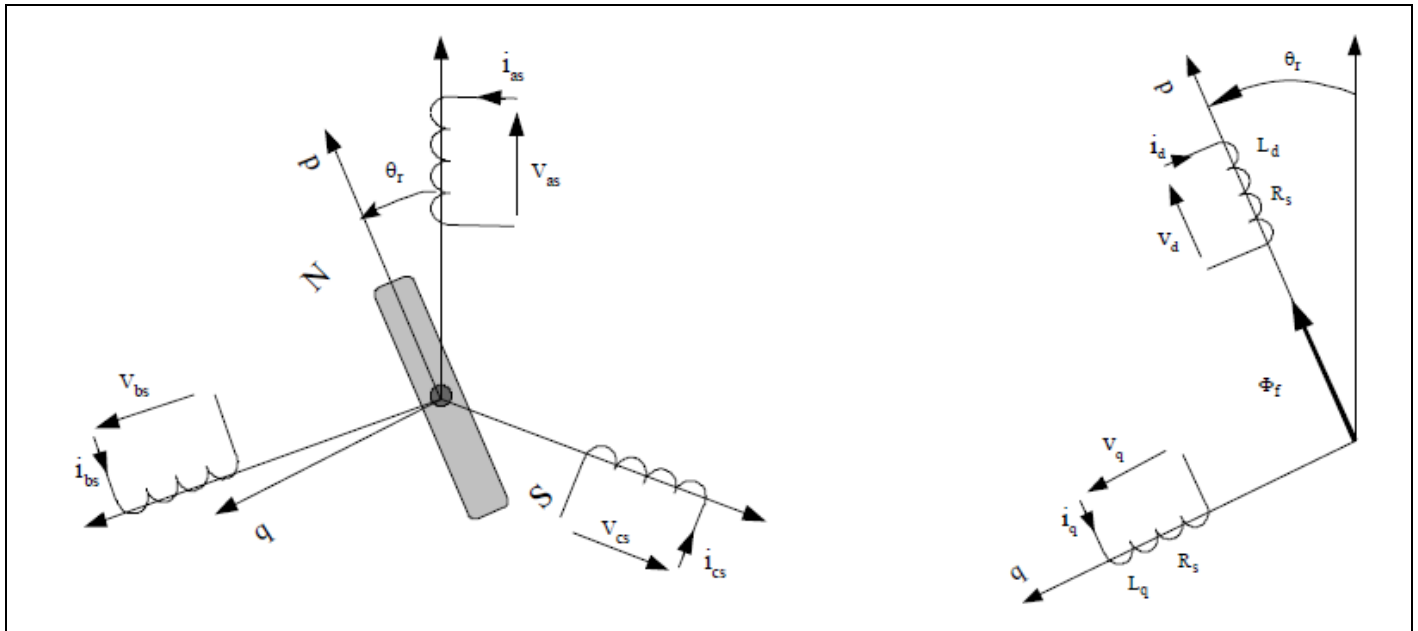


Figure (1-9) : Structure à aimantation axiale avec un seul rotor inséré entre deux stators.

Figure : Représentation de la MSAP dans les repères triphasé (a, b, c) et diphasés (d-q).

Le comportement de la machine est entièrement défini par trois types d'équations à savoir [21]:

- ❖ Equations électriques,
- ❖ Equations magnétique,
- ❖ Equations mécaniques.

1.7.1.1. Equations électriques :

Les équations électriques du stator d'une MSAP est :

$$[V_s] = [R_s][i_s] + \frac{d}{dt} [\varphi_s] \quad (1-1)$$

Où :

$$[V_s] = \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad [i_s] = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad [\varphi_s] = \begin{bmatrix} \varphi_a \\ \varphi_b \\ \varphi_c \end{bmatrix} \quad \text{et} : [R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}$$

$[V_s]$: Vecteur tension statorique.

$[I_s]$: Vecteur courant statorique.

$[\varphi_s]$: Vecteur flux statorique.

$[R_s]$: Matrice résistance du stator.

1.7.1.2. Equations magnétique :

L'équation magnétique de la machine s'écrit :

$$[\varphi_s] = [L_s][i_s] + [\varphi_{f \ abc}] \quad (1-2)$$

Où :

$$[\varphi_s] = \begin{bmatrix} \varphi_a \\ \varphi_b \\ \varphi_c \end{bmatrix} \text{ Les flux totaux, et } [i_s] = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \text{ et } [\varphi_{f \ abc}] = \begin{bmatrix} \varphi_{fa} \\ \varphi_{fb} \\ \varphi_{fc} \end{bmatrix}$$

La matrice $[L_s]$ est une matrice carrée qui contient des termes constants regroupés dans $[L_{s0}]$ alors que les termes variables dépendant de (θ) sont regroupés dans $[L_{s2}(\theta)]$. Dans le cas général, elle se met sous la forme :

$$[L_s] = [L_{s0}] + [L_{s2}(\theta)] \quad (1-3)$$

Avec :

$$[L_{s2}(\theta)] = \begin{bmatrix} L_{s0} & M_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & L_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & M_{s0} & L_{s0} \end{bmatrix} \quad (1-4)$$

Et :

$$[L_{s2}(\theta)] = \begin{bmatrix} \cos(2\theta) & \cos 2(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos 2(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos 2(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos 2(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(2\theta) \\ \cos 2(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(2\theta) & \cos 2(\theta - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (1-5)$$

Où :

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

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

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

La substitution de (1-2) dans (1-1) donne [1] :

$$[V_{abc}] = [R][i_{abc}] + \frac{d}{dt}([L][i_{abc}] + [\varphi_f]) \quad (1-6)$$

1.7.1.3. Equations mécaniques :

La dernière équation importante qui complète le modèle de la machine synchrone à aimants permanents est l'équation fondamentale de la mécanique décrivant la dynamique du rotor de la machine [1] :

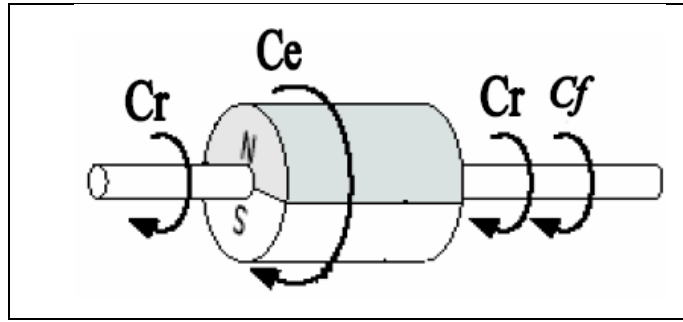


Figure (1-10) : Différents couples qui agissent sur le rotor. [1]

L'équation mécanique de la machine s'écrit :

$$\frac{Jd\omega_r}{dt} = C_{em} - C_r - f_c\omega_r \quad (1-7)$$

Avec : $\omega_r = \frac{\omega}{p}$: vitesse mécanique de rotation de la machine

J : Moment d'inertie.

P : Nombre de paires de pôles.

ω : Vitesse électrique du rotor.

f_c : Coefficient de frottement.

C_{em} : Couple électromagnétique.

C_r : Couple résistant.

L'étude analytique du comportement des équations (1-1) et (1-2) est relativement laborieuse, vu le grand nombre de coefficients variables. On utilise alors des transformations mathématiques qui permettent de décrire le comportement du moteur à l'aide d'équations différentielles à coefficients constants. L'une de ces transformations est la transformation de Park [20].

1.7.2 Transformation de Park :

Le modèle diphasé de la MSAP s'effectue par une transformation du repère triphasé réel en un repère diphasé fictive, qui n'est en fait qu'un changement de base sur les grandeurs physiques (tensions, flux et courants), il conduit à des relations indépendantes de l'angle θ et à la réduction d'ordre des équations de la machine. La transformation la plus connue par les électrotechniciens est celle de Park [22]. Le repère (d, q) peut être fixé au stator, au rotor ou au champ tournant. Selon l'objectif de l'application.

La Figure (1-11) dans la page suivant présente la MSAP en modèle de Park. Le repère (oa) est fixe. Le repère (d,q) tourne avec la vitesse de synchronisme ω .

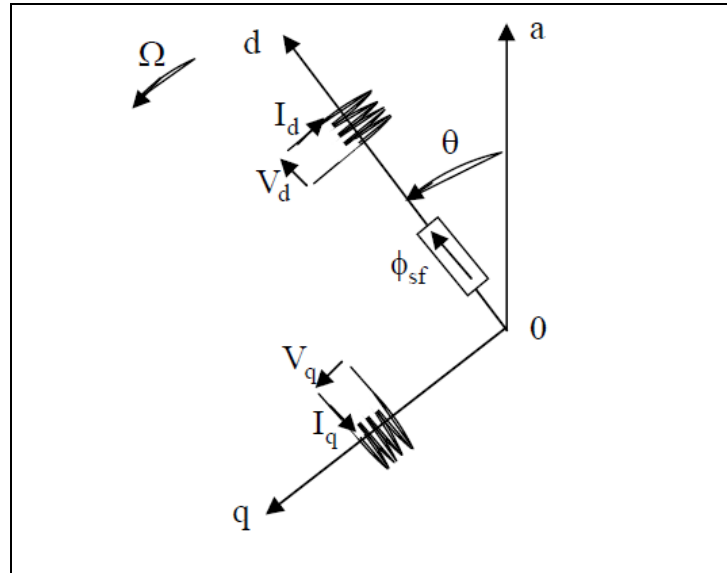


Figure (1-11) : présente la MSAP en modèle de Park. Le repère (oa) est fixe. Le repère (d,q) tourne avec la vitesse de synchronisme

1.7.2.1. Modèle de la machine synchrone à aimants permanents dans le repère de Park :

Pour supprimer la non linéarité des équations du modèle précédent, la majorité des travaux utilise la transformation de Park qui consiste à remplacer les enroulements des phases (a, b, c) par deux enroulements (d, q). Cette transformation rend les équations dynamiques des moteurs à courant alternatif plus simples ce qui facilite leurs études et leurs analyses.

La transformation de Park est définie comme suit [1] :

$$[X_{dq0}] = [K_e][X_{abc}] \quad (1-8)$$

Avec :

$[K_e]$: La matrice de passage direct de Park,

$[X_{abc}]$: Représente les variables considérées de la machine (tensions, courants ou flux).

$[X_{dq0}]$: La composante homopolaire, ajoutée pour rendre la transformation réversible, elle est nulle lorsque le système est en équilibre. Où peut-être un courant, une tension ou un flux et représente la position du rotor.

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

La matrice de transformation est donnée par [1][18]:

$$[K_e] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(2\theta) & \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(2\theta) & -\sin(2\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(2\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ 0.5 & 0.5 & 0.5 \end{bmatrix} \quad (1-9)$$

La matrice inverse est :

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

Le moteur est supposé en étoile formant un système équilibré

$i_a + i_b + i_c = 0$. Ainsi, la composante homopolaire désignée par la troisième ligne de la matrice (1.10) est nulle.

En appliquant la transformation (1-8) au système (1-1), on aura :

$$[u_{dq}] = [K_e][v_{abc}] = [K_e][R][i_{abc}] + [K_e] \frac{d}{dt} [\varphi_{abc}] \quad (1-11)$$

Ensuite, en se basant sur (1-6) et (1-10) on obtient :

$$\begin{aligned} [u_{dq}] &= [K_e][R][K_e]^{-1}[i_{dq}] + [K_e][K_e]^{-1} \frac{d}{dt} [\varphi_{abc}] \\ &\quad + [K_e] \left(\frac{d}{dt} [K_e]^{-1} \right) [\varphi_{abc}] \end{aligned} \quad (1-12)$$

À l'aide de (1-12) on obtient les équations statorique de la machine exprimées dans le référentiel de Park lié au rotor :

$$\begin{cases} u_d = Ri_d + \frac{d\varphi_d}{dt} - \omega\varphi_q \\ u_q = Ri_q + \frac{d\varphi_q}{dt} + \omega\varphi_d \end{cases} \quad (1-13)$$

D'après les équations (1-3), (1-8), (1-10), nous avons :

$$[\varphi_{dq}] = [K_e][\varphi_{abc}] = [L][i_{abc}] + \varphi_f \quad (1-14)$$

$$[\varphi_{dq}] = [K_e][L][T_\theta]^{-1}[i_{dq}] + \varphi_f \quad (1-15)$$

D'où :

$$\begin{cases} \varphi_d = L_d i_d + \varphi_f \\ \varphi_q = L_q i_q \end{cases} \quad (1-16)$$

L_d, L_q est Inductances d'axes directe et en quadrature.

En tenant compte des équations du flux, on peut écrire :

$$\begin{cases} u_d = R i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - L_q P \omega_r i_q \\ u_q = R i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + P \omega_r (L_d i_d + \varphi_f) \end{cases} \quad (1-17)$$

1.7.2.2. Expression du couple électromagnétique [1] [18]:

La connaissance du couple électromagnétique est essentielle pour l'étude de la machine et sa commande et l'expression de ce terme est exprimée par :

$$C_e = \frac{3}{2} P [(L_d - L_q) i_d i_q + \Phi_f i_q] \quad (1-18)$$

En déduisant la forme finale des équations du la MSAP dans le référentiel $d - q$ avec i_d, i_q et ω_r comme variable d'état :

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = -\frac{R}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} P \omega_r i_q + \frac{1}{L_d} u_d \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{R}{L_q} i_q + \frac{L_d}{L_q} P \omega_r i_d - \frac{\varphi_f}{L_q} P \omega_r + \frac{1}{L_q} u_q \\ \frac{d\omega_r}{dt} = \frac{3P}{2J} (\varphi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q) - \frac{1}{J} C_r - \frac{f}{J} \omega_r \end{cases} \quad (1-19)$$

Ce système d'équations est plus simple que celui donné en (1-1) sauf qu'il est toujours non-linéaire. À noter que si le moteur est à entrefer constant ($L_d - L_q = 0$) le modèle sera encore plus simple comme l'indique le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = -\frac{R}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} P \omega_r i_q + \frac{1}{L_d} u_d \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{R}{L_d} i_q - P \omega_r i_d - \frac{\varphi_f}{L_q} P \omega_r + \frac{1}{L_q} u_q \\ \frac{d\omega_r}{dt} = \frac{3P}{2J} \varphi_f i_q - \frac{1}{J} C_r - \frac{f}{J} \omega_r \end{cases} \quad (1-20)$$

On peut représenter la MSAP par un bloc diagramme illustré par la figure ci-dessous :

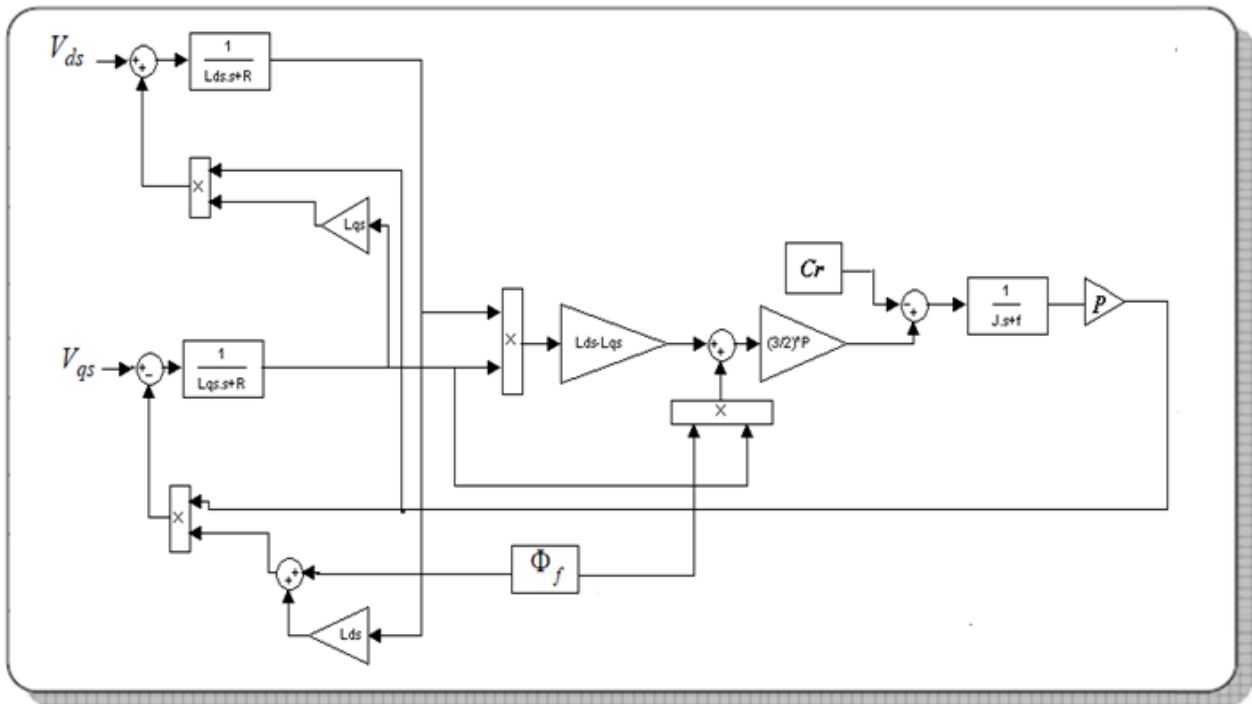


Figure (1-12) : Schéma bloc de la MSAP dans le référentiel d-q

1.8. Modélisation de l'association MSAP – onduleur de tension

Le convertisseur tel qu'il illustré est représenté sur la figure (I.12), est constitué :

Un redresseur triphasé à diodes et d'un filtre, et un onduleur de tension triphasé.

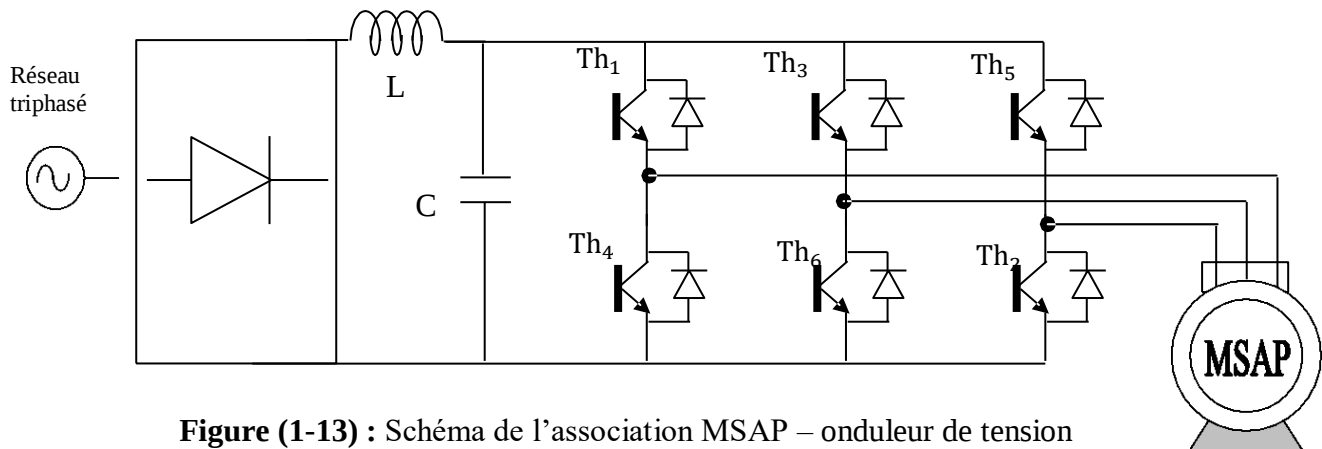


Figure (1-13) : Schéma de l'association MSAP – onduleur de tension

1.8.1 Définition de l'onduleur :

L'onduleur de tension assure la conversion de l'énergie continue vers l'alternatif (DC/AC). Cette application est très répandue dans le monde de la conversion d'énergie électrique d'aujourd'hui.

L'onduleur peut être utilisé à fréquence fixe, par exemple alimenter un système alternatif à partir d'une batterie, ou à fréquence (MLI) variable pour la variation de vitesse des machines électriques.

L'onduleur de tension à MLI permet d'imposer à la machine des ondes de tensions à amplitudes et fréquences variables à partir du réseau.

L'onduleur qui est connecté à la machine, est constitué de trois bras formé d'interrupteurs électroniques choisis essentiellement selon la puissance et la fréquence de travail, chaque bras compte deux composants de puissance complémentaires munis de diode montée en anti-parallèle.

Les diodes de roue libres assurent la continuité du courant dans la machine une fois les interrupteurs sont ouverts [16]

1.8.2 Types d'onduleurs :

On distingue plusieurs types d'onduleurs :

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

1.8.3 Modélisation des onduleurs de tension :

Dans l'étude de l'ensemble commande – onduleur – machine – charge, nous nous Intéresserons uniquement au comportement dynamique des variables électriques et mécaniques de la machine.

En modélisant l'onduleur par un ensemble d'interrupteurs idéaux : c'est-à-dire résistance nulle à l'état passant, résistance infinie à l'état bloqué, réaction instantanée aux signaux de commande.

Cette méthode est la plus couramment utilisée dans l'étude de l'ensemble onduleur machine [6], [3].

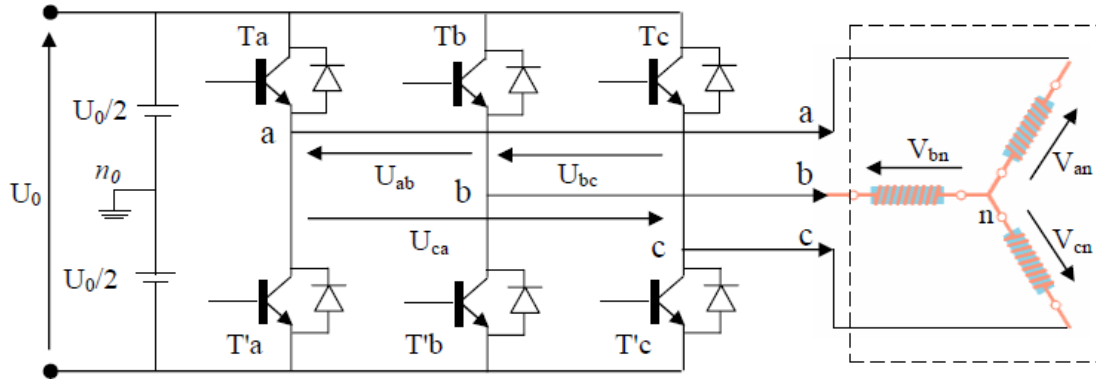


Figure (1-14) : Schéma de l'onduleur triphasé

Pour modéliser l'onduleur de tension figure(I.6).On considère son alimentation comme une source parfaite, supposée d'être de deux générateurs de F.E.M égale à connectés entre eux par un point noté n_0

La machine a été modélisée à partir des tensions simples qui nous notons V_{an} , V_{bn} et V_{cn} , et

L'onduleur est commandé à partir des grandeurs logiques S_i . On appelle T_i et T_i' les transistors (supposée des interrupteurs idéaux), on a :

- Si $S_i = 1$, Alors T_i est passant et T_i' est ouvert.
- Si $S_i = 0$, Alors T_i est ouvert et T_i' est passant.

Les tensions composées sont obtenues à partir des sorties de l'onduleur :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{an} - V_{bn} \\ U_{bc} = V_{bn} - V_{cn} \\ U_{ca} = V_{cn} - V_{an} \end{cases} \quad (1-21)$$

Les tensions simples des phases de la charge issues des tensions composées ont une somme nulle, donc :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{1}{3}[U_{ab} - U_{ca}] \\ V_{bn} = \frac{1}{3}[U_{bc} - U_{ab}] \\ V_{cn} = \frac{1}{3}[U_{ca} - U_{bc}] \end{cases} \quad (1-22)$$

Elles peuvent s'écrire à partir des tensions de sorties de l'onduleur en introduisant la tension du neutre de la charge par rapport au point de référence n_0

$$\begin{cases} V_{an} + V_{n n_0} = V_{an_0} \\ V_{bn} + V_{n n_0} = V_{bn_0} \\ V_{cn} + V_{n n_0} = V_{cn_0} \end{cases} \quad (1-23)$$

Donc, on peut déduire que :

$$V_{n n_0} = \frac{1}{3}[V_{an_0} + V_{bn_0} + V_{cn_0}] \quad (1-24)$$

L'état des interrupteurs supposés parfaits $\Leftrightarrow (i=a, b, c)$ on a :

$$V_{i n_0} = S_i U_0 - \frac{U_0}{2} \quad (1-25)$$

On a donc :

$$\begin{cases} V_{an_0} = (S_a - 0.5)U_0 \\ V_{bn_0} = (S_b - 0.5)U_0 \\ V_{cn_0} = (S_c - 0.5)U_0 \end{cases} \quad (1-26)$$

En faisant apparaître le point " n_0 ", les tensions entre phases peuvent aussi s'écrire :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{an_0} - V_{bn_0} \\ U_{bc} = V_{bn_0} - V_{cn_0} \\ U_{ca} = V_{cn_0} - V_{an_0} \end{cases} \quad (1-27)$$

En remplaçant (1-27) dans (1-22), on obtient :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{an_0} - \frac{1}{3}V_{bn_0} - \frac{1}{3}V_{cn_0} \\ V_{bn} = \frac{1}{3}V_{an_0} + \frac{2}{3}V_{bn_0} - \frac{1}{3}V_{cn_0} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{an_0} - \frac{1}{3}V_{bn_0} + \frac{2}{3}V_{cn_0} \end{cases} \quad (1-28)$$

En remplaçant (1-26) dans (1-28), on obtient : [24] [25] [7]

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{U_0}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (1-29)$$

Il reste à déterminer les fonctions S_i , celles-ci dépendent de la stratégie de commande de l'onduleur. L'onduleur a pour objectif de générer à sa sortie, des tensions les plus sinusoïdales possibles. A cet effet, différentes stratégies de modulation ont été proposées. Parmi celle-ci, la modulation de largeur d'impulsions MLI triangulo-sinusoidal (en anglais, Pulse Width Modulation PWM).

1.8.4 Principe de la commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI sinus-Triangle) :

Le principe général consiste à convertir une modulante (tension de référence au niveau commande), généralement sinusoïdale, en une tension sous forme de créneaux successifs, générée à la sortie de l'onduleur (niveau puissance).

Cette technique repose sur la comparaison entre deux signaux :

- **L'onde porteuse** : qui est signal à haute fréquence (en général, une onde triangulaire).
- **L'onde modulatrice** : qui est un signal image de l'onde de sortie recherchée. (en général une onde sinusoïdale).

L'intersection de ces signaux donne les instants de commutation des interrupteurs des sorties de l'onduleur. Telle que lorsque le signal de référence est au-dessus du signal de la porteuse, l'impulsion de sortie est 1, et lorsqu'il est au-dessous de la porteuse, l'impulsion de sortie est égale à 0. Figure (1-15) [26]

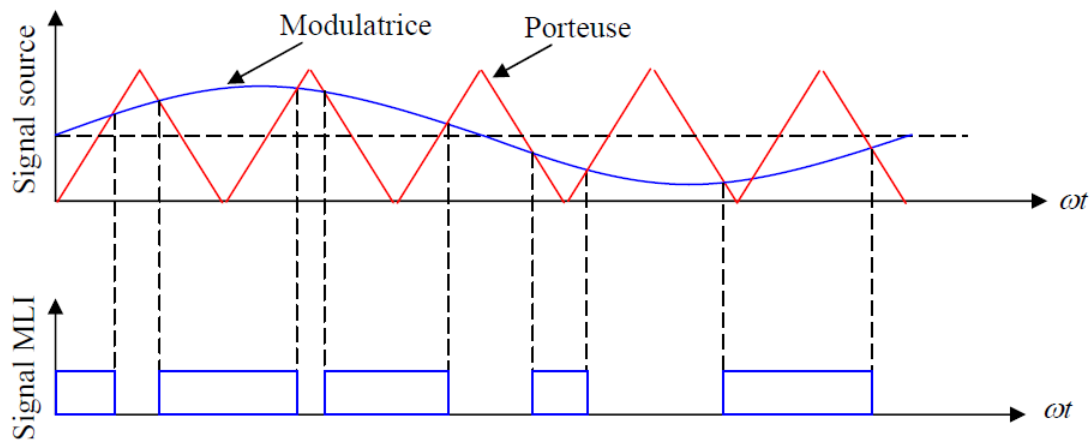


Figure (1-15) : Principe de la commande MLI [25]

On peut conclure principe de cette stratégie par l'algorithme suivant :

Si $U_r \geq U_p \rightarrow S(t) = 1$ sinon $S(t) = 0$

Où : U_r : La tension de référence U_p : La tension de porteuse

$S(t)$: est le signal MLI résultant

1.9. Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté des fondements sur la machine synchrone à aimants permanents (MSAP), ainsi sa modélisation sous forme d'équations mathématiques, Par la suite, et en se basant sur un ensemble d'hypothèses simplificatrices, le modèle de la MSAP dans le repère de *Park* a été établi dans le but de linéariser le système et faciliter l'étude. Nous avons modélisé par la suite le convertisseur statique. Le principe de fonctionnement et de commande de l'onduleur de tension triphasée a été présenté en donnant les principes des MLI les plus connues. Pour obtenir des performances statiques et dynamiques élevés on applique la commande vectorielle qui sera étudiée dans le chapitre suivant.

Chapitre 02 Commande vectorielle de la MSAP

2.1.Introduction :

La commande des machines à courant alternatif est difficile du fait qu'il existe un couplage complexe entre le flux et le couple. Cette difficulté a encouragé le développement de plusieurs techniques de commande afin que ces machines se comportent comme des machines à courant continu, caractérisées par un découplage naturel du flux et du couple. Parmi ces techniques de commande, la commande vectorielle est la plus connue [28].

Ce chapitre présente la commande vectorielle appliquée à la MSAP. La boucle de courant et la boucle de vitesse sont régulées à l'aide de correcteurs *PI*. Des résultats de simulation sont présentés pour montrer les performances de la régulation proposée.

2.2.Principe de la commande vectorielle [33] :

L'idée fondamentale de cette méthode de commande est de ramener le comportement de la (MSAP) à celui d'une MCC. Cette méthode se base sur la transformation des variables électriques de la machine vers un référentiel qui tourne avec le vecteur du flux. Par conséquent, ceci permet de contrôler le flux de la machine avec la I_{ds} du courant statorique.

Tandis que, la composante I_{qs} permet de contrôler le couple électromagnétique correspond au courant induit de la (MCC).

Si le courant I_{ds} est dans la même direction que le flux rotorique, le flux statorique suivant l'axe (d) s'ajoute au flux des aimants, ce qui donne une augmentation au flux d'entrefer. D'autre part, si le courant I_{ds} est négatif, le flux statorique sera en opposition à celui du rotor, ce qui donne une diminution du flux d'entrefer (défluxage).

Le couple électromagnétique développé par la (MSAP) peut s'écrire dans le référentiel de Park (d, q) sous la forme suivante :

$$C_{em} = \frac{3}{2}p \left((L_d - L_q)i_d i_q + i_q \varphi_f \right) \quad (2-1)$$

Dans le cas de la MSAP à pôle lisses l'expression du couple se réduit à :

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

La stratégie la plus souvent utilisée consiste à maintenir le flux de réaction d'induit en quadrature avec le flux rotorique, comme il est illustré à la figure (III.1), ou les aimants sont

remplacés par un bobinage traversé par un courant I_f constant produisant un flux équivalent à celui des aimants.

Comme le flux φ_f est constant :

$$K = \frac{3}{2} \varphi_f \quad (2-3)$$

Donc le couple est directement proportionnel à i_q :

$$C_{em} = K i_q \quad (2-4)$$

2.3. Commande vectorielle de la (MSAP) :

Il existe deux méthodes distinctes pour contrôler le courant :

- L'une ne nécessite pas la connaissance du modèle électrique de la machine et consiste à imposer directement les courants de phase dans une bande autour des courants de référence, c'est la méthode de contrôle par des régulateurs à hystérésis.
- L'autre méthode exige la connaissance du modèle de la machine et permet en fonction de l'erreur des courants de phase par rapport à leurs références de déterminer les références des tensions qui seront imposées aux bornes de la machine grâce à un onduleur de tension commandé en modulation de largeur d'impulsion (M.L.I.).[33]

2.4. Découplage :

Le modèle de la machine synchrone dans le référentiel de Park conduit à un système d'équations différentielles où les courants i_d , i_q ne sont pas indépendants l'un de l'autre. Ils sont reliés par des termes non linéaires $L_q \omega i_q$ et $L_d \omega i_d$.

$$\begin{cases} V_d = \left(R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} \right) - \omega L_q i_q \\ V_q = \left(R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} \right) - \omega (L_d i_d + \varphi_f) \end{cases} \quad (2-5)$$

Ce couplage est éliminé par une méthode de compensation [18]. Cette dernière méthode consiste à faire ajouter des termes afin de rendre les axes d et q complètement indépendants.

2.5. Découplage par compensation :

La compensation donc, a pour but de découpler les axes d et q . Ce découplage permet d'écrire les équations de la machine et de la partie régulation d'une manière simple et ainsi de calculer aisément les coefficients des régulateurs.

Le principe de ce découplage revient à définir deux nouvelles variables de commande e_d, e_q représente dans la Figure (2-1) telle que [18] :

$$\begin{cases} V_d = V_{d1} - e_d \\ V_q = V_{q1} - e_q \end{cases} \quad (2-6)$$

Avec :

$$\begin{cases} V_{d1} = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} \\ V_{q1} = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} \end{cases} \quad (2-7)$$

Et :

$$\begin{cases} e_d = L_q \omega i_q \\ e_q = \omega (L_d i_d - \varphi_f) \end{cases} \quad (2-8)$$

On a donc les courants i_d et i_q sont découplés. Le courant i_d ne dépend que V_{d1} et i_q ne dépend que V_{q1} à partir de l'équation (2-7) les courant i_d et i_q s'écrivent de la façon suivante :

$$\begin{cases} i_d = \frac{V_{d1}}{R_s + pL_d} \\ i_q = \frac{V_{q1}}{R_s + pL_q} \end{cases} \quad (2-9)$$

p : Opérateur de Laplace.

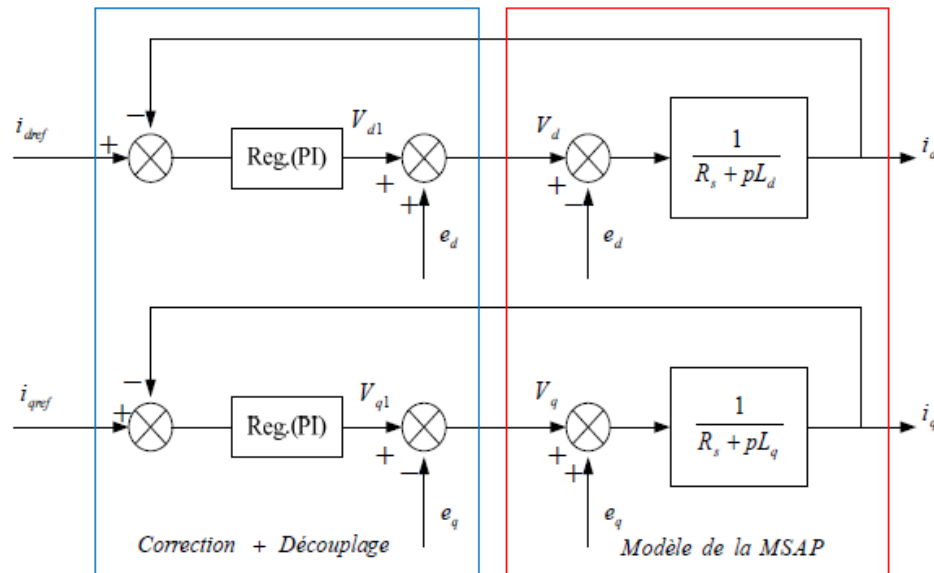


Figure (2-1) : Découplage par compensation. [20].

Les actions sur les axes d et q sont donc découplées et représentées par la figure 2.3

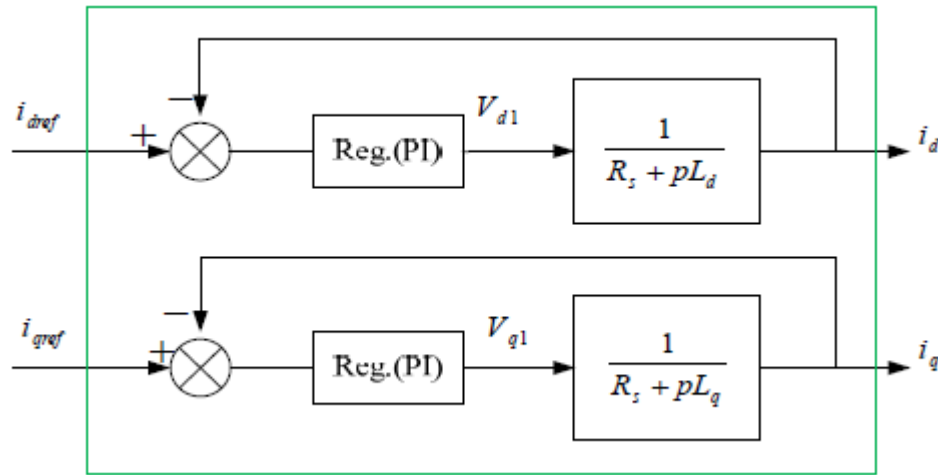


Figure (2-2) : Commande découplée.

2.6. Description du système global :

La figure (2-3) représente le schéma global de la commande vectorielle en vitesse ou en position d'une machine synchrone à aimants permanents dans le repère (d, q).

La référence du courant direct I_{dref} est fixe et la sortie du régulateur de vitesse I_{qref} constitue la consigne de couple C_e^* . 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_q^*, V_d^* .

Le système est muni d'une boucle de régulation de vitesse ou de position, qui permet de générer la référence de courant I_{qref} . Cette référence est limitée au courant maximal. Par contre, le courant I_{dref} est imposé nul dans notre cas.

Les sorties de la régulation des courants I_d et I_q après passage dans le repère (a, b, c), servent de références de tensions V_a^*, V_b^*, V_c^* pour la commande de l'onduleur à MLI. [20].

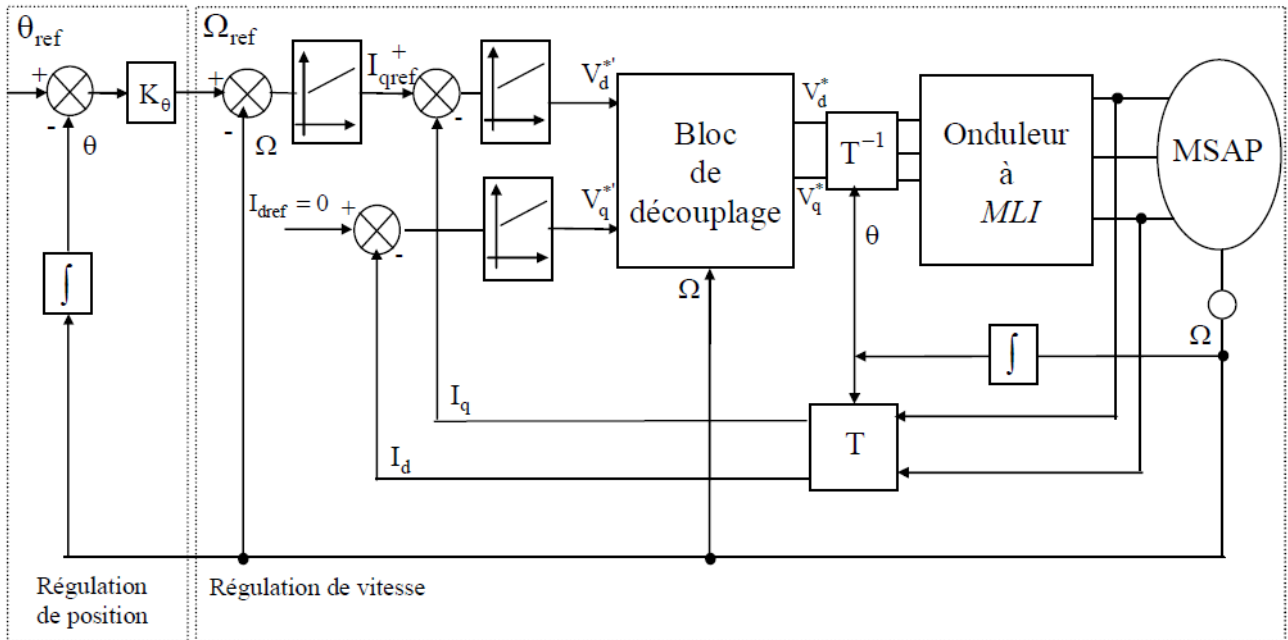


Figure (2-3) : Schéma global de la commande vectorielle de la MSAP.[18]

2.7. Calcul des régulateurs :

Le rôle des régulateurs est de maintenir une grandeur de sortie égale à la grandeur de référence impose malgré la présence des perturbations internes ou externes [6].

Lorsque le découplage entre l'axe d et l'axe q est réalisé, la régulation est effectuée à l'aide des régulateurs de type proportionnel – intégral (PI). L'action intégrale a pour effet de réduire l'écart entre la consigne et la grandeur régulée. L'action proportionnelle permet le réglage de la rapidité du système [20].

Le régulateur (PI) est la mise en parallèle des actions proportionnelle et intégrale, Figure (2-4). La relation entre la sortie $u_r(t)$ et le signal d'erreur $\varepsilon(t)$ est donné par la relation suivante :

$$u_r(t) = k_p \varepsilon(t) + k_i \int_0^t \varepsilon(t) dt \quad (2-10)$$

C'est à dire :

$$\frac{u_r(p)}{\varepsilon(p)} = k_p + \frac{k_i}{p} \quad (2-11)$$

Où :

k_p : Gain proportionnel.

k_i : Gain intégral.

Le régulateur PI est donné par la figure suivante :

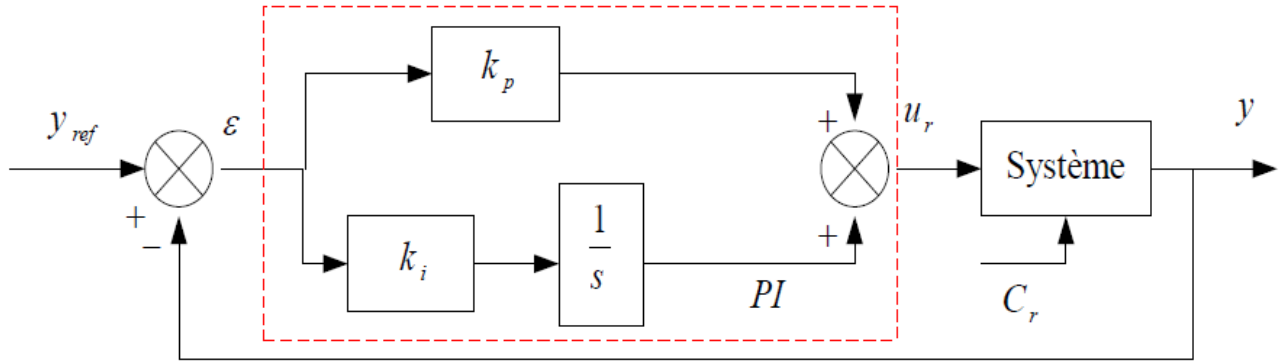


Figure (2-4) : Régulateur PI.

La fonction de transfert sera :

$$u_r = \left(k_p + \frac{k_i}{s} \right) \varepsilon \quad (2-12)$$

On peut aussi écrire le régulateur sous la forme suivante :

$$PI \rightarrow \frac{u_r}{\varepsilon} = \frac{1 + sT_1}{sT_2} \quad (2-13)$$

$$\text{Avec : } \begin{cases} K_p = \frac{T_1}{T_2} \\ K_i = \frac{1}{T_2} \end{cases} \quad (2-14)$$

2.7.1 Régulation du courant i_q :

Selon l'équation (2-9) et (2-13), on aboutit au schéma de la Figure (2-5).

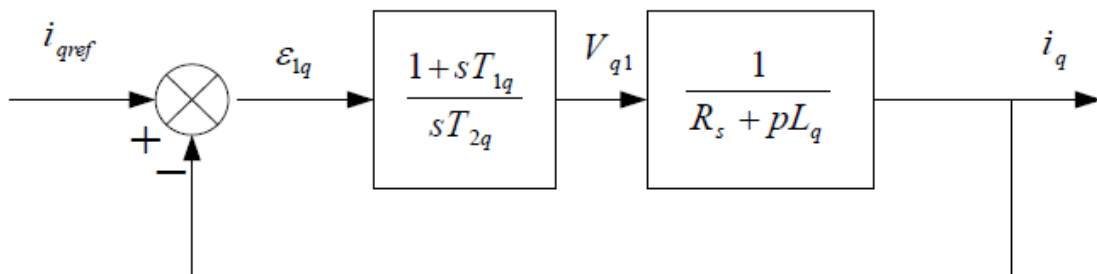


Figure (2-5) : Boucle de régulation du courant i_q .

La fonction de Transfer en boucle ouvert (FTBO) de la Figure (2.5) est :

$$FTBO = \frac{1 + sT_{1q}}{sT_{2q}(R_s + sL_q)} = \frac{1 + sT_{1q}}{sT_{2q}R_s(1 + s\frac{L_q}{R_s})} \quad (2-15)$$

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

$$1 + sT_{1q} = 1 + s\frac{L_q}{R_s} \quad (2-16)$$

Ce qui se traduit par la condition :

$$T_{1q} = \frac{L_q}{R_s} \quad (2-17)$$

Avec :

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

Après compensation l'équation (2-15), se réduit à :

$$FTBO = \frac{1}{sR_sT_{2q}} \quad (2-18)$$

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

$$FTBO = \frac{1 + FTBO}{FTBO} \quad (2-19)$$

$$FTBF = \frac{1}{1 + sR_sT_{2q}} \quad (2-20)$$

L'équation (2.20) peut être imposée de la forme $\left(\frac{1}{1+\tau_q}\right)$ Par identifications on trouve :

$$\tau_q = 1 + R_sT_{2q} \rightarrow T_{2q} = \frac{\tau_q}{R_s} \quad (2-21)$$

En imposant le temps de réponse :

$$T_r = 3\tau_q (\text{Critère de } \pm 5\%) \quad (2-22)$$

$$\text{Donc : } T_{2q} = \frac{T_r}{3R_s} \quad (2-23)$$

T_r : Temps de réponse imposé.

En remplace l'équation (2-21) dans (2-14), On obtient :

$$K_{iq} = \frac{R_s}{\tau_q} \quad (2-24)$$

Si on remplace l'équation (2-22) dans (2-24), on obtient finalement :

$$\begin{cases} K_{pq} = \frac{3L_q}{T_r} \\ K_{iq} = \frac{3R_s}{T_r} \end{cases} \quad (2-25)$$

2.7.2 Régulation du courant i_d :

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

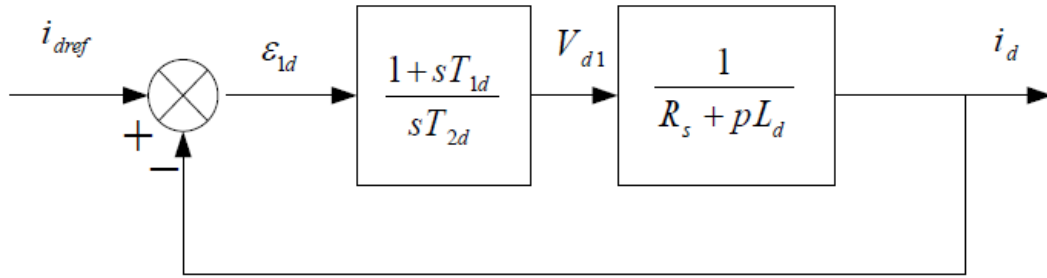


Figure (2-6) : Boucle de régulation du courant i_d

Pour la régulation du courant i_d , on suit la même procédure utilisée pour la régulation du courant i_q . La FTBO est exprimée par :

$$FTBO = \frac{1 + sT_{1d}}{sT_{2d}(R_s + sL_d)} = \frac{1 + sT_{1d}}{sT_{2d}R_s(1 + s\frac{L_d}{R_s})} \quad (2-26)$$

$$T_{1d} = \frac{L_d}{R_s} \quad (2-27)$$

On remplace l'équation (2-27) dans (2-26). La FTBF devient :

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

Par identifications on trouve :

$$\tau_d = R_sT_{2d} \rightarrow T_{2d} = \frac{\tau_d}{R_s} \quad (2-29)$$

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

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

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

2.7.3 Régulation de vitesse [112] :

Le processus à commander est décomposé en deux sous système :

- Sous système du réglage de courant i_q donc du couple aussi.
- Sous système de la partie mécanique.

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

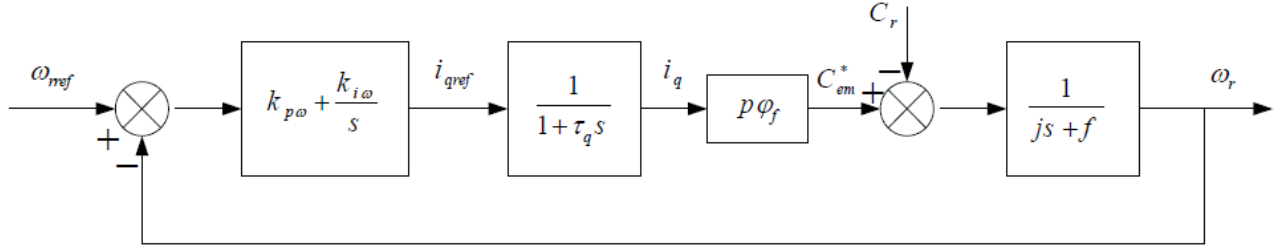


Figure (2-7) : Boucle de régulation de vitesse.

Le schéma de la Figure (2-7) peut être simplifié par la Figure (2-8) :

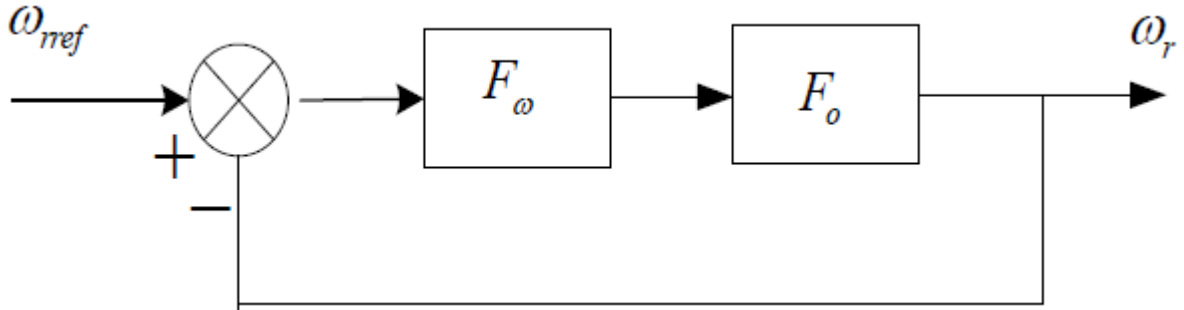


Figure (2-8) : Boucle de régulation de vitesse.

$F_ω(s)$: La fonction de transfert du régulateur de vitesse est donnée par :

$$F_ω(s) = K_{pω} + \frac{K_{iω}}{s} = \frac{1 + sT_{1ω}}{sT_{2ω}} \quad (2-31)$$

$$\text{Où : } \begin{cases} K_{pω} = \frac{T_{1ω}}{T_{2ω}} \\ K_{iω} = \frac{1}{T_{2ω}} \end{cases} \quad (2-32)$$

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

$$F_{\omega}(s) = \frac{p\phi_f}{f(1 + s\tau_q)(1 + s\tau_m)} \quad (2-33)$$

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

La FTBF est donnée par :

$$FTBF = \frac{F_{\omega}F_o}{1 + F_{\omega}F_o} \quad (2-34)$$

Après les calculs on trouve :

$$FTBF(s) = \frac{p\phi_f(k_{p\omega}s + k_{i\omega})}{J\tau_q s^3 + (J + f\tau_q)s^2 + (p\phi_f K_{p\omega} + f)s + p\phi_f k_{i\omega}} \quad (2-35)$$

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

$$p(s) = Js^2 + (f + p\phi_f k_{p\omega})s + p\phi_f k_{i\omega} \quad (2-36)$$

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

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

Où :

ω_0 : Pulsation propre du système.

ζ : Facteur d'amortissement.

Par identification terme à terme entre l'équation (2-36) et (2-37) on trouve :

$$\begin{cases} K_{p\omega} = \frac{2J\zeta\omega_0 - f}{p\phi_f} \\ K_{i\omega} = \frac{\omega_0^2 J}{p\phi_f} \end{cases} \quad 2-1)$$

Pour la détermination des caractéristiques du régulateur, on choisit un facteur d'amortissement égal à 0.7 et on définit la pulsation des oscillations non amorties à partir de la dynamique souhaitée.

2.8. Avantages et inconvénients de la commande vectorielle

2.8.1 Avantages de la commande vectorielle

• Elle est basée sur le modèle transitoire (traiter les régimes transitoires ce que ne permettait pas de faire le variateur classique)

- 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.

2.8.2 Inconvénients de la commande vectorielle

Le contrôle vectoriel par orientation du flux rotorique présente un certain nombre d'inconvénients :

- Très chère (encodeur incrémental ou estimateur de vitesse, DSP.).
- Faible robustesse aux variations paramétriques et en particulier à celles de la constante de temps rotorique.
- Nécessité d'un modulateur pour la commande rapprochée de l'onduleur qui provoque des retards, surtout à basse fréquence de modulation (grande puissance). Ces retards sont responsables d'une augmentation du temps de réponse en couple, ce qui pénalise les variateurs utilisés en traction.
- Présence de transformations de coordonnées dépendant d'un angle θ_s estimé.
- La vitesse de rotation intervient explicitement dans l'algorithme de commande. Quand on ne mesure pas cette vitesse (variateur sans capteur de vitesse), les erreurs sur l'estimée de cette vitesse dégradent les performances du variateur.

2.9. Simulation et interprétations :

2.9.1 Schéma bloc :

Le schéma bloc du système commandé par la commande vectorielle est représenté par la Figure (2-9) suivante :

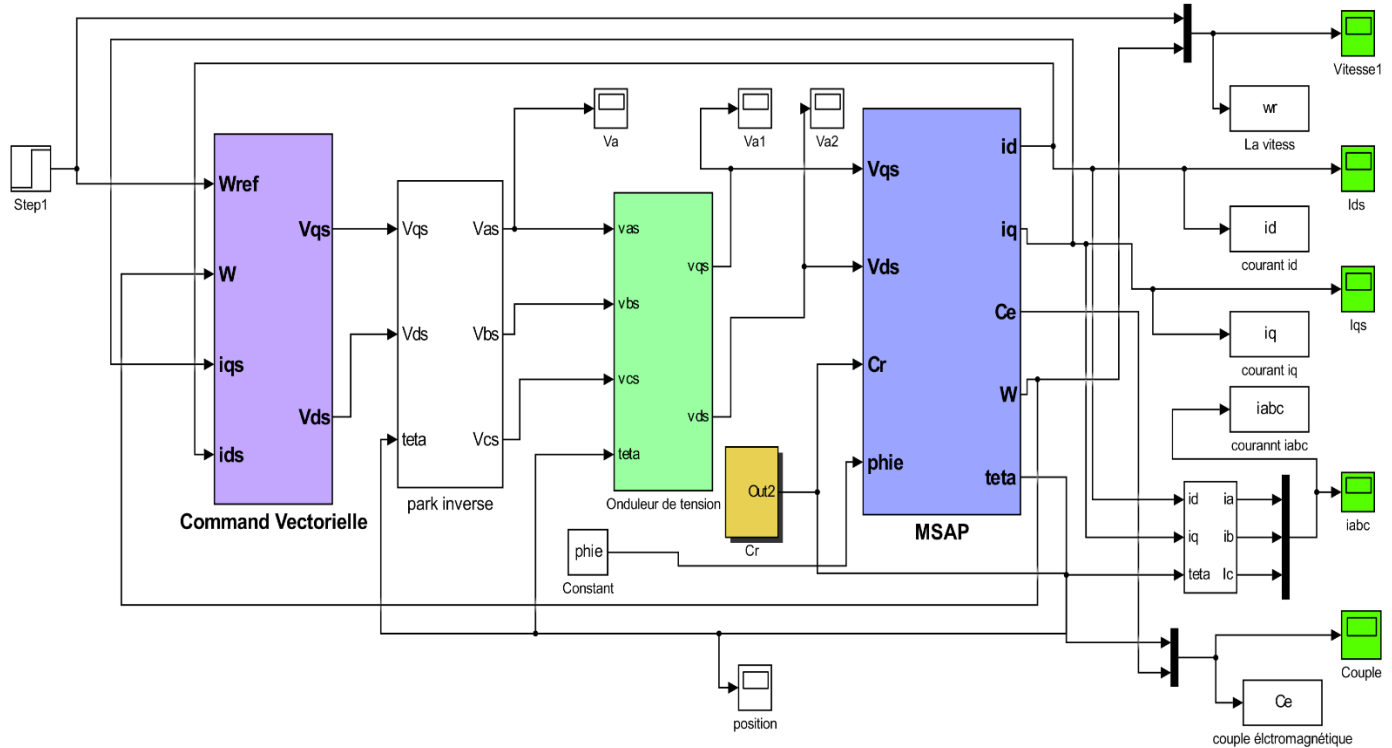


Figure (2-9) : Schéma bloc de la commande vectorielle de la MSAP.

Après la réalisation du découplage et synthèse des régulateurs, nous effectuons la simulation de la commande en vitesse par régulateur *PI* de la MSAP. Les paramètres de la machine sont donnés en annexe.

2.9.2 Essai à vide et en charge :

Les résultats de simulation de l'essai à vide et en charge du MSAP par la commande vectorielle est représenté dans la figure 2.9 et figure 2.10, pour un échelon de consigne de 100 rad/s, et suivie d'une application de charge de 5 N.m à partir de $t=0.5s$. On remarque que :

Les allures des deux composantes du courant (I_q et I_d) présenté bien le découplage introduit par la commande vectorielle de la machine ($I_d = 0$).

La réponse de la vitesse suite parfaitement sa référence qui est atteinte très rapidement et sans dépassement. Après l'application de la charge à l'instant $t=0.5s$, la vitesse présente une chute qui est

rejetée, puis rejoint sa valeur de référence. Le courbe de courant est I_q à la parfaite correspondance pour le courbe du couple.

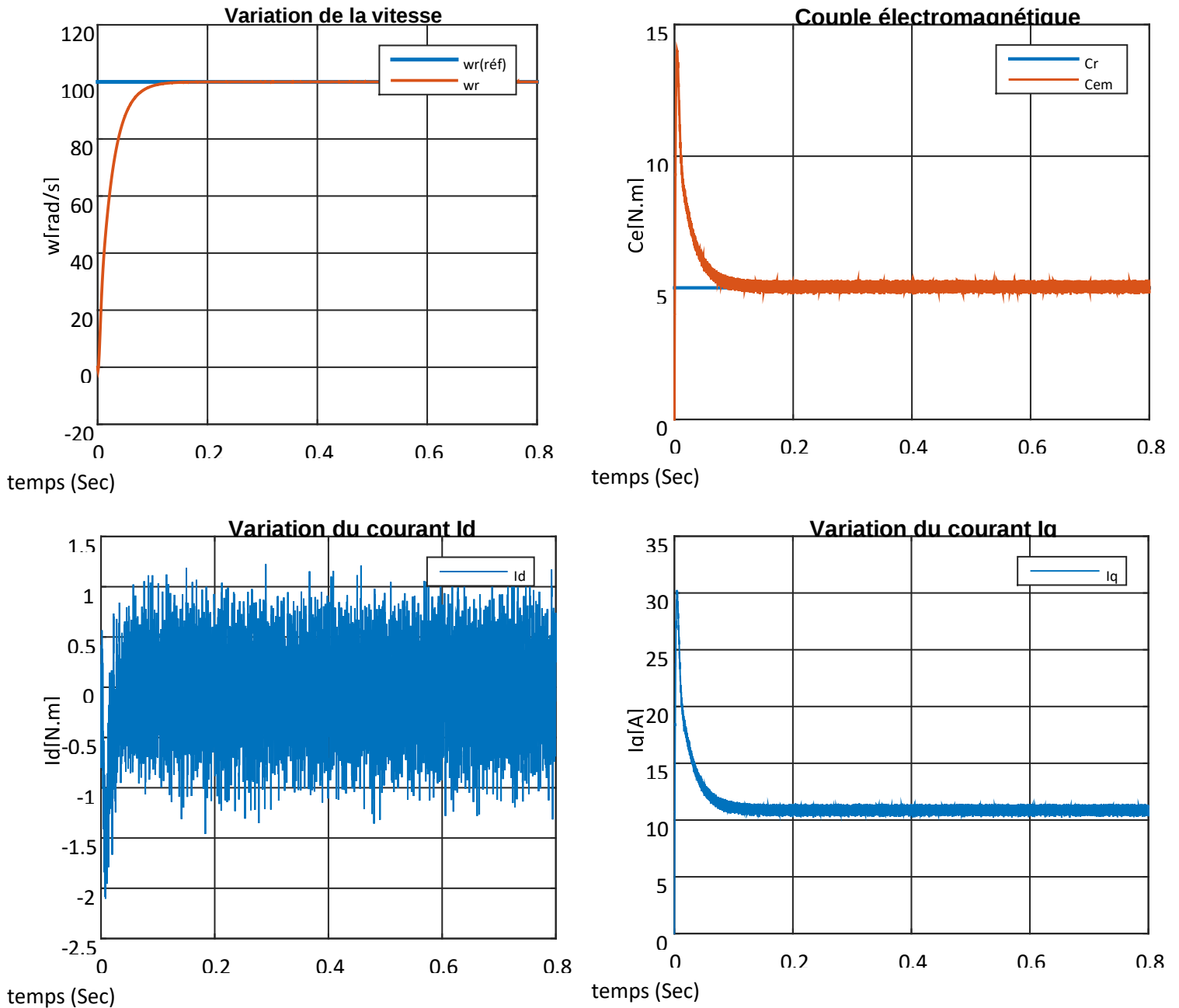


Figure (2-10) : Résultats de simulation de la commande vectorielle du MSAP pour un démarrage à vide

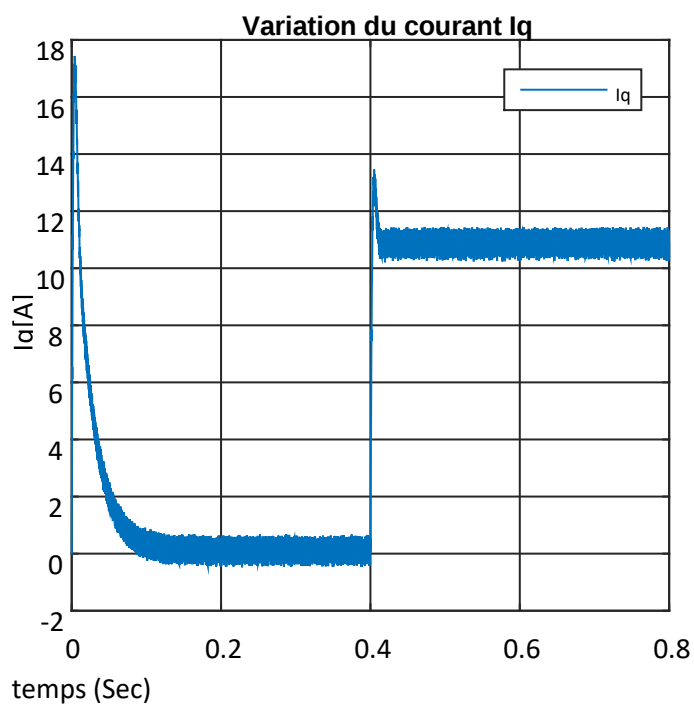
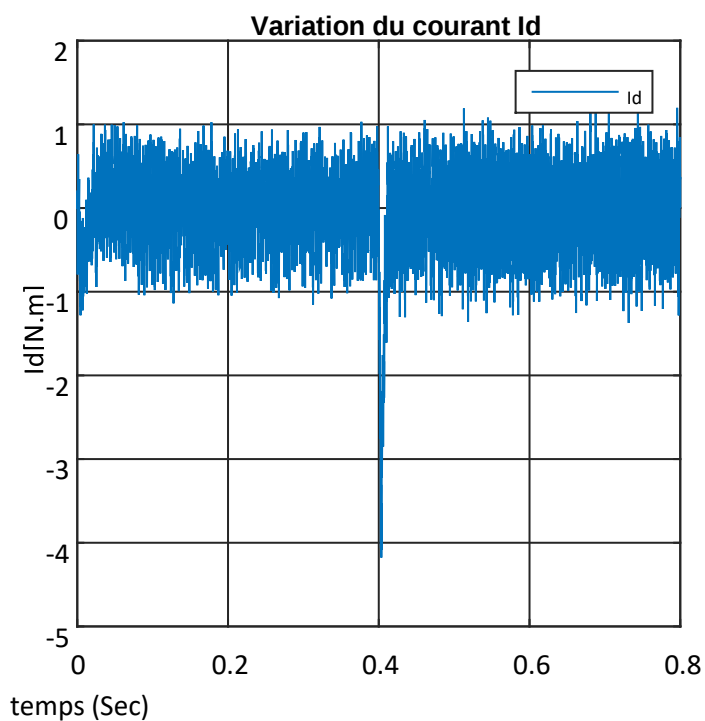
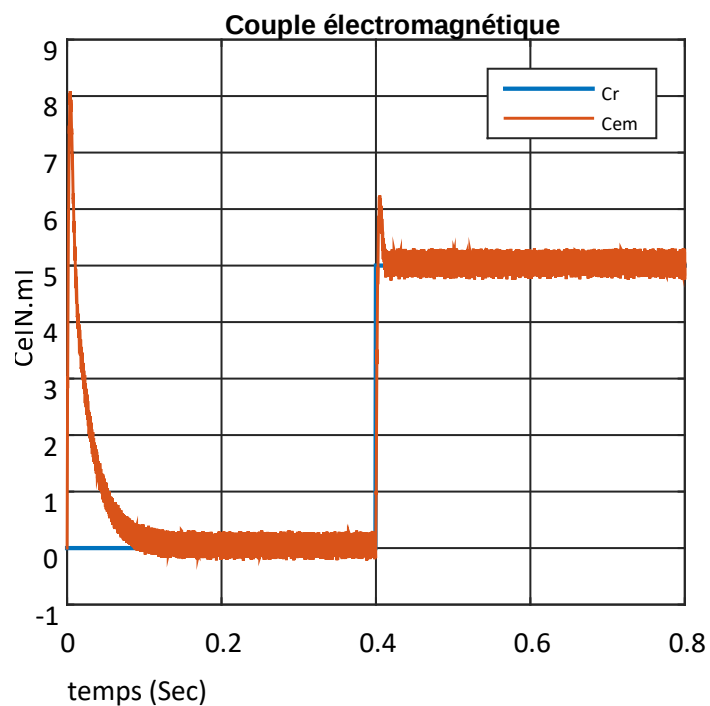
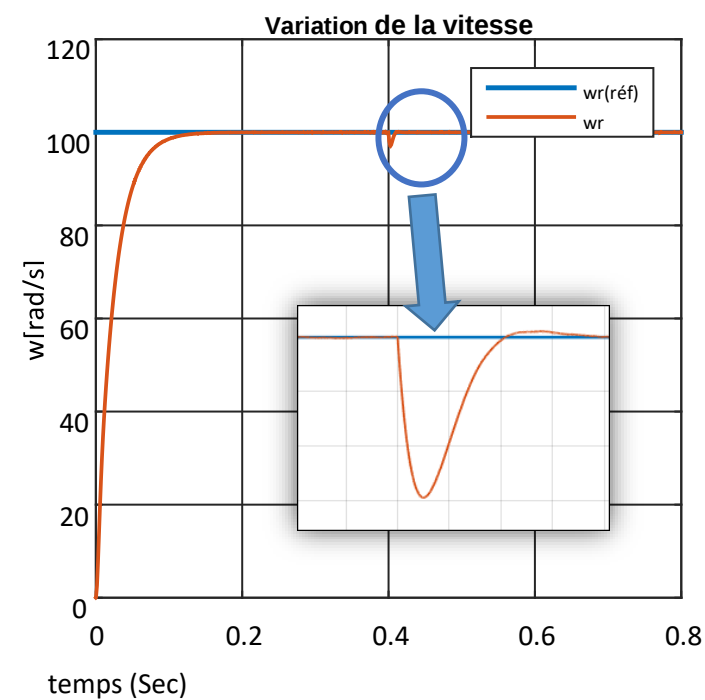


Figure (2-11) : Résultats de simulation de la commande vectorielle du MSAP en charge.

2.10. Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté l'étude de la commande vectorielle appliquée à l'association Onduleur deux niveaux – MSAP. La simulation de cette dernière montre un très bon découplage se traduisant par une commande découplée du flux statorique et du couple électromagnétique. Ceci nous permet l'approche des performances analogiques à celle du moteur à courant continu [40].

Le réglage de la vitesse avec un régulateur classique (PI) permet d'obtenir des performances dynamiques et statiques satisfaisantes

Dans l'étude suivante on va voir une autre solution pour assurer la robustesse manquante en utilisant la commande par mode glissant. Elle sera expliquée par le chapitre suivant.

Chapitre 03 *Commande par mode glissant
classique d'une MSAP.*

3.1.Introduction :

Dans le chapitre précédent nous avons mis en œuvre la commande vectorielle en utilisant les régulateurs PI classiques, donnent de bons résultats dans le cas des systèmes linéaires à paramètres constants. Pour des systèmes non linéaires ou ayant des paramètres non constants, ces lois de commande classique peuvent être insuffisantes car elles ne sont pas robustes surtout lorsque les exigences sur la précision et autres caractéristiques dynamiques du système sont strictes. On doit faire appel à des lois de commande insensible aux variations de paramètres, aux perturbations et aux non linéarités [20]. Pour cela on utilise le réglage par mode de glissement. C'est un cas particulier de la commande à structure variable (CSV), et très connu par sa robustesse, stabilité, simplicité et temps de réponse très faible vis-à-vis l'insensibilité à la variation des paramètres internes et externes [31].

Ce chapitre est consacré dans un premier temps à une présentation générale des Systèmes à Structures Variables en Mode Glissant et sa concepts de base cette commande. Son principe, ses propriétés et nous allons donner les notions fondamentales sur le choix de la surface. Ensuite l'application de cette stratégie de commande sur la MSAP.

3.2.Systèmes à Structures Variables en Mode Glissant :

Un système à structure variable (SSV) est un système dont la structure change pendant le fonctionnement. Il est caractérisé par le choix d'une fonction et d'une logique de commutation. Ce choix permet de commuter à tout instant entre chaque structure, en combinant les propriétés utiles de chacune d'elles, afin d'avoir un comportement désiré du système. De plus, un système à structures variables peut avoir de nouvelles propriétés qui ne sont dans aucune de ses structures utilisées [42].

Dans Les systèmes à structures variables avec mode de glissement, la trajectoire d'état est amenée vers une surface (hyperplan). Puis à l'aide de la loi de commutation, elle est obligée de rester au voisinage de cette surface. Cette dernière est dite surface de glissement et le mouvement le long de laquelle se produit, est dit mouvement de glissement [43].

3.3.Différents mode pour la trajectoire dans le plant de Phase

La trajectoire dans le plan de phase est constituée de trois parties distinctes :

- **Mode de convergence (MC) :** C'est le mode durant lequel la variable à régler se déplace à partir de n'importe quel point initial dans le plan de phase, et tend vers la surface de commutation $S(x)=0$. Ce mode est caractérisé par la loi de commande et le critère de convergence,

- **Mode de glissement (MG) :** C'est le mode durant lequel la variable d'état a atteint la surface de glissement et tend vers l'origine du plan de phase. La dynamique de ce mode est caractérisée par le choix de la surface de glissement $S(x)=0$,
- **Mode du régime permanent (MRP) :** Ce mode est ajouté pour l'étude de la réponse du système autour de son point d'équilibre (origine du plan de phase), il est caractérisé par la qualité et les performances de la commande.

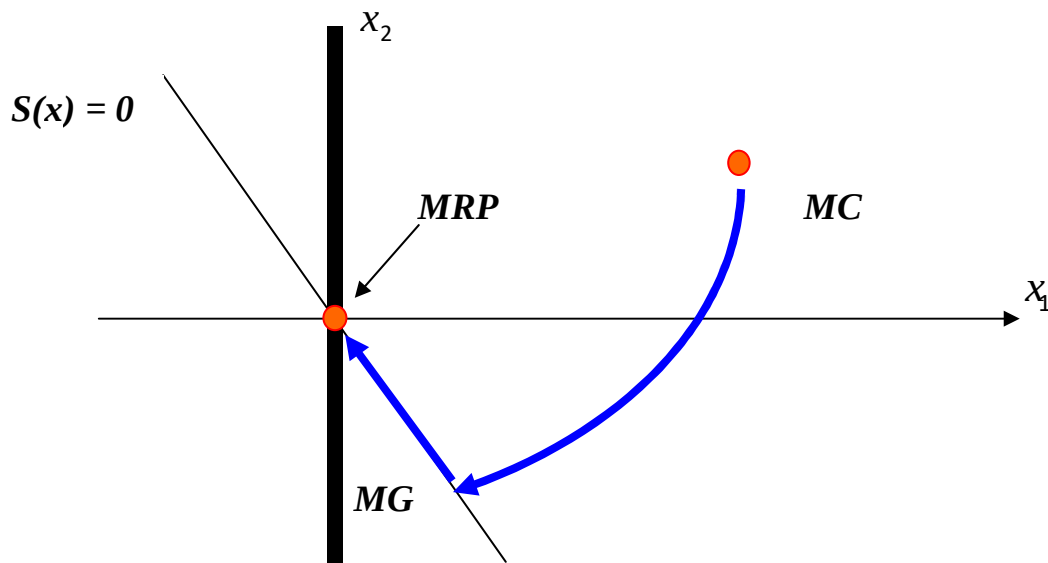


Figure (3-1) : Convergence du système glissant.

Avant d'entamer les méthodes utilisées dans la synthèse de système de contrôle par mode de glissement, nous allons expliquer quelques notions de bases du régime glissant.

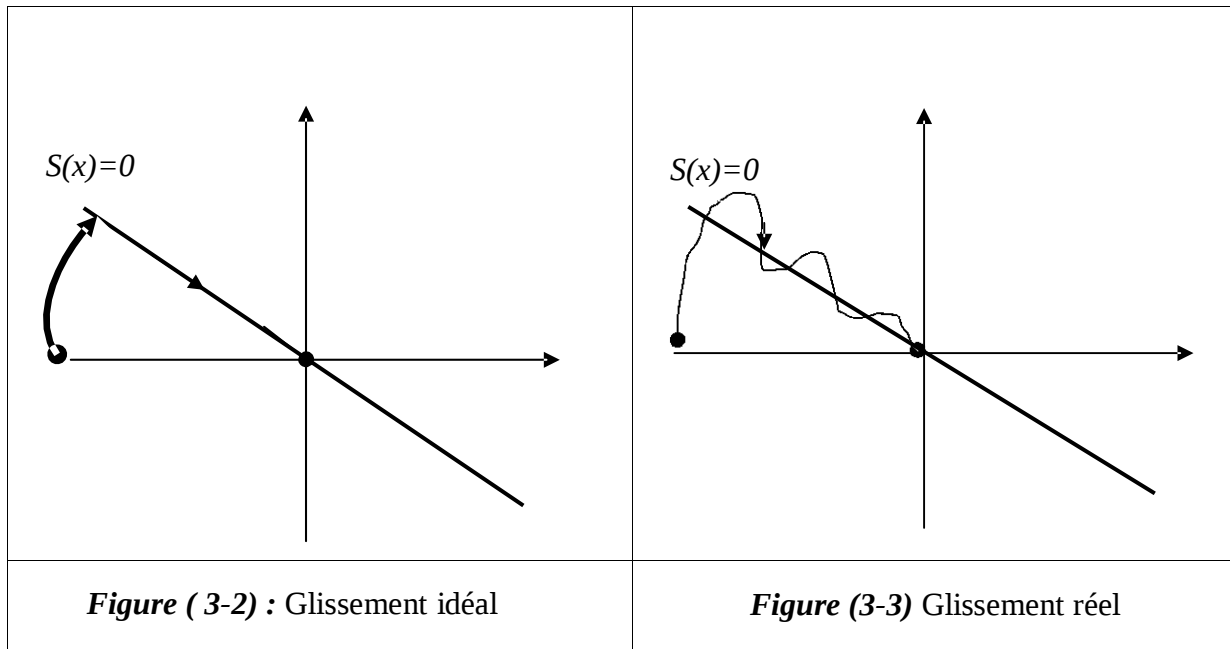
3.4. Le régime glissant idéal et réel [18] :

3.4.1 Régime glissant idéal :

En théorie, l'organe de commutation est supposé insensible aux bruits, et la trajectoire en régime glissant décrit parfaitement l'équation $S(x)=0$. Le régime glissant idéal correspond à une oscillation de fréquence infinie et d'amplitude nulle, le point représentatif de l'évolution du système glisse parfaitement sur l'hyper surface de commutation (Figure 3-2).

3.4.2 Régime glissant réel :

En pratique l'organe de commutation est réalisé à partir de relais qui présentent des imperfections comme les retards de commutations, dans ce cas la trajectoire de phase du régime glissant reste au voisinage de la surface de commutation donnant naissance à des oscillations indésirables qui éliminent la précision du système et néanmoins sa stabilité (Figure 3-3).



3.5. Conception de la commande par mode glissant :

La conception des contrôleurs par mode de glissement prend en compte les problèmes de stabilité et de bonnes performances de façon systématique dans son approche, qui est divisée en trois étapes principales [44] :

1. choix des surfaces
2. l'établissement des conditions d'existence et de convergence.
3. détermination de loi de commande.

3.5.1 Choix de la surface :

Le choix de la surface de glissement concerne non seulement le nombre nécessaire de ces surfaces mais également leur forme, en fonction de l'application et de l'objectif visé. En général, pour un système défini par l'équation d'état suivante [28] :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(x, t) + g(x, t)u(t) \\ y = C^t x, \quad y \in R^m \end{cases} \quad (3-1)$$

Généralement, le choix du nombre des surfaces de glissement est égal à la dimension du vecteur de commande $u(t)$. Afin d'assurer la convergence d'une variable d'état x vers sa valeur de référence x_{ref} plusieurs travaux proposent la forme générale suivante [20][28] :

$$S(x) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda_x \right)^{r-1} e(x) \quad (3-2)$$

Avec :

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

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

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

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

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

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

L'objectif de la commande est de maintenir la surface à zéro. Cette dernière est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est $e(x)=0$. Pour un choix convenable du paramètre, ceci revient à un problème de poursuite de trajectoire qui est équivalent à une linéarisation exacte de l'écart tout en respectant la condition de convergence [28].

Les conditions de convergence ou d'attractivité sont les critères qui permettent aux différentes dynamiques du système de converger vers les surfaces de glissement et rester indépendamment à la perturbation. Il existe deux considérations pour assurer le mode de convergence :

3.5.2 Fonction directe de commutation :

C'est la première condition de convergence, proposée par Emelyanove Utkin , Elle est sous la forme :

$$S(x)\dot{S}(x) < 0 \quad (3-3)$$

Dans cette condition, il faut introduire pour (x) et sa dérivée $\dot{S}(x)$, les valeurs justes à gauches et à droite de la surface de commutation. Puisque (x) change de signe aux deux côtés de la surface de commutation. [44].

3.5.3 Fonction de Lyapunov :

La fonction de Lyapunov est une fonction scalaire positive pour les variables d'état du système. L'idée est de choisir une fonction scalaire $S(x)$ pour garantir l'attraction de la variable à contrôler vers sa valeur de référence [28]. Nous définissons la fonction de Lyapunov comme suit :

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (3-4)$$

La dérive de cette fonction est :

$$\dot{V}(x) = S(x)\dot{S}(x) \quad (3-5)$$

Pour que la fonction $V(x)$ puisse décroître, il suffit d'assurer que sa dérivée est négative.

D'où la condition de convergence exprimée par :

$$S(x)\dot{S}(x) < 0 \quad (3-6)$$

3.6. Détermination de la loi de commande :

3.6.1 La commande équivalente :

Un vecteur de commande équivalente u_{eq} se définit comme étant les équations du régime glissant idéal. Nous nous intéressons au calcul de la commande équivalente et par la suite au calcul de la commande attractive du système défini dans l'espace d'état par l'équation (1-3). Le vecteur U est composé de deux grandeurs u_{eq} et u_N soit [45] :

$$u(t) = u_{eq} + u_N \quad (3-7)$$

L'utilisons de l'équation (3.1) et (3.7) permet obtenir la commande équivalente u_{eq} :

Nous avons la dérivée de la surface est :

$$\dot{S}(x) = \frac{dS}{dt} = \frac{\partial S}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} \{f(x, t) + g(x, t)u_{eq}(t)\} + \frac{\partial S}{\partial x} \{g(x, t)u_N\} \quad (3-8)$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, la surface est nulle et par conséquent, sa dérivée et la partie discontinue sont aussi nulles. D'où on déduit l'expression de la commande équivalente [18] :

$$\begin{cases} u_{eq}(t) = \left\{ \frac{\partial S}{\partial x} g(x, t) \right\}^{-1} \cdot \left\{ -\frac{\partial S}{\partial x} f(x, t) \right\} \\ u_N = 0 \end{cases} \quad (3-9)$$

Avec la condition d'existence :

$$\left\{ \frac{\partial S}{\partial x} g(x, t) \right\}^{-1} \neq 0 \quad (3-10)$$

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

Durant le mode de convergence et en remplaçant la commande équivalente par son expression dans (3-8), on obtient la nouvelle expression de la dérivée de la surface :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} \{g(x, t)u_N\} \quad (3-11)$$

Le problème revient à trouver u_N tel quel :

$$S(x)\dot{S}(x) = S(x) \frac{\partial S}{\partial x} \{g(x, t)u_N\} < 0 \quad (3-12)$$

La solution la plus simple est de choisir u_N sous la forme de relais (Figure 3-4). Dans ce cas, la commande s'écrit comme suit :

$$u_N = K \text{sign}(S(x)) \quad (3-13)$$

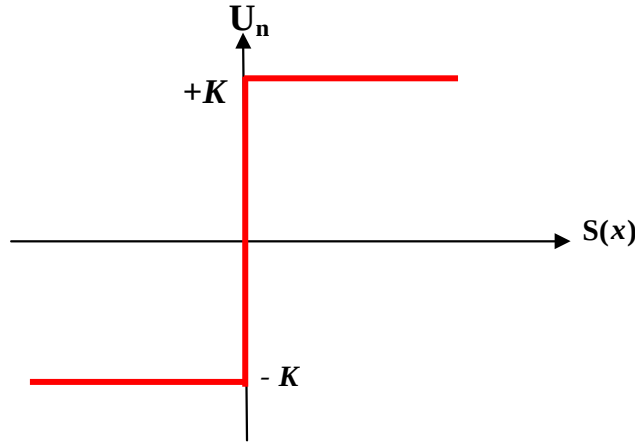


Figure (3-4) : Représentation de la fonction « sign »

En remplaçant l'expression (3.13) dans (3.12), on obtient :

$$S(x)\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} g(x, t) |S(x)| < 0 \quad (3-14)$$

Il faut que $\frac{\partial S}{\partial x} g(x, t)$ est toujours négatif pour la classe de systèmes que nous considérons.

Le gain K doit être positif afin de vérifier les conditions de l'attractivité et de la stabilité. Le choix de ce gain K est très influent car, s'il est très petit le temps de réponse sera très long et, s'il est choisi très grand, nous aurons des fortes oscillations au niveau de l'organe de la commande. Ces oscillations peuvent exciter les dynamiques négligées (phénomène de Chattering), ou même détériorer l'organe de commande [9],[10],[12].

Dans la pratique, un régime glissant idéal n'existe pas car la fréquence de commutation des organes de commande a une limite finie. Autrement dit, il n'existe aucun organe de commutation pouvant commuter à une fréquence infinie (en effet cet organe devrait délivrer une énergie infinie)[12],[9].

3.7. Avantage et inconvénients de la commande par mode glissant :

Il y'a plusieurs avantages pour la commande par mode glissant : la précision, stabilité, simplicité, faible temps de réponse et la robustesse. Ceci lui permet d'être particulièrement adaptée pour traiter les systèmes qui ont des modèles mal connus, soit à cause de problèmes d'identifications des paramètres, soit à cause de la simplification sur modèle des systèmes.

Néanmoins, elle présente aussi des inconvénients car cette technique fait appel à un grand effort de commande, chose qui peut détériorer les organes de commande. De plus, en réalité, on n'a pas le glissement idéal sur la surface mais des zigzags autour de celle-ci. Ce phénomène est appelé 'broutement' ou encore 'chattering', il engendre plusieurs effet indésirable sur la qualité et la réalisation de la commande et sur le système.

3.8. Le phénomène de broutement

Un régime glissant idéal suppose une fréquence d'oscillation infinie et aussi des éléments idéaux de commutation (relais sans seuil, ni hystérésis, ni retard de commutation), ce qui n'est pas le cas en pratique. Donc, durant le régime glissant, les discontinuités appliquées à la commande peuvent donner un phénomène de broutement appelé aussi « Chattering » Ce phénomène est caractérisé par des fortes oscillations des trajectoires du système autour de la surface de glissement.

L'origine de ce phénomène est le caractère discontinu de la composante de la commande de la forme « $k \cdot \text{sign}(S(x))$ » qui permet au point de fonctionnement d'osciller autour de la surface de glissement, lorsque le régime permanent est atteint. La Figure (3-5) représente ce phénomène

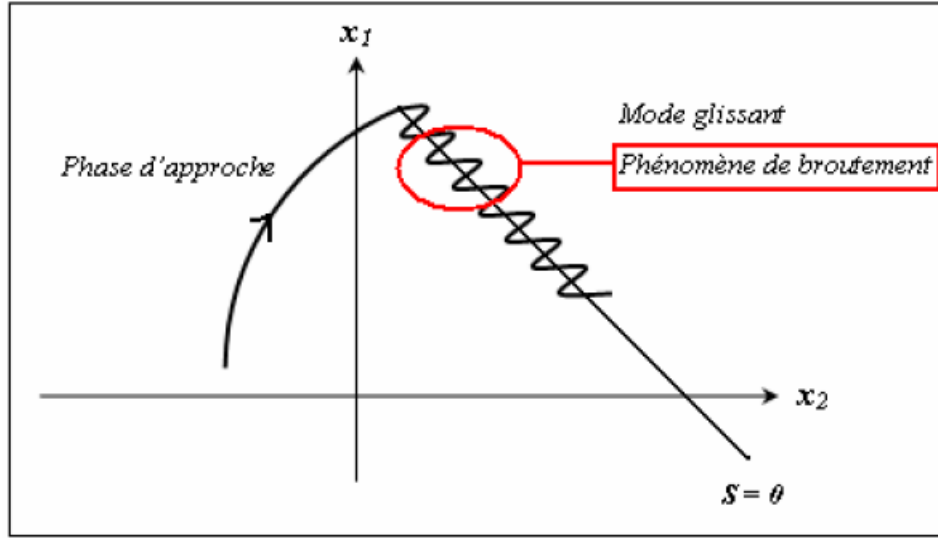


Figure (3-5) : Illustration du phénomène de broutement.[18]

3.9. Elimination du phénomène de broutement Chattering

Pour remédier à ce problème qui peut aller jusqu'à détruire les équipements des systèmes, la fonction discontinue signe, est remplacée par des fonctions continues, en créant une bande autour de la surface de glissement [15].

D'autres méthodes sont proposées pour limiter ce phénomène [23] dont on cite :

- Commande adoucie avec seuil
- Commande continue avec composante intégrale
- Commande continue avec logique flou
- L'utilisation d'une surface augmentée (super twisting)

3.10. Application de la commande par mode de glissement d'ordre 1 à la MSAP :

On rappelle le modèle de la machine synchrone à aimants permanents :

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = i_d = -\frac{R_s}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} p \omega_r i_q + \frac{1}{L_d} u_d & (a) \\ \frac{di_q}{dt} = i_q = -\frac{R_s}{L_q} i_q + \frac{L_d}{L_q} p \omega_r i_d - \frac{p \varphi_f}{L_q} \omega_r + \frac{1}{L_q} u_q & (b) \\ \frac{d \omega_r}{dt} = \omega_r = \frac{p(L_d - L_q) i_d + p \varphi_f i_q}{J} - \frac{1}{J} C_r - \frac{f}{J} \omega_r & (c) \end{cases} \quad (3-15)$$

3.10.1 Stratégie de réglage à trois surfaces :

La Figure (3-6) présente le schéma du réglage par mode glissement d'ordre1 (MGO1), utilisant le principe de la méthode de réglage en cascade (structure de trois surfaces). La boucle interne permet de contrôler les courants, tandis que la boucle externe permet de contrôler la vitesse [19].

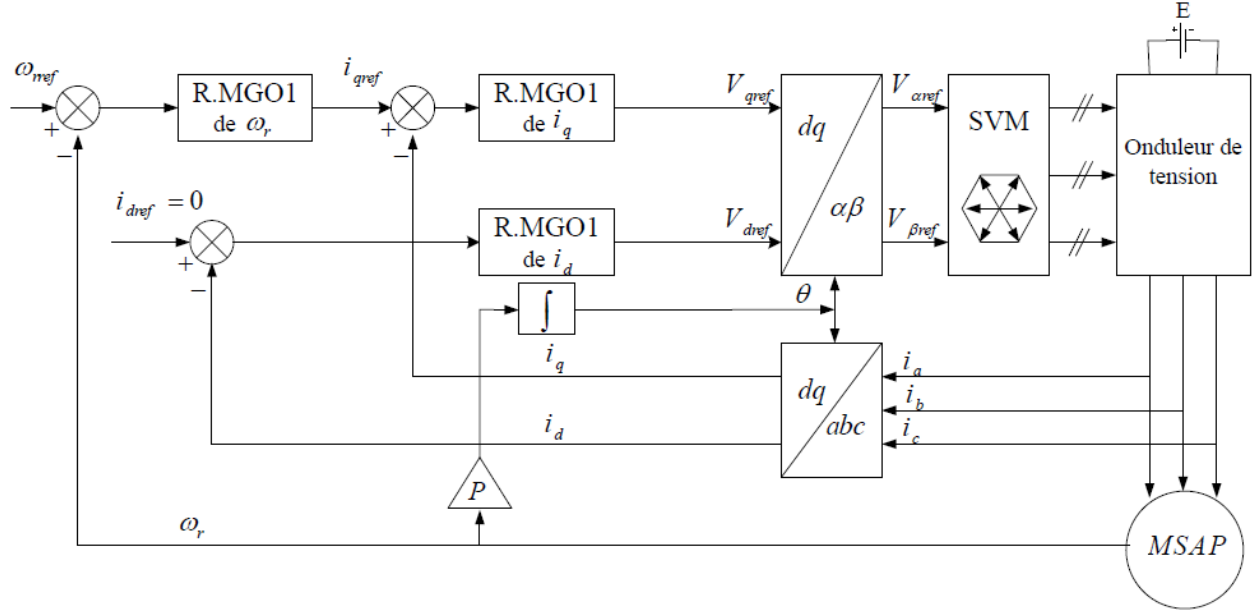


Figure (3-6) : Schéma bloc de réglage par mode glissement d'ordre1 (Reg. MGO1).[18]

3.10.1.1.Surface de régulation de la vitesse :

On remarque que d'après l'équation (3-15(a)), le degré relatif de la vitesse ω_r avec i_q est égal un. Dans ce cas, l'erreur de réglage est choisie comme la surface :

$$S(\omega_r) = \omega_{ref} - \omega_r \quad (3-16)$$

La dérivée de la surface est :

$$\begin{cases} \dot{S}(\omega_r) = \dot{\omega}_{ref} - \frac{p(L_d - L_q)i_d + p\phi_f}{J}i_q - \frac{1}{J}C_r - \frac{f}{J}\omega_r \\ i_q = i_{qeq} - i_{qN} \end{cases} \quad (3-17)$$

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

$$S(\omega_r) = 0 \Rightarrow \dot{S}(\omega_r) = 0 \text{ et } i_{qN} = 0 \quad (3-18)$$

Donc, on déduit la commande équivalente à partir de l'équation (3-17) :

$$i_{q\ eq} = \frac{\dot{\omega}_{ref} + \frac{f}{J}\omega_{ref} + \frac{1}{J}C_r}{\frac{p(L_d - L_q)}{J}i_d + p\frac{\phi_f}{J}} \quad (3-19)$$

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

$$V(\omega_r) = S(\omega_r)\dot{S}(\omega_r) < 0 \quad (3-20)$$

Si on remplace l'équation (3-19) dans (3.17), on obtient :

$$\dot{S}(\omega_r) = - \left[\frac{p(L_d - L_q)}{J}i_d + p\phi_f \right] i_{qN} \quad (3-21)$$

Alors : $i_{qN} = k_{\omega_r} \text{sign}(S(\omega_r))$

k_{ω_r} : Gain positif.

3.10.1.2. Surface de régulation du courant i_q :

La deuxième surface de la boucle interne, responsable de contrôle du courant i_q , est décrite par :

D'abord on va choisir la surface de glissement et il est :

$$S(i_q) = i_{q\ ref} - i_q \quad (3-22)$$

Puis de même les commandes V_{qeq} et V_{qN} sont exprimées par :

$$\begin{cases} V_{qeq} = L_q i_{q\ ref} + R_s p \omega_r i_d + p \phi_f \\ V_{qN} = k_q \text{sign}(S(i_q)) \end{cases} \quad (3-23)$$

k_q : Gain positif.

3.10.1.3. Surface de régulation du courant i_d :

La troisième surface est celle du contrôle du courant i_d . Elle est décrite par :

D'abord on va choisir la surface de glissement et il est :

$$S(i_d) = i_{d\ ref} - i_d \quad (3-24)$$

Puis de même les expressions V_{deq} et V_{dN} sont exprimées par :

$$\begin{cases} V_{deq} = L_d i_{d\ ref} + R_s i_d - p \omega_r L_d i_q \\ V_{dN} = k_d \text{sign}(S(i_d)) \end{cases} \quad (3-25)$$

k_d : Gain positif.

3.11. Simulation et interprétation :

3.11.1 Schéma bloc

Le schéma bloc du système commandé par mode glissant d'ordre 1 est représenté par la Figure(3-7) suivante :

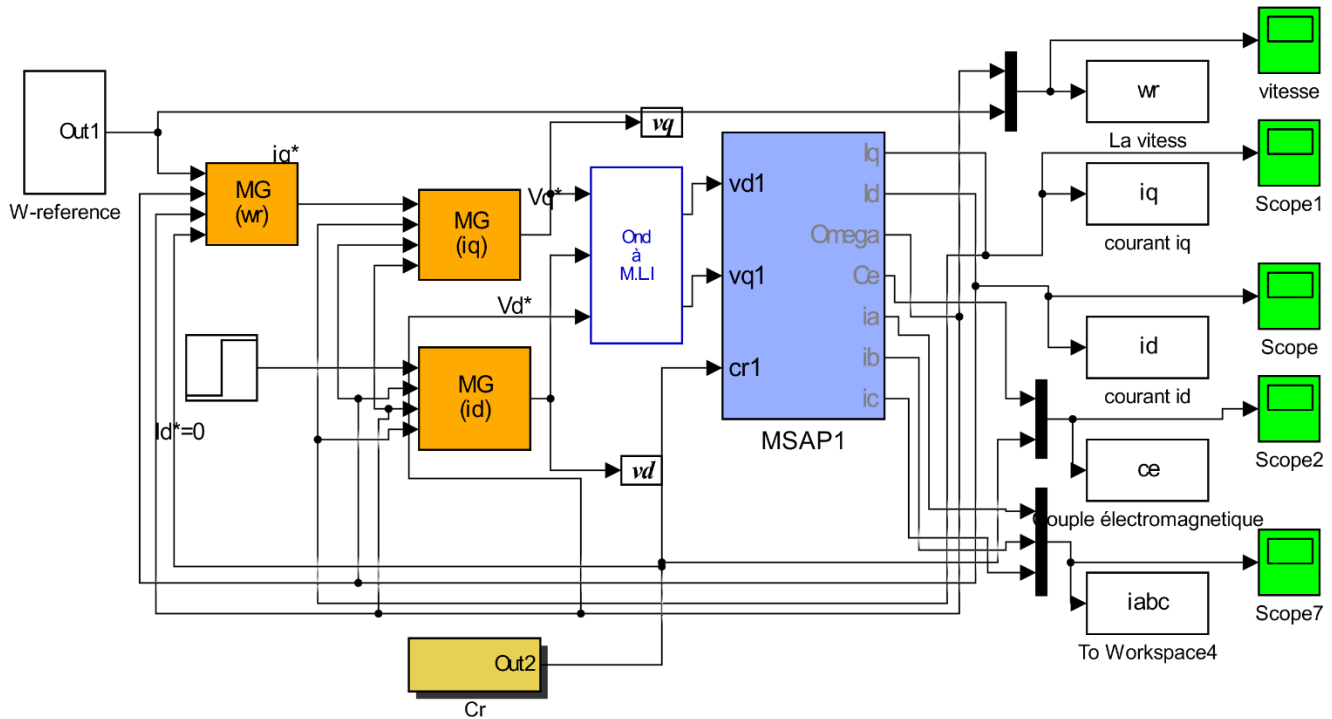


Figure (3-7) : schéma bloc de commande de la MSAP par mode glissant d'ordre 1.

Afin de tester les performances et la robustesse de la commande par mode glissant de la MSAP, des séries de simulations numériques similaires à celles réalisées dans le chapitre précédent ont été effectuées :

- La MSAP à vide.
- La MSAP en charge.
- La MSAP à vide et inversion de sens de la vitesse.

3.11.2 Essai à vide et en charge :

Les résultats de simulation de l'essai à vide et en charge du MSAP par la commande mode glissant est représentent dans La Figure (3-7) et La Figure (3-8), pour un échelon de consigne de 100 rad/s, et suivie d'une application de charge de 5 N.m à partir de $t=0.3s$. On remarque que :

- La vitesse rotorique suite la vitesse de référence, sa réponse est rapide sans dépassement et ni erreur statique.
- Le couple électromagnétique subit au démarrage un pic, puis il rejoint sa valeur finale. Après l'application de la charge à l'instant $t=0.3s$ il atteint rapidement la valeur du couple résistant.
- Le courbe de courant est I_q a la parfaite correspondance pour le courbe du couple.
- Les allures des deux composantes du courant (I_q et I_d) présenter bien le découplage introduit par la commande de mode glissant de la machine ($I_d=0$).

3.11.3 Essai à vide et inversion de sens de la vitesse.

La Figure (3-9), représenter l'essai à inverser le sens de rotation (-100 rad/s à $+100 \text{ rad/s}$) à l'instant $t=3s$ à vide . Nous observe que les allures de courant i_q et le couple électromagnétique sont la même courbe ce qui montre que le découplage est reste parfaitement réalisé. Et ce simulation montrent que la vitesse rotorique suite sa vitesse de référence dans le deux sens avec une temp de réponse est rapide et sans dépassement

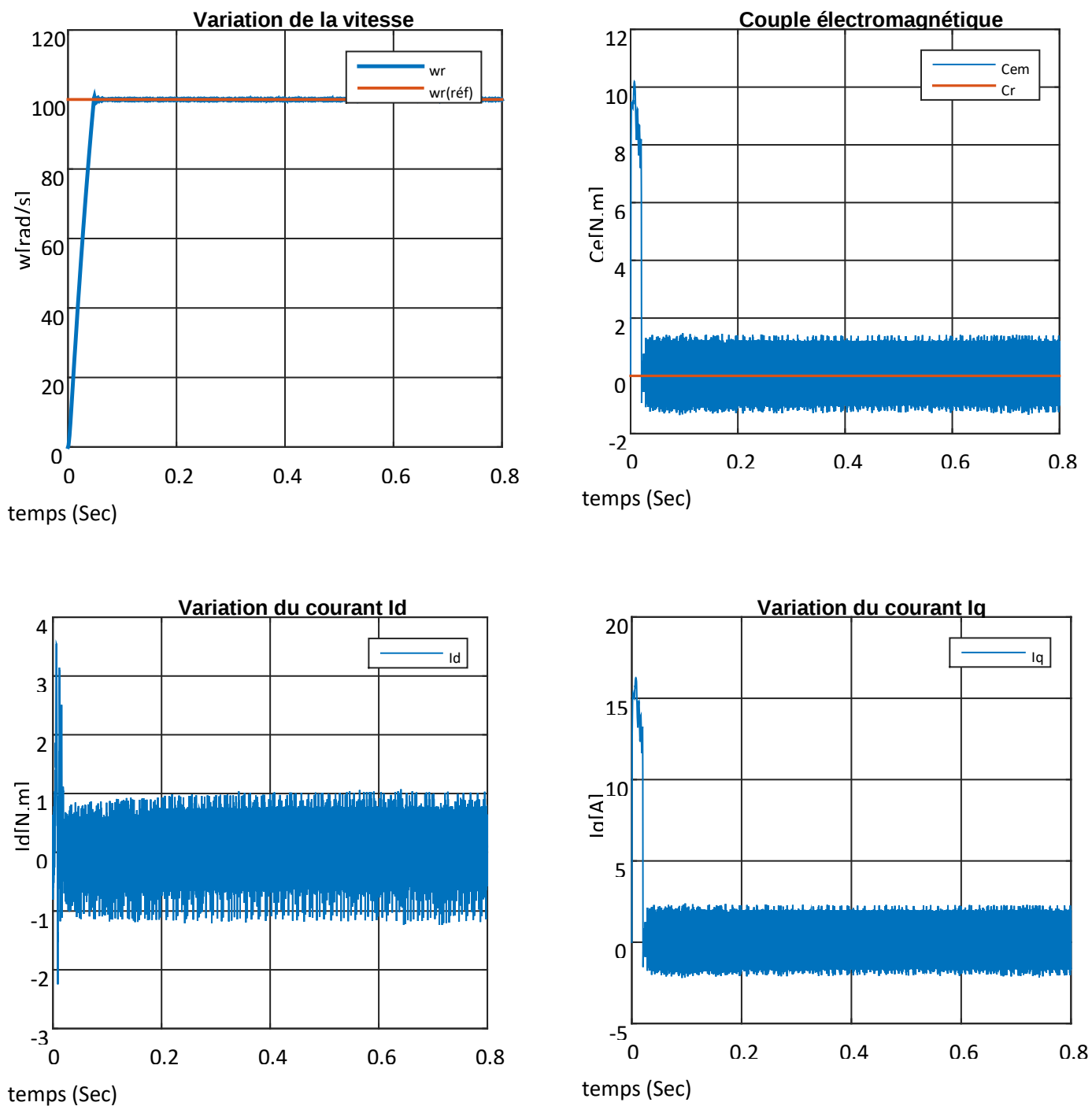


Figure (3-8) : Essai à vide

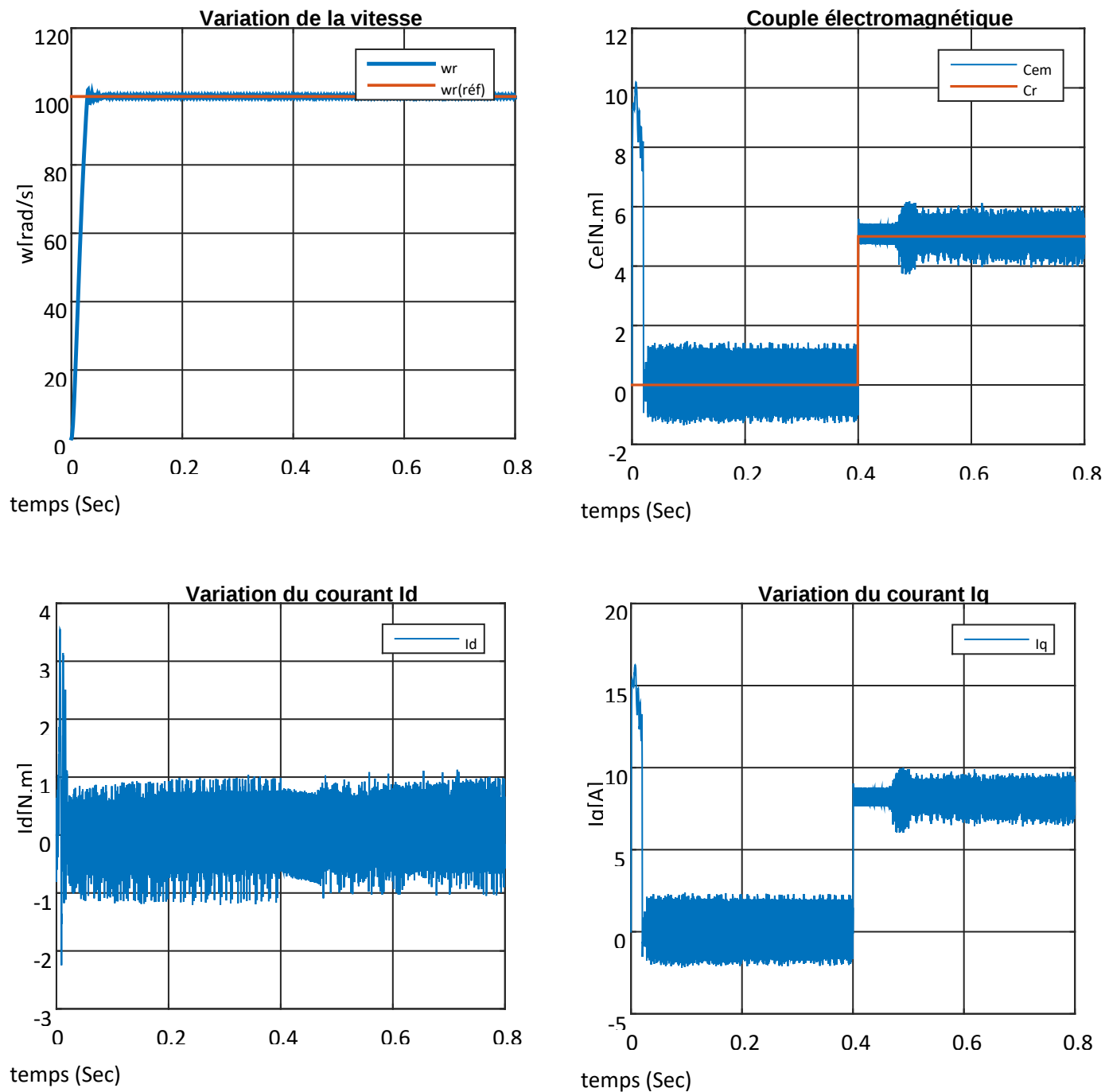


Figure (3-9) : Application de $C_r = 5$ N.m dans le moment $t = 0.4$ s

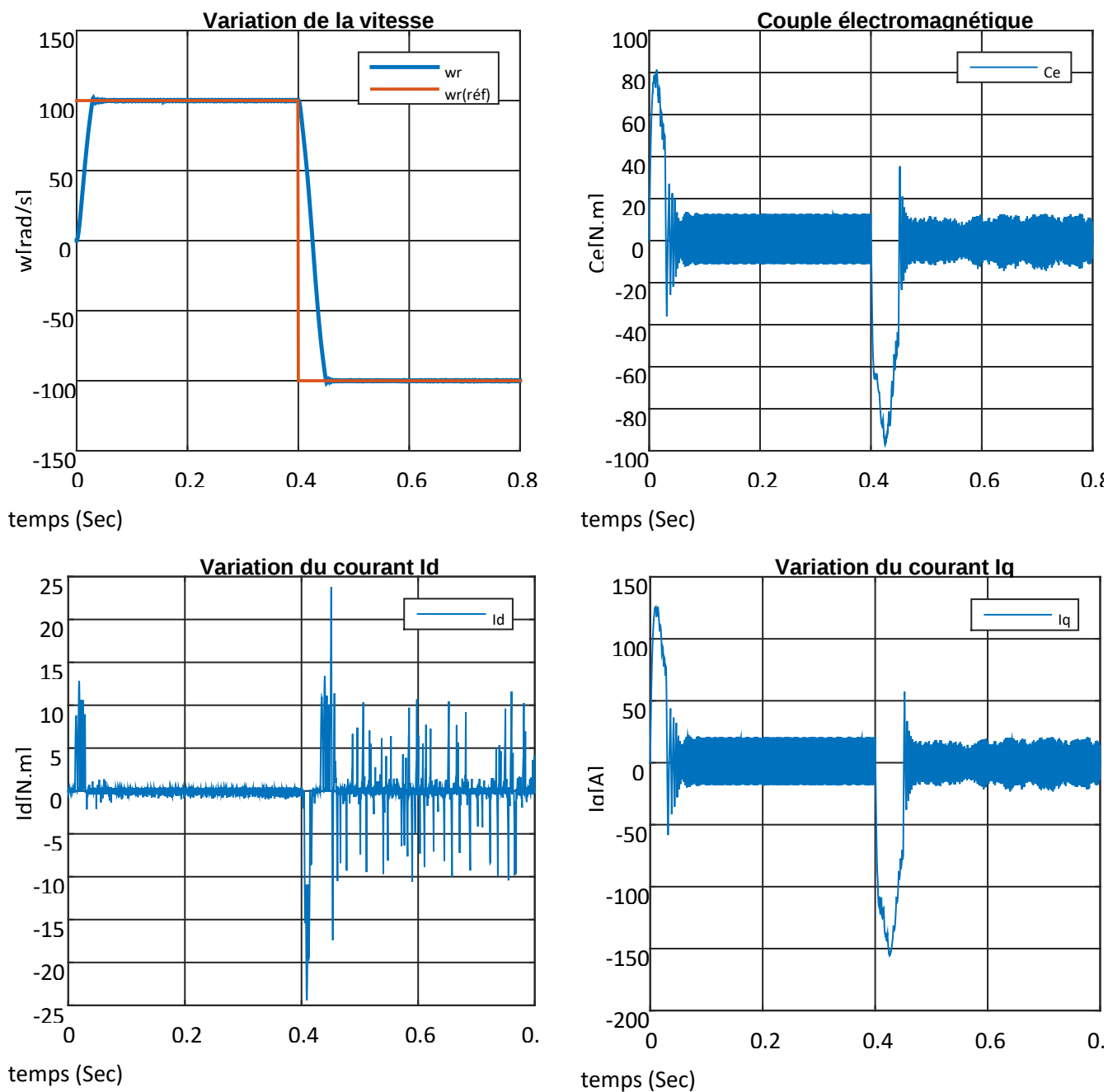


Figure (3-10) : À vide et inversion de sens de la vitesse

3.12. Etude comparative entre R.MGO1 et la commande vectorielle (PI)

3.12.1 Comparaison au niveau de la variation de charge :

La figure 3.12 représente la vitesse et le couple de la MSAP dans le cas d'un démarrage à vide et pour un échelon de vitesse de 100 rad/s.

A l'instant $t=0.3s$, on applique un couple de charge de 5 N.m, puis on l'annule à l'instant $t=0.6s$. Concernant la CSV, on constate que le couple répond instantanément et la vitesse garde toujours sa forme sans dépassement et sans aucune déformation. On remarque sur le couple, des oscillations ayant des amplitudes élevées. Ces oscillations sont rapidement atténuées car la commande discontinue qui se transforme en commande continue et le système entre en régime glissant autour de $S(\omega_r)=0$. Pour la commande PI, on observe que l'erreur sur la vitesse provoquée par la perturbation de la charge est très importante. La vitesse rejoint sa référence après une déformation. Le couple ne répond pas instantanément.

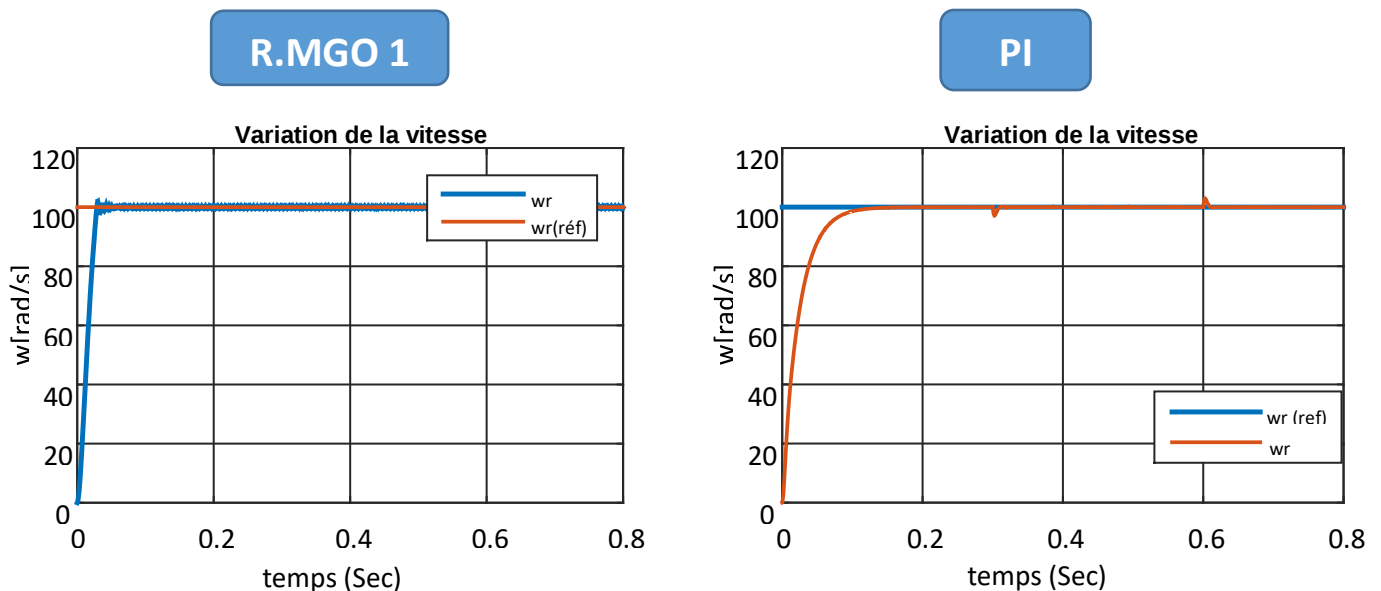


Figure (3-11_a) : Résultats de simulation pour un échelon de couple résistant ($C_r = 5N.m$).

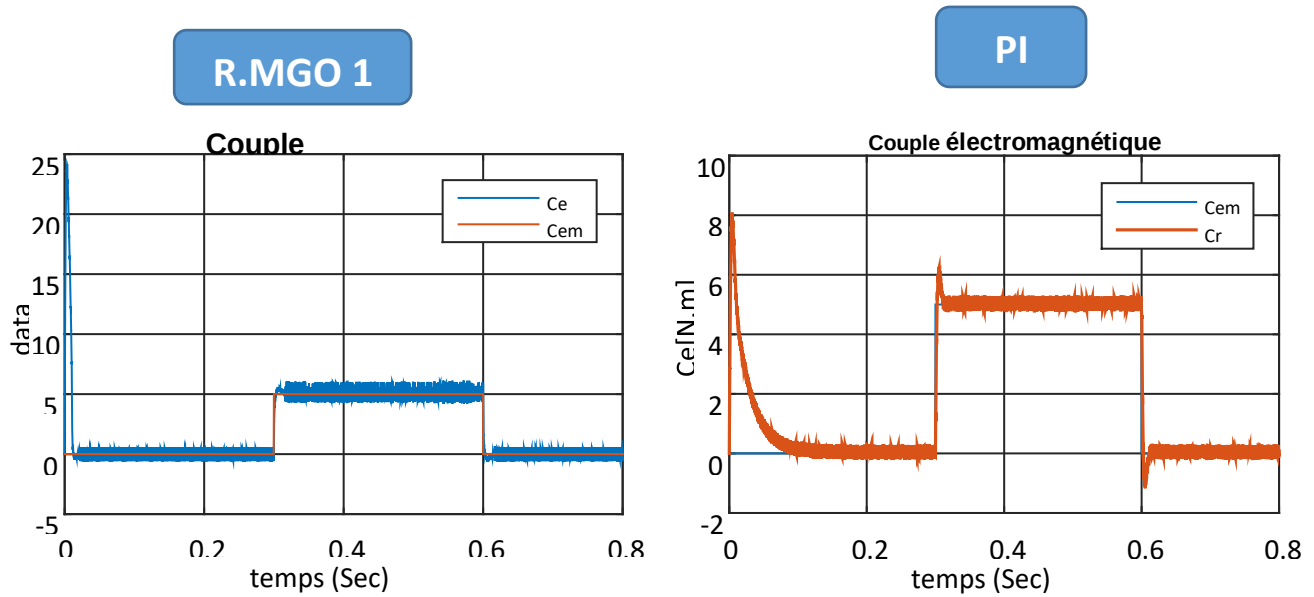


Figure (3-12_b) : Résultats de simulation pour un échelon de couple résistant ($C_r = 5\text{N.m}$).

3.13. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la commande par glissement appliquée à la machine synchrone à aimants permanents, après la présentation de la théorie de base de cette commande et le calcul des lois de régulateurs, nous avons réalisé une simulation de la commande avec surface de commutation non linéaire.

Les résultats des simulations montrent que les réponses avec la CSV pour l'asservissement en vitesse sont rapides et robustes que ce soit avec charge ou non.

La commande par mode glissant présente plusieurs avantages tels que, la simplicité, la robustesse, la précision importante, la stabilité et la simplicité, le temps de réponse très rapide.

Dans l'étude suivante, on va voir une autre structure pour assurer la robustesse en utilisant la commande par mode glissant d'ordre supérieur. Elle sera expliquée par le chapitre suivant.

Chapitre 04 *Commande par mode glissant
d'ordre deux de la MSAP via «Super
Twisting Algorithm ».*

4.1.Introduction :

Le problème de chattering peut dégrader les performances des systèmes mécaniques du fait qu'il engendre une consommation énergétique excessive et qu'il réduit la durée de vie des équipements mécaniques (actionneurs). Cette commande induit plus de dynamiques de hautes fréquences, étant donné que ces dernières n'ont pas été prises en compte dans la modélisation du système, elles peuvent conduire à l'instabilité du système [36].

Dès son apparition, la théorie des modes glissants s'est heurtée au problème de la réticence (chattering) qui s'est avérée être un inconvénient majeur. En particulier, il est difficile dans de telles conditions d'envisager des développements pour des applications pratiques quand leur implantation implique une usure relativement rapide des organes de commande du processus. Pour contourner cet obstacle, des chercheurs russes ont proposé une nouvelle façon de glisser. Ainsi qu'il va être décrit dans ce chapitre, il est alors possible de réduire ou même d'exclure tout phénomène de chattering, tout en conservant les propriétés de robustesse et de convergence en temps fini.[39]

Dans ce chapitre on va présenterons la commande de la MSAP via les modes glissants d'ordres supérieurs. Nous donnons quelques définitions formelles des 'MGOS', ainsi que la relation entre le degré relatif et les régimes glissants d'ordres supérieurs. Et nous allons citer quelques-uns de ses algorithmes. On s'intéresse ici au mode glissant d'ordres deux via l'algorithme de « super twisting », qui constitue le principal but de ce travail.

4.2.Concepts de base des commandes par modes glissants d'ordre supérieur :

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

$$\begin{cases} \dot{x} = f(t, x, u) \\ u = U(t, x) \\ S = S(t, x) \end{cases} \quad (4-1)$$

Où :

- $x = [x_1, \dots, x_n]^T \in X$: représente le vecteur état $X \subset \mathbb{R}^n$.
- $u \in U \subset \mathbb{R}$: représente la commande.
- f : est une fonction supposée suffisamment différentiable, mais connue de façon incertaine
- t : est le temps.
- S : est une fonction différentiable telle que ses $(r - 1)$ premières dérivées par rapport au temps ne sont fonction que de l'état x (ce qui signifie qu'elles ne contiennent aucune discontinuité).

Par abus de langage, cet ensemble est souvent appelé surface de glissement d'ordre n . Si le système est de degré relatif $r > 1$ par rapport à la variable de glissement, une commande en Mode Glissant d'ordre n

permettra d'obtenir une convergence en temps fini vers la surface, en forçant les trajectoires d'état du système à être confinées dans l'ensemble de glissement comme le montre la figure suivante :

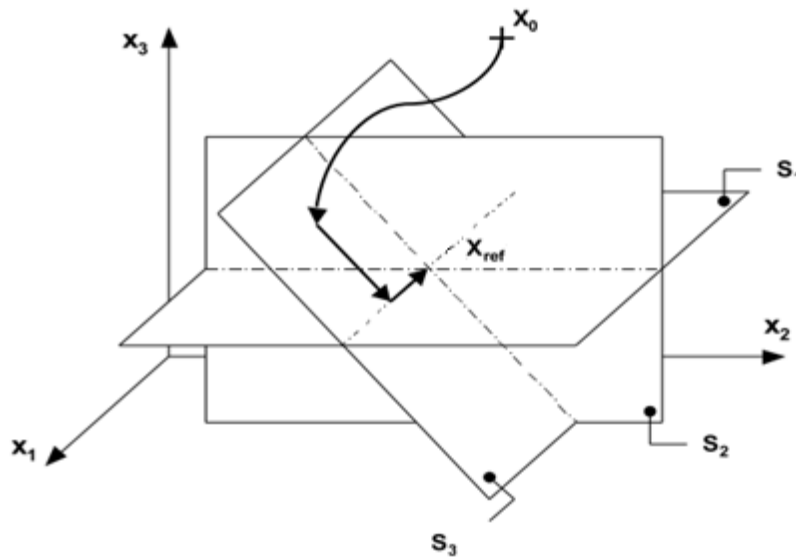


Figure (4-1) : Exemple d'un espace d'état de dimension 3 : l'intersection des 3 surfaces de commutation définit le point de référence X_{ref} .

4.3. Définition de la commande par modes glissants d'ordre supérieur :

La théorie de la commande par modes glissants d'ordre supérieur est une alternative au problème des modes glissants classiques. Dans cette approche, le terme discontinu n'apparaît plus directement dans la commande synthétisée mais dans une de ses dérivées supérieures ce qui a le mérite de réduire le chattering.

Les modes glissants d'ordre supérieur ont été introduits pour pallier au problème du chattering tout en gardant les propriétés de convergence en temps fini et de robustesse des commandes par modes glissants classiques ils permettent aussi d'améliorer la précision asymptotique.

La plupart des commandes utilisant ce concept se basent sur la notion d'homogénéité, avec un jeu de coefficients (poids) particulier.[41]

4.4. Principe de fonctionnement

Le régime glissant standard agit sur la surface de glissement afin de l'annuler. Un régime glissant d'ordre r (noté $r - \text{glissant}$) agit sur la surface et ses $(r - 1)$ premières dérivées successives par rapport au temps. L'objectif est de forcer le système à évoluer non seulement sur la surface mais aussi sur ses $(r - 1)$ premières dérivées successives et à maintenir l'ensemble de glissement à zéro [41] :

$$S = \dot{S} = \dots = S^{r-1} = 0 \quad (4-2)$$

Où r désigne le degré relatif du système.

Le degré Relatif (DR) d'un système, est le nombre minimum de fois qu'il faut dériver la sortie, par rapport au temps, pour y faire apparaître l'entrée de commande de manière explicite. Il est calculé en déterminant les dérivées successives de S :

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

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

- **Dans le cas a)** le problème de la commande est résolu par une loi en mode glissant du premier ordre. Cependant une loi 2-glissant peut être utilisée à afin d'éviter le chattering.

- **Pour le cas b)** on peut choisir la technique p -glissant (avec $p \geq r$) [37].

4.5. Commande par mode glissant d'ordre deux :

Le but de ce type de contrôleurs est de générer un régime glissant du second ordre sur une surface σ par l'annulation de S elle-même ainsi que de sa dérivée $\dot{S}$ en un temps fini : ($S=\dot{S}=0$)

La caractéristique principale de cette stratégie est que la partie discontinue apparaît sur la dérivée de la commande u . Finalement lorsque l'on fait le calcul de la commande du système $u = \int \dot{u}$, elle devient continue limitant ainsi le phénomène de réticence [41].

Dans ce qui suit, nous allons décrire ces lois de commande de second ordre ($r=2$), telles que les techniques de Twisting et Super Twisting. Ces algorithmes sont les plus utilisés dans la littérature, du fait qu'ils ont uniquement besoin de la connaissance de la surface S [36].

La Figure (4-2) fait apparaître la trajectoire de convergence du système vers la surface S .

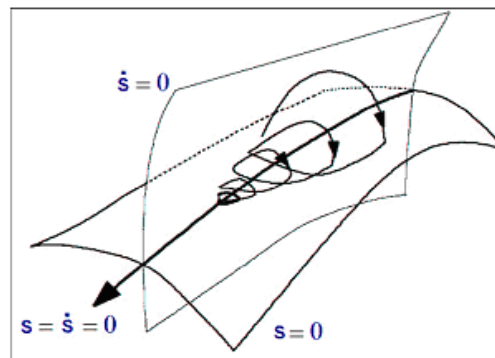


Figure (4-2) : Trajectoire du mode glissant d'ordre 2.

Afin de détailler les algorithmes en régime glissant du second ordre, les fonctions f et S de l'expression (4-1) que les seules informations disponibles à l'instant t sont, la commande $u(t)$, la surface $S(t, x)$ et le signe de la dérivée par rapport au temps de S .

La dérivée de S :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} S(t, x) = \frac{\partial}{\partial t} S(t, x) + \frac{\partial}{\partial t} S(t, x) \frac{dx}{dt} \\ \dot{S} = \frac{\partial}{\partial t} S(t, x) + \frac{\partial}{\partial x} S(t, x) f(t, x, u) \end{cases} \quad (4-3)$$

La dérivée seconde de S :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \dot{S}(t, x, u) = \frac{\partial}{\partial t} \dot{S}(t, x, u) + \frac{\partial}{\partial x} \dot{S}(t, x, u) \frac{dx}{dt} + \frac{\partial}{\partial t} \dot{S}(t, x, u) \frac{du}{dt} \\ \ddot{S} = \frac{\partial}{\partial t} \dot{S}(t, x, u) + \frac{\partial}{\partial x} \dot{S}(t, x, u) f(t, x, u) + \frac{\partial}{\partial u} \dot{S}(t, x, u) \dot{u} \end{cases} \quad (4-4)$$

On pose :

$$\begin{cases} \psi(t, x) = \frac{\partial}{\partial t} \dot{S}(t, x, u) + \frac{\partial}{\partial u} \dot{S}(t, x, u) f(t, x, u) \\ \varsigma(t, x) = \frac{\partial}{\partial t} \dot{S}(t, x, u) \end{cases} \quad (4-5)$$

Le système est maintenant constitué des surfaces de glissement S et $\dot{S}$.

$$\begin{cases} y_1 = S \\ y_2 = \dot{S} \end{cases} \quad (4-6)$$

Si le degré relatif est $DR = 1$: Le système est décrit par le modèle (4.1) et par l'expression :

$$\begin{cases} \dot{y}_1 = y_2 \\ \dot{y}_2 = \psi(t, x) + \varsigma(t, x)u \end{cases} \quad (4-7)$$

Si le degré relatif est $DR = 2$: le problème de la commande peut être dérivé du cas précédent, en considérant la variable x comme une variable d'état, et u comme la commande effective. Le système à commander est défini par :

$$f(t, x, u) = a(t, x) + b(t, x)u(t) \quad (4-8)$$

Où, $a : R^{n-1} \rightarrow R^n$ et $b : R^{n-1} \rightarrow R^n$ sont des fonctions incertaines et continûment dérivables.

Finalement le système est représenté par le modèle (4-8) et par l'équation :

$$\begin{cases} \dot{y}_1 = y_2 \\ \dot{y}_2 = \tilde{\psi}(t, x) + \tilde{\varsigma}(t, x)u \end{cases} \quad (4-9)$$

En utilisant la stratégie précédente la commande u est régie par un système dynamique du premier ordre. Les algorithmes discontinus sont appliqués en fait à la dérivée par rapport au temps de la

commande u , qui devient la nouvelle variable de commande du système considéré et conduit à l'obtention d'un régime glissant d'ordre deux sur la surface S . De cette façon, l'entrée u du système est maintenant continue et permet d'éliminer le chattering.

4.6. Algorithmes glissants d'ordre supérieur :

Les définitions énoncées précédemment concernant les régimes glissants réels d'ordre r ont permis d'introduire un outil de comparaison de différents algorithmes de contrôle générant ces modes. On distingue ainsi les algorithmes idéaux des algorithmes réels. En effet, les travaux de M. Levant montrent qu'un ordre de glissement réel ne doit pas excéder l'ordre du mode de glissement correspondant. Les modes glissants standards procurent, ainsi un mode glissant réel seulement de premier ordre et un mode glissant réel de second ordre est réellement obtenu par modification de commutation discrète des algorithmes glissants de second ordre. Un mode glissant réel peut aussi être obtenu par un moyen différent de celui de la réalisation discrète du mode glissant et c'est le cas du 'Drift algorithm' qu'on verra par la suite [38].

Généralement, pour utiliser un algorithme de glissement d'ordre r par rapport à $S=0$ on a

besoin de connaître $S, \dot{S}$ et S^{r-1} , ce qui induit une difficulté d'implémentation lorsque l'ordre de glissement augmente. Les algorithmes réels ne requièrent que les mesures de $S, \dot{S}$ et S^{r-2} et ceci constitue une bonne solution pour les modes glissants du second ordre. En effet, seule l'information sur S est nécessaire.

4.7. Quelques exemples de commandes par modes glissants d'ordre 2 :

Dans la littérature, plusieurs algorithmes modes glissants d'ordre 2 ont été introduits. Parmi ces algorithmes, on cite :

- Algorithme du Twisting.
- Algorithme du Super Twisting.
- Algorithme Sous-Optimal
- Algorithme de Drift

Et dans ce notre mémoire on va étudier les deux premiers algorithmes et ils : du Twisting et du Super Twisting.

4.7.1 Algorithme de Twisting :

Cet algorithme a été défini comme le premier contrôleur par mode glissant d'ordre supérieur. Cet algorithme twisté autour de l'origine du plan de glissement d'ordre deux est appelé Twisting en raison de sa convergence en temps fini vers l'origine du plan de phase $(S, \dot{S})$, avec un nombre infini de rotation, voir la Figure (4-3). Son principe de fonctionnement est la commutation de l'amplitude de la commande entre deux valeurs V_m et V_M , de telle façon que l'abscisse et l'ordonnée soient croisées de plus en plus vers l'origine [35-36].

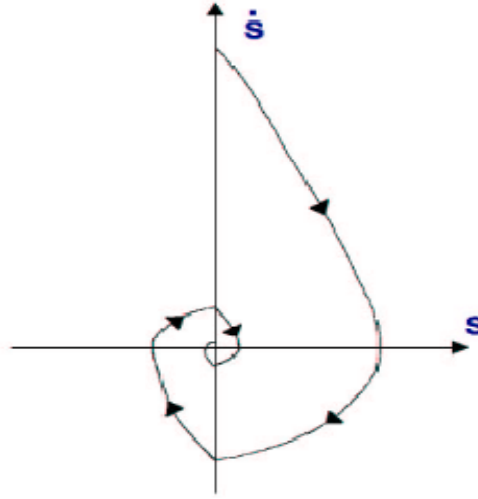


Figure (4-3) : Convergence en temps fini de l'algorithme Twisting.

Nous allons reprendre le système $y_1 = S$ et $y_2 = \dot{S}$. Maintenant le problème de la commande est de stabiliser en temps fini le système du deuxième ordre suivant :

$$\begin{cases} \dot{y}_1 = y_2 \\ \dot{y}_2 = \psi(t, x) + \varsigma(t, x)u \end{cases} \quad (4-10)$$

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

$$\emptyset > 0, |\psi| \leq \emptyset, 0 < \Gamma_m \leq \varsigma \leq \Gamma_M \quad (4-11)$$

L'algorithme du Twisting pour un degré relatif 1 est défini par la loi de commande suivante :

$$\dot{u} = \begin{cases} -u & \text{si } |u| > 1 \\ -V_m \operatorname{sgn}(S) & \text{si } S\dot{S} \leq 0 \\ -V_M \operatorname{sgn}(S) & \text{si } S\dot{S} > 0 \end{cases} \quad |u| \leq 1 \quad (4-12)$$

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

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

$$\begin{cases} -V_m \operatorname{sgn}(S) & \text{si } S\dot{S} \leq 0 \\ -V_M \operatorname{sgn}(S) & \text{si } S\dot{S} > 0 \end{cases} \quad (4-13)$$

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

$$\begin{cases} V_m > V_M \\ V_m > \frac{4\Gamma_m}{S_0} \\ V_m > \frac{\phi}{\Gamma_m} \\ \Gamma_m V_m - \phi > \Gamma_M V_m + \phi \end{cases} \quad (4-14)$$

Si dans la pratique la dérivée de la surface S n'est pas mesurable, son signe peut être estimé par le signe de la dérivée de la surface s dans un intervalle de temps Δ_t . Le $\operatorname{sgn}(\dot{S}(t))$ est calculé par l'expression $\operatorname{sgn}(\dot{S}(t) - S(t - \Delta_t))$.

En considérant les incertitudes du système et les intervalles de temps entre le croisement successif de l'axe des abscisses, il est possible de définir la borne supérieure du temps de convergence du système [37]:

$$t_{tw \infty} \leq t_{M_1} + \Theta_{tw} - \frac{1}{1 - \theta_{tw}} \sqrt{|y_{1M_1}|} \quad (4-15)$$

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

$$\begin{cases} \Theta_{tw} = \sqrt{2} \frac{\Gamma_m V_M + \Gamma_M V_m}{(\Gamma_m V_M - \phi) \sqrt{\Gamma_M V_m + \phi}} \\ \theta_{tw} = \frac{\sqrt{(\Gamma_m V_M + \phi)}}{\sqrt{(\Gamma_M V_m - \phi)}} \end{cases} \quad (4-16)$$

4.7.2 Algorithme de Super Twisting :

Cet algorithme a été développé pour l'asservissement de systèmes à degré relatif égal à 1 par rapport à la surface de glissement. Cette loi de commande a été proposée par Emelyanov en 1990.

Elle a été étudiée par Levant dans [5]. Le Super-twisting n'utilise pas d'informations sur $\dot{S}$ ceci peut être vu comme un avantage. Il est composé de deux parties, une partie discontinuée u_2 et une partie continue u_1

$$u = u_1(t) + u_2(t) \quad (4-17)$$

$$\dot{u}_1 = \begin{cases} -u & si \quad |u| > 1 \\ -W \operatorname{sgn}(S) & si \quad |u| \leq 1 \end{cases} \quad (4-18)$$

$$\dot{u}_2 = \begin{cases} -\lambda_1 |S_0|^{\rho_1} \operatorname{sgn}(S) & si \quad |u| > S_0 \\ -\lambda_1 |S|^{\rho_1} \operatorname{sgn}(S) & si \quad |u| \leq S_0 \end{cases} \quad (4-19)$$

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

$$\begin{cases} \alpha > \frac{\phi}{\Gamma_m} \\ \lambda_2^1 \geq \frac{4\phi\Gamma_m(W + \phi)}{\Gamma_m^2\Gamma_m(W - \phi)} \\ 0 < \rho_1 \leq 0.5 \end{cases} \quad (4-20)$$

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

$$\begin{cases} u = -\lambda_1 |S|^{\frac{1}{2}} \operatorname{sgn}(S) + u_1 \\ \dot{u}_1 = -\alpha \operatorname{sgn}(S) \end{cases} \quad (4-21)$$

L'intérêt de cet algorithme est qu'il très robuste, elle n'a pas besoin d'information sur la dérivée de S. A cause de cette caractéristique on peut réduire les nombres de capteurs du système, ainsi que le temps de calcul.

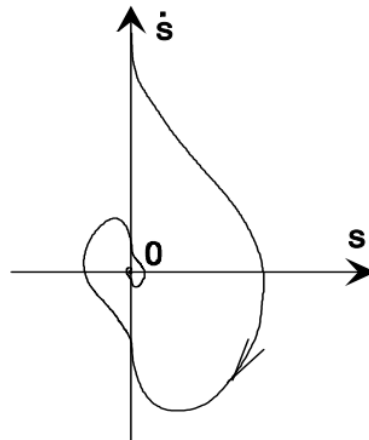


Figure (4-4) : Convergence en temps fini de l'algorithme Twisting.

4.8. Les avantages et les Inconvénients des commandes à régimes glissants d'ordre supérieur

4.8.1 Les avantages :

Les principaux avantages de cette commande sont [34]:

- Garder les avantages du régime glissant d'ordre un.
- Suppression du phénomène de Chattering dans la plupart des systèmes.
- Amélioration des performances de la commande en terme de précision.

4.8.2 Les inconvénients :

Plus n est grand, meilleure est la précision de convergence dans un glissement réel vers la surface. Néanmoins il est nécessaire d'avoir, à chaque commutation, des informations sur les $n-1$ dérivées de s . Bien que l'on puisse réduire ces informations, dans certains cas, aux $n-2$ dérivées de s , cette condition freine l'utilisation de la commande d'ordre supérieur à 3. En effet, plus on dérive y , plus on risque d'amplifier le bruit dans $y^{(n-1)}$ ce qui rend la commande instable.

Pour une commande à régime glissant d'ordre n , la commande discontinue est appliquée sur

$S^{(n)}$ ce qui a l'avantage d'obtenir en sortie de la chaîne d'intégrateurs une commande continue. Ces intégrateurs réduisent les composantes hautes fréquences de la commande, nécessaires pour compenser les incertitudes du modèle standard. Cette chaîne d'intégrateur a aussi comme inconvénient de ralentir la commande, ce qui se traduit par une réduction des performances des commandes à régimes glissants d'ordre supérieur pour l'asservissement du système, particulièrement en suivi d'une consigne dont les variations sont rapides.

4.9. Suppression du phénomène de chattering [41]:

Malgré les propriétés prouvées du contrôleur en mode glissant d'ordre supérieur, le terme discontinu dans la loi de commande globale introduit le phénomène de broutement (chattering). Pour éliminer les effets indésirables de ce phénomène, plusieurs méthodes ont été proposées.

4.9.1 Méthode 1 : Réduction du chattering [41]:

Ont utilisé une méthode qui consiste à augmenter l'ordre du système et à utiliser comme contrôle virtuel, la dérivée de la commande actuelle. Ainsi en intégrant la commande virtuelle discontinue, une commande continue est obtenue. $\#$ devient alors une variable d'état du système, la nouvelle commande discontinue étant alors la dérivée $\#_*$ qui est la nouvelle entrée du système. On parle alors « d'extension

dynamique » de notre système. Le désavantage de cette méthode (ch.at), appelée ‘chattering atténuation’, est que le système augmenté nécessite d’estimer une dérivée supplémentaire de la sortie. Ceci augmente la complexité de la commande et peut devenir impossible en pratique sur des systèmes de degré relatif supérieur à 2.

Dans ce cas on peut utiliser une commande $h(\alpha, s, \dot{s}, s^{(n)})$ qui est d’un ordre supérieur de u , Donc $\dot{u}$ est donnée par la relation suivante :

$$\dot{u} \begin{cases} -u & \text{si } |u| > \alpha \\ h(\alpha, s, \dot{s}, s^{(n)}) & \text{si } |u| \leq \alpha \end{cases} \quad (4-22)$$

4.9.2 Méthode 2 : utilisation d’une fonction continue [41] :

On propose d’appliquer l’idée de la méthode couche limite, utilisée pour réduire le chattering des algorithmes par mode glissant d’ordre un, en remplaçant la fonction signe par la fonction continue (tanh) dans les lois de commande en mode glissant d’ordre supérieur.

On présente une commande qui permet d’améliorer la commande twisting dans le cas où le degré relatif du système est égal à 2.

La loi de commande proposée (MTWG) est basée sur l’algorithme du Twisting en remplaçant la fonction signe par la fonction tangente hyperbolique et en ajoutant un facteur de pondération p . Ainsi la loi de commande proposée est donnée par l’équation :

$$u = -r_1 \tanh\left(\frac{s}{p}\right) - r_2 \tanh(\dot{s}\dot{s}) \quad (4-23)$$

4.10. Application de la commande par mode glissant d'ordre 2 à la MSAP :

Le schéma de la commande par mode glissant d'ordre 2 (MGO2) est représenté sur la Figure (4-5) . En utilisant le principe de la méthode de réglage en cascade (structure de trois surfaces), la boucle interne permet de contrôler les courants, tandis que la boucle externe permet de contrôler la vitesse.

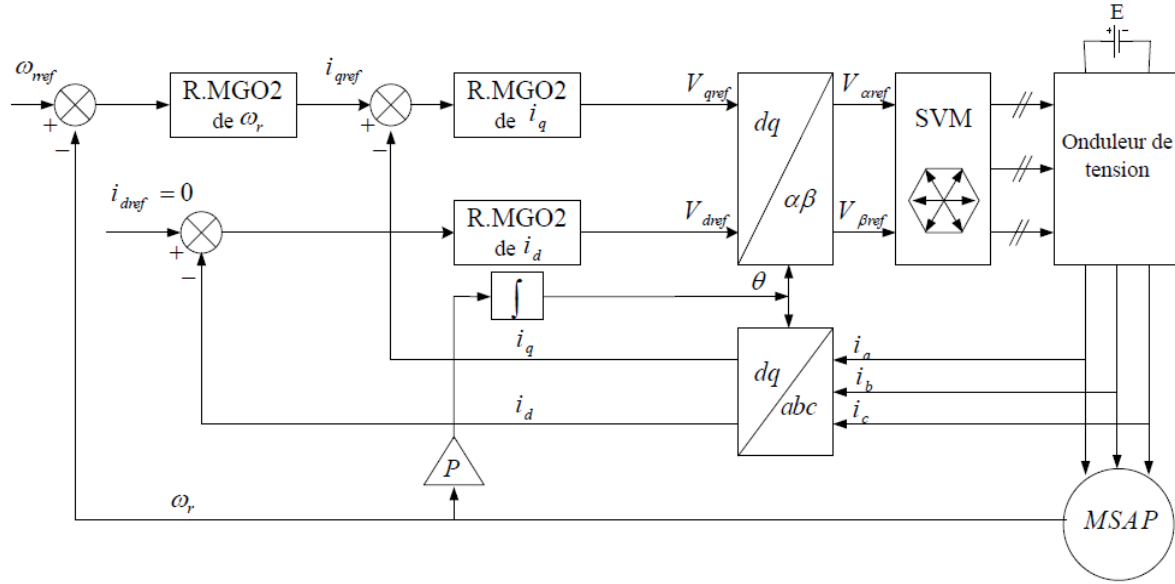


Figure (4-5) : Schéma bloc de réglage par mode glissement d'ordre2 (Reg. MGO2).[18]

La stratégie de commande proposée est basée sur l'algorithme du Super Twisting. Dans ce cadre nous considérons les surfaces de glissement suivantes :

$$\begin{cases} S_1 = \omega_{ref} - \omega_r \\ S_2 = i_{qref} - i_q \\ S_3 = i_{dref} - i_d \end{cases} \quad (4-24)$$

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

$$\begin{cases} u_i = -\lambda_i |S_i|^{\frac{1}{2}} \text{sgn}(S_i) + u_{1i} \\ \dot{u}_{1i} = -W_i \text{sgn}(S_i) \\ \text{et } i = 1, 2, 3. \end{cases} \quad (4-25)$$

4.11.Simulation et interruption :

4.11.1 Schéma bloc :

Le schéma bloc du MSAP commandé par mode glissant d'ordre 2 est représenté par la Figure(3-7) suivante :

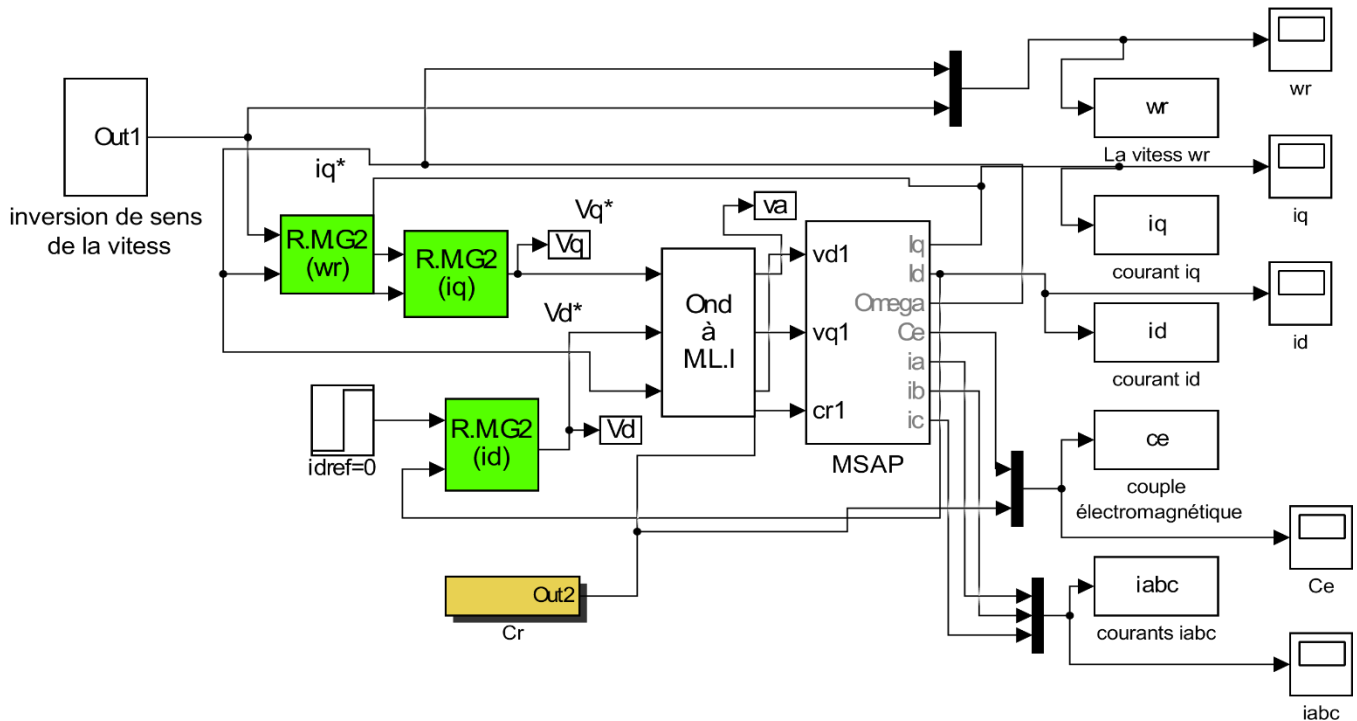


Figure (4-6) : schéma bloc de la commande par mode glissant d'ordre deux de la MSAP.

Afin de tester les performances et la robustesse de la commande par mode glissant d'ordre 2 basé sur l'algorithme de super twisting de la MSAP, des séries de simulations numériques similaires à celles réalisées dans le chapitre précédent ont été effectuées :

- La MSAP à vide.
- La MSAP en charge.
- La MSAP à vide et inversion de sens de la vitesse.

4.11.1.1. Essai à vide et en charge :

Les résultats de simulation de l'essai à vide et en charge du MSAP par la commande mode glissant est représenté dans la (Figure 4-6) et (Figure 4-7), pour un échelon de consigne de 100 rad/s, et suivie d'une application de charge de 5 N.m à partir de $t=0.4s$. On remarque que :

- La vitesse rotorique suite la vitesse de référence, sa réponse est rapide sans dépassement et ni erreur statique.

- Le couple électromagnétique subit au démarrage un pic, puis il rejoint sa valeur finale. Après l'application de la charge à l'instant $t=0.3s$ il atteint rapidement la valeur du couple résistant.
- Le courant I_q a la parfaite correspondance pour le couple.
- Les allures des deux composantes du courant (I_q et I_d) présentent bien le découplage introduit par la commande de mode glissant de la machine ($I_d = 0$).

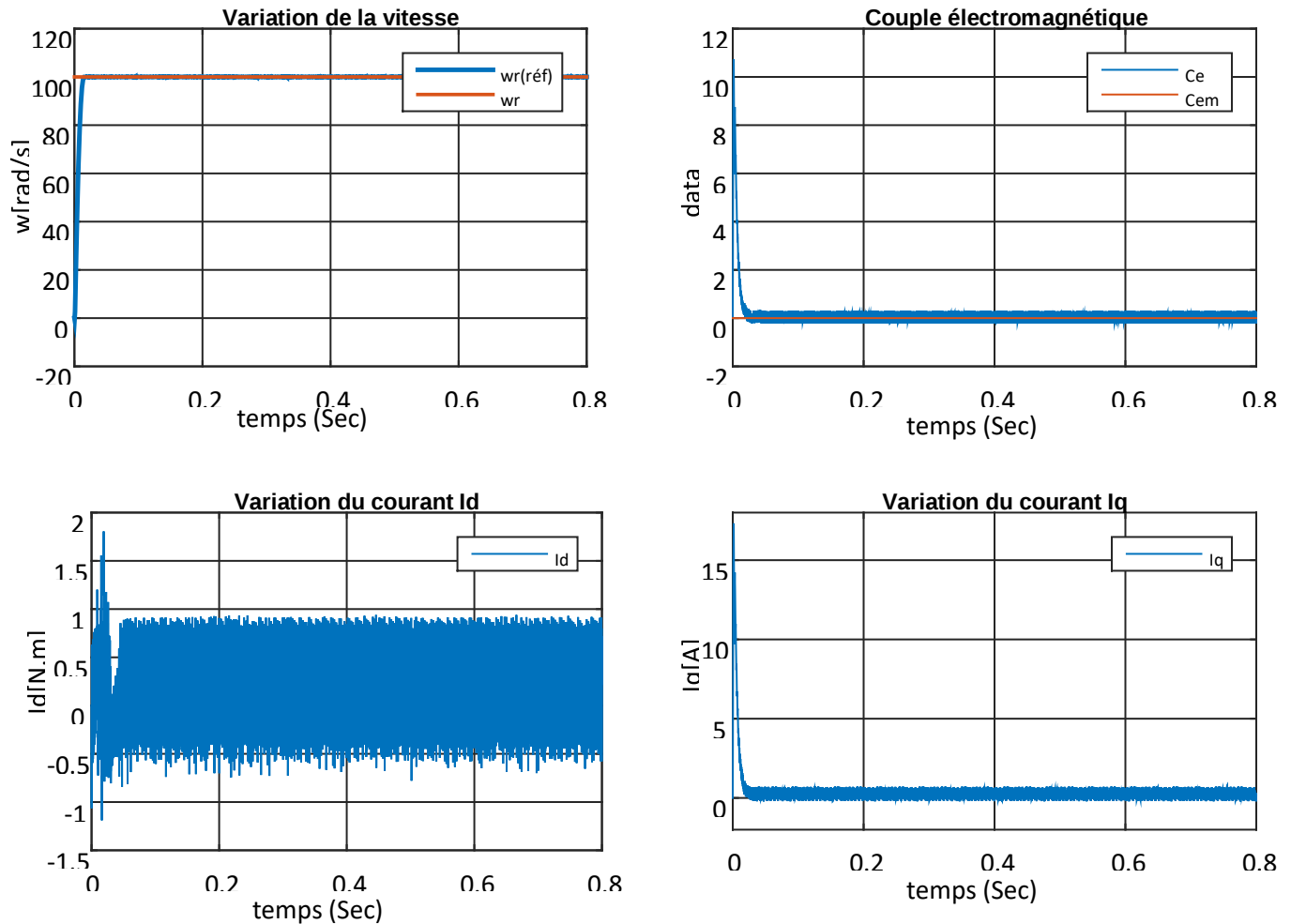


Figure (4-7) : Résultats de simulation de R.MGO2 de la MSAP lors d'un démarrage à vide.

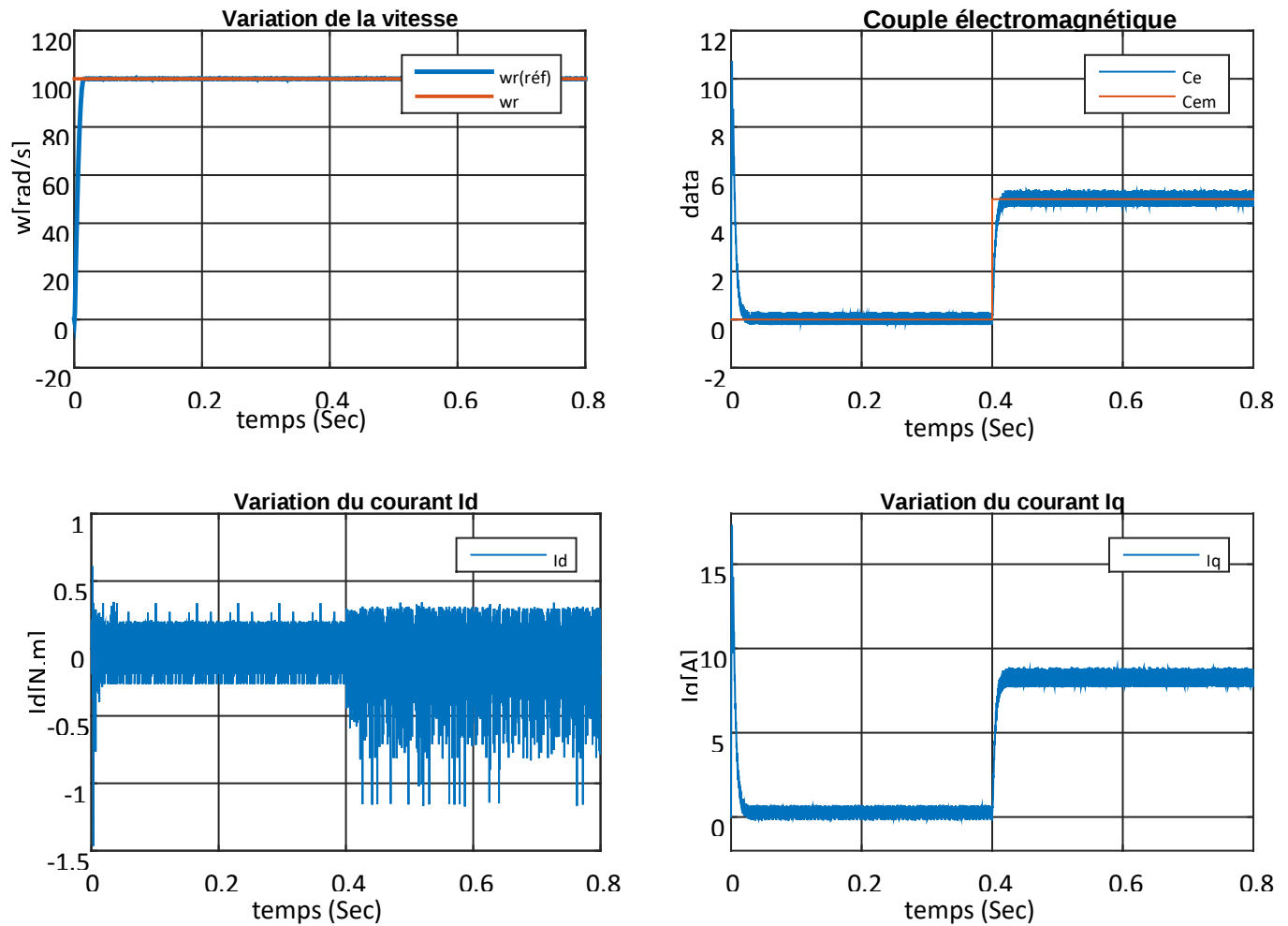


Figure (4-8) : Résultats de simulation de R.MGO2 de la MSAP lors d'un démarrage à vide suivie d'une application de charge de 5 N.m à $t = 0.4s$

4.11.1.2. Essai de l'inversion de sens de rotation :

La Figure (4-8), représenter l'essai à inverser le sens de rotation (-100 rad/s à +100 rad/s) à l'instant $t=3s$ à vide . Nous observe que les allures de courant i_q et le couple électromagnétique sont la même courbe ce qui montre que le découplage est reste parfaitement réalisé. Et ce simulation montrent que la vitesse rotorique suite sa vitesse de référence dans le deux sens avec une temp de réponse est rapide et sans dépassement

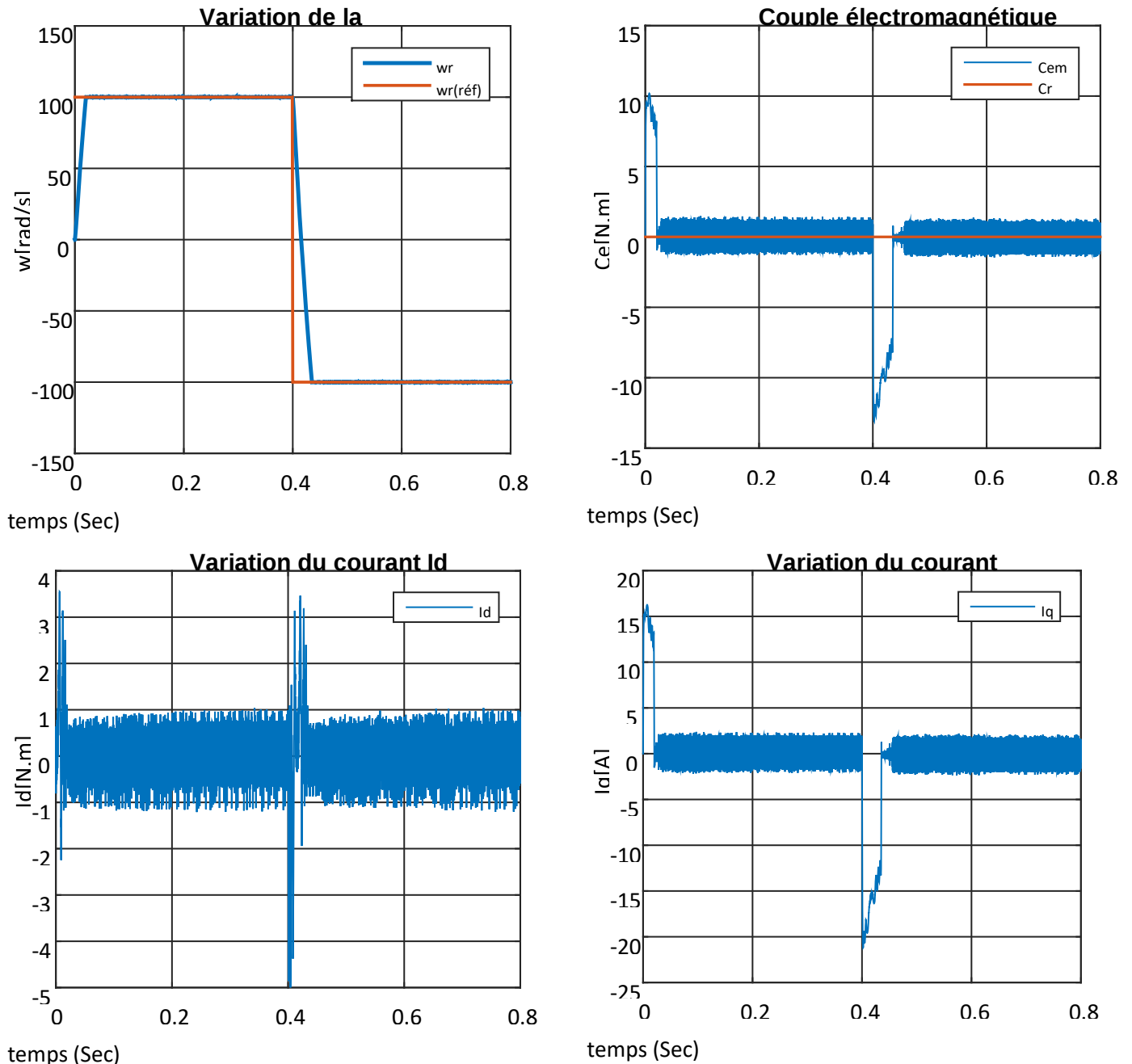


Figure (4-9) : Résultats de simulation de R.MGO2 de la MSAP pour une inversion du sens de rotation à $t = 0.4$.

4.11.2 Etude comparative entre R.MGO 1 et R.MGO 2:

La figure 4.9 représente la vitesse et le couple de la MSAP, pour une vitesse de référence de 100 rad/s, et suivie d'une application de charge de 5 N.m à l'instant $t = 0.3$ s, puis on l'annule à l'instant $t = 0.8$ s. On remarque que :

- l'allure de la vitesse dans les deux types de commande possède une caractéristique presque linéaire et atteint la vitesse de référence sans dépassement dans un temps de réponse très petit.
- L'application de la charge ne constate presque aucune influence sur l'allure de la vitesse.
- les réponses du couple électromagnétique dans les deux cas de commande sont comparées. Il est clair que le R.MGO2 utilisant l'algorithme de super twisting réduit le broutement existant dans le cas de R.MGO1.

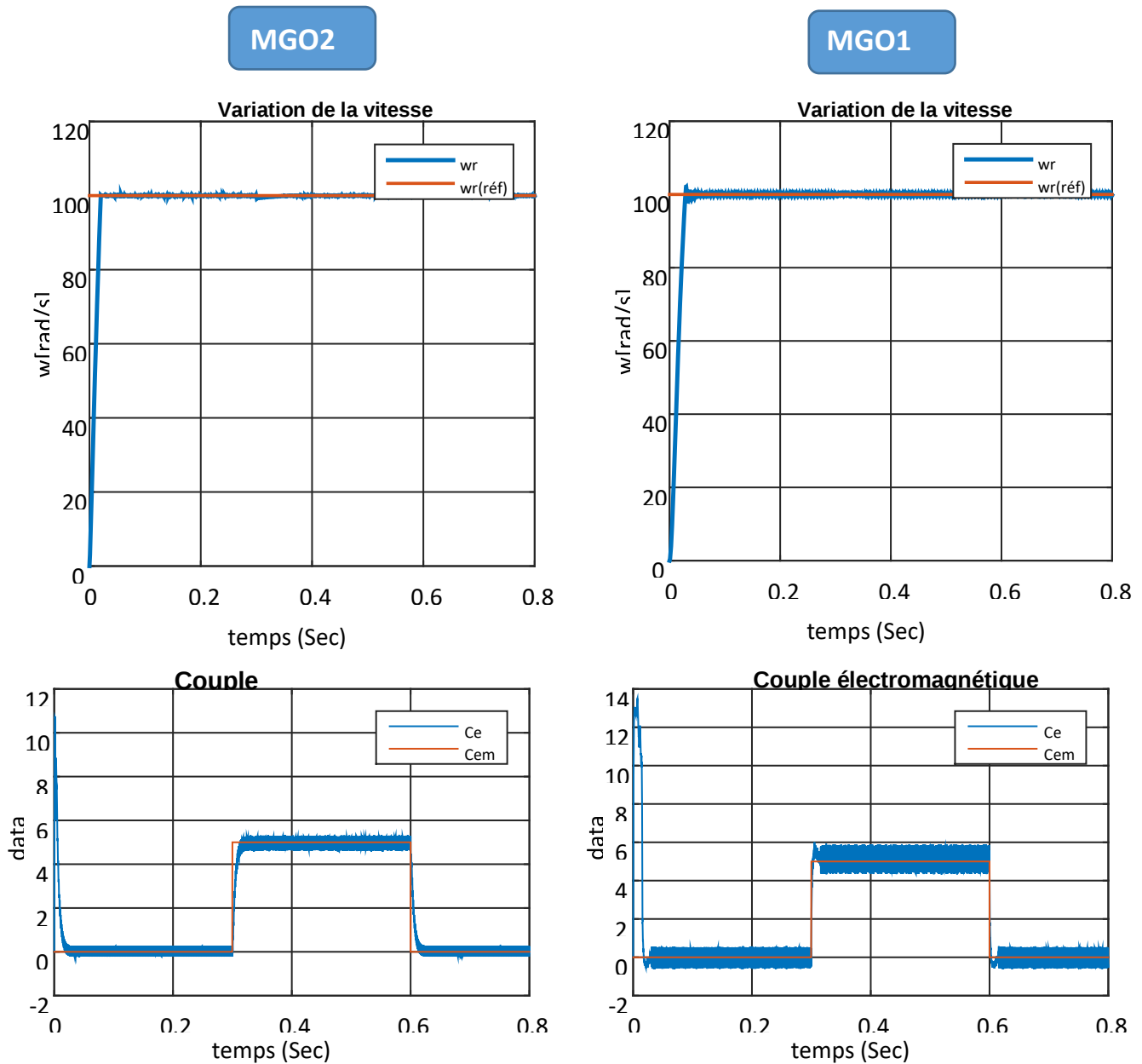


Figure (4-10) : Résultats de simulation pour un échelon de couple résistant ($C_r = 5\text{N.m}$).

4.12. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté les différentes techniques de la commande par mode glissant d'ordre supérieur. D'abord nous avons expliqué cette commande à partir de sa définition et son principe de fonctionnement, Ensuite nous avons donné en détail les principaux algorithmes de commande glissant d'ordre deux, tels que les Algorithmes de Twisting et Super Twisting qui sont les plus utilisés dans la littérature.

Les résultats de simulation nous montrent que les réponses de R.MGO2 basée sur l'algorithme de super twisting pour l'asservissement en vitesse sont rapides et robustes lors des variations de la charge ou de la vitesse.

Finalement, on a présenté une étude comparative entre R.MGO2 et R.MGO1 de la MSAP.

L'avantage de R.MGO2 basée sur l'algorithme de super twisting est traduit par la réduction de broutement et en même temps sauvegarder les priorités principales du mode glissant d'ordre simple.

Conclusion générale

Conclusion générale

Dans ce mémoire, nous avons présenté s'inscrit dans le domaine de la commande des machines synchrones à aimants permanents basée sur le commande vectorielle le mode glissant classique d'ordre un et le mode glissant d'ordre supérieure, pour la régulation de la vitesse et la performance d'une machine synchrone à aimants permanents.

D'abord dans le premier chapitre, nous avons vu brièvement la modélisation de la MSAP. Nous avons utilisé la transformation de Park pour présenter la machine triphasée dans un repère à deux axes afin de simplifier la résolution des équations électromagnétiques de la machine. Ensuite, nous avons modélisé l'onduleur de tension triphasé et sa commande à MLI sinus triangle.

Le deuxième chapitre est consacré à la commande vectorielle de la MSAP associé à des régulateurs PI. Les résultats de simulation de l'entraînement sont dans l'ensemble acceptables. Ils montrent bien les performances de la commande vectorielle : la perturbation est rejetée en un temps très court, la réponse est rapide et le dépassement est négligeable.

Au troisième chapitre, à travers l'utilisation des régulateurs à mode glissant avec ces régulateurs, on remarque des oscillations à hautes fréquences (le phénomène de *chattering*) qui sont dues à la commande (sign). Pour réduire ces oscillations, on a recourt à l'utilisation de la fonction intégrale au lieu de la fonction sign. Les résultats obtenus sont satisfaisants. En effet, le système est rapide, la charge n'a pas d'influence sur le comportement du moteur et l'inversion du sens de rotation se fait en suivant précisément la consigne.

Les résultats obtenus avec les R.MGO1 sont comparés avec ceux obtenus avec les régulateurs de type PI. Quelles que soient les plages de fonctionnement étudiées, les réponses avec les R.MGO1 sont plus rapides et plus robustes vis-à-vis des variations paramétriques internes et externes

Dans le dernier chapitre nous avons présenté à une autre technique de commande qui est appelée la commande par mode glissant d'ordre supérieur. Elle est basée sur l'algorithme super twisting permettant de robustifier cette commande face aux variations paramétrique et réduire le phénomène de chattering. Des résultats de simulation et les résultats d'étude comparative avec ceux obtenus avec RMGO ordre un sont présentés montré que l'efficacité de cette type de commande pour minimiser et réduit le phénomène de broutement.

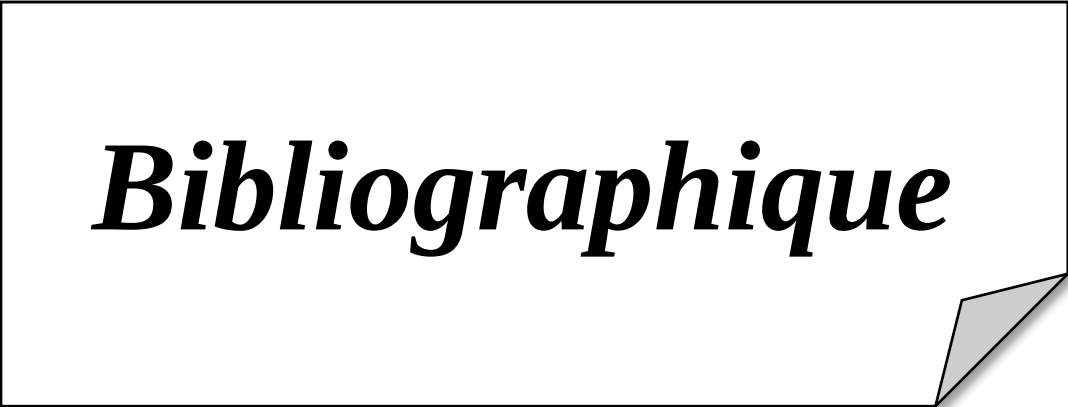
Annexe

Annexe

Paramètres de la machine synchrone à aimants permanents utilisée :

Description	Paramètres
Tension nominale	$V = 220 / 380V$
Vitesse nominale	$\omega_r = 1000 \text{ tr /min}$
Résistance statorique	$R_s = 1.4\Omega$
Inductance suivant l'axe d	$L_d = 0.0066 \text{ H}$
Inductance suivant l'axe q	$L_q = 0.0066 \text{ H}$
Nombre de paires de pôles	$P = 3 \text{ paire}$
Flux permanent	$\varphi_{sf} = 0.1546 \text{ Wb}$
Moment d'inertie	$J = 0.00176 \text{ kg.m}^2$
Coefficient de frottement visqueux	$f = 0.0003881 \text{ Nm / rad / s}$
Couple résistant	$C_r = 5 \text{ N.m}$

Bibliographique



Bibliographies

- [1]. **A. Kaddouri**, « Etude d'une commande non-linéaire adaptative d'une machine synchrone à aimants permanents » Thèse de Doctorat, Université de Laval, Québec, Novembre 2000.
- [2]. **KENDOUCI Khedidja** “Contribution à la commande sans capteur mécanique d’une machine synchrone à aimants permanents” THESE EN VUE DE L’OBTENTION DU DIPLOME DE DOCTORAT EN SCIENCE, Université des Sciences et de la Technologie d’Oran, 2012
- [3]. **M.I. Hemmami**, « Commande sans capteur de vitesse d’un moteur synchrone à aimants permanents par l’utilisation de la commande directe du couple et d’un observateur de vitesse à mode glissant » Thèse de Magister, Université de Biskra, 2012.
- [4]. **I.C. Baik, K.H. Kim, and M. Yam**, « Robust nonlinear speed control of PM synchronous motor using adaptive and sliding mode control techniques » In Proc. of IEE Electric Power Applications, vol. 145, no. 4, pp. 369-376, 1998.
- [5]. **T.Y. Chang, C.M. Hong, and C.T. Pan** « A no chattering discrete-time sliding mode controller for field acceleration method induction motor drives » PESC 24th Annual IEEE Power Elect. Conference, Seattle, pp.1158-1164, 1993.
- [6]. **N.S. Amirouche**, « Contribution à la commande adaptative et neuronale d’une machine synchrone à aimants permanents » Thèse de Doctorat, Ecole Nationale Polytechnique, 2007.
- [7]. **V.I. Utkin**, «Sliding mode control design principles and applications to electric drives» IEEE Trans. Ind. Elec, vol. 40, no. 1, pp. 23-36, Feb 1993.
- [8]. **Hchour, A.** « Synthèse De Commande Et D’observateurs Par La Passivité : Application à La Machine synchrone à Aimants Permanents » Mémoire de Magister, E.N.P, El-Harrach ,1999.
- [9]. **Boiko**, « Frequency domain analysis of fast and slow motions in sliding modes » Asian Journal of Control, vol. 5, no. 4, pp. 445–453, 2003.
- [10]. **L. Fridman**, « An averaging approach to chattering » IEEE transactions, on Automatic Control, vol. 46, no. 8, pp. 1260–1264, 2001.
- [11]. **V.I. Utkin, J. Guldner, and J. Shi**, « Sliding mode control in electro-mechanical systems » CRC Press Taylor-Francis Group, 2009.

[12]. **G. Bondarev, S.A. Bondarev, N.Y. Kostyerva, and V. I. Utkin** « Sliding modes in systems with asymptotic state observers » Automation and remote control, vol. 46, no. 6, pp. 679-684, 1985.

[13] **Paul P. Acarnley and John F. Watson.** « Review of Position-Sensorless Operation of Brushless Permanent-Magnet Machines » IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, vol. 53, No. 2, pp.352-36, April, 2006.

[14]. **G. Bartolini, A. Pisano, E. Punta, and E. Usai,** « A survey of applications of second order sliding mode control to mechanical systems » International Journal of Control, vol. 76, no. 9, pp. 875–892, 2003.

[15].**GUILLAUME PONGO NOUMÉA** « MODÈLES D'IDENTIFICATION ET DE COMMANDE D'UN AÉROGÉNÉRATEUR À MACHINE SYNCHRONE À AIMANTS PERMANENTS » Mémoire de Magister, UNIVERSITÉ DU QUÉBEC Montréal ,CANADA Avril2018

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

[17].**BARDADI BENDAHA Mansour** « Contribution à la Modélisation Magnétothermique des Machines Electriques Synchrones à Aimants Permanents » these Magistère , Université des Sciences et de la Technologie d’Oran,2015

[18].**N. Bounasla** “ Commande par mode de glissement d’ordre supérieur de la machine synchrone à aimants permanents “ Mémoire de Magister, Université de Sétif, 2014.

[19].**J.M.RETIF** ”Commande Vectorielle des Machines Asynchrones et Synchrones “ Notes de Cours, Institut National des Sciences Appliquées de Lyon (INSA), 2008.

[20].**F. Benchabane,** “Commande en position et en vitesse par mode de glissement d’un moteur synchrone triphasé à aimants permanents avec minimisation du chattering”, Thèse de Magister, Université de Biskra, 2005.

[21].**Azzeddine Kaddouri** “Etude d'une Commande Non Linéaire Adaptative de la Machine Synchrone à Aimants Permanents” Université Laval, Québec, 2000.

[22].**R. Abdessemed,** “Modélisation et simulation des machines électriques”, Presse de Université de Batna, 2011.

[23].**K. Kendouci** « Etudes comparatives entres differentes commandes de la machine synchrone a Amiants permanent » Thèse de magister, USTO-MB- Oct 2003.

[24]. **A. Ameur** "Commande sans capteur de vitesse par DTC d'une machine synchrone à Aimants permanents dotée d'un observateur d'ordre complet à modes glissants" Thèse De magistère, Université de Batna, 2005.

[25]. **M.S. Merzoug** " Étude comparative des performances d'un DTC et d'un FOC d'une machine synchrone à aimants permanents (MSAP)" Thèse de magistère, Université de Batna ,2008.

[26]. **MAHGOUN Mohamed Seddik** "Application de la commande aux systèmes linéaires perturbés " Mémoire de Magister, UNIVERSITE FERHAT ABBAS, Sétif, 2012.

[27]. **M. Ounnadi** "Elaboration d'un model en régime dynamique d'une machine à aimant permanent" mémoire de Magister en électrotechnique université de Tizi-Ouzou, 2011

[28]. **R. Sadouni**, " Commande par mode glissant flou d'une machine asynchrone à double étoile", Thèse de Magister, Université de Sidi Bel Abbès, 2010.

[29]. **M. E. Bendib**, "Conception d'une machine à aimant permanent a flux axial " Mémoire de Magister en électrotechnique, Université de Batna 2011

[30]. **B. Abde Raouf** " commande vectorielle de la MSAP" Mémoire de Magister, Université de Biskra, 2014.

[31]. **A. Massoum**, " Contribution à la commande singulièrement perturbée d'une machine synchrone à aimants permanents : commande à structure variable (CSV); commande neuro-floue", Thèse de Doctorat, Université de Sidi Bel Abbès, 2007.

[32]. **Kaddourim, A.** « Etude d'une commande non-linéaire adaptative d'une machine synchrone à aimants permanents » Thèse pour l'obtention du grade de Philosophiae Doctor (Ph.D.) université Laval Québec, Novembre 2000.

[33]. **Annane Adel** « alyse du comportement du moteur synchrone dans les entraînements électriques à vitesse variable » Mémoire de magister UNIVERSITE BADJI MOKHTAR-ANNABA,2010

[34]. **A. Houssein, A. Wafaa**, « 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 de Tlemcen, 2013.

[35]. **V. Bregeault**, "Quelques contributions à la théorie de la commande par modes glissants", Thèse de Doctorat, École Centrale de Nantes, 2010.

[36]. **I. Deghboudj**, " Commande des systemes non lineaires par mode glissant d'ordre superieur ", Thèse de Magister, Université de Constantine 1, 2013.

[37]. **W. Perruquetti and J. P. Barbot**, “Sliding mode control in engineering ”, Marcel Dekker, Inc, New York, 2002.

[38]. **A. Levant** “Arbitrary-order sliding modes with finite-time convergence”, in Proc. of the 6th IEEE Mediterranean Conference on Control and Systems, Alghero, Italy, 1998.

[39].**Thierry FLOQUET** « CONTRIBUTIONS A LA COMMANDE PAR MODES GLISSANTS D'ORDRE SUPERIEUR » these doctorate , Université des Sciences et Technologies de Lille ,2000

[40].**F. Benchabane**, “Commande en position et en vitesse par mode de glissement d’un moteur synchrone triphasé à aimants permanents avec minimisation du chattring”, Thèse de Magister, Université de Biskra, 2005.

[41].**N. Bounasla and K. E. Hemsas**, “Second order sliding mode control of a permanent magnet synchronous motor”, STA 14th International Conference on Sciences and Techniques of Automatic Control, Tunisia, 2013.

[42]. **V. Bregeault** « Quelques contributions à la théorie de la commande par modes glissants» Thèse de Doctorat, École Centrale de Nantes, 2010.

[43].**G. Grellet, and G. Clerc** « Actionneur electriques, principes, modèles, commande » Eyrolles, 1997.

[44].**H. Amrous** « Commandes adaptatives d'une machine synchrone a aimants permanents » Thèse de Magister, Ecole Nationale Polytechnique, 2009.

[45].**B. K. Bose** « Sliding mode control for induction motor » IEEE IAS Annual Meeting, 1985. p 479-486.

Résumé:

Ce travail présente une application de la commande à structure variable par mode glissant d'ordre deux en utilisant l'algorithme « Super Twisting Algorithm » pour commander en vitesse une machine synchrone à aimants permanents.

On commence par l'utilisation de la commande par mode glissant classique de l'MSAP, où on a remarqué bien l'apparition du phénomène du broutement au niveau des signaux des courants et de couple puis, et avec l'introduction de la commande par mode glissant d'ordre deux avec « Super Twisting Algorithm » l'inconvénient de broutement est considérablement pallié.

Mots Clés : *MSAP, Mode Glissant, Broutement, Surface de Glissement, Super Twisting Algorithm.*

Abstract:

This work presents an application of a variable structure control via second order sliding mode control using «Super Twisting Algorithm» algorithm in order to control on speed a permanent magnets synchronous machine.

We begin with using of the classical sliding mode control of the PMSM, where we noticed well the appearance of the chattering phenomenon in the of currents and torque signals then, and with the introduction of the second order sliding mode control with «Super Twisting Algorithm» the disadvantage of chattering is considerably compensated.

Keywords: *PMSM, Sliding Mode, Chattering, Sliding Surface, Super Twisting Algorithm*

ملخص:

هذا العمل يقدم **تطبيق** تحكم ذو بنية متغيرة من خلال التحكم المنزلق من المرتبة الثانية باستخدام خوارزمية «خوارزمية الالتفاف الفائق» للتحكم في سرعة آلة متزامنة ذات مغناطيسات دائمة.

بدأ باستخدام التحكم المنزلق الكلاسيكي الخاص بالآلة المتزامنة، حيث نلاحظ بشكل جيد ظاهرة التشتت في الإشارات التيارات وعزم الدوان، ومع إدخال التحكم المنزلق من الدرجة الثانية مع " خوارزمية الالتفاف الفائق " فإن عيب التشتت يتم تقليصه بشكل كبير.

كلمات مفتاحية: *ات م د. نظام منزلق. تشتت. سطح الإنزلاق. خوارزمية الالتفاف*

الفائق