

وزارة التعليم العالي و البحث العلمي

Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique

جامعة فرحات عباس سطيف-1

Université Ferhat ABBAS Sétif -1 (ALGERIE)

Faculté de Technologie

MEMOIRE

présenté pour l'obtention du diplôme

de Magister en Electrotechnique

Option :

Commande Electrique

Par :

M^f. Nouredine BOUNASLA

Thème

Commande par Mode de Glissement d'Ordre Supérieur de la Machine Synchrone à Aimants Permanents

Soutenu publiquement le : / /2014 devant le jury d'examen:

Pr. HARMAS Mohamed Naguib	Prof. Université Ferhat ABBAS Sétif-1	Président
Dr. HEMSAS Kamel Eddine	M.C.A Université Ferhat ABBAS Sétif-1	Rapporteur
Dr. HACHEMI Mabrouk	M.C.A Université Ferhat ABBAS Sétif-1	Examineur
Dr. ABDELAZIZ Mourad	M.C.A Université Ferhat ABBAS Sétif-1	Examineur
Dr. CHAIBA Azeddine	M.C.A Université Ferhat ABBAS Sétif-1	Examineur

Dédicace

A mes parents avec toute ma gratitude pour toutes ces
années de sacrifices et d'encouragement

A mon frère

A mes sœurs

A toute ma famille.

A tous mes amis

A tous ceux que j'aime

Je dédie ce travail.

Noureddine BOUNASLA

Remerciements

Mes remerciements vont premièrement à **Allah** le tout puissant pour la volonté, la santé et la patience, qu'il m'a donné durant toutes ces années d'études.

Je tiens d'abord à exprimer toute ma gratitude et ma reconnaissance à mon encadreur Monsieur : **HEMSAS Kamel Eddine**, Maître de Conférences à l'Université de Sétif, pour m'avoir aidé par ses idées, ses conseils précieux et ses encouragements incessants durant la préparation de ce travail.

Je remercie vivement et très profondément :

- Monsieur **HARMAS Mohamed Naguib**, Professeur au département d'électrotechnique de l'université de Sétif-1, pour m'avoir fait l'honneur de présider le jury de ma thèse.
- Monsieur **HACHEMI Mabrouk**, Maître de Conférences au département d'électrotechnique de l'université de Sétif-1, pour m'avoir fait l'honneur d'examiner ma thèse.
- Monsieur **ABDELAZIZ Mourad**, Maître de Conférences au département d'électrotechnique de l'université de Sétif-1, pour m'avoir fait l'honneur d'examiner ma thèse.
- Monsieur **CHAIBA Azeddine**, Maître de Conférences au département d'électrotechnique de l'université de Sétif-1, d'avoir accepté d'évaluer ce travail.

Aussi, je tiens à exprimer ma profonde gratitude à Monsieur **BARKAT Saïd**, Maître de Conférences à l'Université de M'sila, pour son aide, ses conseils précieux et ses encouragements.

Enfin, je remercie toutes les personnes (dont le nombre est très élevé pour les citer toutes ici), qui ont contribué de près ou de loin, directement ou indirectement à l'aboutissement de ce travail.

Sommaire

Introduction générale	1
Chapitre 01	4
Modélisation de l'association convertisseur - MSAP	
1.1. Introduction	4
1.2. Présentation de la machine synchrone à aimants permanents	4
1.3. Principe de fonctionnement de la MSAP	6
1.4. Avantages des MSAPs par rapport aux autres types de machines	6
1.4.1. Moteurs synchrones à aimants - Moteurs à courant continu	7
1.4.2. Moteurs synchrones à aimants - Moteurs synchrone classique	7
1.4.3. Moteurs synchrones à aimants - Moteurs asynchrones	7
1.5. Applications et inconvénients	7
1.6. Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents	8
1.6.1. Mise en équations de la machine dans le repère (abc).....	8
1.6.1.1. Equations électriques.	9
1.6.1.2. Equations magnétiques.....	9
1.6.1.3. Equation mécanique.....	10
1.6.2. Transformation de Park	10
1.6.3. Application de la transformation de Park à la MSAP.....	12
1.7. Modélisation de l'association convertisseur-MSAP.....	14
1.7.1. Modélisation de l'onduleur triphasé de tension à deux niveaux.....	15
1.7.2. Commande par modulation sinus-triangle	17
1.7.3. Commande par MLI Vectorielle	18
1.7.2.1. Calcul des temps d'application	20
1.7.2.2. Génération des impulsions	22
1.8. Résultats de simulation	23
1.8.1. Alimentation par le réseau	23
1.8.2. Alimentation par un onduleur de tension	24
Conclusion	26

Chapitre 02	27
--------------------------	----

Commande vectorielle de la MSAP

2.1. Introduction	27
2.2. Commande vectorielle de la MSAP alimentée en tension	27
2.2.1. Principe de la commande vectorielle.....	27
2.2.2. Découplage	28
2.2.2.1. Découplage par compensation	28
2.2.3. Description du système global	30
2.2.4. Calcul des régulateurs	30
2.2.4.1. Régulation du courant i_q	32
2.2.4.2. Régulation du courant i_d	33
2.2.4.3. Régulation de vitesse	34
2.2.5. Résultats de simulation	35
2.2.5.1. Essai à vide et en charge	36
2.2.5.2. Essai de l'inversion de sens de rotation	36
2.2.5.3. Essai de variation de la résistance statorique et du couple de charge	36
Conclusion.....	39

Chapitre 03	40
--------------------------	----

Commande par mode de glissement de la MSAP

3.1. Introduction	40
3.2. Théorie de la commande par mode de glissement	40
3.2.1. Régime glissant idéal	41
3.2.2. Régime glissant réel	41
3.3. Conception de l'algorithme de commande par mode de glissement	42
3.3.1. Choix de la surface	42
3.3.2. Condition d'existence et de convergence	43
3.3.2.1. Fonction directe de commutation	43
3.3.2.2. Fonction de Lyapunov	43
3.3.3. Détermination de la loi de commande	44

3.4. Avantage et inconvénients de la commande par mode glissant	45
3.5. Application de la commande par mode de glissement d'ordre 1 à la MSAP	46
3.5.1. Stratégie de réglage à trois surfaces	46
3.5.1.1. Surface de régulation de la vitesse	47
3.5.1.2. Surface de régulation du courant i_q	48
3.5.1.3. Surface de régulation du courant i_d	48
3.5.2. Simulation et Interprétation des résultats	48
3.5.2.1. Essai à vide et en charge	48
3.5.2.2. Essai de l'inversion de sens de rotation	49
3.5.2.3. Essai de variation de la résistance statorique et du couple de charge	49
3.5.3. Etude comparative entre la CSV et la commande PI	52
3.5.3.1. Comparaison au niveau de la variation de vitesse	52
3.5.3.2. Comparaison au niveau de la variation de charge	52
Conclusion.....	54
Chapitre 04	55

Commande par mode de glissement d'ordre supérieur de la MSAP

4.1. Introduction	55
4.2. Position du problème	56
4.3. Degré relatif	56
4.4. Principe	57
4.5. Commande par mode glissant d'ordre deux	57
4.6. Propriétés de convergence en temps fini de la commande 2-glissante	59
4.6.1. Loi 2-glissante	60
4.6.2. Surface de glissement	60
4.6.3. Commande équivalente	61
4.7. Algorithmes glissants d'ordre supérieur	61
4.7.1 Algorithme de Twisting	62
4.7.2 Algorithme de Super Twisting	64

4.7.3 Algorithme Sous-Optimal	65
4.7.4 Algorithme de Drift	66
4.8 Suppression de la réticence	66
4.9 Contrôleur par régime glissant d'ordre n	66
4.9.1 Définition du problème	66
4.9.2 Construction de la commande	67
4.10. Application de la commande par mode glissant d'ordre 2 à la MSAP	69
4.10.1. Résultats de simulation	70
4.10.1.1. Essai à vide et en charge	70
4.10.1.2. Essai de l'inversion de sens de rotation	70
4.10.1.3. Essai de variation de la résistance statorique et du couple de charge	70
4.10.2. Etude comparative entre R.MGO 1 et R.MGO 2.....	73
Conclusion.....	74
Conclusion générale et perspectives	75
Annexe	
Bibliographie	

Notations et Abréviations

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

Dans ces vingt dernières années, le domaine de la conversion de l'énergie électrique a été marqué, comme de nombreux autres domaines, par la révolution de l'électronique de puissance et de la microinformatique. Les méthodes classiques de variation de vitesse (mécaniques et électromécaniques) ont été peu à peu dépassées par des ensembles associant des convertisseurs statiques à des moteurs électriques. Historiquement, le moteur à courant continu a parfaitement assuré le fonctionnement de la plupart d'équipements industriels. Cependant, son principal défaut reste le collecteur mécanique que l'on tolère mal dans certains environnements et qui fait augmenter les coûts d'entretien. Ces contraintes ont dirigé les études vers les entraînements équipés de machines à courant alternatif [1].

Pour toutes ces raisons, l'orientation vers les recherches aboutissant à des meilleures exploitations d'un robuste actionneur, est très justifiée, à savoir, le moteur asynchrone à cage et le moteur synchrone à aimants permanents (MSAP), qui sont robustes et ont une construction simple qui limite le coût et augmente le rapport de puissance massique. C'est pourquoi les machines à courant alternatif remplacent de plus en plus les moteurs à courant continu dans de nombreux domaines tels que les servomoteurs [2].

Les nouvelles applications industrielles nécessitent des variateurs de vitesse ayant des hautes performances dynamiques, une bonne précision en régime permanent, une haute capacité de surcharge sur toute la plage de vitesse et une robustesse aux différentes perturbations. Ces dernières années plusieurs techniques ont été développées pour permettre au variateur d'atteindre ces performances [2].

La commande vectorielle permet d'avoir une dynamique proche de celle de la machine à courant continu, autrement dit, une dynamique asymptotiquement linéaire et découplée. Cependant, cette structure de commande en utilisant des régulateurs classiques de type *PI* nécessite que les paramètres de la machine soient précis (les variations paramétriques internes et externes du système dues à la température, l'humidité, et aux surcharge occasionnelles, engendrent la perte de la stabilité des régulateurs classiques considérés). Ceci exige une bonne identification des paramètres. En conséquence, le recours à des régulateurs de commande robuste, pour maintenir un niveau de découplage et de performance acceptable, est nécessaire [2-3].

La commande à structure variable (CSV) [4-6], est une commande non linéaire, possède cette robustesse, fut largement adoptée et a montré son efficacité dans de nombreuses applications. Elle change la structure de commande en fonction de l'état du système, en assurant de bonnes performances du système et une robustesse vis-à-vis des perturbations externes et des variations paramétriques. Le régime permanent du système dans ce cas est appelé mode de glissement [7]. C'est à dire que la trajectoire d'état du système est amenée vers une hypersurface dite surface de glissement et commute autour de cette surface jusqu'au point d'équilibre. L'inconvénient majeur des modes glissants classique du premier ordre est l'apparition du chattering ou broutement [8-11]. La cause principale de ce broutement a été identifiée comme étant la présence de dynamiques parasites non modélisées dans le dispositif de commutation [12]. Pour palier à ce problème, trois grandes approches ont été proposées :

La première c'est l'utilisation d'une approximation linéaire. La deuxième c'est l'utilisation d'un observateur d'état asymptotique pour limiter la réticence [12]. Et enfin c'est l'utilisation d'algorithmes de commande d'ordre supérieur [13]. Cette dernière solution a permis la réduction ou même l'atténuation du phénomène de chattering tout en gardant les propriétés de robustesse et la convergence en temps fini [8][14-15].

L'objectif de ce présent travail est l'étude du comportement dynamique de la machine synchrone à aimants permanents lors d'un réglage de vitesse par des régulateurs classiques (PI) et par des régulateurs à base de mode glissement classique d'ordre un et d'ordre deux (basé sur l'algorithme Super Twisting).

Le mémoire présenté est organisé en quatre chapitres.

- Le premier chapitre concerne, dans une première partie, la modélisation dynamique de la machine synchrone à aimants permanents dans les hypothèses simplificatrices de linéarité. L'utilisation de la transformation de Park permet d'obtenir un modèle plus simple. La deuxième partie est consacrée à l'étude de l'onduleur de tension et de sa commande MLI Vectorielle (SVM).
- Le deuxième chapitre fera 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.
- 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.

- Le quatrième chapitre présentera le principe théorique de la commande par mode glissement d'ordre supérieur et sa application à la MSAP en vu de l'asservissement de vitesse.

Le mémoire se termine par une conclusion générale et des perspectives.

Chapitre 01

Modélisation de l'association convertisseur - MSAP

1.1. Introduction

L'étude du comportement d'un moteur électrique est une tâche difficile et qui nécessite, avant tout, une bonne connaissance de son modèle dynamique afin de bien prédire, par voie de simulation, son comportement dans les différents modes de fonctionnement envisagés [1].

Les moteurs à courant continu ont assuré pendant longtemps le fonctionnement de la plupart d'équipements industriels (robots et machines outils). Cependant la présence du système balais collecteur a toujours été un grand inconvénient du moteur ce qui limite la puissance et la vitesse maximale et présente des difficultés de maintenance et des interruptions de fonctionnement. C'est pour cette raison qu'on a eu intérêt à utiliser des moteurs électriques à courant alternatif afin d'écartier cet inconvénient [16-17].

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 types de moteur, beaucoup davantage, entre autres, pas de pertes au rotor, une faible inertie et un couple massique élevé [16-18].

Dans ce chapitre, on présentera le principe de fonctionnement et la modélisation d'une machine synchrone à aimants permanents associée à un convertisseur statique.

1.2. Présentation de la machine synchrone 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. Pour obtenir un tel fonctionnement, le champ magnétique rotorique est généré soit par des aimants, soit par un circuit d'excitation. La position du champ magnétique rotorique est alors fixe par rapport au

rotor, ce qui impose le synchronisme entre le champ tournant statorique et le rotor ; d'où le nom de machine synchrone.

La vitesse de rotation du champ tournant est proportionnelle au nombre de pôles de la machine et à la pulsation des courants statoriques. On note :

$$\omega_r = \frac{\omega}{p} \quad (1.1)$$

- Le stator est une partie fixe où se trouvent les enroulements liés à la source, il est semblable au stator de toutes les machines électriques triphasées. Il est constitué d'un empilage de tôle magnétique qui contient des encoches dans lesquelles sont logés trois enroulements identiques décalés entre eux de $\frac{2\pi}{3}$.
- Le rotor est une partie mobile, se compose d'aimants permanents. Les aimants permanents apporte beaucoup de simplicité comme l'élimination des ballais (donc les pertes rotoriques). Cependant, le flux rotorique n'est plus commandable.

Le rotor possède différentes configurations [16-17][20]. La figure (1.1) montre trois cas typiques pour un rotor à quatre pôles.

- ☒ Une configuration du rotor à pôles saillants possédant des pièces polaires servant à la concentration du flux est montrée à la figure (1.1.a). Les aimants permanents sont magnétisés dans le sens radial.
- ☒ Une autre possibilité consiste à disposer les aimants permanents radialement (aimants noyés dans le rotor). Les aimants sont magnétisés tangentiuellement comme le montre la figure (1.1.b).
- ☒ Enfin la figure (1.1.c) représente le cas où les aimants permanents sont distribués uniformément sur la surface cylindrique du rotor. L'aimantation des aimants est radiale.

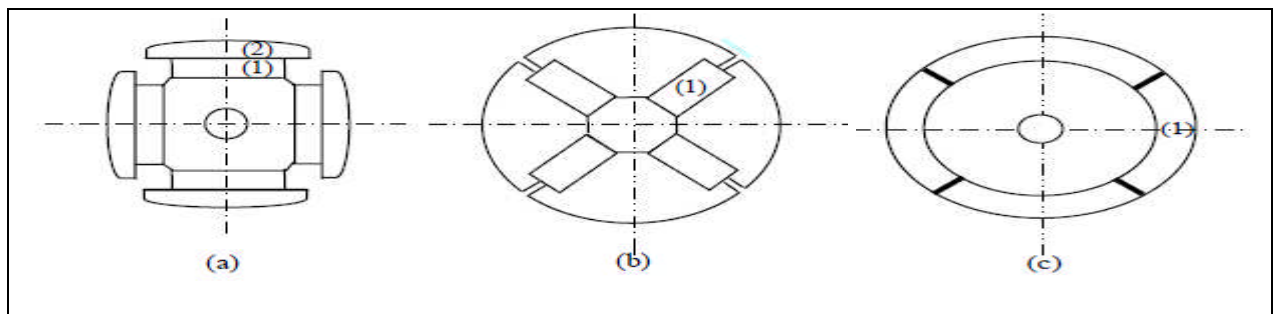


Figure (1.1) : Différents types de rotors d'une MSAP.
 (a) aimants permanents (1) et pièce polaire saillante (2),
 (b) aimants permanents (1) noyés,
 (c) aimants permanents (1) distribués sur la surface du rotor.

1.3. Principe de fonctionnement de la MSAP :

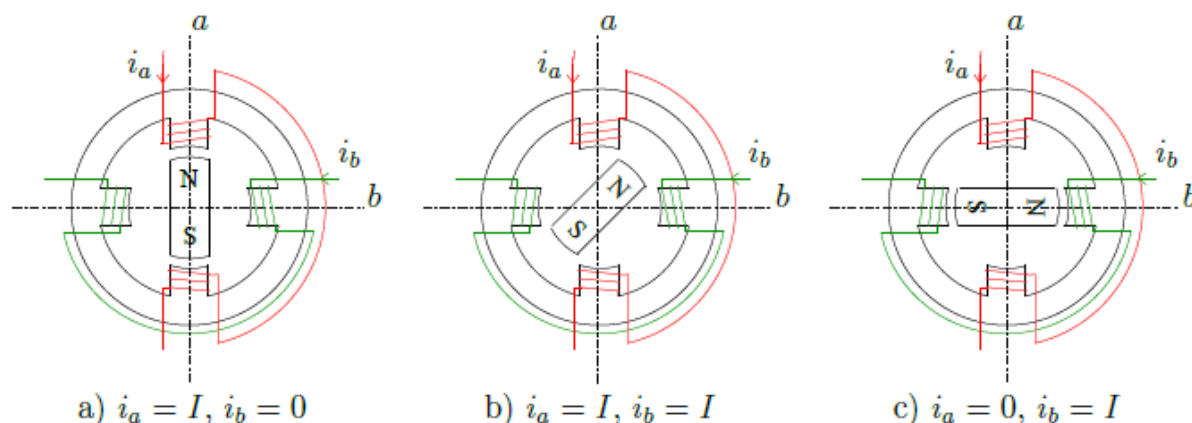


Figure (1.2) Principe de fonctionnement du moteur à aimants permanents.

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 (1.2) représente un moteur ayant un rotor bipolaire et un stator comportant une paire 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 θ_p comme étant le déplacement angulaire du rotor lorsque l’alimentation est commutée d’une phase à la suivante. Nous obtenons pour cette structure $\theta_p = 90^\circ$. Ceci correspond au passage de la Figure (1.2.a) à la Figure (1.2.c). Les demi-pas sont obtenus en alimentant deux phases à la fois (Figure (1.2.b)). De nombreux moteurs sur le marché utilisent ce genre de structure.

1.4. Avantages des machines à aimants permanents par rapport aux autres types de machines :

Un avantage évident de l'utilisation des aimants au niveau de la production du flux est la suppression des pertes par effet joule du système inducteur. On peut montrer dans le cas des machines classiques que l'importance relative de ces pertes par effet joule par rapport à la puissance utile est d'autant plus élevée que la machine est de taille plus réduite. Un autre avantage de l'excitation par aimants, concerne l'amélioration de la sécurité de fonctionnement certes, les moteurs synchrones à aimants sont intéressants du point de vue puissance, rendement, facteur de puissance et moment d'inertie pour des gammes accessibles à leurs utilisation (coût et fiabilité).

1.4.1. Moteurs synchrones à aimants - Moteurs à courant continu :

Les moteurs synchrones à aimants concurrencent les moteurs à courant continu. En effet les moteurs synchrones à aimants produisent un couple élevé, l'absence du système balais lames du collecteur pour les moteurs à aimants permet de réduire la maintenance et d'éviter les problèmes de limitation pour la vitesse maximale.

1.4.2. Moteurs synchrones à aimants - Moteurs synchrone classique :

Les aimants modernes et en particulier les plus performants, tel que les terres rares ont une perméabilité voisine de celle de l'air. Ceci conduit à un entrefer équivalent plus important que celui obtenu avec les machines synchrones classiques. Cet avantage offre aux moteurs synchrones à aimants une meilleure stabilité.

D'autre part, le moteur synchrone classique est limité par le volume de son rotor pour les grandes vitesses de rotation, ce qui n'est pas le cas pour un inducteur à aimants. L'auto pilotage élimine tout problème de décrochage ou de ralentissement.

1.4.3. Moteurs synchrones à aimants - Moteurs asynchrones :

Les moteurs à aimants présentent les avantages suivants par rapport aux moteurs asynchrones :

- Un faible moment d'inertie, ce qui à pour effet de donner une réponse plus rapide pour un couple donné .
- Un rendement plus élevé que celui des moteurs asynchrones classiques, en effet les pertes joules rotoriques sont négligeables pour les machines à aimants, tandis que les pertes fer rotoriques d'un moteur asynchrone dépendent du glissement.
- Le moteur à aimants est avantage par sa rusticité, et il n'a pas besoin de requérir à une source de courant d'excitation, ce qui n'est pas le cas pour le moteur asynchrone
- Pour les mêmes performances, le moteur est de taille plus réduite, cet avantage permet d'utiliser les machines à aimants là où l'encombrement est limité. Toute fois le moteur asynchrone ne produit pas de couple de détente ce qui est le cas des machines synchrone à aimants [19].

1.5. Applications et inconvénients :

La machine synchrone à aimants permanents est utilisée largement dans plusieurs applications comme les machines outils, la robotique, les générateurs aérospatiaux, la traction électrique,...

Le domaine d'emploi de MSAP à l'heure actuelle est de quelques dizaines de Kilowatt à cause des caractéristiques magnétique des aimants qui peuvent être perdu en dépassant les limites de fonctionnement.

Le principal inconvénient de la machine à aimants est que son flux inducteur est difficile à régler de ce fait la commande du moteur est effectuée par action extérieure en particulier dans le cas d'inducteur à pôle saillants [19].

1.6. 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 créée 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.

1.6.1. Mise en équations de la machine dans le repère (abc) :

La Figure (1.3) donne la représentation des enroulements pour une machine synchrone triphasée à aimants permanents.

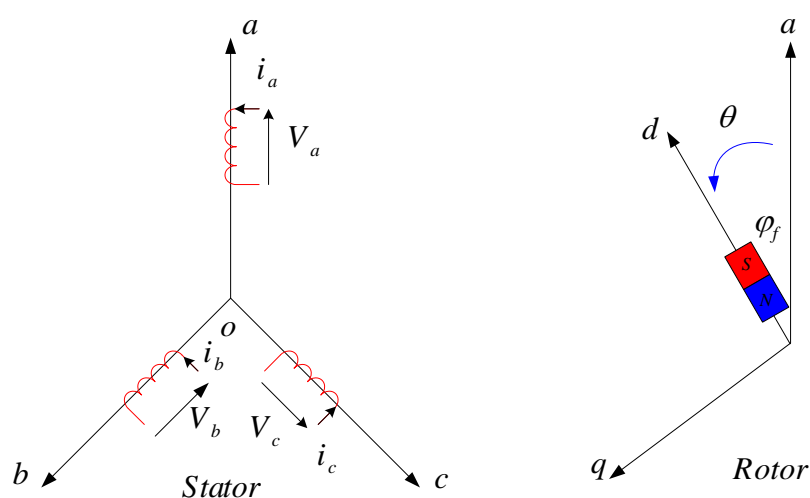


Figure (1.3): Schéma de la MSAP dans le repère abc.

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

- ☒ Equations électriques,
- ☒ Equations magnétique,
- ☒ Equations mécaniques.

1.6.1.1. Equations électriques :

Les équations électriques du stator d'une machine synchrone triphasée à aimants permanents sans amortisseurs s'écrivent :

$$[V_s] = [R_s][i_s] + \frac{d}{dt}[\varphi_s] \quad (1.2)$$

Où :

$$[V_s] = [V_a \ V_b \ V_c]^T \quad : \text{Vecteur tensions statoriques,}$$

$$[i_s] = [i_a \ i_b \ i_c]^T \quad : \text{Vecteur courants statoriques,}$$

$$[\varphi_s] = [\varphi_a \ \varphi_b \ \varphi_c]^T \quad : \text{Vecteur flux statoriques,}$$

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad : \text{Matrice résistance du stator.}$$

1.6.1.2. Equations magnétiques :

$$[\varphi_s] = [L_s][i_s] + [\varphi_{f \ abc}] \quad (1.3)$$

Où :

$$[\varphi_s] = [\varphi_a \ \varphi_b \ \varphi_c]^T \quad : \text{Vecteur flux statoriques,}$$

$$[i_s] = [i_a \ i_b \ i_c]^T \quad : \text{Vecteur courants statoriques,}$$

$$[\varphi_{f \ abc}] = [\varphi_{fa} \ \varphi_{fb} \ \varphi_{fc}]^T \quad : \text{Vecteur flux créé par l'aimant à travers l'enroulement statorique.}$$

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 :

$$[L_s] = [L_{s0}] + [L_{s2}(\theta)] \quad (1.4)$$

Avec :

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

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.

1.6.1.3. Equation mécanique :

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 :

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = C_{em} - C_r - f_c \omega_r \quad (1.5)$$

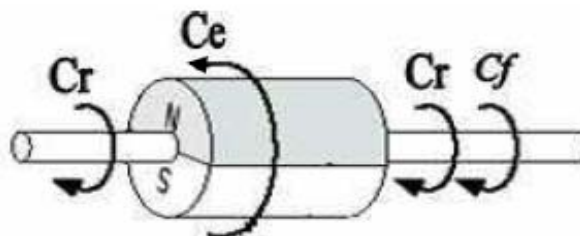


Figure (1.4): Différents couples qui agissent sur le rotor.

L'étude analytique du comportement des équations (1.2) et (1.3) 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].

1.6.2. Transformation de Park [22]:

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.

Le repère (d,q) peut être fixé au stator, au rotor ou au champ tournant. Selon l'objectif de l'application.

La Figure (1.5) présente la MSAP en modèle de Park. Le repère (oa) est fixe. Le repère (d,q) tourne avec la vitesse de synchronisme ω .

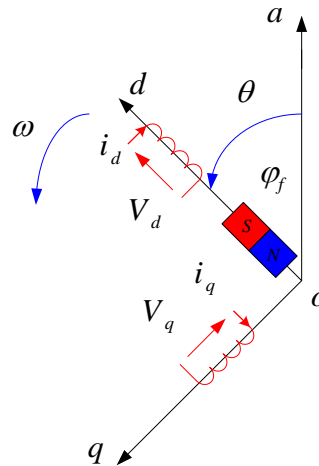


Figure (1.5): Schéma équivalent de la MSAP dans le repère (d,q) .

a) *Passage direct : triphasé au diphasé :*

L'équation qui traduit le passage du système triphasé au système biphasé (d,q) est donnée par :

$$[X_{dqo}] = [p(\theta)][X_{abc}] \quad (1.6)$$

Avec :

$[p(\theta)]$: La matrice de passage direct de Park,

X : Représente les variables considérées de la machine (tensions, courants ou flux),

X_0 : La composante homopolaire, ajoutée pour rendre la transformation réversible, elle est nulle lorsque le système est en équilibre.

$$[p(\theta)] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin \theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (1.7)$$

b) *Passage inverse : diphasé au triphasé :*

La transformée de Park inverse est nécessaire pour revenir aux grandeurs triphasées, elle est définie par :

$$[X_{abc}] = [p(\theta)]^{-1} [X_{dqo}] \quad (1.8)$$

Et la matrice de passage inverse de Park $[p(\theta)]^{-1}$ est donnée par :

$$[p(\theta)]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin(\theta) & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \quad (1.9)$$

1.6.3. Application de la transformation de Park à la MSAP:

En appliquant la transformation de Park au système d'équations, on peut exprimer tous les vecteurs dans un repère lié au rotor. Après développement des équations, on obtient un système d'équation simplifié de la machine synchrone, où les équations de tension sont données par :

$$\begin{cases} V_d = R_s i_d + \frac{d\varphi_d}{dt} - \omega\varphi_q \\ V_q = R_s i_q + \frac{d\varphi_q}{dt} + \omega\varphi_d \end{cases} \quad (1.10)$$

et les flux étant donnés par :

$$\begin{cases} \varphi_d = L_d i_d + \varphi_f \\ \varphi_q = L_q i_q \end{cases} \quad (1.11)$$

En remplaçant les expressions des flux φ_d et φ_q dans le système (1.10) nous obtenons :

$$\begin{cases} V_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega L_q i_q \\ V_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega(L_d i_d + \varphi_f) \end{cases} \quad (1.12)$$

Le couple électromagnétique est exprimé par la dérivée partielle de l'énergie électromagnétique par rapport à l'angle géométrique de rotation du rotor comme suit :

$$C_{em} = \frac{dw_e}{d\theta_{geo}} = p \frac{dw_e}{d\theta} \tag{1.13}$$

Selon Park, l'expression de la puissance transmise est la suivante :

$$P(t) = \frac{3}{2}(V_d i_d + V_q i_q) \tag{1.14}$$

En remplaçant V_d, V_q par leurs expressions on aura :

$$P(t) = \frac{3}{2} \left[R_s (i_d^2 + i_q^2) + \left(\frac{d\varphi_d}{dt} i_d + \frac{d\varphi_q}{dt} i_q \right) + \frac{d\theta}{dt} (\varphi_d i_q - \varphi_q i_d) \right] \tag{1.15}$$

- ☒ $\frac{3}{2} R_s (i_d^2 + i_q^2)$: représente la puissance dissipée en pertes Joules dans les enroulements du stator,
- ☒ $\left(\frac{d\varphi_d}{dt} i_d + \frac{d\varphi_q}{dt} i_q \right)$: représente la variation de l'énergie magnétique emmagasinée dans les enroulements du stator,
- ☒ $(\varphi_d i_q - \varphi_q i_d)$: représente la puissance électromagnétique.

Sachant que :

$$P_e = C_{em} \omega_r \tag{1.16}$$

Il vient :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p (\varphi_d i_q - \varphi_q i_d) \tag{1.17}$$

L'expression du couple électromagnétique en fonction des courants est comme suit :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p [(L_d - L_q) i_d i_q + i_q \varphi_f] \tag{1.18}$$

La représentation fonctionnelle du modèle de Park du MSAP est illustrée sur la Figure (1.6)

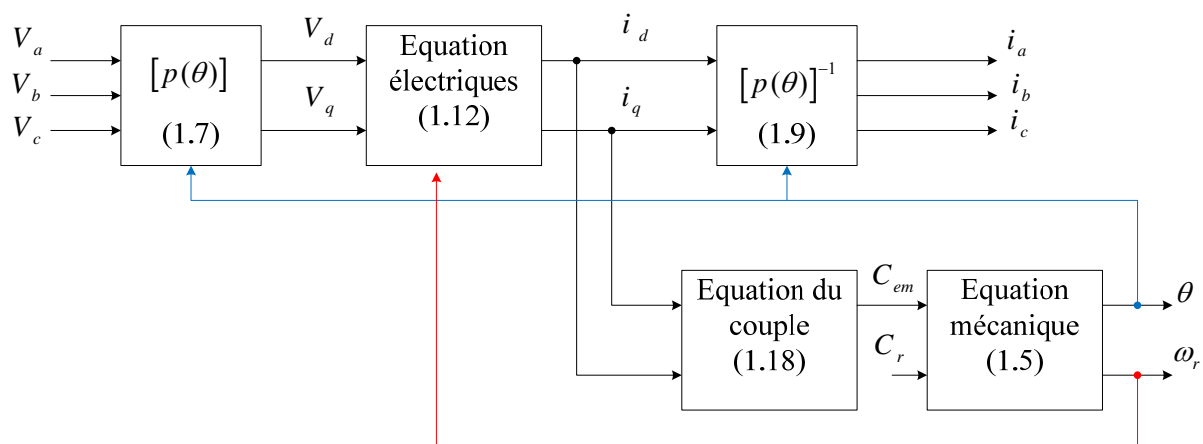


Figure (1.6) : Schéma fonctionnel du modèle de Park.

1.7. Modélisation de l'association convertisseur-MSAP :

Après avoir présenté le modèle de la machine, on présentera le système d'entraînement complet où la machine synchrone est associée avec un onduleur de tension triphasé.

La figure 1.7 illustre le schéma de principe de cette association convertisseur-MSAP.

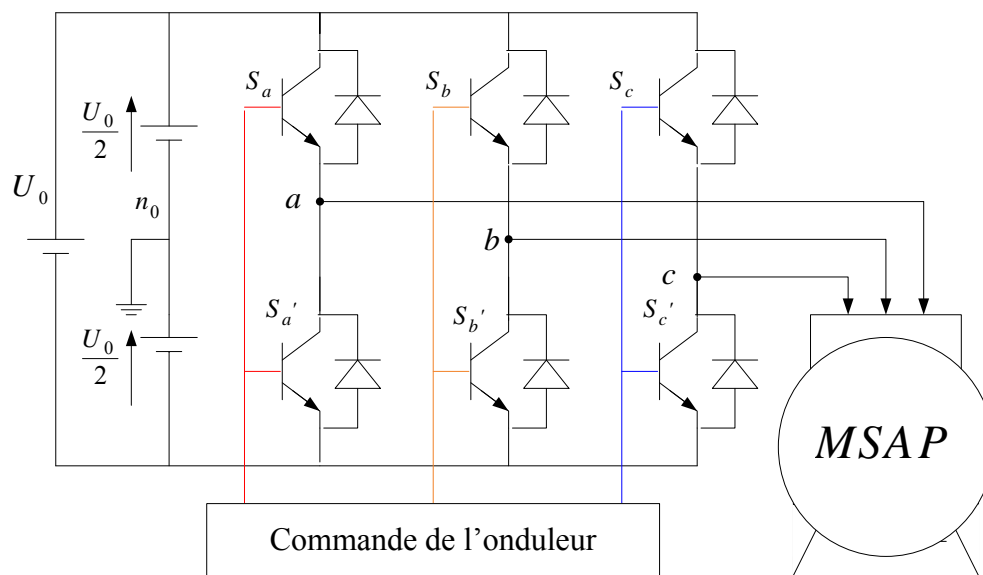


Figure (1.7) : Schéma de l'association MSAP – Onduleur triphasé de tension à deux niveaux.

L'onduleur est un convertisseur statique capable de transformer l'énergie électrique d'une source de tension continue en une énergie électrique de type alternative. L'utilisation des onduleurs est très vaste dans l'industrie, tels que les variateurs de vitesse pour les moteurs triphasés, les alimentations de secours.....etc.

Grâce au développement technologique des semi-conducteurs, et l'apparition des nouvelles techniques de commandes les onduleurs sont devenus plus performants. D'autre part la forme de tension de sortie d'un onduleur doit être plus proche d'une sinusoïde pour la quelle le taux d'harmoniques soit le plus faible possible, cette dernière dépend largement de la technique de commande utilisée [1][23-24].

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.)..

1.7.1. Modélisation de l'onduleur triphasé de tension à deux niveaux:

Pour modéliser l'onduleur de tension (Figure (1.8)) on considère son alimentation comme une source parfaite, supposée d'être de deux générateurs de F.E.M égale à $v_{dc} = \frac{U_0}{2}$ 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}, V_{cn} l'onduleur est commandé à partir des grandeurs logiques $S_i (i = a, b, c)$. 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 $S_i = -1$, Alors T_i est ouvert et T_i' est passant.

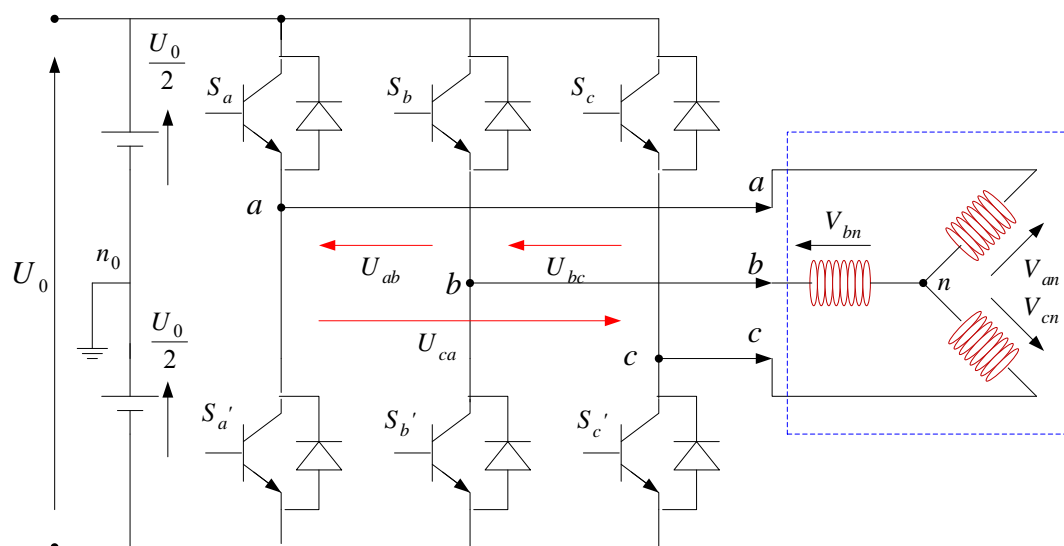


Figure (1.8) : Représentation d'un onduleur triphasé de tension à deux niveaux.

Dans ces conditions on peut écrire les tensions V_{in0} en fonction des signaux de commande $S_i (i = a, b, c)$ et en tenant compte du point fictif n_0 représenté sur la figure.1.8.

$$V_{in0} = S_i v_{dc} \quad (1.19)$$

Soit " n ", le point neutre du côté alternatif (MASP), alors les trois tensions composées: V_{ab}, V_{bc}, V_{ca} sont définies par les relations suivantes:

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{an} - V_{bn} \\ U_{bc} = V_{bn} - V_{cn} \\ U_{ca} = V_{cn} - V_{an} \end{cases} \quad (1.20)$$

La charge constituée par la machine est équilibrée ($V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0$), on aura donc :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{1}{3}[U_{ab} - U_{ca}] \\ V_{bn} = \frac{1}{3}[U_{bc} - U_{ab}] \\ V_{cn} = \frac{1}{3}[U_{ca} - U_{bc}] \end{cases} \quad (1.21)$$

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

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{an0} - V_{bn0} \\ U_{bc} = V_{bn0} - V_{cn0} \\ U_{ca} = V_{cn0} - V_{an0} \end{cases} \quad (1.22)$$

En remplaçant (1-22) dans (1-21) on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} +2 & -1 & -1 \\ -1 & +2 & -1 \\ -1 & -1 & +2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{an0} \\ V_{bn0} \\ V_{cn0} \end{bmatrix} \quad (1.23)$$

Des relations suivantes:

$$\begin{cases} V_{an0} = V_{an} + V_{m0} \\ V_{bn0} = V_{bn} + V_{m0} \\ V_{cn0} = V_{cn} + V_{m0} \end{cases} \quad (1.24)$$

On peut déduire le potentiel entre les points n et n_0 :

$$V_{m0} = \frac{1}{3}[V_{an0} + V_{bn0} + V_{cn0}] \quad (1.25)$$

L'utilisation de l'expression (1-19) permet d'établir les équations instantanées des tensions simples en fonction des grandeurs de commande :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} v_{dc} \begin{bmatrix} +2 & -1 & -1 \\ -1 & +2 & -1 \\ -1 & -1 & +2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (1.26)$$

L'onduleur a pour objectif de générer à sa sortie, des tensions le plus sinusoïdal possible, à cet effet, différentes stratégies de commande permettant de déterminer les trois fonctions logiques $S_i (a,b,c)$.

Dans notre travail, on a appliqué deux techniques pour la commande de l'onduleur :

- ☒ La technique de commande par MLI sinus-triangle,
- ☒ La stratégie de commande par MLI vectorielle (SVM).

1.7.2. Commande par modulation sinus-triangle :

La M.L.I sinus-triangle est réalisée par comparaison d'une onde modulante basse fréquence (tension de référence) à une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire. Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante.

Le schéma de principe de cette technique est donné par la figure.1.9.

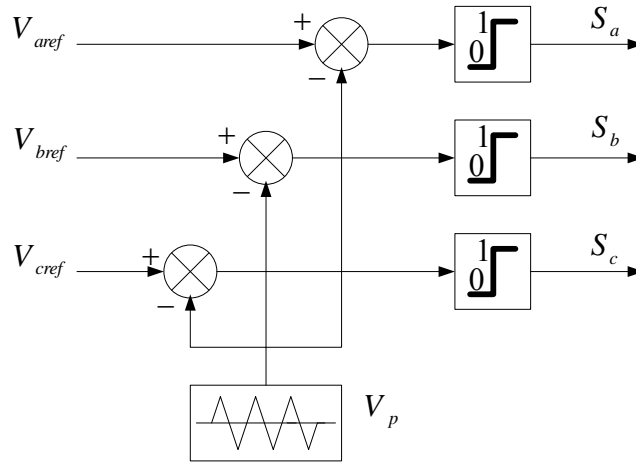


Figure (1.9) : Schéma de principe de MLI sinus_triangle.

Donc le principe de cette stratégie peut être résumé par l'algorithme suivant :

$$Si \ V_{iref} \geq V_p \Rightarrow S_i = 1 \quad Sinon \ S_i = 0, \ i = a, b, c \quad (1.27)$$

Les tensions de références sinusoïdales sont exprimées par :

$$\begin{cases} V_{aref} = V_m \sin(\omega t) \\ V_{bref} = V_m \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{cref} = V_m \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (1.28)$$

L'équation de la porteuse triangulaire est exprimée par :

$$\begin{cases} V_{pm} \left(4 \left(\frac{t}{T_p} \right) - 1 \right) & \text{si } 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ V_{pm} \left(-4 \left(\frac{t}{T_p} \right) + 3 \right) & \text{si } \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \quad (1.29)$$

Cette technique est caractérisée par les deux paramètres suivants :

- ☒ L'indice de modulation m égal au rapport de la fréquence de modulation f_p sur la fréquence de référence f , ($m = f_p / f$),
- ☒ Le coefficient de réglage en tension r égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence V_m à la valeur crête de l'onde de modulation V_{pm} , ($r = V_m / V_{pm}$).

La figure.1.10 représente le principe de la commande par M.L.I sinus-triangle dont $r = 0.95$ et $m = 21$.

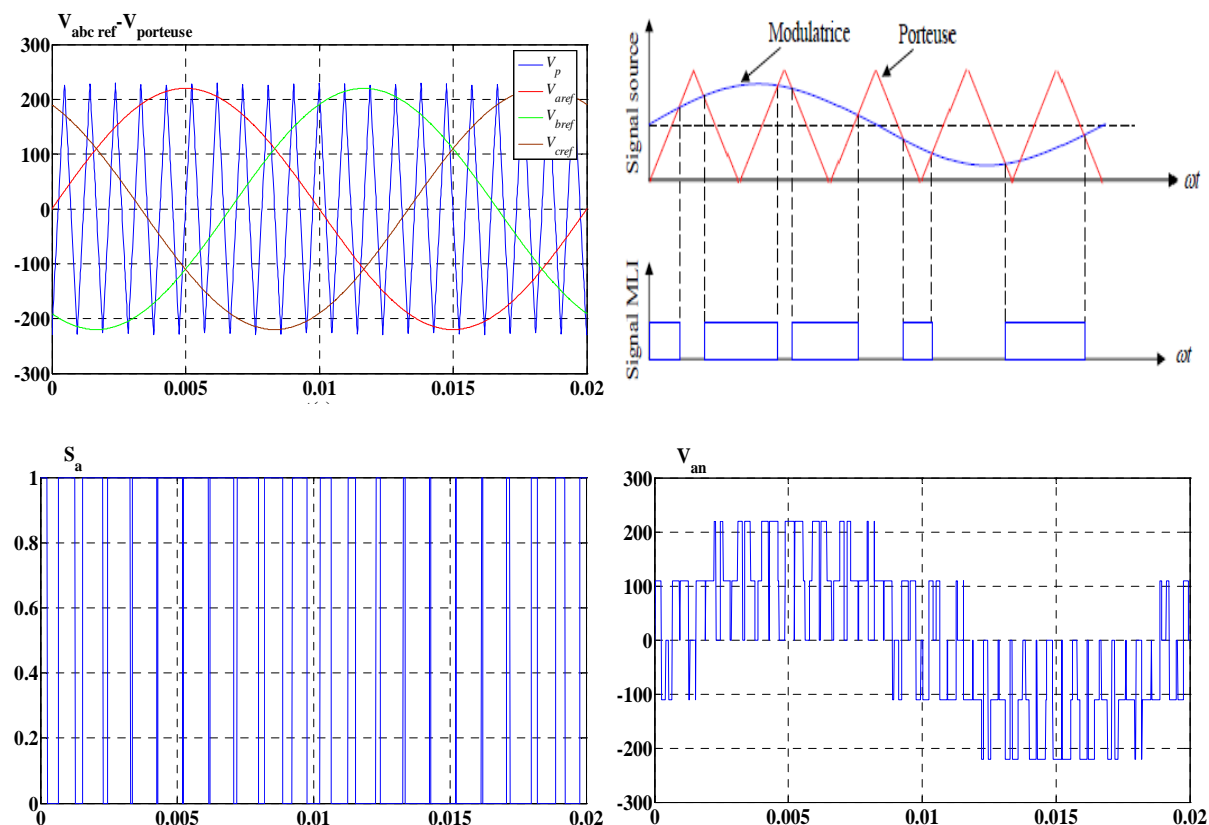


Figure (1.10) : Principe de la commande par M.L.I sinus_triangle.

1.7.3. Commande par MLI vectorielle :

La modulation de largeur d'impulsion vectorielle utilise un algorithme numérique afin d'obtenir une séquence de commande des interrupteurs de l'onduleur permettant de générer un vecteur tension de sortie qui s'approche le mieux possible du vecteur tension de référence.

Cette technique de MLI suit les principes suivants [25] :

- Le signal de référence est échantillonné à intervalle de temps régulier T_h (MLI régulier),
- Pour chaque phase, réalisation d'une impulsion de largeur T_h centrée sur la période (MLI symétrique) dont la valeur moyenne est égale à la valeur de la tension de référence à l'instant d'échantillonnage,

- Tous les interrupteurs d'un même demi-point ont un état identique au centre et aux extrémités de la période (pour une MLI discontinue, l'état de l'un des interrupteurs de chaque demi-pont reste constant ce qui diminue les pertes de commutation mais augmente les harmoniques).

Cette modulation est conduite en synchronisme sur les trois phases. Les trois tensions sinusoïdales désirées à la sortie sont représentées par un seul vecteur appelé vecteur tension de référence. On approxime au mieux ce vecteur pendant chaque intervalle de modulation en agissant sur la commande des trois jeux d'interrupteurs complémentaires.

Une analyse combinatoire de tous les états possibles des interrupteurs permet de calculer les vecteurs de tensions $u_c = [u_{c\alpha} \ u_{c\beta}]^T$ correspondants comme indiqué par le Tableau (1.1).

Il s'agit alors de déterminer la position du vecteur de consigne dans ce repère α, β et le secteur dans lequel il se trouve Figure (1.10). Celui-ci est limité par les deux vecteurs V_i et V_{i+1} définis dans le Tableau (1.1). Les tensions de référence sont reconstituées en effectuant une moyenne temporelle de ces vecteurs.

V_i	S_a	S_b	S_c	V_{an}	V_{bn}	V_{cn}	$u_{c\alpha}$	$u_{c\beta}$
V_0	0	0	0	0	0	0	0	0
V_1	1	0	0	$\frac{2v_{dc}}{3}$	$-\frac{v_{dc}}{3}$	$-\frac{v_{dc}}{3}$	$\frac{2v_{dc}}{3}$	0
V_2	1	1	0	$\frac{v_{dc}}{3}$	$\frac{v_{dc}}{3}$	$-\frac{2v_{dc}}{3}$	$\frac{v_{dc}}{3}$	$\frac{v_{dc}}{\sqrt{3}}$
V_3	0	1	0	$-\frac{v_{dc}}{3}$	$\frac{2v_{dc}}{3}$	$-\frac{v_{dc}}{3}$	$-\frac{v_{dc}}{3}$	$\frac{v_{dc}}{\sqrt{3}}$
V_4	0	1	1	$-\frac{2v_{dc}}{3}$	$\frac{v_{dc}}{3}$	$\frac{v_{dc}}{3}$	$-\frac{2v_{dc}}{3}$	0
V_5	0	0	1	$-\frac{v_{dc}}{3}$	$-\frac{v_{dc}}{3}$	$\frac{2v_{dc}}{3}$	$-\frac{v_{dc}}{3}$	$-\frac{v_{dc}}{\sqrt{3}}$
V_6	1	0	1	$\frac{v_{dc}}{3}$	$-\frac{2v_{dc}}{3}$	$\frac{v_{dc}}{3}$	$\frac{v_{dc}}{3}$	$-\frac{v_{dc}}{\sqrt{3}}$
V_7	1	1	1	0	0	0	0	0

Tableau (1.1) : Calcul des vecteurs de tension.

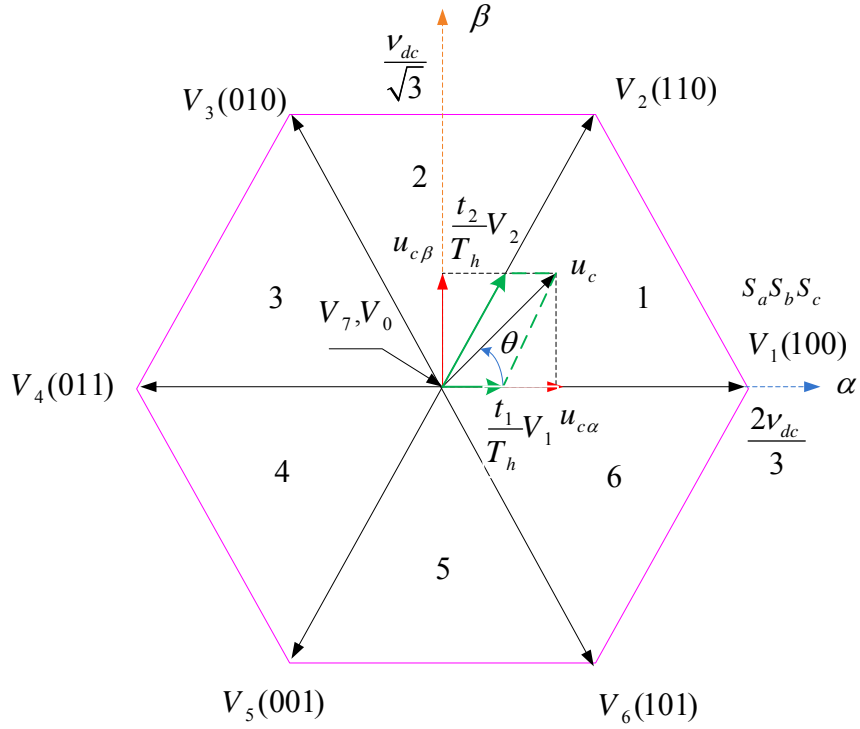


Figure (1.10) : Représentation du polygone de commutation et le vecteur de tension de référence.

1.7.3.1. Calcul des temps d'application :

Si le vecteur de référence se trouve dans le secteur i ($i = 1, \dots, 6$), alors t_i, t_{i+1} étant les temps d'application des vecteur adjacents V_i et V_{i+1} et t_0 le temps d'application des vecteurs nuls V_0, V_7 .

Pour assurer l'égalité de la valeur moyenne de la tension et sa référence à partir d'un instant t , on a :

$$\frac{1}{T_h} \int_t^{t+T_h} \overline{u_c} dt = \frac{1}{T_h} \left[\int_t^{t+t_1} \overline{V_i} dt + \int_t^{t+t_1+t_2} \overline{V_{i+1}} dt + \int_{t+t_1+t_2}^{t+T_h} \overline{V_0} dt \right] \quad (1.30)$$

Dans une période d'échantillonnage T_h très petite $\overline{u_c} \approx C^{te}$, après la simplification on trouve :

$$\overline{u_c} T_h = t_i \overline{V_i} + t_{i+1} \overline{V_{i+1}} + t_0 \overline{V_0} \quad (1.31)$$

Pour le secteur 1 on a :

$$\overline{u_c} T_h = t_1 \overline{V_1} + t_2 \overline{V_2} + t_0 \overline{V_0} \quad (1.32)$$

Où :

$$\begin{cases} \overline{u}_c = u_{c\alpha} + ju_{c\beta} \\ \overline{V}_1 = \frac{2v_{dc}}{3} \\ \overline{V}_2 = \frac{2v_{dc}}{3} \left(\frac{1}{2} + j \frac{\sqrt{3}}{2} \right) \\ \overline{V}_0 = 0 \end{cases} \quad (1.33)$$

Par identification, on obtient :

$$\begin{cases} u_{c\alpha} T_h = t_1 \frac{2v_{dc}}{3} + t_2 \frac{v_{dc}}{3} \\ u_{c\beta} T_h = t_2 \frac{v_{dc}}{\sqrt{3}} \end{cases} \quad (1.34)$$

On trouve les temps comme suit :

$$\begin{cases} t_1 = \frac{3u_{c\alpha} - \sqrt{3}u_{c\beta} T_h}{2v_{dc}} \\ t_2 = \frac{\sqrt{3}u_{c\beta} T_h}{v_{dc}} \\ t_0 = T_h - t_1 - t_2 \end{cases} \quad (1.35)$$

En effectuant le même calcul, nous obtenons les temps correspondants aux vecteurs de tension qui composent chaque secteur.

<i>Secteur1</i>	<i>Secteur2</i>	<i>Secteur3</i>
$\begin{cases} t_1 = \frac{3u_{c\alpha} - \sqrt{3}u_{c\beta} T_h}{2v_{dc}} \\ t_2 = \frac{\sqrt{3}u_{c\beta} T_h}{v_{dc}} \\ t_0 = T_h - t_1 - t_2 \end{cases}$	$\begin{cases} t_2 = \frac{3u_{c\alpha} + \sqrt{3}u_{c\beta} T_h}{2v_{dc}} \\ t_3 = \frac{-3u_{c\alpha} + \sqrt{3}u_{c\beta} T_h}{2v_{dc}} \\ t_0 = T_h - t_2 - t_3 \end{cases}$	$\begin{cases} t_3 = \frac{\sqrt{3}u_{c\beta} T_h}{v_{dc}} \\ t_4 = \frac{-3u_{c\alpha} - \sqrt{3}u_{c\beta} T_h}{2v_{dc}} \\ t_0 = T_h - t_3 - t_4 \end{cases}$
<i>Secteur4</i>	<i>Secteur5</i>	<i>Secteur6</i>
$\begin{cases} t_4 = \frac{-3u_{c\alpha} + \sqrt{3}u_{c\beta} T_h}{2v_{dc}} \\ t_5 = \frac{-\sqrt{3}u_{c\beta} T_h}{v_{dc}} \\ t_0 = T_h - t_4 - t_5 \end{cases}$	$\begin{cases} t_5 = \frac{-3u_{c\alpha} - \sqrt{3}u_{c\beta} T_h}{2v_{dc}} \\ t_6 = \frac{+3u_{c\alpha} - \sqrt{3}u_{c\beta} T_h}{2v_{dc}} \\ t_0 = T_h - t_5 - t_6 \end{cases}$	$\begin{cases} t_6 = \frac{-\sqrt{3}u_{c\beta} T_h}{v_{dc}} \\ t_1 = \frac{3u_{c\alpha} + \sqrt{3}u_{c\beta} T_h}{2v_{dc}} \\ t_0 = T_h - t_6 - t_1 \end{cases}$

Tableau (1.2) : Temps d'application de chaque secteur.

1.7.3.2. Génération des impulsions :

Les vecteurs à appliquer pour différentes positions du vecteur tension de référence sont indiqués par la Figure (1.11) [26].

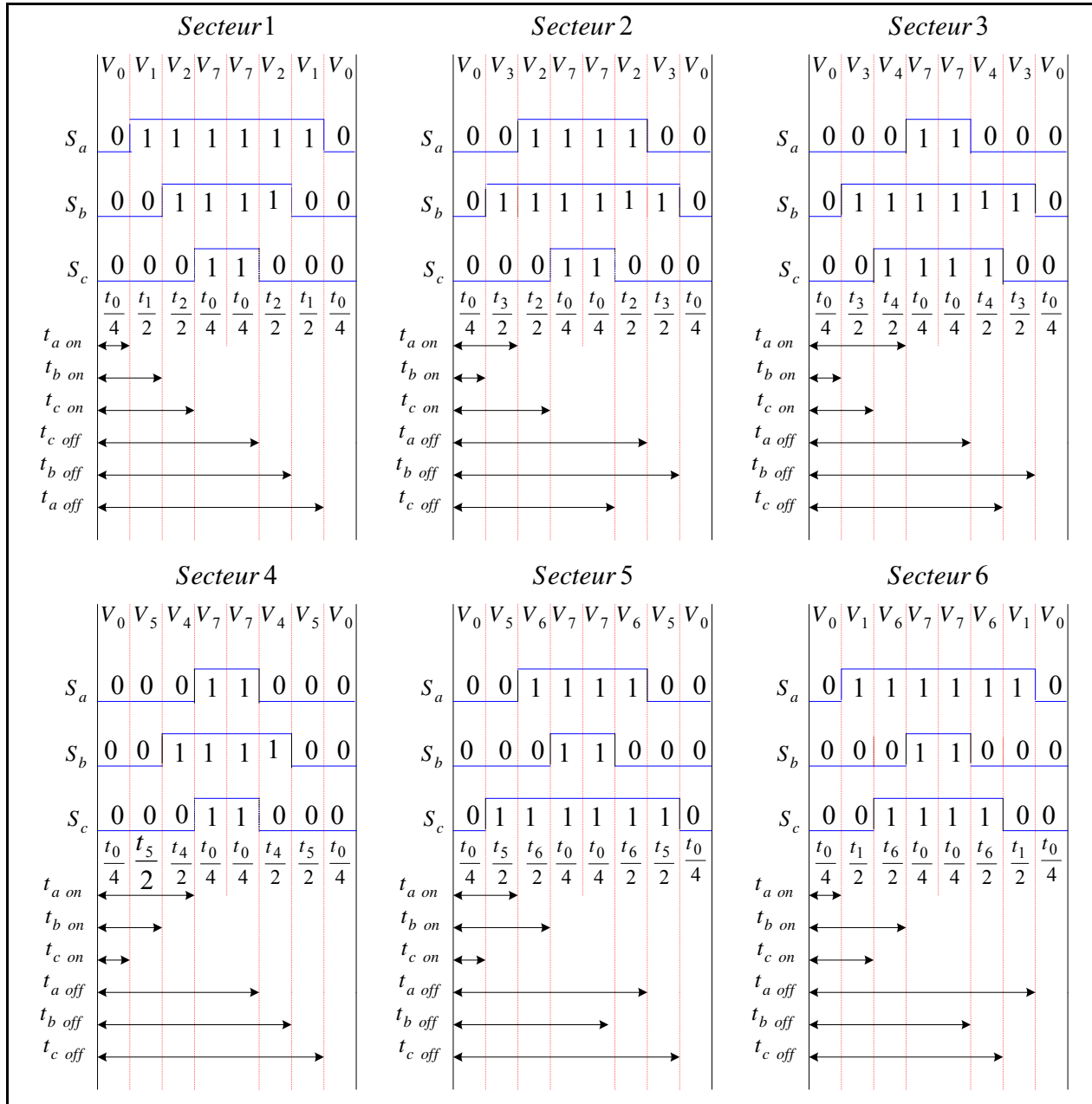


Figure (1.11) : Vecteurs à appliquer pour chaque secteur.

Cette figure (1.11) permet de donner la relation entre t_{on}, t_{off} de chaque interrupteur et les durées de conduction t_1, t_2, t_0 pour le secteur 1, d'après la Figure (1.11) on a les relations suivantes [27] :

$$\left\{ \begin{array}{l} t_{a\ on} = \frac{t_0}{4} \quad t_{a\ off} = \frac{3t_0}{4} + t_1 + t_2 \\ t_{b\ on} = \frac{t_0}{4} + \frac{t_1}{2} \quad t_{b\ off} = \frac{3t_0}{4} + \frac{t_1}{2} + t_2 \\ t_{c\ on} = \frac{t_0}{4} + \frac{t_1}{2} + \frac{t_2}{2} \quad t_{c\ off} = \frac{3t_0}{4} + \frac{t_1}{2} + \frac{t_2}{2} \end{array} \right. \quad (1.36)$$

De la même manière on peut déterminer les instants de commutation t_{on}, t_{off} de chaque interrupteur pour les autres secteurs.

L'état de chaque interrupteur est déduit par une simple comparaison entre l'instant t et les instants t_{on}, t_{off} .

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{Si } t_{a\ on} \leq t < t_{a\ off}, S_a = 1; \quad \text{Sinon, } S_a = 0, \\ \text{Si } t_{b\ on} \leq t < t_{b\ off}, S_b = 1; \quad \text{Sinon, } S_b = 0, \\ \text{Si } t_{c\ on} \leq t < t_{c\ off}, S_c = 1; \quad \text{Sinon, } S_c = 0. \end{array} \right. \quad (1.33)$$

1.8. Résultats de simulation :

Pour compléter l'étude théorique présentée précédemment, une simulation numérique est indispensable. La simulation a été effectuée sous l'environnement Matlab/Simulink. Les paramètres de la machine sont présentés dans l'annexe A.

1.8.1. Alimentation par le réseau :

La figure (1.12) illustre les résultats de la simulation de la MSAP, en première étape pour un démarrage à vide sous une alimentation de tension $V=220\text{ V}$ et de fréquence 50 Hz . En deuxième étape on applique un couple résistant de 5 N.m à l'instant $t = 0.5\text{ s}$.

- Pendant le régime transitoire, la vitesse est fortement pulsatoire, présentant au premier instant de démarrage des battements importants, et atteint sa valeur nominale de 105 rad/sec . La contre réaction des masses tournantes tendant à ramener le moteur au repos fait apparaître des valeurs de vitesse négative très faible et de courte durée,
- L'allure de la courbe du couple présente au démarrage des battements importants dans un intervalle de temps court, puis se stabilisé à zéro puisque la machine est à vide,
- Pour les courants i_d et i_q au début de démarrage on voit des pics de courant assez important démarrage, ensuite ils se stabilisent à leurs valeurs nominales après un temps assez court,
- A $t = 0.5\text{ s}$, on applique une charge de $C_r = 5\text{ N.m}$, on remarque que les caractéristiques suivent cette variation puis se stabilisent au régime permanent.

Ces résultats montre bien le fort couplage existant entre ces différents variables indiquant le caractère non linéaire de la machine.

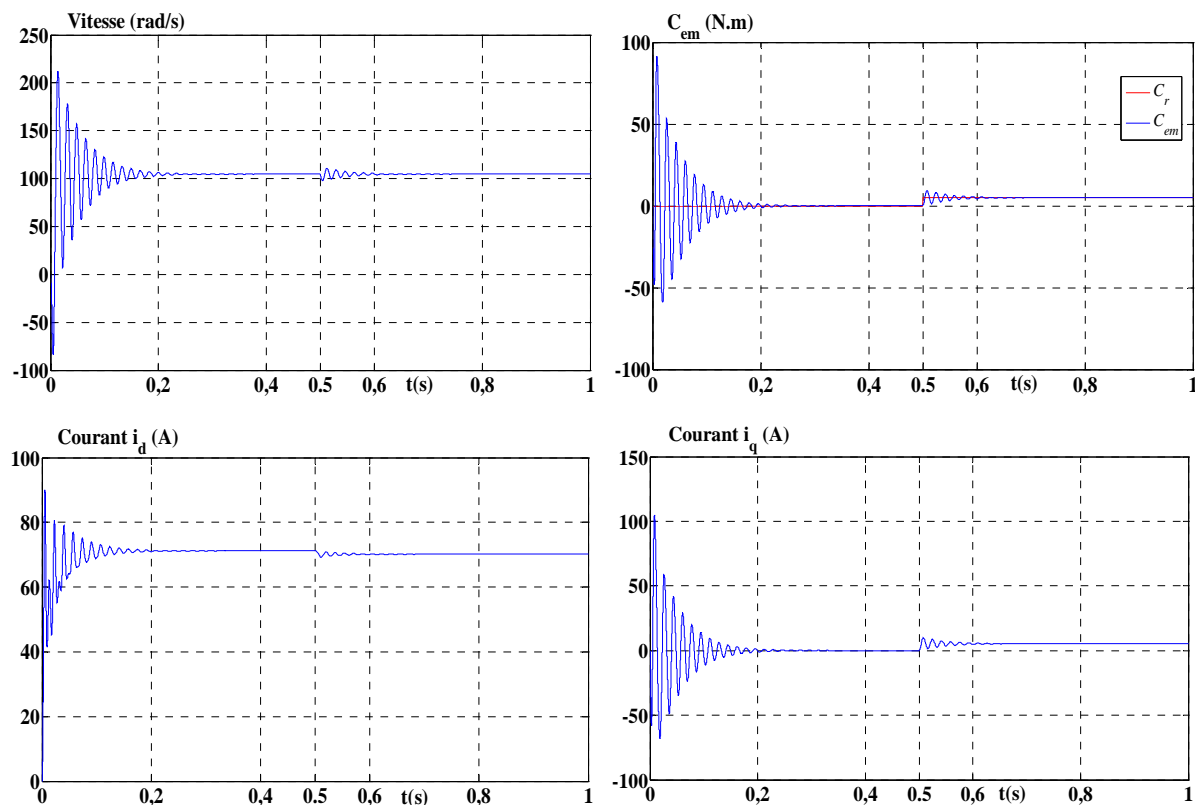


Figure (1.12) : Résultats de simulation de la MSAP alimentée par un réseau triphasé équilibré.

1.8.2. Alimentation par un onduleur de tension :

Nous avons simulé l'association convertisseur statique-MSAP, pour un démarrage à vide puis on applique un couple résistant de 5 N.m à l'instant $t = 0.5 \text{ s}$. L'onduleur est commandé par : 1-MLI sinus-triangle, 2-MLI vectorielle.

- Si on compare ces résultats (MSAP alimentée par un onduleur) avec ceux obtenus auparavant (MSAP alimentée par le réseau), on constate qu'ils sont similaires, sauf que la présence de l'onduleur engendre des ondulations.
- Le commande par MLI vectorielle permet de diminuer les ondulations du couple et du courant, d'obtenir un régime transitoire court.

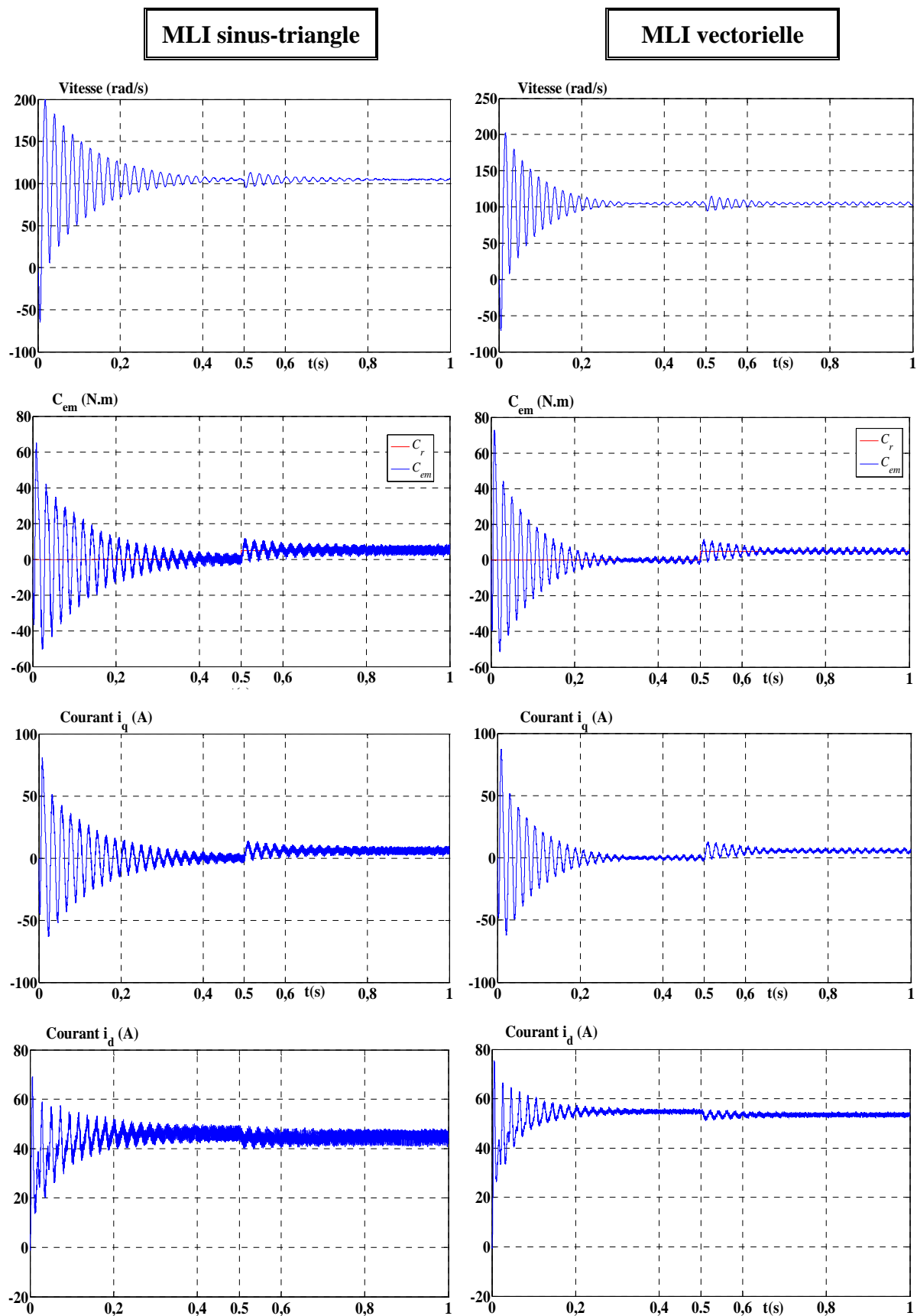


Figure (1.13) : Résultats de simulation de la MSAP alimentée par un onduleur de tension commandé par 1-MLI sinus-triangle, 2-MLI vectorielle.

Conclusion:

On a présenté dans ce chapitre la structure de la machine synchrone à aimants permanents, ses domaines d'application, le principe fonctionnement, ainsi que sa modélisation. Malgré les hypothèses simplificatrices adoptées, le modèle triphasé est de nos jours rarement utilisé à cause de sa complexité et du fort couplage entre ses équations. Nous avons montré qu'à l'aide de la transformation de Park le modèle devient plus simple et les non linéarités sont réduites. En suite nous avons présenté le modèle de l'onduleur de tension et de sa commande. Il s'agit de la technique de commande par : 1-MLI sinus-triangle, 2-MLI vectorielle. Et en dernière partie, nous avons simulé le modèle de la MSAP alimenté par une source parfaite, puis par un onduleur de tension commande par les deux techniques.

D'après les résultats de simulation qu'on a pu avoir, les repenses sont très rapides et stables mais on remarque que les performances ne sont pas bons surtout au démarrage et lors de l'application de perturbation du couple de charge.

Donc, pour obtenir des performances statiques et dynamiques élevés on applique la commande vectorielle qui sera développée 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. Commande vectorielle de la MSAP alimentée en tension :

2.2.1. Principe de la commande vectorielle :

L'idée fondamentale de cette stratégie est d'assimiler le comportement de la machine synchrone à celui d'une machine à courant continu, c'est-à-dire un modèle linéaire et découplé ce qui permet d'améliorer son comportement dynamique [18][29].

L'équation (1.18), donnant le couple, montre que celui-ci dépend de deux variables i_d, i_q .

$$C_{em} = \frac{3}{2} p \left((L_d - L_q) i_d i_q + i_q \varphi_f \right) \quad (2.1)$$

Parmi les stratégies de commande, on utilise souvent celle qui consiste à maintenir la composante i_d nulle. Cette stratégie permet de l'obtention d'une loi de commande simplifiée avec une relation linéaire entre le couple et le courant. On retrouve alors une caractéristique similaire à celle de la machine à courant continu à excitation séparée [30].

L'expression du couple devient :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p \varphi_f i_q \quad (2.2)$$

Comme le flux φ_f est constant, le couple est directement proportionnel à i_q .

Donc :

$$C_{em} = k_t i_q \quad (2.3)$$

Avec :

$$k_t = \frac{3}{2} p \varphi_f \quad (2.4)$$

Nous constatons que l'équation du couple est analogue à celle du couple de la machine à courant continu à excitation séparée et qu'un contrôle indépendant du couple et du flux est établi.

2.2.2. 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 [20]. Cette dernière méthode consiste à faire ajouter des termes afin de rendre les axes d et q complètement indépendants.

2.2.2.1. Découplage par compensation :

La compensation donc, à 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 représentées dans la Figure 2.1 telle que: [20].

$$\begin{cases} V_d = V_{d1} - e_d \\ V_q = V_{q1} + e_q \end{cases} \quad (2.6)$$

Avec :

$$\begin{cases} V_{d1} = L_d \frac{di_d}{dt} + R_s i_d \\ V_{q1} = L_q \frac{di_q}{dt} + R_s i_q \end{cases} \quad (2.7)$$

$$\text{Et : } \begin{cases} e_d = L_q \omega i_q \\ e_q = \omega (L_d i_d + \varphi_f) \end{cases} \quad (2.8)$$

On a donc les courants i_d et i_q sont découplés. Le courant i_d ne dépend que de V_{d1} et i_q ne dépend que V_{q1} , a 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.

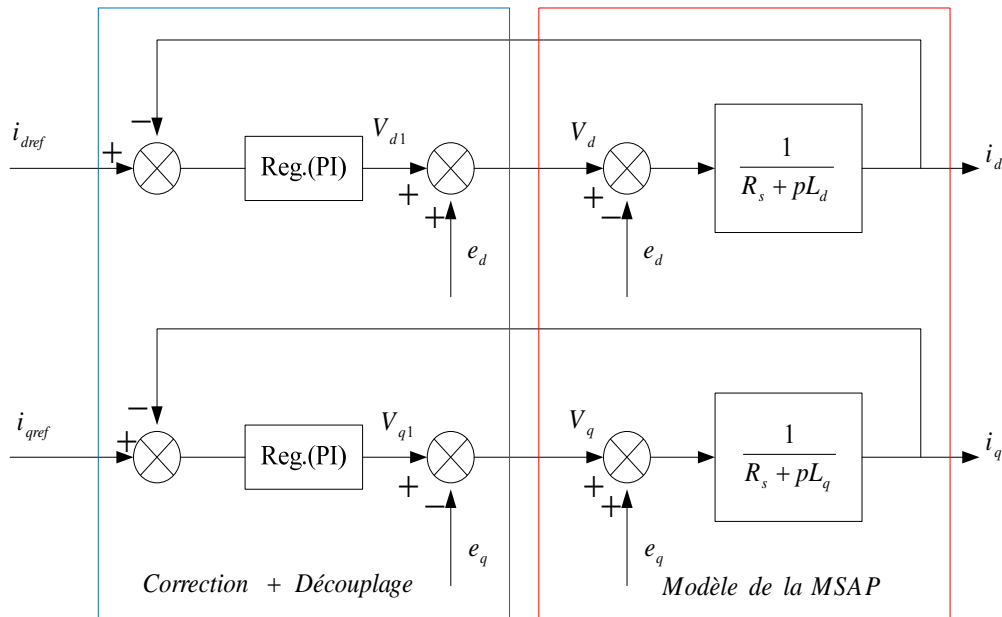


Figure 2.1: *Découplage par compensation.*

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

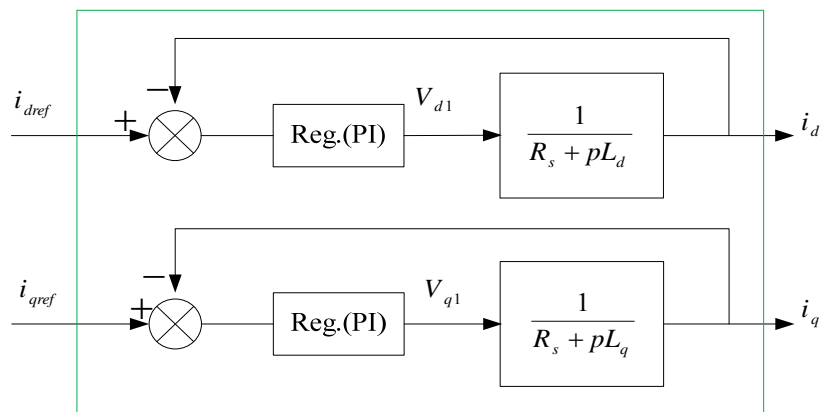


Figure2.2: *Commande découplée.*

2.2.3. Description du système global :

La machine étant découplée selon deux axes (d, q) , la régulation sur l'axe d est faite par une seule boucle, tandis que la régulation sur l'axe q est faite par deux boucles en cascades l'une interne pour réguler le courant et l'autre externe pour réguler la vitesse.

La vitesse est régulée à travers la boucle externe, la sortie de son régulateur est permet de générer le courant de référence i_{qref} qui est comparé à la valeur du courant i_q issue de la mesure des courants réels et leur erreur appliqué à l'entrée du régulateur du courant i_q . En parallèle avec cette boucle, on trouve une boucle de régulation du courant i_d qui est maintenu à zéro.

Les sorties des régulateurs de courant i_d et i_q sont appliquées à un bloc de découplage qui permet de générer les tensions de référence V_{dref}, V_{qref} et par passage du repère (d, q) au repère (α, β) qui nous donne les deux tensions de référence V_{aref}, V_{bref} de la commande MLI Vectorielle (SVM) de l'onduleur de tension .

La Figure 2.3 représente le schéma global de la commande vectorielle en vitesse d'une machine synchrone à aimants permanents dans le repère (d, q) .

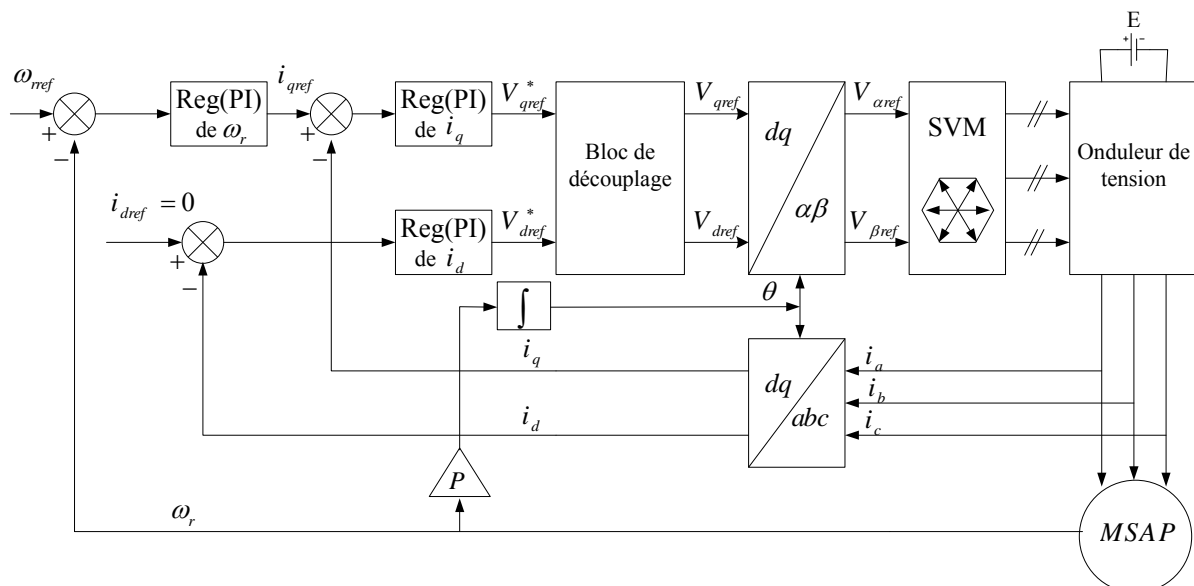


Figure 2.3: Schéma global de la commande vectorielle de la MSAP.

2.2.4. Calcul des régulateurs :

Le rôle des régulateurs est de maintenir une grandeur de sortie égale à la grandeur de référence imposée malgré la présence des perturbations internes ou externes [3].

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 donnée par la relation suivante :

$$u_r(t) = k_p \varepsilon(t) + k_i \int_0^t \varepsilon(t) d(t) \quad (2.10)$$

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 :

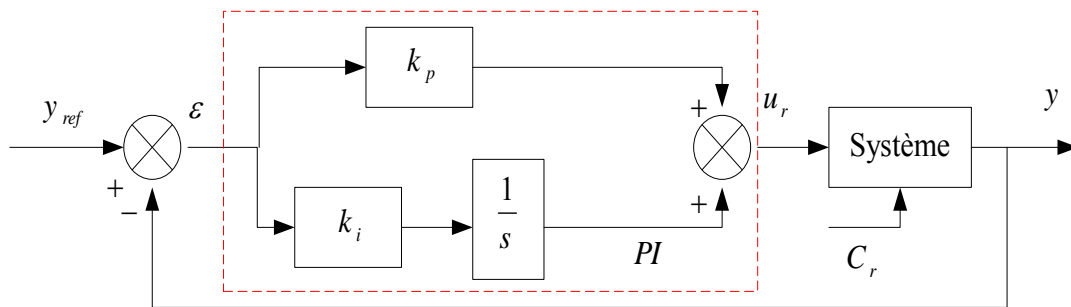


Figure 2.4: Régulateur PI.

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 :

$$PI \rightarrow \frac{u_r}{\varepsilon} = \frac{1 + sT_1}{sT_2} \quad (2.13)$$

$$\text{Avec : } \begin{cases} k_p = \frac{T_1}{T_2} \\ k_i = \frac{1}{T_2} \end{cases} \quad (2.14)$$

2.2.4.1. Régulation du courant i_q :

Selon l'équation (2.9) et (2.13), on aboutit au schéma de la Figure (2.5).

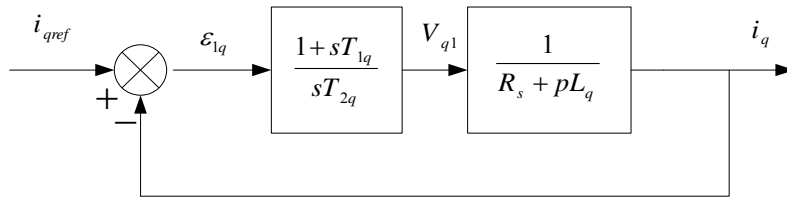


Figure 2.5: Boucle de régulation du courant i_q .

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

$$FTBO = \frac{1 + sT_{1q}}{sT_{2q}(R_s + sL_q)} = \frac{1 + sT_{1q}}{sT_{2q}R_s \left(1 + s \frac{L_q}{R_s}\right)} \quad (2.15)$$

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 :

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

Après compensation l'équation (2.15), se réduit à :

$$FTBO = \frac{1}{sR_sT_{2q}} \quad (2.18)$$

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

$$FTBF = \frac{FTBO}{1 + FTBO} \quad (2.19)$$

$$FTBF = \frac{1}{1 + sR_sT_{2q}} \quad (2.20)$$

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

$$\tau_q = R_sT_{2q} \Rightarrow T_{2q} = \frac{\tau_q}{R_s} \quad (2.21)$$

En imposant le temps de réponse :

$$T_r = 3\tau_q \quad (\text{critere de } \pm 5\%) \quad (2.22)$$

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 :

$$\begin{cases} k_{pq} = \frac{3L_q}{T_r} \\ k_{iq} = \frac{3R_s}{T_r} \end{cases} \quad (2.25)$$

2.2.4.2. Régulation du courant i_d :

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

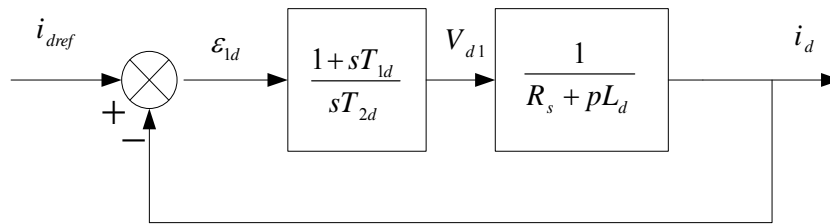


Figure 2.6: Boucle de régulation du courant i_d .

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 :

$$FTBO = \frac{1 + sT_{1d}}{sT_{2d}(1 + sL_d)} = \frac{1 + sT_{1d}}{sT_{2d}R_s \left(1 + s \frac{L_d}{R_s}\right)} \quad (2.26)$$

$$T_{1d} = \frac{L_d}{R_s} \quad (2.27)$$

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 :

$$\tau_d = R_s T_{2d} \Rightarrow T_{2d} = \frac{\tau_d}{R_s} \quad (2.29)$$

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.

2.2.4.3. Régulation de vitesse :

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 :

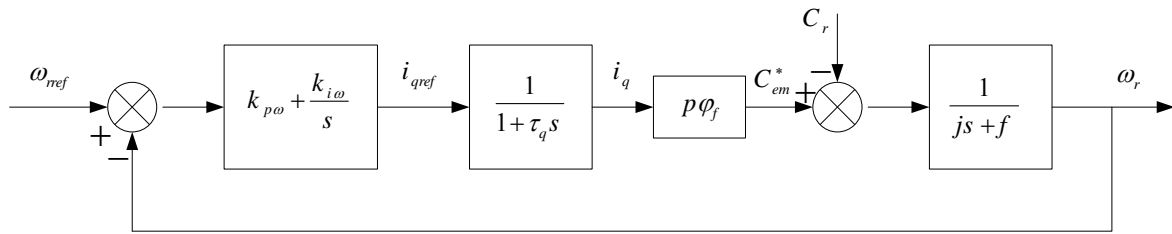


Figure 2.7: Boucle de régulation de vitesse.

Le schéma de la Figure (2.7) peut être simplifié par la Figure (2.8) :

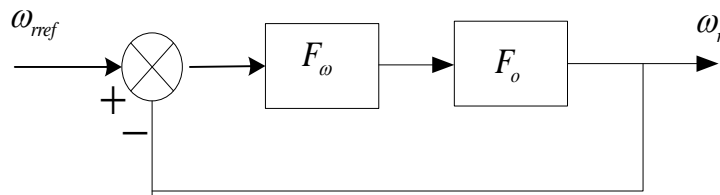


Figure 2.8: Boucle de régulation de vitesse.

❖ $F_\omega(s)$: La fonction de transfert du régulateur de vitesse est donnée par :

$$F_\omega(s) = k_{p\omega} + \frac{k_{i\omega}}{s} = \frac{1 + sT_{1\omega}}{sT_{2\omega}} \quad (2.31)$$

$$\text{Où : } \begin{cases} k_{p\omega} = \frac{T_{1\omega}}{T_{2\omega}} \\ k_{i\omega} = \frac{1}{T_{2\omega}} \end{cases} \quad (2.32)$$

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

$$F_o(s) = \frac{p\varphi_f}{f(1+s\tau_q)(1+s\tau_m)} \quad (2.33)$$

$\tau_m = \frac{J}{f}$: 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 :

$$FTBF(s) = \frac{p\varphi_f(k_{p\omega}s + k_{i\omega})}{J\tau_q s^3 + (J + f\tau_q)s^2 + (p\varphi_f k_{p\omega} + f)s + p\varphi_f k_{i\omega}} \quad (2.35)$$

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

$$p(s) = Js^2 + (f + p\varphi_f k_{p\omega})s + p\varphi_f k_{i\omega} \quad (2.36)$$

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 :

$$\frac{1}{\omega_0^2} p^2 + \left(\frac{2\zeta}{\omega_0}\right)p + 1 = 0 \quad (2.37)$$

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 :

$$\begin{cases} k_{p\omega} = \frac{2J\zeta\omega_0 - f}{p\varphi_f} \\ k_{i\omega} = \frac{\omega_0^2 J}{p\varphi_f} \end{cases} \quad (2.38)$$

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.

2.2.5. Résultats de simulation :

Après 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.

2.2.5.1. Essai à vide et en charge :

La figure 2.9 et figure 2.10 représentent les résultats de simulation de l'essai à vide et en charge du MSAP, 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 :

- L'allure de la vitesse suit sa référence avec un dépassement pendant le régime transitoire. 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 couple subit un pic au premier moment de démarrage, puis atteint la valeur du couple résistant avant et après l'application de la charge,
- La réponse des deux composantes du courant montre bien le découplage introduit par la commande vectorielle de la machine ($i_d = 0$),
- Le courant i_q est l'image du couple.

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

Dans la figure 2.11, on a inversé la vitesse de rotation du MSAP de la valeur référentielle +100 rad/s à la valeur -100 rad/s à l'instant $t=1s$ sans charge. Les résultats de simulation sont satisfaisants et la robustesse de cette commande est garantie vis-à-vis de ce fonctionnement.

2.2.5.3. Essai de variation de la résistance statorique et du couple de charge :

La résistance statorique de la machine varie lorsque la température des enroulements augmente suite à une application de la charge par exemple. De ce fait, la machine est démarrée à vide, puis à l'instant $t=0.5s$, on applique un couple résistant $C_r=5$ N.m. À l'instant $t=1s$, on augmente de la valeur de la résistance statorique de +50% de sa valeur nominale par exemple. A partir de la figure 2.12, on constate que la commande est sensible à la variation de la résistance statorique, donc cette technique est non robuste vis à vis des variations paramétriques internes.

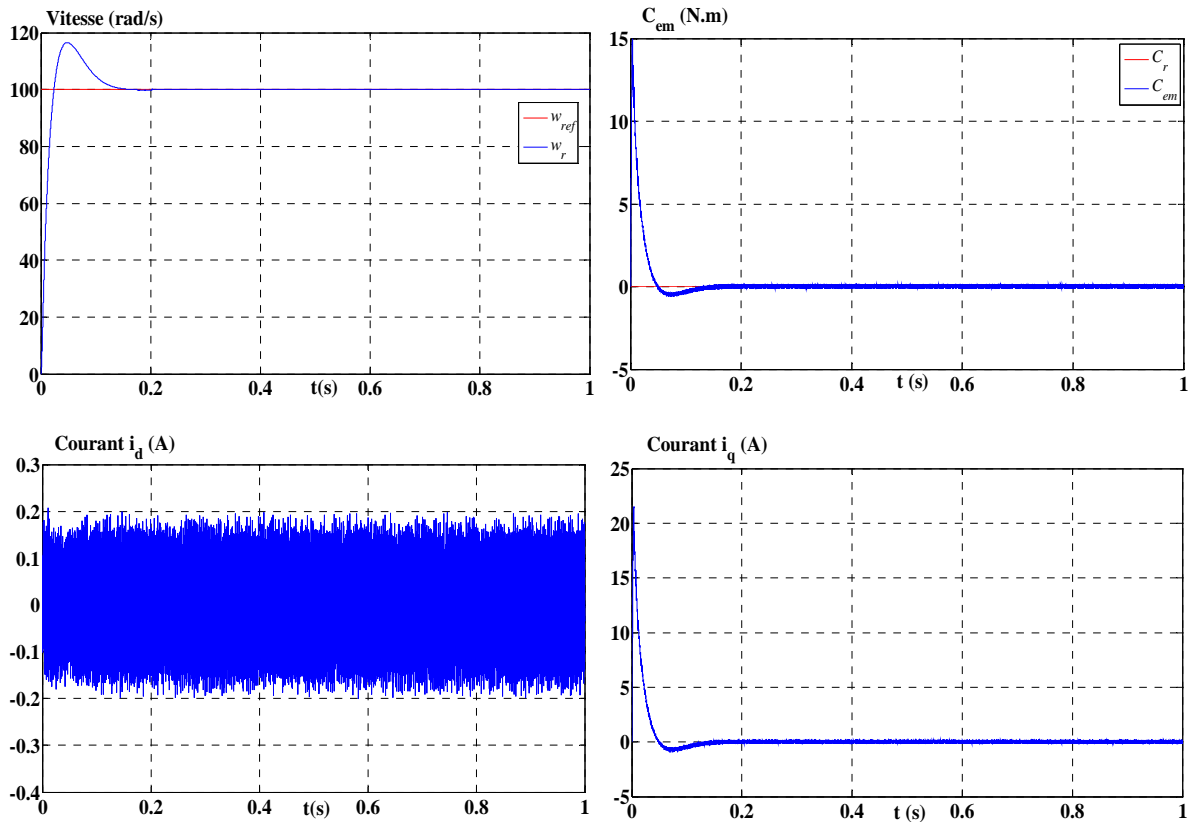


Figure 2.9: Résultats de simulation de la commande vectorielle du MSAP pour un démarrage à vide.

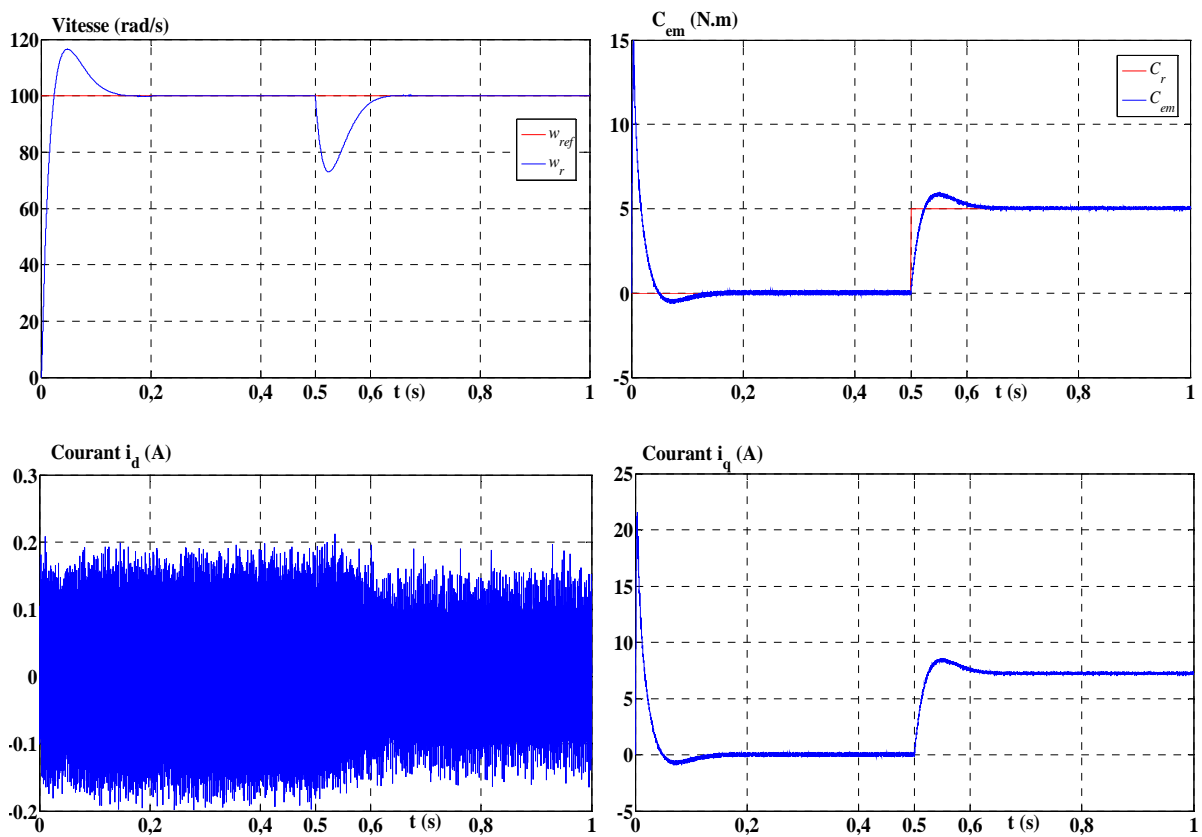


Figure 2.10: Résultats de simulation pour un démarrage à vide suivie d'une application de charge de 5 N.m à $t = 0.5$ s.

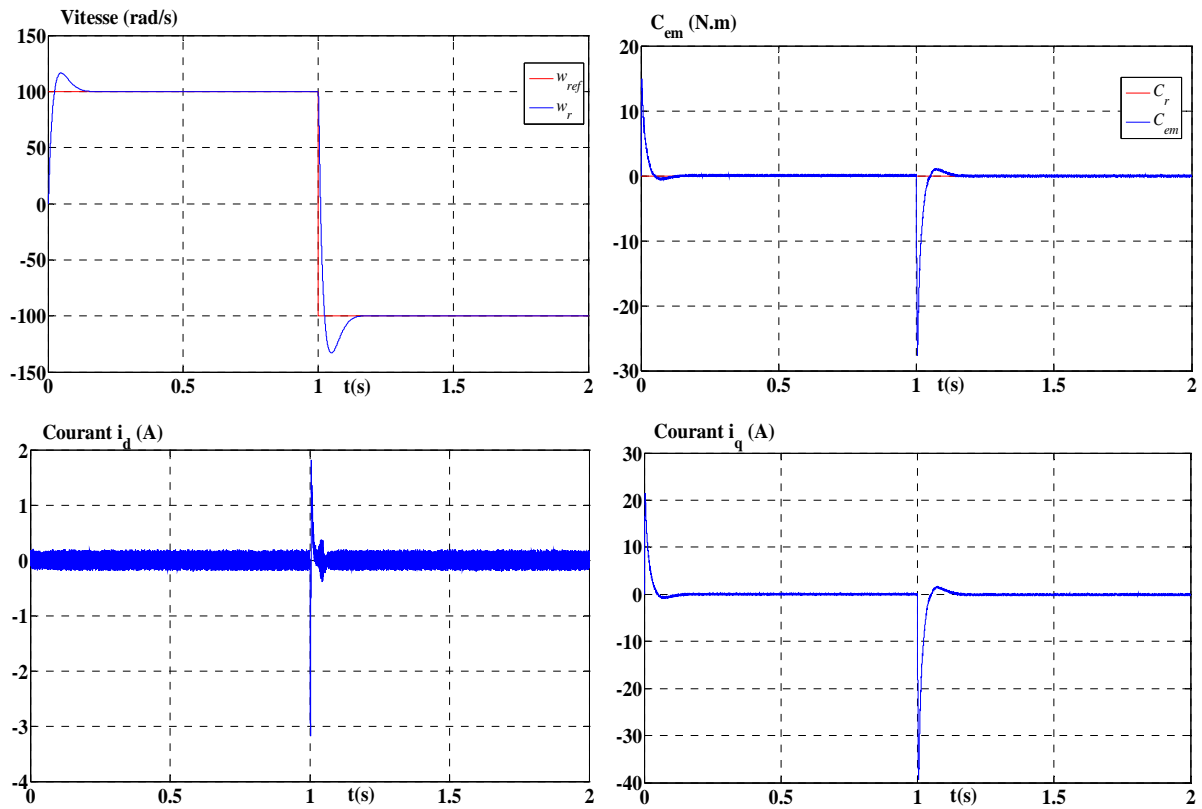


Figure 2.11: Résultats de simulation pour une inversion du sens de rotation à $t = 1s$.

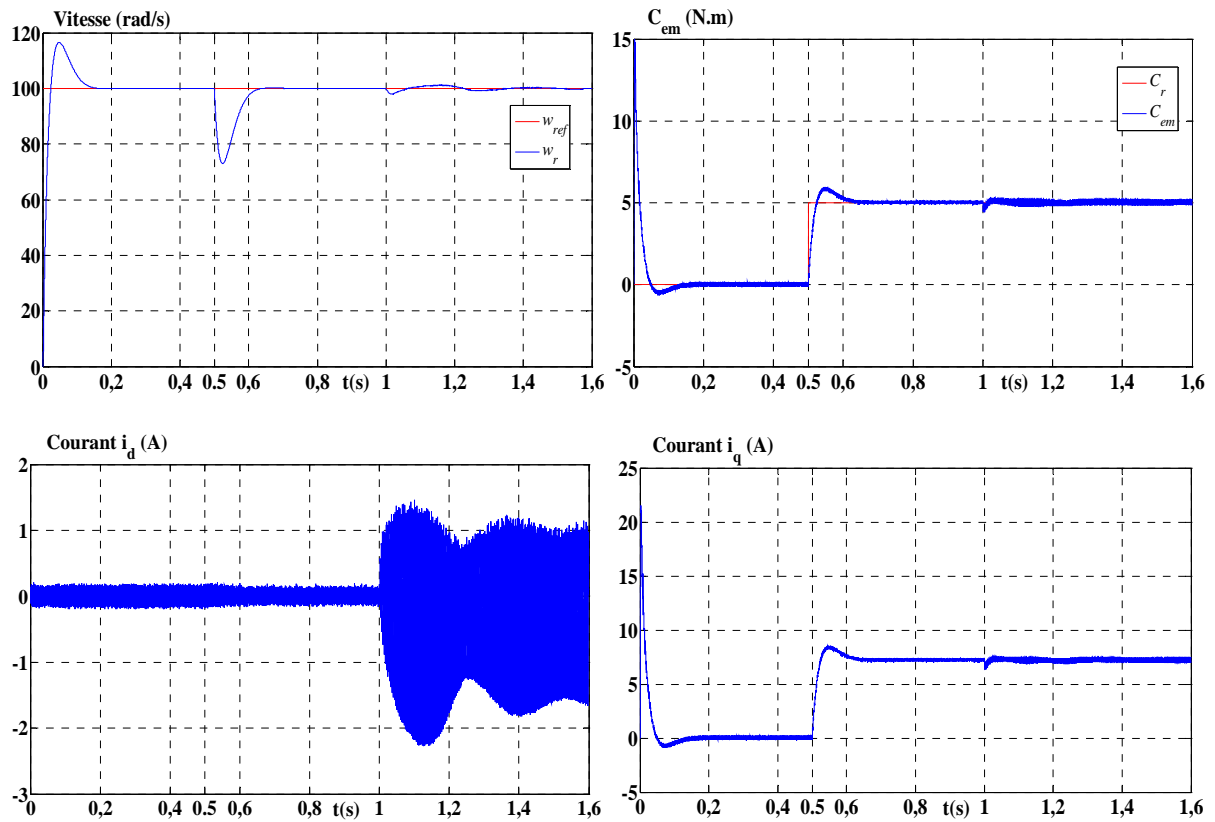


Figure 2.12: Résultats de simulation pour variation la résistance statorique et le couple de charge.

Conclusion:

Dans ce chapitre nous avons établi la technique de la commande vectorielle appliquée à la MSAP, cette stratégie permet le découplage entre le couple électromagnétique et le flux de la machine ce qui rend la machine synchrone à aimants permanents similaire à la machine à courant continu. Le réglage de la vitesse avec un régulateur classique (PI) permet d'obtenir des performances dynamiques et statiques satisfaisantes.

Puisque les correcteurs classiques sont dimensionnés à partir des paramètres de la machine. Si ces derniers varient dans une large plage de fonctionnement, les performances sont détériorées, alors il est préférable de voir d'autres techniques de réglage robuste. La commande par mode glissant est connue par leur robustesse, qui est le sujet du chapitre suivant.

Chapitre 03

Commande par mode de glissement de la 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 a la variation des paramètres internes et externes [31].

Dans ce chapitre nous allons donner quelques notions fondamentales sur la commande par mode de glissement et le choix de la surface. Ensuite l'application de cette stratégie de commande sur la MSAP.

3.2. Théorie de la commande par mode de glissement :

La commande à structure variable par régime glissant est apparue depuis le début des années 60. Elle a été étudiée et développée exclusivement en union soviétique dans les années soixante. Par la suite, de nombreuses recherches ont été menées partout ailleurs, soit pour compléter l'étude théorique, soit pour l'appliquer aux systèmes physiques [28]. La CSV qui, par sa nature, est une commande non linéaire. Elle est basée sur la commutation de fonctions de variables d'état, utilisées pour créer une variété ou hypersurface de glissement, dont le but est de forcer la dynamique du système à correspondre avec celle définie par l'équation de l'hypersurface. Quand l'état est maintenu sur cette hypersurface, le système se trouve en régime glissant. Sa dynamique est alors insensible aux perturbations extérieures et paramétriques tant que les conditions du régime glissant sont assurées [32].

La trajectoire dans le plan de phase est constituée de trois parties distinctes, Figure 3.1[28]:

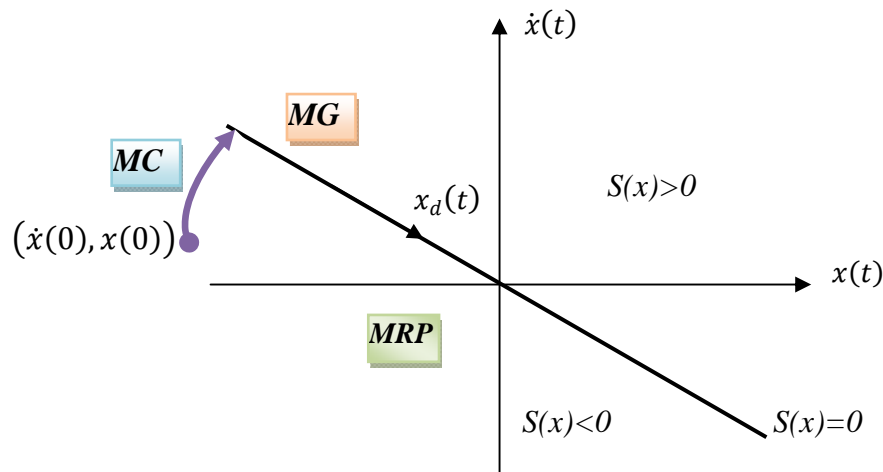


Figure 3.1 : Convergence du système glissant.

- **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.

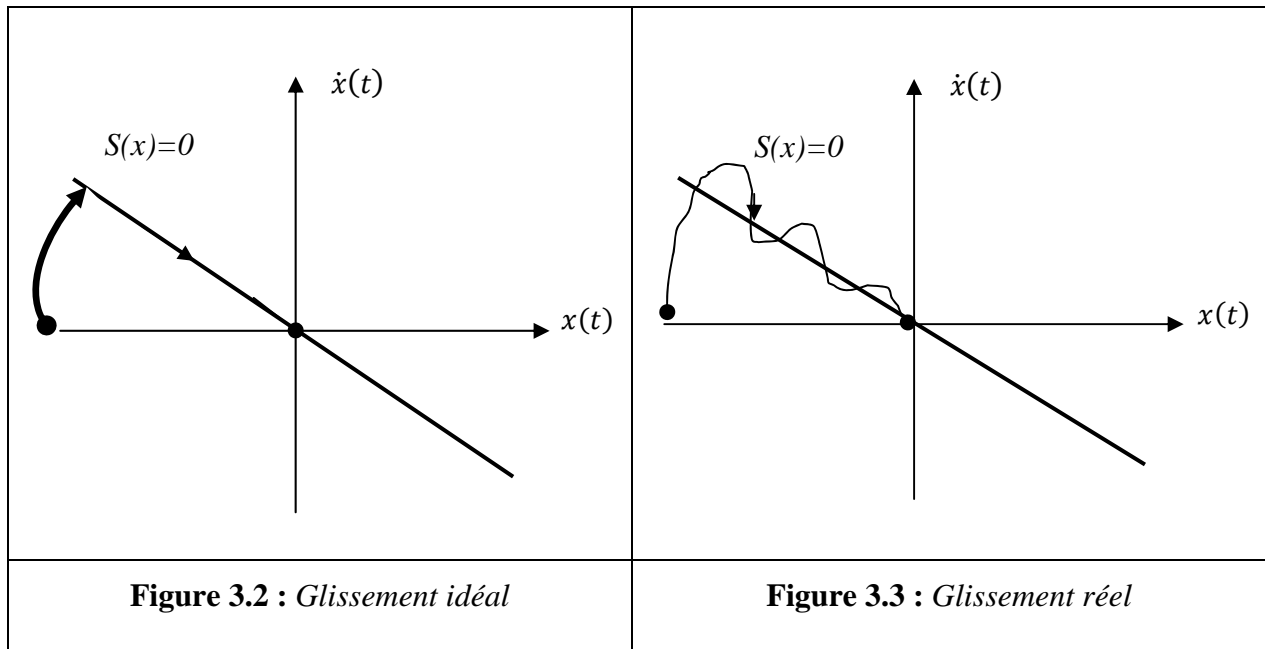
Avant d'entamer les méthodes utilisées dans la synthèse de système de contrôle par mode de glissement, nous allons expliquer quelques notions de bases du régime glissant.

3.2.1. 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).

3.2.2. 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).



3.3. Conception de l'algorithme de commande par mode de glissement :

La conception des régulateurs par les modes glissants prend en charge les problèmes de stabilité et des performances désirées d'une façon systématique. La mise en œuvre de cette méthode de commande nécessite principalement trois étapes :

- ☒ Le choix de la surface,
- ☒ L'établissement des conditions d'existence de la convergence,
- ☒ La détermination de la loi de commande.

3.3.1. 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] :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(x, t) + g(x, t)u(t) \\ y = C^t x, \quad y \in \mathbb{R}^m \end{cases} \quad (3.1)$$

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].

3.3.2. Condition d'existence et de convergence :

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 :

3.3.2.1. Fonction directe de commutation :

Elle est proposée et étudiée par Emelyanov et Utkin [7][33]. Il s'agit de donner à la surface une dynamique convergente vers zéro. Elle est donnée par :

$$\dot{S}(x)S(x) < 0 \quad (3.3)$$

3.3.2.2. 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 :

$$S(x)\dot{S}(x) < 0 \quad (3.6)$$

3.3.3. Détermination de la loi de commande :

Une fois la surface de glissement est choisie, ainsi que le critère de convergence, il reste à déterminer la commande nécessaire pour ramener la variable à contrôler vers la surface et ensuite vers son point d'équilibre en maintenant la condition d'existence des modes glissants. La structure d'un contrôleur comporte deux parties; une première concernant la linéarisation exacte u_{eq} et une deuxième stabilisante u_N . Cette dernière est très importante dans la technique de commande par modes de glissement, car elle est utilisée pour rejeter les perturbations extérieures. Nous avons donc :

$$u(t) = u_{eq} + u_N \quad (3.7)$$

☒ u_{eq} : Correspond à la commande équivalente proposée par Filpov et Utkin, elle sert à maintenir la variable à contrôler sur la surface de glissement $S(x)$. La commande équivalente est déduite en considérant que le dérivé de la surface est nul $\dot{S}(x) = 0$.

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.

$$\begin{cases} u_{eq}(t) = \left\{ \frac{\partial S}{\partial x} g(x,t) \right\}^{-1} \cdot \left\{ -\frac{\partial S}{\partial x} f(x,t) \right\} \\ u_N = 0 \end{cases} \quad (3.9)$$

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 :

$$u_N = K \text{sign}(S(x)) \quad (3.13)$$

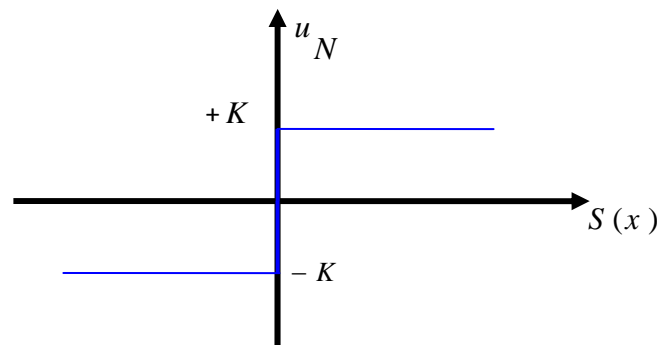


Figure 3.4 : Représentation de la fonction « sign »

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

$$S(x)\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} g(x,t)K |S(x)| < 0 \quad (3.14)$$

Où le facteur $\frac{\partial S}{\partial x} g(x,t)$ est toujours négatif et le gain K est choisi positif pour satisfaire la condition (3.14).

3.4. 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 a cause de problèmes d'identifications des paramètres, soit a 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 comme la figure 3.5 représente ce phénomène.

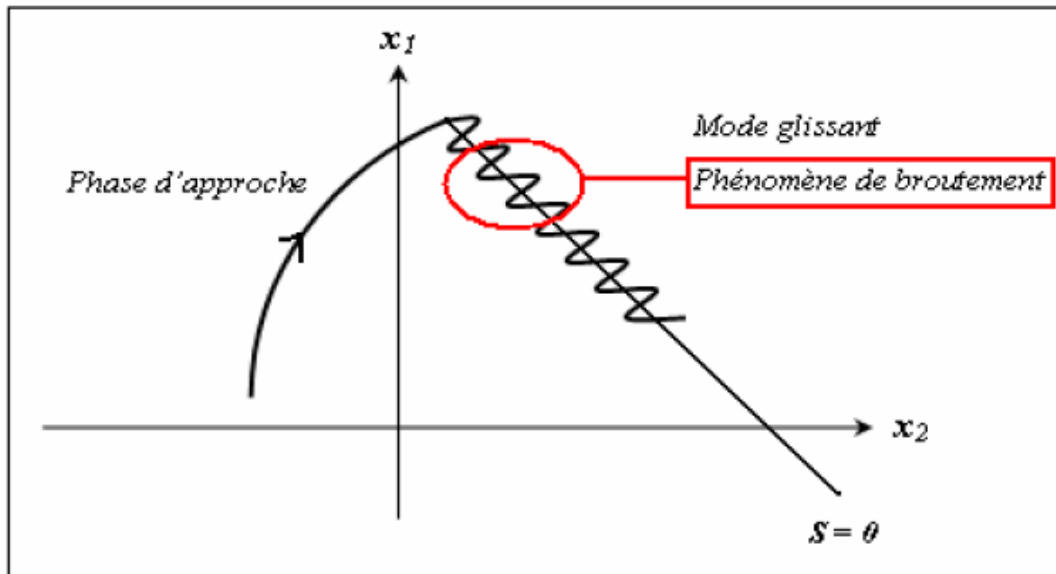


Figure. 3.5 : Illustration du phénomène de broutement.

Le phénomène de broutement est considéré comme un obstacle réel pour l'application de la commande par mode glissant, pour y remédier plusieurs solutions ont été proposées. On peut citer : La première c'est l'utilisation d'un observateur d'état asymptotique pour limiter la réticence [12]. La deuxième c'est l'utilisation d'algorithmes de commande par mode de glissement d'ordre supérieur [13], cette dernière solution a permis la réduction ou même l'atténuation du phénomène de chattering tout en gardant les propriétés de robustesse et la convergence en temps fini [8][14-15]..etc..

3.5. 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 :

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = \dot{i}_d = -\frac{R_s}{L_d}i_d + \frac{L_q}{L_d}p\omega_r i_q + \frac{1}{L_d}u_d & (a) \\ \frac{di_q}{dt} = \dot{i}_q = -\frac{R_s}{L_q}i_q - \frac{L_d}{L_q}p\omega_r i_d - \frac{p\phi_f}{L_q}\omega_r + \frac{1}{L_q}u_q & (b) \\ \frac{d\omega_r}{dt} = \dot{\omega}_r = \frac{p(L_d - L_q)i_d + p\phi_f i_q}{J} - \frac{1}{J}C_r - \frac{f}{J}\omega_r & (c) \end{cases} \quad (3.15)$$

3.5.1. Stratégie de réglage à trois surfaces :

La Figure (3.6) présente le schéma du réglage par mode glissement d'ordre 1 (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.

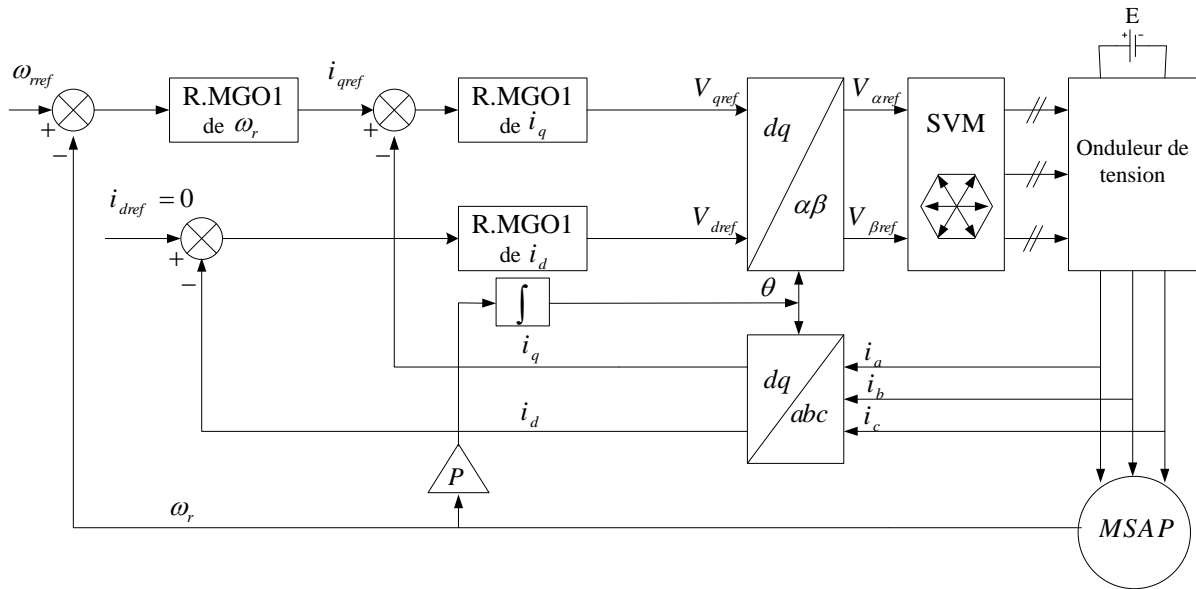


Figure 3.6 : Schéma bloc de réglage par mode glissement d'ordre 1 (Reg. MGO1).

3.5.1.1. 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 :

$$\begin{cases} \dot{S}(\omega_r) = \dot{\omega}_{ref} - \frac{p(L_d - L_q)i_d + p\varphi_f}{J}i_q + \frac{1}{J}C_r + \frac{f}{J}\omega_r \\ i_q = i_{qeq} + i_{qN} \end{cases} \quad (3.17)$$

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) :

$$i_{qeq} = \frac{\dot{\omega}_{ref} + \frac{f}{J}\omega_r + \frac{1}{J}C_r}{\frac{p(L_d - L_q)}{J}i_d + p\frac{\varphi_f}{J}} \quad (3.19)$$

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

$$\dot{V}(\omega_r) = S(\omega_r)\dot{S}(\omega_r) < 0 \quad (3.20)$$

Si on remplace l'équation (3.19) dans (3.17), on obtient :

$$\dot{S}(\omega_r) = - \left[\frac{p(L_d - L_q)}{J}i_d + p\frac{\varphi_f}{J} \right] i_{qN} \quad (3.21)$$

$$\text{Alors : } i_{qN} = k_{\omega r} \text{sign}(S(\omega_r)) \quad (3.22)$$

$k_{\omega r}$: Gain positif.

3.5.1.2. Surface de régulation du courant i_q :

La surface de glissement est choisie comme :

$$S(i_q) = i_{qref} - i_q \quad (3.23)$$

Dans ce cas, les commandes V_{qeq} et V_{qN} sont exprimées par :

$$\begin{cases} V_{qeq} = \left(\dot{i}_{qref} + \frac{R_s}{L_q} p \omega_r i_d + \frac{p \varphi_f}{L_q} \right) L_q \\ V_{qN} = k_q \text{sign}(S(i_q)) \end{cases} \quad (3.24)$$

k_q : Gain positif.

3.5.1.3. Surface de régulation du courant i_d :

La surface de glissement est choisie comme :

$$S(i_d) = i_{dref} - i_d \quad (3.25)$$

De même les expressions de V_{deq} et V_{dN} sont :

$$\begin{cases} V_{deq} = \left(\dot{i}_{dref} + \frac{R_s}{L_d} i_d - \frac{L_q p \omega_r}{L_d} i_q \right) L_d \\ V_{dN} = k_d \text{sign}(S(i_d)) \end{cases} \quad (2.26)$$

k_d : Gain positif.

3.5.2. Simulation et interprétation des résultats :

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 :

3.5.2.1. Essai à vide et en charge :

La figure 3.7 et figure 3.8 représentent les résultats de simulation de l'essai à vide et en charge du MSAP, 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 :

- ☒ l'allure de la vitesse possède une caractéristique presque linéaire et atteint la vitesse de référence dans un temps de réponse très petit. Après l'application de la charge à l'instant $t=0.5s$, on ne constate presque aucune influence sur l'allure de la vitesse,

- ☒ Le couple subit au moment du démarrage un pic, puis atteint rapidement la valeur du couple résistant avant et après l'application de la charge,
- ☒ Un découplage réalisé avec succès par le maintien de i_d nul,
- ☒ le phénomène de chattering apparaît clairement dans le couple,
- ☒ Le courant i_q est l'image du couple.

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

La figure 3.9, nous avons inversé le sens de rotation de +100 rad/s à -100 rad/s à l'instant $t=1s$ sans charge. On constate que la vitesse suit parfaitement sa référence qui est atteinte très rapidement, lors de l'inversion, la vitesse diminue à cause du fonctionnement de la machine en génératrice délivrant un couple électromagnétique résistant qui sert à freiner la machine. Puis lorsque la rotation s'inverse la machine fonctionne comme moteur, la vitesse augmente jusqu'à ce qu'elle atteigne sa nouvelle référence de -100 rad/s. donc on peut dire que la robustesse de cette commande est garantie vis-à-vis de ce fonctionnement.

3.5.2.3. Essai de variation de la résistance statorique et du couple de charge :

La résistance statorique de la machine varie lorsque la température des enroulements augmente suite à une application de la charge par exemple. De ce fait, la machine est démarrée à vide, puis à l'instant $t=0.5s$, on applique un couple résistant $C_r=5 N.m$. À l'instant $t=1s$, on augmente de la valeur de la résistance statorique de +50% de sa valeur nominale par exemple. A partir de la figure 3.10, on constate que la commande est insensible à la variation de la résistance statorique et couple de charge, donc cette technique est robuste vis-à-vis des variations paramétriques internes et externes.

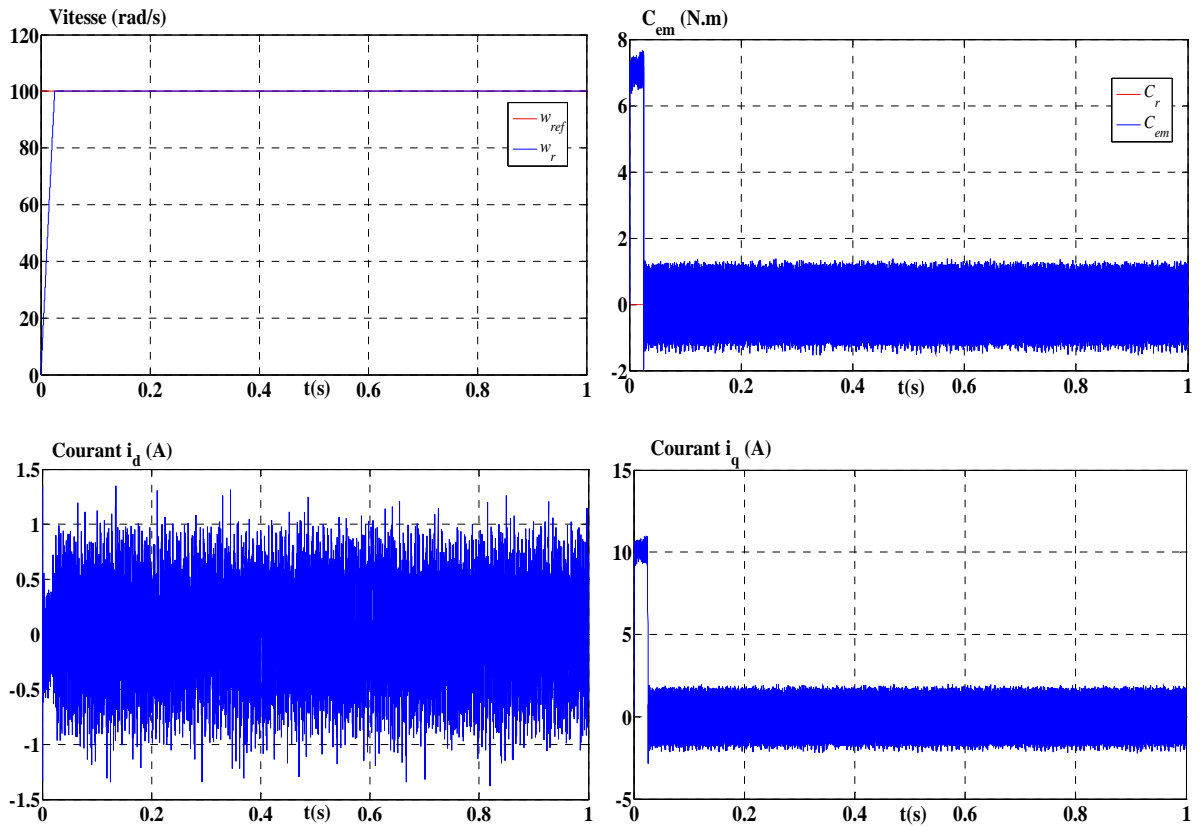


Figure 3.7: Résultats de simulation de R.MGO1 de la MSAP lors d'un démarrage à vide.

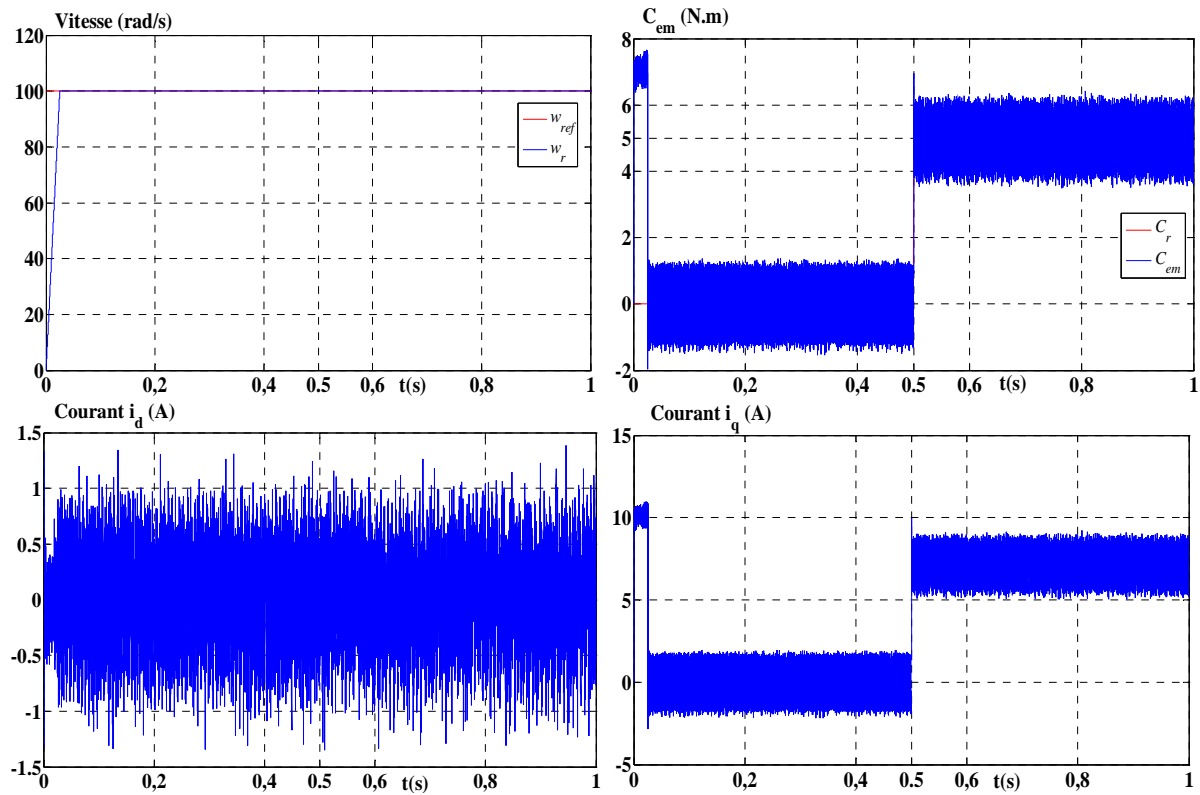


Figure 3.8: Résultats de simulation de R.MGO1 de la MSAP lors d'un démarrage à vide suivie d'une application de charge de 5 N.m à $t = 0.5$ s.

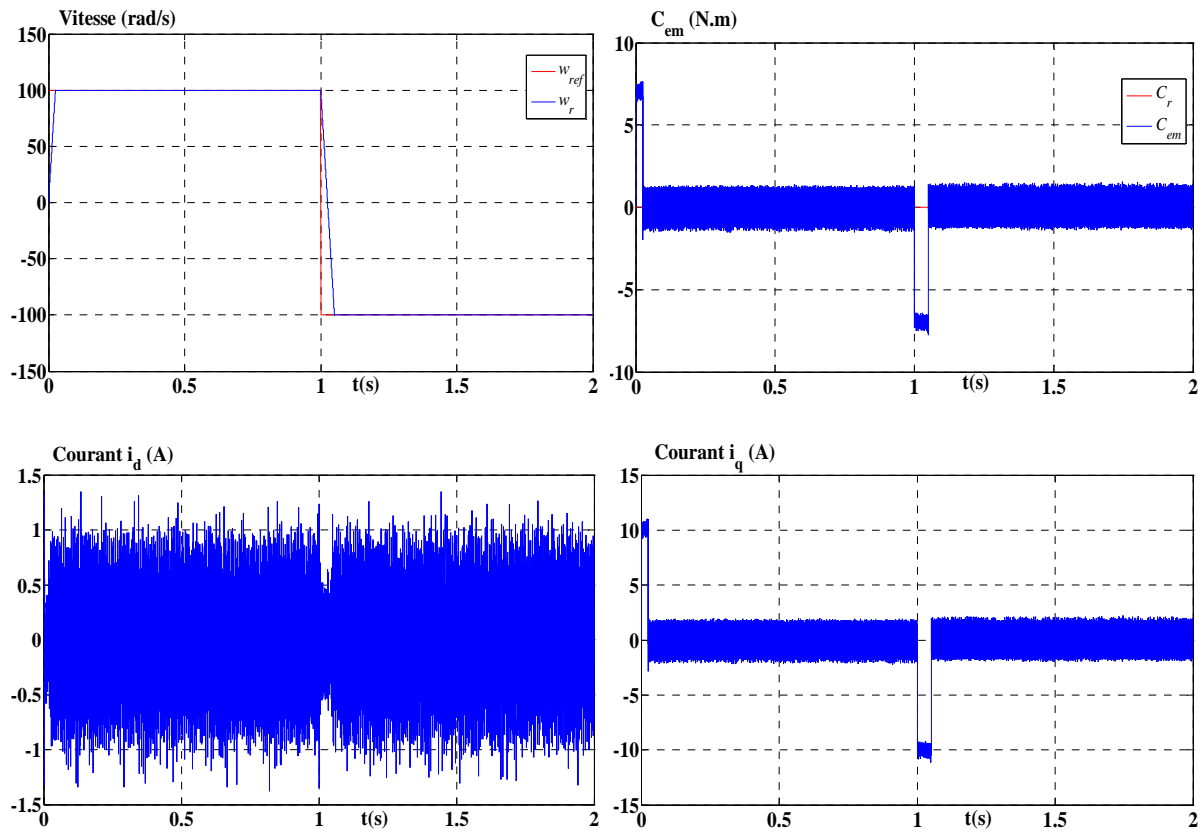


Figure 3.9: Résultats de simulation de R.MGOI de la MSAP pour une inversion du sens de rotation à $t = 1s$.

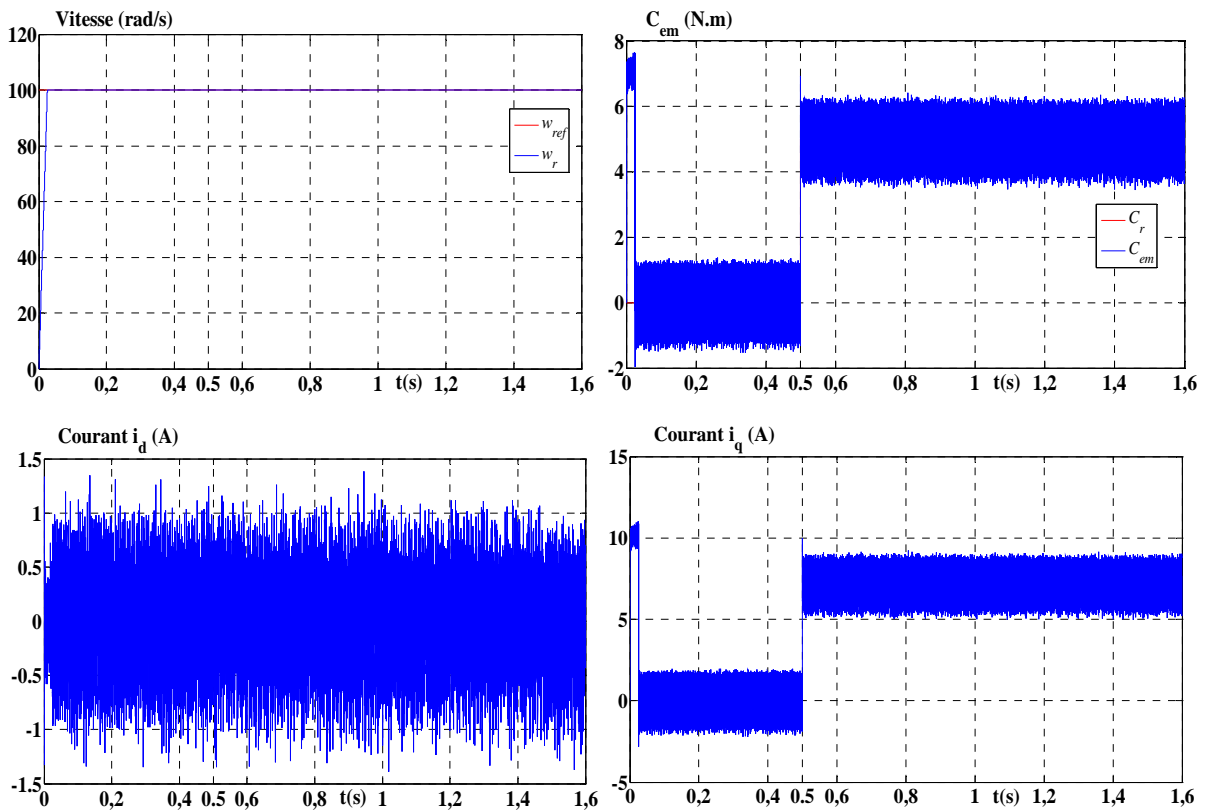


Figure 3.10: Résultats de simulation de R.MGOI de la MSAP pour variation la résistance statorique et le couple de charge.

3.5.3. Etude comparative entre la CSV et la commande PI :

3.5.3.1. Comparaison au niveau de la variation de vitesse :

Ce test est fait pour montrer la robustesse de la commande vis-à-vis des variations brusques de la vitesse de rotation. La figure 3.11 représente la vitesse et le couple de la MSAP dans le cas d'un démarrage à vide pour un échelon de vitesse de +100 rad/s, suivi à l'instant $t=0.4s$, d'une inversion de la vitesse à -100 rad/s, puis d'une deuxième inversion de la vitesse à +80 rad/s à $t=0.8s$.

Les réponses obtenues avec les deux types de commande montrent clairement que le système commandé avec la CSV est plus robuste par rapport à la structure PI. Où La réponse en vitesse est avec dépassement dans la commande PI. Cependant, la réponse en vitesse obtenu par la CSV est sans dépassement et suit sa référence. D'autre part, les résultats de la figure 3.11 montrent aussi que le couple obtenu par la commande PI diminue progressivement, tandis que le couple obtenu par la CSV est maintenu plus longtemps à sa valeur maximale, en particulier pendant les phases de changement du sens de rotation de la MSAP.

3.5.3.2. 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 $t=0.8s$. 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.

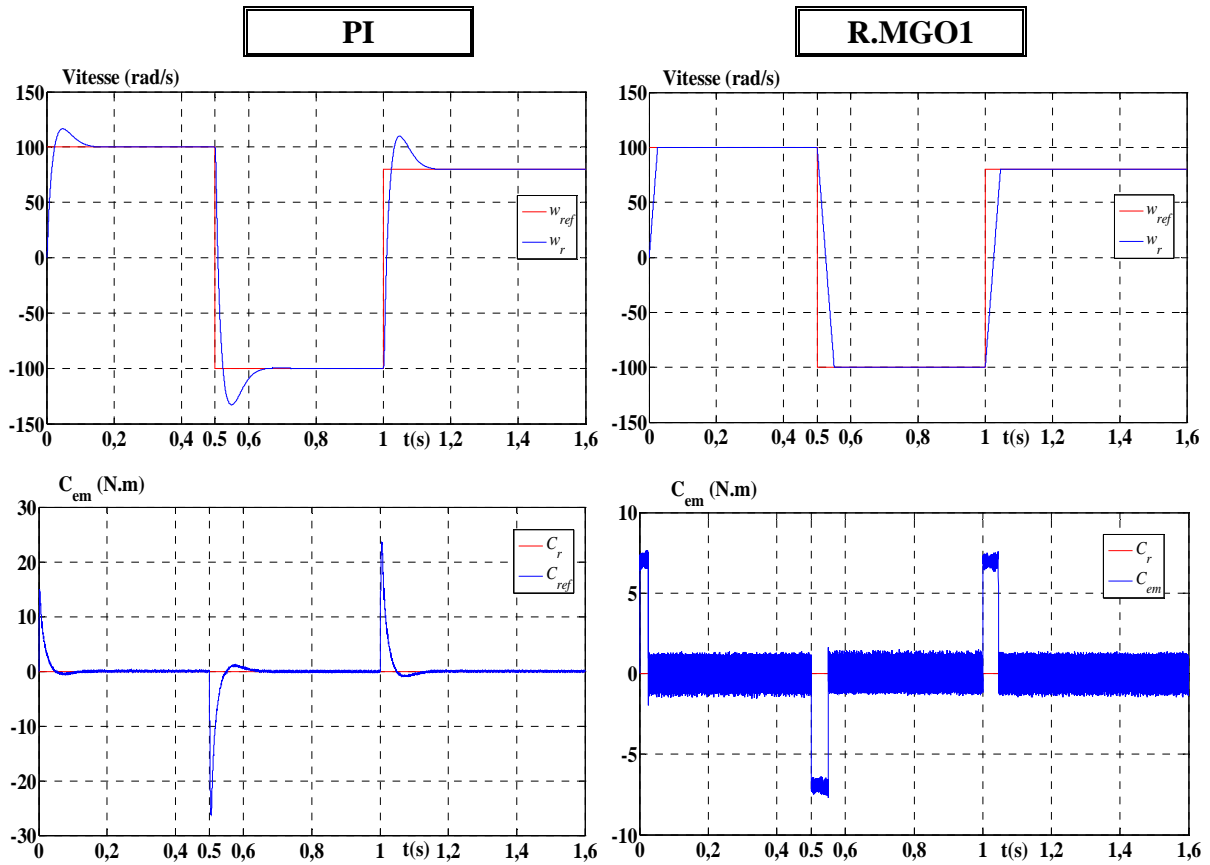


Figure 3.11: Résultats de simulation pour une variation de la vitesse de référence.

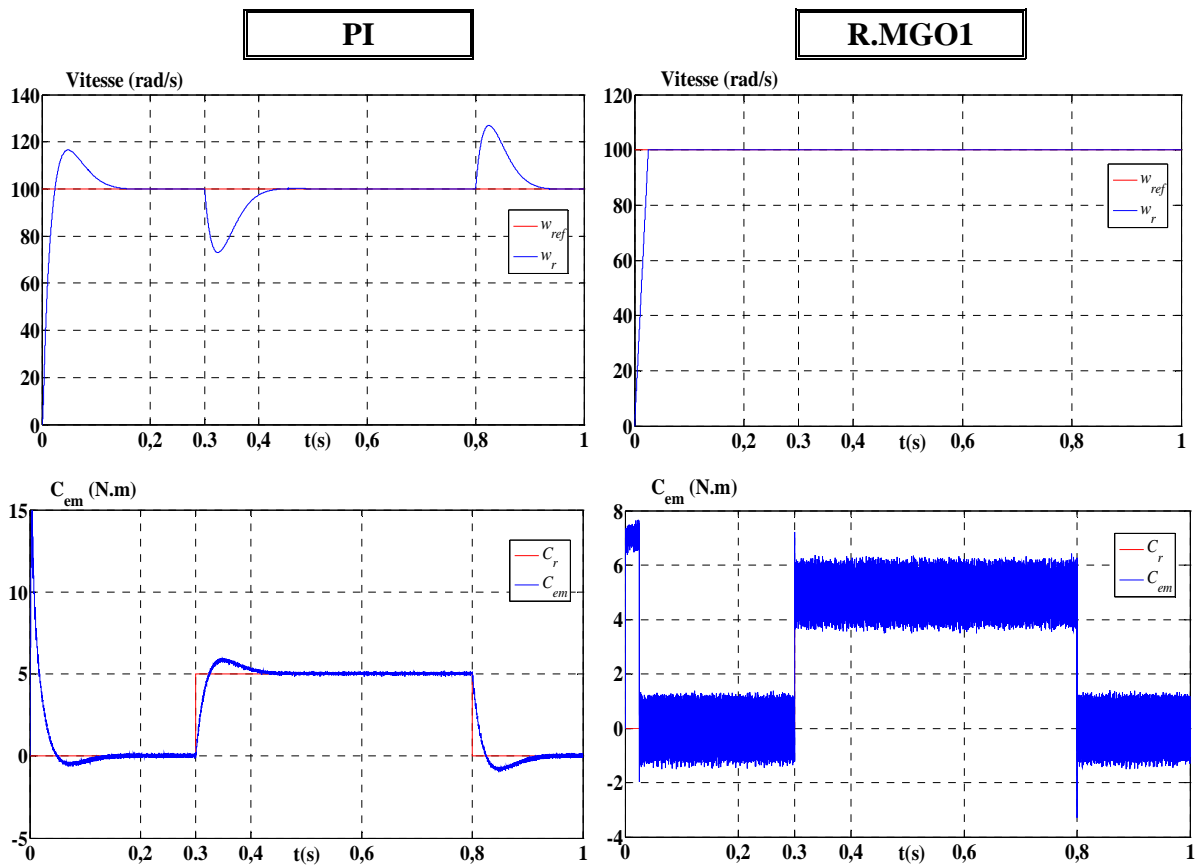


Figure 3.12: Résultats de simulation pour un échelon de couple résistant ($C_r = 5N.m$).

Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté une méthode de commande à structure variable (CSV) de la MSAP suivant une structure en cascade. Nous avons défini la méthodologie de conception nécessaire pour cette commande pour l'asservissement en vitesse.

Les résultats de simulation nous montrent que les réponses avec la CSV 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 la commande vectorielle à régulateur PI et la CSV de la MSAP.

La commande par mode glissant présente plusieurs avantages tel que, robustesse, précision importante, stabilité et simplicité, temps de réponse très faible.

L'inconvénient majeur de la commande par mode glissant étant le phénomène de réticence (effet chattering en anglais) qui est caractérisé par des fluctuations du couple, ce phénomène est indésirable et nuisible pour les actionneurs, il engendre des bruits et des forces additionnelles de torsion sur l'arbre de la machine. Pour remédier à ce problème on fait appel à une autre technique de commande qui permet réduire l'effet chattering, cette technique est appelée commande par mode glissant d'ordre supérieur et qui sera l'objet du quatrième chapitre .

Chapitre 04

Commande par mode de glissement d'ordre supérieur de la MSAP

4.1. Introduction :

Les modes glissants standards ou classiques sont appliqués seulement sur les systèmes à structures variables à un degré relatif égal à un, où la commande apparaît dans la première dérivée de la surface de glissement. Cette commande possède les propriétés suivantes [34] :

- La convergence en temps fini,
- La robustesse par rapport aux perturbations internes et externes,
- Les commutations de la commande en hautes fréquences induisent le phénomène de chattering.

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].

Des chercheurs russes ont proposés de déplacer le problème de la discontinuité due à l'élément de commutation de la loi en régime glissant sur les dérivés d'ordre supérieur de la variable de glissement, au lieu d'agir sur la première dérivée comme dans le cas du régime glissant d'ordre un.

Le concept de mode glissant d'ordre supérieur a été introduit dans les années 80 par M. Levantovsky et M. Emelyanov. On parle dans ce cas des Modes Glissants d'Ordres Supérieurs (MGOS), en anglais High Order Sliding Mode (HOSM) [13][34].

Le chattering étant repoussé sur les dérivées d'ordres supérieurs, il cesse alors de présenter les inconvénients suscités.

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.

L'objectif de ce chapitre est 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. On s'intéresse ici aux modes glissants d'ordres deux, qui constitue le principal but de ce travail.

4.2. Position du problème :

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).

Comme il a été défini dans le chapitre 3, l'objectif de la commande par régime glissant du premier ordre est d'obliger le système à rester sur la surface de glissement, soit $S = 0$. Pour le cas de la commande par régime glissant d'ordre supérieur, le problème posé est de forcer le système à évoluer sur la surface et à maintenir S ainsi que ses $(r - 1)$ premières dérivées successives à zéro :

$$S = \dot{S} = \dots = S^{(r-1)} = 0 \quad (4.2)$$

Où r désigne le degré relatif du système.

4.3. Degré relatif :

La notion de degré relatif a été introduite dans un premier temps dans le cas seulement des systèmes autonomes, par la suite l'application a été faite dans le cas non autonome. Cette notion est un concept fondamental qui a joué un grand rôle récemment dans la compréhension de la commande des dynamiques non linéaires.

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 :

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

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

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].

4.4. Principe :

Le régime glissant standard est basé sur l'annulation de la dérivée première par rapport au temps de la surface de glissement soit en \dot{S} . Un régime glissant d'ordre r (noté r -glissant) agit sur les $r-1$ premières dérivées successives de la variable de glissement S^{r-1} . On aura ainsi une précision d'ordre r sur la convergence du système [34].

Le calcul des dérivées successives de la variable de glissement S le long d'une trajectoire d'un système discontinu, aboutit pour un ordre donné, à une discontinuité. Il est alors possible de classer les régimes glissants d'ordre supérieur par le numéro de r dérivées successives de la surface S^r . Ce numéro est appelé l'ordre de glissement, et il fixe le degré de douceur du système. Le $r^{\text{ème}}$ ordre du système est déterminé par l'équation :

$$S = \dot{S} = \dots = S^{(r-1)} \quad (4.3)$$

La précédente équation impose une condition " r -dimensionnel " sur les états du système. L'un des problèmes majeurs pour l'implantation des algorithmes r -glissant est que le nombre d'informations nécessaires augmente avec l'ordre du régime glissant. Par exemple, si on utilise un algorithme de glissement d'ordre 3 par rapport à S , on aura besoin de la connaissance de S, \dot{S} et \ddot{S} . Une bonne solution à ce problème sont les modes glissants du second ordre, Twisting et Super Twisting, qui n'ont besoin que de S comme information d'entrée.

Le régime glissant d'ordre supérieur le plus utilise dans la littérature est la loi 2-glissant, mais il existe des exemples de modes glissants d'ordre 3 et plus, par exemple la loi r -glissant dans [38]. Dans ce mémoire nous donnons plus en détail les algorithmes d'ordre deux : 2-glissant et de quelques variantes comme le Twisting et Super Twisting. Ce sont les techniques les plus utilisées par les chercheurs et elles sont implémentées en temps réel sans trop de difficultés.

4.5. Commande par mode glissant d'ordre deux :

Le principal avantage de la commande par modes glissants d'ordre deux est l'annulation du phénomène de chattering. Son objectif est de générer un régime glissant d'ordre deux sur

la surface de glissement sélectionnée $S = 0$ et d'obtenir en temps fini $S = \dot{S} = 0$.

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 4.1 fait apparaître la trajectoire de convergence du système vers la surface S .

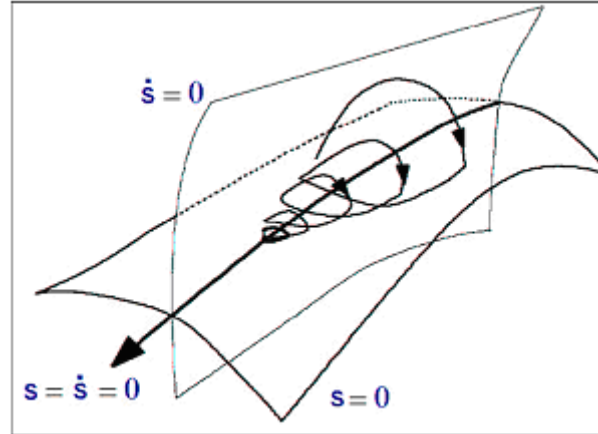


Figure 4.1 : Trajectoire du mode glissant d'ordre 2.

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 :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt}S(t, x) = \frac{\partial}{\partial t}S(t, x) + \frac{\partial}{\partial x}S(t, x) \frac{dx}{dt} \\ \dot{S} = \frac{\partial}{\partial t}S(t, x) + \frac{\partial}{\partial x}S(t, x)f(t, x, u) \end{cases} \quad (4.4)$$

La dérivée seconde de S :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt}\dot{S}(t, x, u) = \frac{\partial}{\partial t}\dot{S}(t, x, u) + \frac{\partial}{\partial x}\dot{S}(t, x, u) \frac{dx}{dt} + \frac{\partial}{\partial u}\dot{S}(t, x, u) \frac{du}{dt} \\ \ddot{S} = \frac{\partial}{\partial t}\dot{S}(t, x, u) + \frac{\partial}{\partial x}\dot{S}(t, x, u)f(t, x, u) + \frac{\partial}{\partial u}\dot{S}(t, x, u)\dot{u} \end{cases} \quad (4.5)$$

On pose :

$$\begin{cases} \psi(t, x) = \frac{\partial}{\partial t}\dot{S}(t, x, u) + \frac{\partial}{\partial u}\dot{S}(t, x, u)f(t, x, u) \\ \zeta(t, x) = \frac{\partial}{\partial u}\dot{S}(t, x, u) \end{cases} \quad (4.6)$$

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

$$\begin{cases} y_1 = S \\ y_2 = \dot{S} \end{cases} \quad (4.7)$$

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

$$\begin{cases} \dot{y}_1 = y_2 \\ \dot{y}_2 = \psi(t, x) + \zeta(t, x)u \end{cases} \quad (4.8)$$

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 :

$$f(t, x, u) = a(t, x) + b(t, x)u(t) \quad (4.9)$$

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 (4.9) et par l'équation :

$$\begin{cases} \dot{y}_1 = y_2 \\ \dot{y}_2 = \tilde{\psi}(t, x) + \tilde{\zeta}(t, x)u \end{cases} \quad (4.10)$$

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. Propriétés de convergence en temps fini de la commande 2-glissante :

L'objectif du contrôleur glissant du deuxième ordre est d'amener S ainsi que sa dérivée \dot{S} à zéro dans un temps fini, en utilisant la commande $u(t)$. Afin d'atteindre ce but, les hypothèses suivantes sont considérées [34][39]:

1. Les valeurs de la commande sont définies par l'ensemble $U = \{ u : |u| \leq U_M \}$, où U_M est une constante réelle, et la solution du système est définie sur la variable glissante de deuxième ordre ($S = \dot{S} = 0$).
2. Il existe $u_1 \in (0, 1)$ telle que pour toute fonction continue u avec $|u| > u_1$, il existe t_1 tel que $u > 0$ pour tout $t > t_1$. Ainsi la commande :

$$u = -U_M \text{sign}(\dot{S}(t_0)) \quad (4.11)$$

Où t_0 est l'instant initial, assure la convergence en temps fini sur $S = 0$.

3. Il existe des constantes positives S_0, Γ_m et Γ_M , telles que dans un voisinage $|S(t, x)| < S_0$,

$$0 < \Gamma_m \leq \frac{\partial}{\partial u} \dot{S}(t, x, u) \leq \Gamma_M, \quad \forall u \in U, x \in X \quad (4.12)$$

Le fait que le terme $\frac{\partial \dot{S}}{\partial u}$ ne s'annule pas est nécessaire pour l'existence de la commande équivalente en régime glissant.

4. Il existe une constante positive Φ telle que dans la région $|S| < S_0$, l'inégalité suivante est vérifiée pour $\forall (t, x) \in X, u \in U$.

$$\left| \frac{\partial}{\partial u} \dot{S}(t, x, u) + \frac{\partial}{\partial x} \dot{S}(t, x, u) f(t, x, u) \right| \leq \Phi \quad (4.13)$$

Nous allons reprendre le système (4.7) et nous supposons que le système est de degré relatif DR=1 par rapport à la surface de glissement S . Ceci s'exprime par :

$$\ddot{S} = \dot{y}_2 = \psi(t, x) + \zeta(t, x)u \quad (4.14)$$

Si on applique les propriétés de convergence précédentes nous avons :

$$\begin{cases} 0 < \Gamma_m \leq \zeta(t, x) \leq \Gamma_M \\ |\psi(t, x)| < \Phi \end{cases}$$

Si le système est de degré relatif DR=2 nous devons prendre le système :

$$\ddot{S} = \dot{y}_2 = \tilde{\psi}(t, x) + \tilde{\zeta}(t, x)u \quad (4.15)$$

4.6.1. Loi 2-glissante :

La technique du deuxième ordre ici proposée, peut être considérée comme une extension d'une loi en régime glissant d'ordre un. Elle est formée de deux parties :

$$u = \int u_{eq} + k_{glis} \int u_{glis} \quad (4.15)$$

⊗ $\int u_{glis}$: Est composée par l'intégrale de la fonction signe de la nouvelle surface de glissement S_y (elle sera définie plus tard) multipliée par une constante k_{glis} ,

⊗ $\int u_{eq}$: Est conçue en utilisant la méthode de la commande équivalente pour la nouvelle surface de glissement S_y .

Nous allons maintenant décrire la méthodologie de conception de cette technique de commande.

4.6.2. Surface de glissement :

Nous allons définir une surface de glissement S en fonction de l'espace d'états des erreurs.

$$S = y_1 = S_1(x - x_d) + S_2(\dot{x} - \dot{x}_d) + \dots + S_n(x^{r-1} - x_d^{r-1}) = S\tilde{x} \quad (4.16)$$

Le calcul de la dérivée donne :

$$\dot{S} = y_2 = S_1(\dot{x} - \dot{x}_d) + S_2(\ddot{x} - \ddot{x}_d) + \dots + S_n(x^{(r)} - x_d^{(r)}) = S\ddot{x} \quad (4.17)$$

Nous avons un nouveau système (4.7) en fonction de y_1 et y_2 , nous proposons alors une nouvelle surface de glissement S_y :

$$S_y = \dot{S} + \eta S = y_2 + \eta y_1 \quad (4.18)$$

Où : η est une constante positive.

Avec cette technique, la convergence du système est régie par la surface de glissement S et par sa dérivée \dot{S} .

4.6.3. Commande équivalente :

On sait que la commande équivalente est la solution pour la commande une fois que la dérivée de la nouvelle surface de glissement est nulle, soit $\dot{S}_y = 0$.

$$\dot{S}_y = \ddot{S} + \eta \dot{S} = 0 \quad (4.19)$$

L'expression précédente peut être écrite comme suit :

$$\dot{S}_y = S\ddot{x} + \eta \dot{S} = 0 \quad (4.20)$$

La valeur de \ddot{x} est calculée avec la dérivée du système (4.1) :

$$\ddot{x} = \frac{\partial}{\partial t} f(t, x, u) + \frac{\partial}{\partial x} f(t, x, u) \dot{x} + \frac{\partial}{\partial u} f(t, x, u) \dot{u} \quad (4.21)$$

Finalement la commande équivalente s'exprime par :

$$\dot{u}_{eq} = -\frac{1}{\frac{\partial}{\partial u} f(t, x, u)} \left[\frac{\partial}{\partial t} f(t, x, u) + \frac{\partial}{\partial x} f(t, x, u) \dot{x} + \eta \dot{S} \right] \quad (4.22)$$

L'algorithme du deuxième ordre qui a été présenté précédemment permet l'élimination du phénomène de chattering qui est due à la discontinuité de la fonction *sign* qui se trouve à l'intérieur de la fonction d'intégration. Une autre conséquence est la convergence plus douce vers la surface de glissement, car la commande prend en compte la dérivée de la surface. Le désavantage de cette loi, est qu'elle a besoin de la connaissance de la dérivée de la surface de glissement. Dans la pratique, cela veut dire qu'il faudra mettre plus de capteurs afin de mesurer les états supplémentaires ou implémenter des observateurs d'états [34] [37].

4.7. 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

généralisant 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 algorithme' 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.

4.7.1 Algorithme de Twisting :

Cet algorithme a été défini comme le premier contrôleur par mode glissant d'ordre supérieur. Cet algorithme *twiste* 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 (3.2). 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].

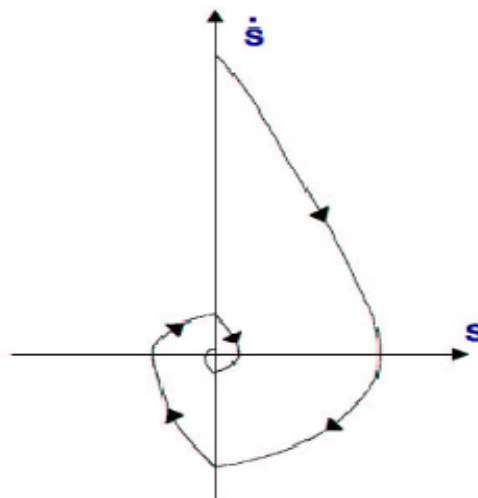


Figure 4.2 : Convergence en temps fini de l'algorithme *Twisting*.

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 :

$$\begin{cases} y_1 = y_2 \\ \dot{y}_2 = \psi(t, x) + \zeta(t, x)u \end{cases} \quad (4.23)$$

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

$$\phi > 0, |\psi| \leq \phi, 0 < \Gamma_m \leq \zeta \leq \Gamma_M$$

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

$$u = \begin{cases} -u & \text{si } |u| > 1 \\ -V_m \operatorname{sgn}(S) & \text{si } S\dot{S} \leq 0, \quad |u| \leq 1 \\ -V_M \operatorname{sgn}(S) & \text{si } S\dot{S} > 0, \quad |u| \leq 1 \end{cases} \quad (4.24)$$

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

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

$$u = \begin{cases} -V_m \operatorname{sgn}(S), & \text{si } S\dot{S} \leq 0, \\ -V_M \operatorname{sgn}(S), & \text{si } S\dot{S} > 0. \end{cases} \quad (4.25)$$

Avec les conditions suffisantes assurant la convergence en temps fini sur la variété S sont

[35] :

$$\begin{cases} V_M > V_m, \\ V_m > \frac{4\Gamma_M}{S_0}, \\ V_m > \frac{\phi}{\Gamma_m}, \\ \Gamma_m V_m - \phi > \Gamma_M V_m + \phi. \end{cases} \quad (4.26)$$

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 les croisement successifs de l'axe des abscisses, il est possible de définir la borne supérieure du temps de convergence du système [37] :

$$t_{tw \infty} \leq t_{M_1} + \Theta_{tw} \frac{1}{1 - \theta_{tw}} \sqrt{|y_{1M_1}|} \quad (4.27)$$

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 valeurs de temps à cet instant. Les expressions Θ_{tw} et θ_{tw} sont données par les formules suivantes :

$$\begin{cases} \Theta_{tw} = \sqrt{2} \frac{\Gamma_m V_M + \Gamma_M V_m}{(\Gamma_m V_M - \phi) \sqrt{\Gamma_M V_m + \phi}} \\ \theta_{tw} = \sqrt{\frac{(\Gamma_m V_M + \phi)}{(\Gamma_M V_m - \phi)}} \end{cases} \quad (4.28)$$

4.7.2 Algorithme de Super Twisting :

La convergence de cet algorithme est régie aussi par les rotations autour de l'origine du diagramme de phase. La loi de commande Super Twisting $u(t)$, est formée de deux parties. La première est définie par sa dérivée par rapport au temps (u_1), tandis que la deuxième est donnée par la fonction continue de la variable de glissement (u_2) :

$$u = u_1(t) + u_2(t) \quad (4.29)$$

$$\begin{cases} \dot{u}_1 = \begin{cases} -u & si \quad |u| > 1 \\ -W \operatorname{sgn}(S) & si \quad |u| \leq 1 \end{cases} \\ u_2 = \begin{cases} -\lambda_1 |S_0|^{\rho_1} \operatorname{sgn}(S) & si \quad |S| > S_0 \\ -\lambda_1 |S|^{\rho_1} \operatorname{sgn}(S) & si \quad |S| \leq S_0 \end{cases} \end{cases} \quad (4.30)$$

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

$$\begin{cases} W > \frac{\phi}{\Gamma_m}, \\ \lambda_1^2 \geq \frac{4\phi\Gamma_M(W + \phi)}{\Gamma_m^2 \Gamma_m (W - \phi)}, \\ 0 < \rho_1 \leq 0.5. \end{cases} \quad (4.31)$$

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

$$\begin{cases} u = -\lambda |S|^{1/2} \operatorname{sgn}(S) + u_1 \\ \dot{u}_1 = -W \operatorname{sgn}(S) \end{cases} \quad (4.32)$$

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 en peut réduire les nombres de capteurs du système, ainsi que le temps de calcul.

4.7.3 Algorithme Sous-Optimal :

Cet algorithme développé pour des systèmes de commande à degré relatif égal 2, ainsi que, le terme sous-optimal employé ici, sont inspirés de la commande bang-bang qui génère des trajectoires optimales (en temps minimum) pour un double intégrateur. La loi de commande est définie par [34-35] :

$$u(t) = -\alpha(t)\lambda_M \operatorname{sgn}\left(x_1(t) - \frac{1}{2}x_{1M}\right) \quad (4.33)$$

$$\alpha(t) = \begin{cases} \alpha^* & \text{si } \left[x_1(t) - \frac{1}{2}x_{1M}\right][x_{1M} - x_1(t)] > 0 \\ 1 & \text{si } \left[x_1(t) - \frac{1}{2}x_{1M}\right][x_{1M} - x_1(t)] \geq 0 \end{cases} \quad (4.34)$$

Où x_{1M} représente la valeur de x_1 au dernier instant d'annulation de x_2 (i.e la dernière valeur singulière de la fonction $x_1(t)$).

Conditions suffisantes de convergence [34]:

$$\begin{cases} \alpha^* \in]0,1] \cap \left]0, \frac{3\Gamma_m}{\Gamma_M}\right] \\ \lambda_M > \max\left(\frac{C}{\alpha^*\Gamma_m}, \frac{4C}{3\Gamma_m - \alpha^*\Gamma_M}\right) \end{cases} \quad (4.35)$$

Borne de convergence du temps de convergence :

$$T_{so\infty} \leq t_{M1} + \Theta_{so} \frac{1}{1-\theta_{so}} \sqrt{|x_{1M1}|} \quad (4.36)$$

Où : x_{1M1}, t_{M1} sont définis comme pour l'algorithme du Twisting :

$$\begin{cases} \Theta_{so} = \frac{(\Gamma_m + \alpha^*\Gamma_M)\lambda_M}{(\Gamma_m\lambda_M - C)\sqrt{\alpha^*\Gamma_M\lambda_M + C}} \\ \theta_{so} = \sqrt{\frac{(\alpha^*\Gamma_M - \Gamma_m)\lambda_M + 2C}{2(\Gamma_m\lambda_M - C)}} \end{cases} \quad (4.37)$$

La connaissance de la valeur de x_2 n'est pas nécessaire, toutefois il faut avoir une estimation assez précise de la dernière valeur singulière de x_1 .

Dans le cas d'un gain unitaire $\gamma = 1$ la loi de commande pouvait être simplifiée en posant $\alpha = 1$ et en choisissant $V_M > 2C_0$. La preuve de convergence de cet algorithme, ainsi que l'évolution du temps de convergence sont disponibles dans [40].

4.7.4 Algorithme de Drift :

L'idée du contrôleur est de diriger la trajectoire suivant une commande glissante d'ordre deux avec $S = 0$ tout en gardant \dot{S} relativement petite. Ce contrôleur procure un glissement réel d'ordre 2 et l'algorithme de commande est défini par la loi de commande suivante (avec degré relatif égal à un) [34].

$$\dot{u} = \begin{cases} -u & \text{if } |u| > 1 \\ -V_m \text{sign}(\Delta x_{1i}) & \text{if } x_1 \Delta x_{1i} \leq 0; \quad |u| \leq 1 \\ -V_M \text{sign}(\Delta x_{1i}) & \text{if } x_1 \Delta x_{1i} > 0; \quad |u| \leq 1 \end{cases} \quad (4.38)$$

Où : $\Delta x_{1i} = x_1(t_i) - x_1(t_i - \tau)$.

Dans le cas où le système est de degré relatif égal 2, un contrôleur similaire est donné par :

$$\dot{u} = \begin{cases} -V_m \text{sign}(\Delta x_{1i}) & \text{if } x_1 \Delta x_{1i} \leq 0, \\ -V_M \text{sign}(\Delta x_{1i}) & \text{if } x_1 \Delta x_{1i} > 0. \end{cases} \quad (4.39)$$

Il est à noter que cet algorithme ne présente pas de dépassements si les paramètres sont choisis de façon appropriée.

4.8 Suppression de la réticence:

En utilisant la stratégie de commande du second ordre qui a été décrite dans la section précédente, le système est formé par les équations (4.1) et (4.8) si le degré relatif est DR=1 ou par les expressions (4.9) et (4.10) si DR=2. La caractéristique principale de ces stratégies, est que la partie discontinue (la fonction signe) est appliquée à la dérivée par rapport au temps de la commande, soit \dot{u} . Le but principal de la commande \dot{u} est d'obtenir un régime glissant du deuxième ordre sur la surface de glissement S .

Avec la prise en compte de la dérivée de la surface de glissement dans le calcul de la commande, le système atteint la surface S plus doucement. Finalement quand on fait le calcul de l'entrée du système $u = \int \dot{u}$, la commande devient continue évitant de cette façon le phénomène de réticence dans la plus parts des systèmes.

4.9 Contrôleur par régime glissant d'ordre n :

Les techniques de commandes d'ordre n avec un temps de convergence fini sont des problèmes encore à l'état de recherche. Dans cette section nous allons introduire une technique de commande n -glissant avec un temps de convergence fini, qui a été conçu par M. Levant [34-36] [38].

4.9.1 Définition du problème :

On va considérer un système dynamique comme suit :

$$\begin{cases} \dot{x} = a(t, x) + b(t, x)u \\ S = S(t, x) \end{cases} \quad (4.40)$$

Où : $x \in R^n$, a, b, S sont des fonctions régulières, $u \in R$. On suppose qu'on connaît le degré relatif du système r et qu'il est constant. Cela veut dire que u n'apparaît que dans la r -ème dérivée de S et $\frac{d}{du}S^{(r)} \neq 0$ en ce point. L'objectif est d'atteindre la condition $S(t, x) = 0$ en un temps fini.

Puisque $S, \dot{S}, \dots, S^{r-1}$ sont des fonctions continues, dont le mouvement est similaire au régime r -glissant. Il est possible de définir un nouveau système [34] :

$$y = (y_1, \dots, y_r), \text{ ou } y_1 = S, y_2 = \dot{S}, \dots, y_r = S^{r-1} \quad (4.41)$$

Avec :

$$S^{(r)} = h(t, y) + g(t, y)u, \quad g(t, y) \neq 0 \quad (4.42)$$

Choisissons un contrôleur simple de la forme :

$$\begin{cases} u = K \text{sign}(S) \text{ avec } K > \sup |u_{eq}| \\ u_{eq} = -\frac{h(t, y)}{g(t, y)} \end{cases} \quad (4.43)$$

Le problème de la commande r -glissant est de trouver une entrée $u = U(t, x)$ qui donnera une convergence en temps fini, en généralisant la commande glissante d'ordre 1 ($u = -K \text{sign}(s)$). Où les fonctions $h(t, y)$ et $g(t, y)$ sont bornées. Ainsi nous avons besoin de la condition suivante [34] :

$$0 < \Gamma_m < \frac{\partial}{\partial u} S^{(r)} \leq \Gamma_M \quad (4.44)$$

4.9.2 Construction de la commande :

Soit p un nombre positif. On note [34] :

$$\begin{aligned} J_{1,r} &= |S|^{(r-1)/r} \\ J_{i,r} &= \left[|S|^{p/r} + |\dot{S}|^{p/(r-1)} + \dots + |S^{i-1}|^{p/(r-i+1)} \right]^{(r-i)/p} \quad i = 1, \dots, r-1 \\ J_{r-1,r} &= \left[|S|^{p/r} + |\dot{S}|^{p/(r-1)} + \dots + |S^{r-2}|^{p/2} \right]^{1/p} \\ \varpi_{0,r} &= S \\ \varpi_{1,r} &= \dot{S} + \beta_1 J_{1,r} \text{sign}(S) \\ \varpi_{i,r} &= S^{(i)} + \beta_i J_{i,r} \text{sign}(\varpi_{i-1,r}) \quad i = 1, \dots, r-1 \end{aligned} \quad (4.45)$$

Où $\beta_1, \dots, \beta_{r-1}$ sont des nombres positifs.

La commande glissante d'ordre r est donnée par le théorème suivant [34] :

Le système (4.40) a un degré relatif $DR=r$, par rapport à la surface de glissement S et il satisfait la condition (4.44). Avec la bonne sélection des valeurs des paramètres positives $\beta_1, \dots, \beta_{r-1}$, et α il est possible de définir l'expression suivante :

$$u = -\alpha_1 \text{sgn} \left[\varpi_{i-1,r} \left(S, \dot{S}, \dots, S^{(r-1)} \right) \right] \quad (4.46)$$

qui donnera un régime glissant d'ordre r avec un temps de convergence fini vers $S = 0$.

Les paramètres $\beta_1, \dots, \beta_{r-1}$ sont choisis suffisamment grands. Chaque choix détermine la famille de commande applicable pour tous système (4.24) de degré relatif r . La valeur de $\alpha > 0$ est choisie spécifiquement pour n'importe qu'elles constantes C, Γ_m, Γ_M . La commande proposée est simplement généralisée: les coefficients de $N_{1,r}$ sont des nombres positifs.

Certainement, le paramètre β_i peut prendre une infinité de valeurs. Dans ce qui suit, nous donnons quelques exemples avec β_i testé pour $r \leq 4$, ainsi, nous avons :

$$r=1. u = -\alpha_1 \text{sgn}(S) \quad (4.47)$$

$$r=2. u = -\alpha_1 \text{sgn} \left(S + |S|^{1/2} \text{sgn}(S) \right) \quad (4.48)$$

$$r=3. u = -\alpha_1 \text{sgn} \left(\ddot{S} + 2|\dot{S}|^3 + |S|^2 \right)^{1/6} \text{sgn} \left(|\dot{S}| + |S|^{2/3} \text{sgn}(S) \right) \quad (4.49)$$

$$r=4. u = -\alpha_1 \text{sgn} \left\{ S^{(3)} + 3 \left(\ddot{S}^6 + \dot{S}^4 + |S|^3 \right)^{1/12} \text{sgn} \left(\ddot{S} + \left(\dot{S}^4 + |S|^3 \right)^{1/6} \text{sgn} \left(\dot{S} + 0.5 |S|^{3/4} \text{sgn} S \right) \right) \right\} \quad (4.50)$$

$$r=5. u = -\alpha_1 \text{sgn} \left\{ \begin{array}{l} S^{(4)} + \beta_4 \left(|S|^{12} + |\dot{S}|^{15} + |S|^{20} + |S^{(3)}|^{30} \right)^{1/60} \\ \text{sgn} \left(S^{(3)} + \beta_3 \left(|S|^{12} + |\dot{S}|^{15} + |\ddot{S}|^{20} \right)^{1/30} \text{sgn} \left(\begin{array}{l} \ddot{S} + \beta_2 \left(|S|^{12} + |\dot{S}|^{15} \right)^{1/20} \\ \text{sgn} \left(\dot{S} + \beta_1 |S|^{4/5} \text{sgn} S \right) \end{array} \right) \right) \end{array} \right\} \quad (4.51)$$

L'idée de la commande est d'établir un régime glissant d'ordre 1 dans l'ensemble γ de (4.46). Ce régime glissant est défini par $\varpi_{r-1,r}$, mais quand ce premier régime glissant a disparu un deuxième apparaît $\varpi_{r-2,r}$. Le régime 1 -glissant implique $\varpi_{r-2,r} = 0$, mais un troisième apparaît $\varpi_{r-3,r}$, à nouveau le régime 1 -glissant le met à zéro ($\varpi_{r-3,r} = 0$), et ainsi de suite. Pendant que la trajectoire s'approche de l'ensemble r -glissant, l'ensemble γ revient sur l'origine dans les coordonnées $S, \dot{S}, \dots, S^{(r-1)}$ (voir Figure 4.3).

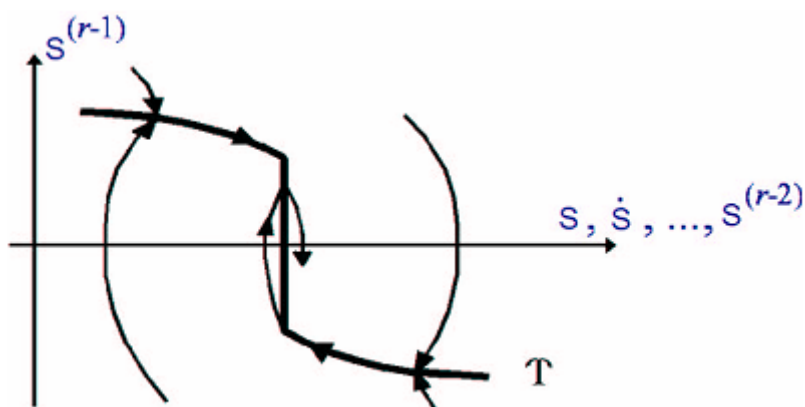


Figure 4.3: L'idée de la commande r-glissant.

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 (4.4) . 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.

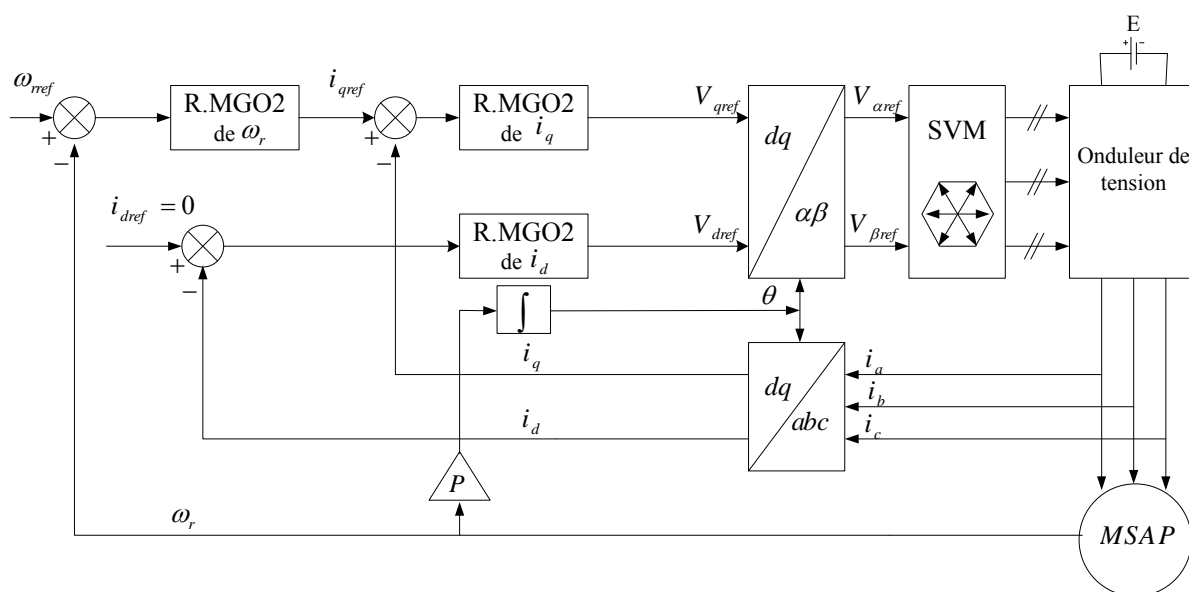


Figure 4.4 : Schéma bloc de réglage par mode glissement d'ordre2 (Reg. MGO2).

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

$$\begin{cases} S_1 = \omega_{ref} - \omega_r \\ S_2 = i_{qref} - i_q \\ S_3 = i_{dref} - i_d \end{cases} \quad (4.52)$$

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

$$\begin{cases} u_i = -\lambda_i |S_i|^{1/2} \operatorname{sgn}(S_i) + u_{1i} \\ \dot{u}_{1i} = -W_i \operatorname{sgn}(S_i) \\ \text{et } i = 1, 2, 3. \end{cases} \quad (4.53)$$

4.10.1 Résultats de simulation :

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.

4.10.1.1. Essai à vide et en charge :

La figure 4.5 et figure 4.6 représentent les résultats de simulation de l'essai à vide et en charge du MSAP, 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 :

- ☒ l'allure de la vitesse possède une caractéristique presque linéaire et atteint la vitesse de référence dans un temps de réponse très petit. Après l'application de la charge à l'instant $t=0.5s$, on ne constate presque aucune influence sur l'allure de la vitesse,
- ☒ Le couple subit au moment du démarrage un pic, puis atteint rapidement la valeur du couple résistant avant et après l'application de la charge,
- ☒ Un découplage réalisé avec succès par le maintien de i_d nul,
- ☒ Atténuation du phénomène de chattering,
- ☒ Le courant i_q est l'image du couple.

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

La figure 4.7, nous avons inversé le sens de rotation de +100 rad/s à -100 rad/s à l'instant $t=1s$ sans charge. Les résultats de simulation montrent que la vitesse suit parfaitement sa référence qui est atteinte très rapidement. L'erreur provoquée par la perturbation de la charge est compensée instantanément. L'inversion du sens de rotation permet de déduire que la commande est robuste.

4.10.1.3. Essai de variation de la résistance statorique et du couple de charge :

La résistance statorique de la machine varie lorsque la température des enroulements augmente suite à une application de la charge par exemple. De ce fait, la machine est démarrée à vide, puis à l'instant $t=0.5s$, on applique un couple résistant $C_r=5$ N.m. À l'instant $t=1s$, on augmente de la valeur de la résistance statorique de +50% de sa valeur nominale par exemple. A partir de la figure 4.8, on constate que le système répond positivement à ce test, il

est insensible aux perturbations internes et externes, cette commande présente une bonne robustesse.

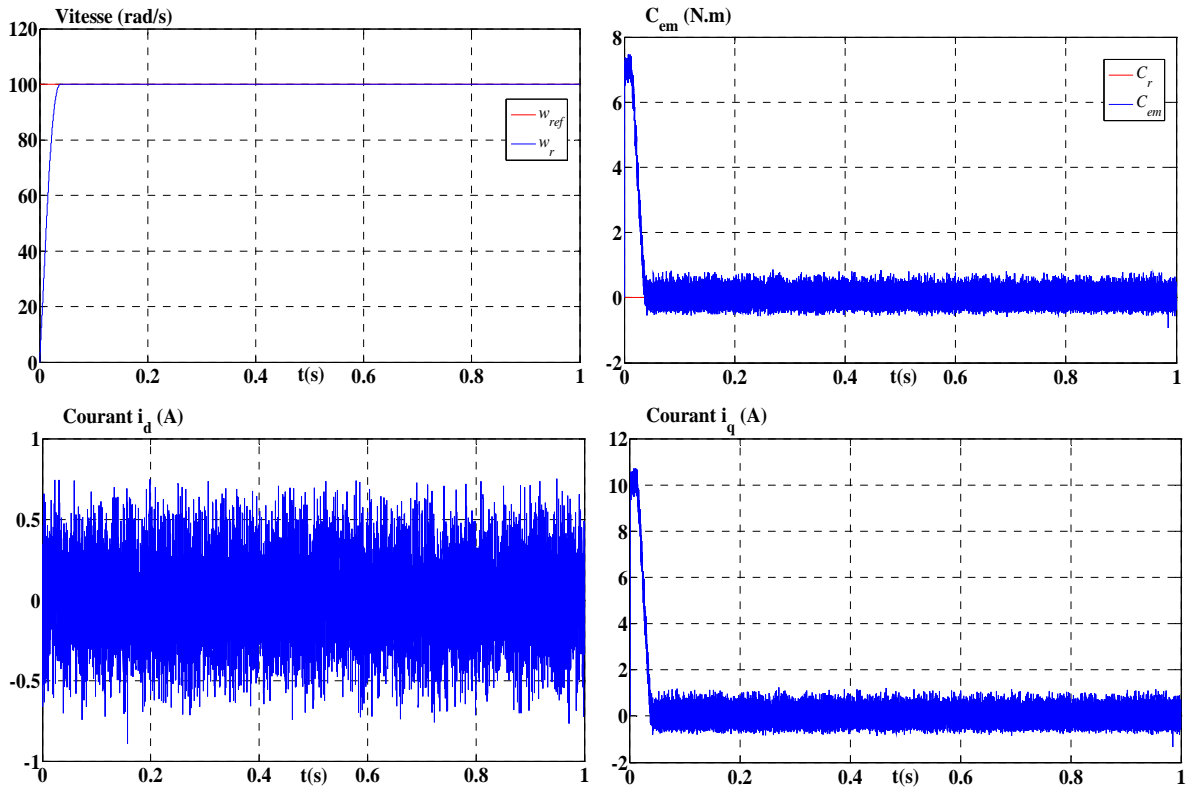


Figure 4.5: Résultats de simulation de R.MGO2 de la MSAP lors d'un démarrage à vide.

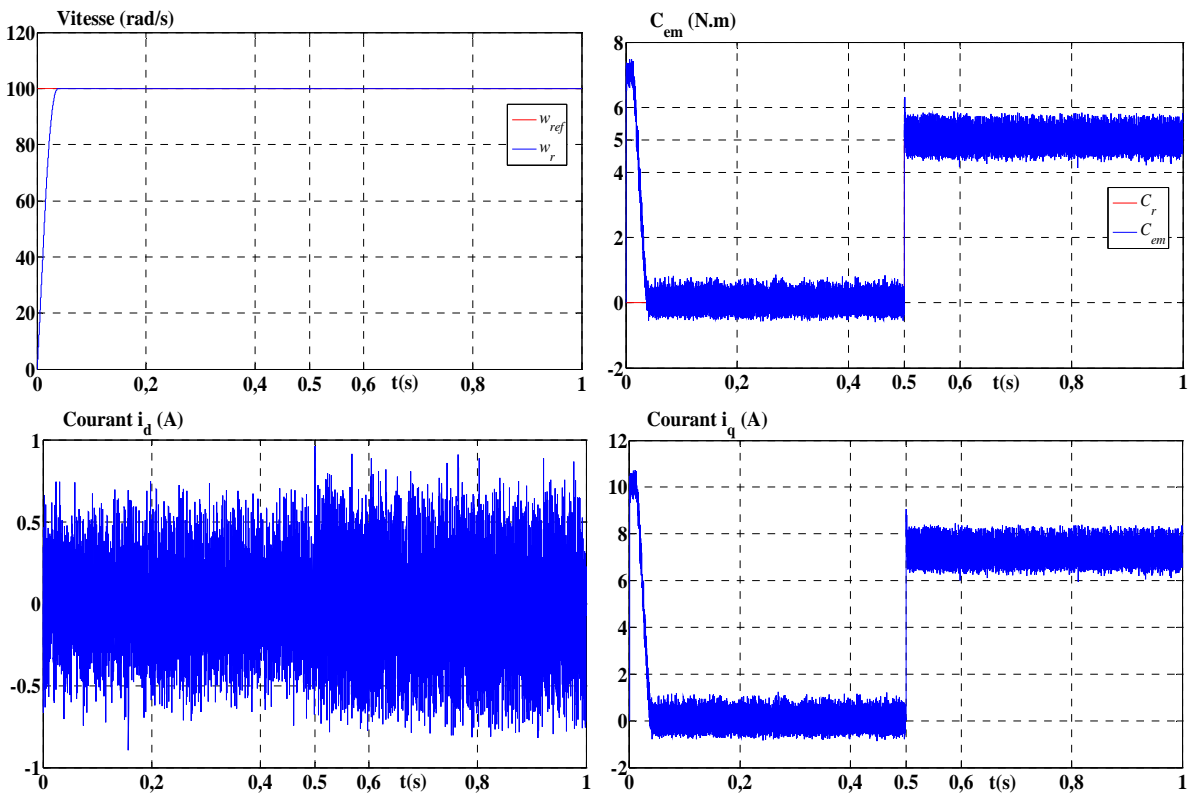


Figure 4.6: Résultats de simulation de R.MGO2 de la MSAP lors d'un démarrage à vide suivie d'une application de charge de 5 N.m à $t = 0.5$ s

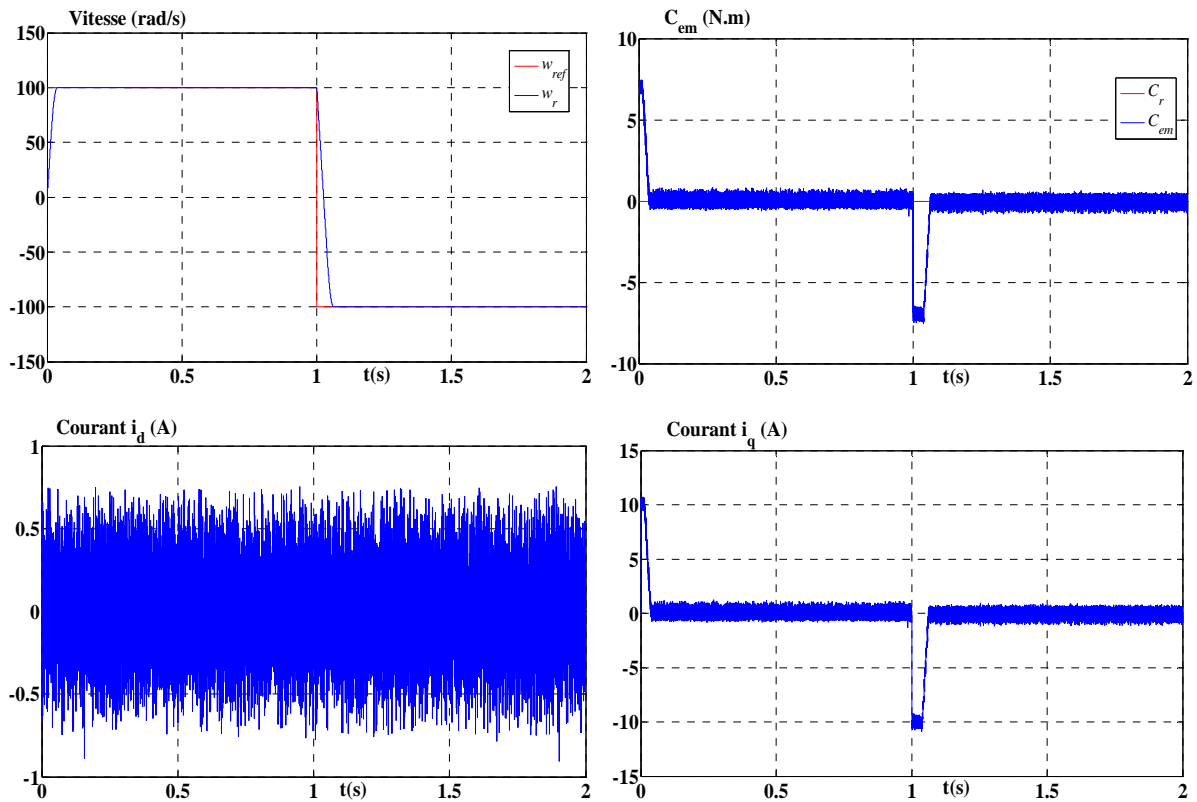


Figure 4.7: Résultats de simulation de R.MGO2 de la MSAP pour une inversion du sens de rotation à $t = 1s$.

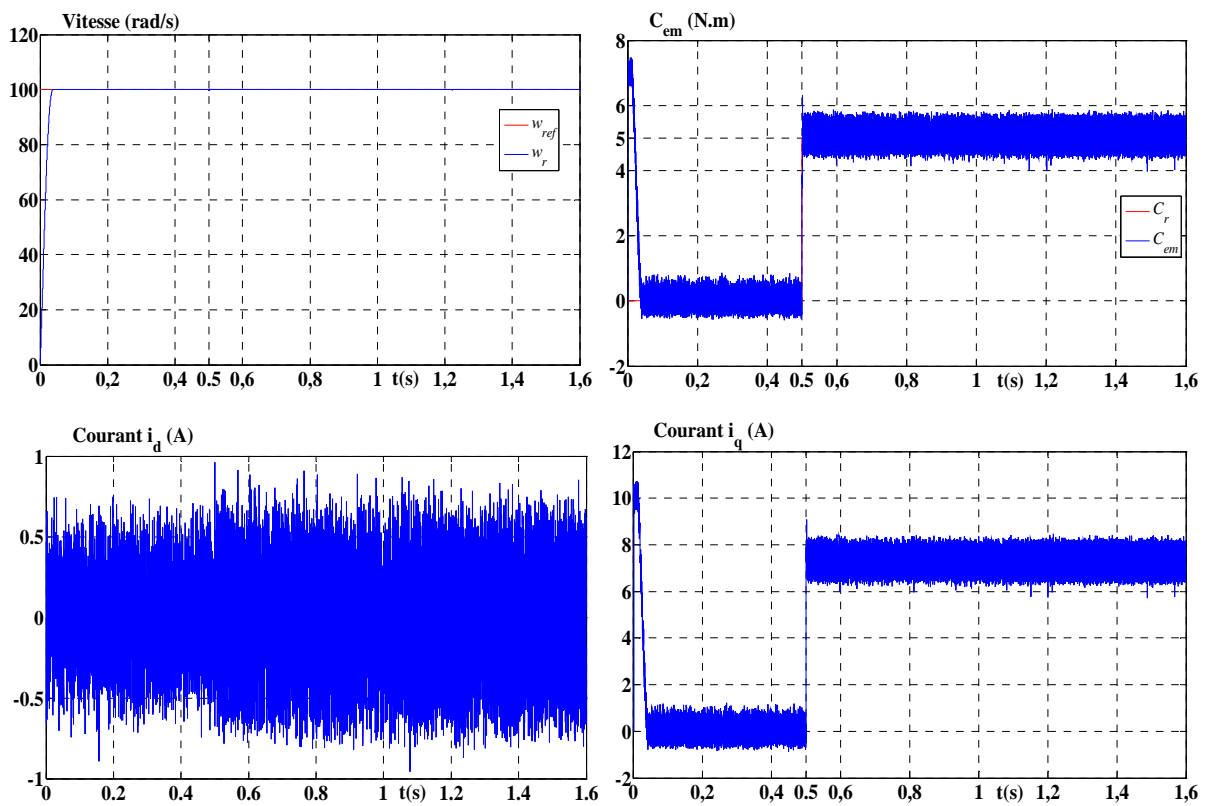


Figure 4.8: Résultats de simulation de R.MGO2 de la MSAP pour variation la résistance statorique et le couple de charge.

4.10.2. 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 $t=0.3s$, puis on l'annule à l'instant $t=0.8s$. 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.

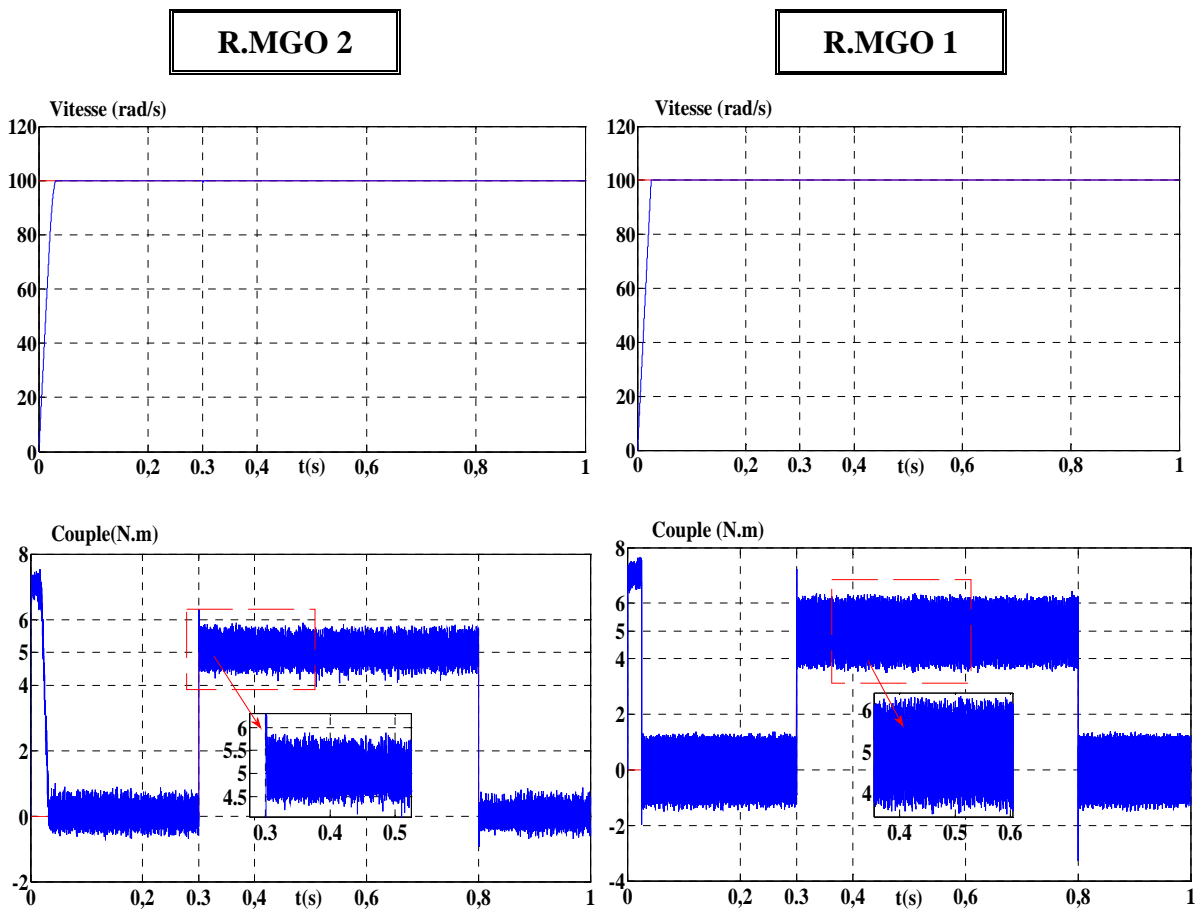


Figure 4.9: Résultats de simulation pour un échelon de couple résistant ($C_r = 5N.m$).

Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons montré les différentes techniques de la commande par mode glissant d'ordre supérieur. Dans un premier lieu 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. Par ailleurs, la deuxième partie est consacrée à l'étude de la méthode de M Levant, qui est la commande par mode glissant d'ordre r (contrôleur *r-glissant*). L'avantage de cette méthode réside dans le fait qu'elle peut être appliquée sur un système à un degré relatif supérieur à deux.

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 et Perspectives

1. Conclusion générale :

Le travail présenté dans ce mémoire expose la synthèse d'une technique de réglage robuste basée sur le mode glissant classique d'ordre un et le mode glissant d'ordre supérieure, pour la régulation de la vitesse d'une machine synchrone triphasée à aimants permanents .

Une étude générale de modélisation de la MSAP a été présentée, en se basant sur le modèle équivalent de Park en tenant compte des hypothèses simplificatrices. Ce modèle met clairement en évidence le couplage qui existe entre le flux et le couple.

Pour réaliser une commande performante de la MSAP, un découplage entre la partie magnétique (le flux) et la partie mécanique (le couple) est indispensable. Pour cela on a introduit une technique de commande qui permet de commander la machine d'une façon semblable à une machine à courant continu à excitation séparée où le découplage entre le flux et le couple est naturel.

La commande vectorielle de la MSAP alimentée par un onduleur de tension, en utilisant des 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. 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. 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.

L'inconvénient majeur de cette technique c'est le phénomène de réticence qui est caractérisé par des fluctuations du couple. Ce phénomène est indésirable et nuisible pour les actionneurs, il engendre des bruits et des forces additionnelles de torsion sur l'arbre de la machine.

Pour remédier à ce problème on fait appel 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 sont présentés pour montrer la qualité des performances obtenues.

2. Perspectives :

Pour la continuité des recherches relatives à ce travail, nous proposons comme perspectives :

- L'utilisation des onduleurs multi-niveaux et les convertisseurs matriciels afin d'augmenter le nombre de vecteurs tensions utilisés, ce qui minimise les fluctuations du couple électromagnétique,
- L'utilisation des techniques d'intelligences artificielles telles que la logique floue, les réseaux de neurones et les algorithmes génétiques,
- L'implémentation des commandes présentées dans ce mémoire dans le but de vérifier expérimentalement les résultats trouvés.

Annexe

Paramètre de la machine utilisée en simulation [18] :

Description	Paramètres
Puissance nominale	$P_n = 1,5 \text{ kw}$.
Tension nominale	$V_n = 220/380 \text{ V}$.
Nombre de paires de pôles	$p = 3$
Vitesse de rotation nominale	$\omega_m = 105 \text{ rad / s}$.
Résistance statorique	$R_s = 1,4 \Omega$.
Inductance longitudinale	$L_d = 0,0066 \text{ H}$.
Inductance transversale	$L_q = 0,0058 \text{ H}$.
Flux des aimants	$\varphi_f = 0,1546 \text{ Wb}$.
Moment d'inertie	$J = 0.00176 \text{ kg m}^2$.
Coefficient de frottement	$f_c = 0.00038 \text{ N m s / rad}$.
Couple résistant	$C_r = 5 \text{ N m}$.

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]. **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.
- [3]. **N.S. Amirouche**, “Contribution à la commande adaptative et neuronale d'une machine synchrone à aimants permanents”, Thèse de Doctorat, Ecole Nationale Polytechnique, 2007.
- [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]. **Sabanovic, and F. Bilalovic**, “Sliding mode control of AC drives”, IEEE Trans Ind. Applications, vol. 25, no. 1, pp. 70-75, Jan / Feb 1989.
- [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]. **Levant**, “Siding order and sliding accuracy in sliding mode control,” International Journal of Control, vol. 58, pp. 1247-1263, 1993.
- [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]. **S. V Emelyanov, S. V. Korovin, and L. V. Levant**, “Higher sliding modes in the binary control systems,” Soviet Physics, Doklady, vol. 31, no. 4, pp. 291-293, 1986.
- [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]. **Y.Orlov, L. Alguilar and J.C. Cadiou**, “Switched chattering control of electrical servo-motors and backlash friction attenuation”, Proc, Physics and Control, vol. 4, pp. 1336-1341, 2003.
- [16]. **A. Benbrahim**, “Commande prédictive généralisée d’une machine synchrone à aimants permanents”, Thèse de Magister, Université de Batna, 2009.
- [17]. **N. Choug** , “ Etude de la robustesse des contrôleurs flous d’une machine synchrone à aimants permanents avec pilotage vectoriel ”, Thèse de Magister, Université de Batna, 2011.
- [18]. **K. Nabti**, “Stratégies de commande et techniques intelligentes appliquées aux machines de type synchrone”, Thèse de Doctorat, Université de Constantine, 2010.
- [19]. **Z. Lagoune**, “Commande par hysteresis d’une machine synchrone a aimants permanents en utilisant maxwell-simplorer”, These de Master, Université de Setif-1, 2011.
- [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]. **P. Pwgasan, and R. Knshnan**, “Modeling of permanent magnet motor drives”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 35, no. 4, November 1988.
- [22]. **R. Abdessemed**, “Modélisation et simulation des machines électriques”, Presse de Université de Batna, 2011.
- [23]. **D. Swierczynski, M. Kazmierkowski, and F Blaabjerg**, “DSP Based direct torque control of a permanent magnet synchronous motor (PMSM) using space vector modulation (DTC-SVM) ”, IEEE Proceedings, International Symposium on Industrial Electronics, vol. 3, pp.723 – 727, 2002.
- [24]. **H. Tamrabet**, “Robustesse d’un contrôle vectoriel de structure minimale d’une machine asynchrone ”, These de Magister, Université de Batna, 2006.

-
- [25]. **M. Keita**, “Techniques de commande des convertisseurs”, Maitrise en Technologie des Systèmes, Ecole de Technologie Supérieure, Montréal, Canada, Aout 1999.
- [26]. **B. T. Ooi, J. W. Dixon, A. B. Kulkarni, and M. Nishimoto**, “ An integrated AC drive system using a controled current PWM rectifier/inverter link ”, IEEE Trans on Power Electronics, vol. 3, no. 1, pp. 64-71, 1988.
- [27]. **F. Khatounian** ,“ Contribution à la modalisation, l’identification et à la commande d’une interface haptique à un degré de liberté entraînée par une machine synchrone à aimant permanant ”, Thèse de Doctorat, Ecole Normale Supérieur de cachan, 2006.
- [28]. **R. Sadouni**, “ Commande par mode glissant flou d’une machine asynchrone à double etoile”, Thèse de Magister, Université de Sidi Bel Abbès, 2010.
- [29]. **G. Grellet, and G. Clerc**, “ Actionneur electriques, principes, modèles, commande ” Eyrolles, 1997.
- [30]. **H. Amrous**, “ Commandes adaptatives d'une machine synchrone a aimants permanents”, Thèse de Magister, Ecole Nationale Polytechnique, 2009.
- [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]. **F. Betin** , “ Commande d’actionneurs électriques soumis à une charge mécanique à fortes variations paramétriques ”, Habilitation à Diriger le Recherches, Université de Picardie Jules Verne, France, 2003.
- [33]. **S. V Emelyanov**, “Variable Structure Control Systems”, Nauka, Moscow, 1967.
- [34]. **S. Benahdouga**, “ Commande par mode glissant d’ordre supérieur application à un réseau electrique”, Thèse de Magister, Ecole Nationale Polytechnique, 2006.
- [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]. **A. Levant** “ Universal siso sliding-mode controller with finite-time convergence ”, IEEE Transactions on Automatic Control, vol. 46, no. 9, 2001.

- [40]. **G. Bartolini, A. Ferrara and E. Usai**, “Chattering avoidance by second-order sliding mode control ”, IEEE Transactions on Automat Control, vol. 43, no. 2, pp. 241-246, 1998.

- [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.

Résumé :

Ce mémoire, présente une étude de modélisation et commande de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP), alimentée par un onduleur de tension et contrôlé par la technique MLI vectorielle. La commande vectorielle de la MSAP, utilisant des régulateurs PI classiques présente certains inconvénients tels que la sensibilité aux incertitudes paramétriques de la machine et leurs variations. Pour améliorer les performances du système à commander, on a appliqué des techniques de réglage robustes à savoir : le mode glissant classique (d'ordre 1), le mode glissant d'ordre deux (Algorithme de Super Twisting). Cette dernière est caractérisée par une précision dans le cas d'une poursuite et une réduction importante du phénomène de broutement. Les résultats de simulation obtenus, ont montré l'efficacité et les performances de la commande proposée

Mots clés : Machine synchrone à aimants permanents, MLI vectorielle, Commande vectorielle, Mode glissant classique, Mode glissant d'ordre deux.

Abstract :

This thesis, presents a study the modeling and control of the permanent magnet synchronous machine (PMSM) fed by a voltage inverter controlled by space vector modulation. Field oriented control of the PMSM, using PI controllers presents some disadvantages such as the sensitivity to parametric uncertainties of the machine and their variations. In order to improve the system performances, we applied robust control techniques such as : classical sliding mode control, second order sliding mode control (Super Twisting Algorithm). This later is characterized by its tracking precision and the important reduction of the chattering. The obtained simulation results, showed the effectiveness and the performances of the proposed control technique.

Key words : Permanent magnet synchronous machine, Space vector modulation (SVM), Field oriented control, Classical sliding mode control, Second order sliding mode control.

ملخص :

يقدم هذا البحث دراسة نمذجة وتحكم في ماكينة متزامنة ذات مغناط دائمة مغذاة بعكاس التيار الكهربائي متحكم فيه بواسطة إستراتيجية التعديل الشعاعي، إن طريقة التحكم بتوجيه التدفق باستعمال الضابط التقليدي تتميز بعدة سلبيات مثل الحساسية لترددات وتغيرات متغيرات الآلة. لهذا السبب قمنا بتطبيق عدة تقنيات ضبط قوية : النمط الانزلاقي الكلاسيكي والنمط الانزلاقي من الدرجة الثانية (خوارزمي Super Twisting). هذا الأخير يتميز بدقة المتابعة والتقليص المعتبر للاهتزازات. نتائج المحاكاة المتحصل عليها أثبتت فعالية وجودة تقنيات التحكم المقترحة.

كلمات مفتاحية : ماكينة متزامنة ذات مغناط دائمة، التعديل الشعاعي، التحكم بتوجيه التدفق، النمط الانزلاقي الكلاسيكي، النمط الانزلاقي من الدرجة الثانية.