

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République algérienne démocratique et populaire
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique
جامعة عين تموشنت بلحاج بوشعيب
Université-Ain-Temouchent- Belhadj Bouchaib
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département d'Electrotechnique



Projet de fin d'études
Pour l'obtention du diplôme de Master en :
Domaine : SCIENCES ET DE LA TECHNOLOGIE
Filière : Electromécanique
Spécialité : Electromécanique
Thème

**Etude comparative entre la régulation vectorielle et
Mode glissant pour un moteur synchrone a aimant
permanant.**

Présenté Par :

- 1) Mr NACHI YUCEF
- 2) Mr OURRAD ABEDELKADER

Devant le jury composé de :

Dr Lahcen LAKHDARI	MAA	UAT (Ain Temouchent)	Président
Dr MENDEZ KHEIRA	MCA	UAT (Ain Temouchent)	Examineur
Dr. ATTOU Amine	MCB	UAT (Ain Temouchent)	Encadrant

Année universitaire 2021/2022

Remerciements

Tous d'abord, je remercie dieu tout puissant de m'avoir donné le courage et la patience durant toutes ces longues années d'études.

Je souhaite adresser ici tous mes remerciements aux personnes qui m'ont aidé et ont ainsi contribué à l'élaboration de ce travail.

Le professeur Mr ATTOU Amine, encadrant de ce mémoire de fin d'étude pour ses précieux conseils, sa présence, ses encouragements et ses directives.

J'adresse également mes sincère remerciement à tous mes proches et amis qui m'ont toujours soutenue et encouragée au cours de la réalisation de ce travail.

Dédicaces

On dédie ce travail,

A nos parents A nos frères et sœurs

A tous les membres de notre grande famille maternelle et
paternelle

A tous nos amis, présents de loin ou de près,
respectueusement, à tous ceux qui nous connaissent.

Table de matière

Table de matière :

Introduction générale	1
1.1 Introduction :.....	3
1.2 Présentation de la machine synchrone à aimants permanents :	3
1.3 Propriétés d'aimant permanent :.....	4
1.4 Les différents types des aimants permanents :.....	5
1.5 Structure des inducteurs des machines à aimants :.....	7
1.6 AVANTAGES DES MACHINES SYNCHRONES À AIMANTS PERMANENTS :.....	9
1.7 Domaine d'application :.....	9
1.8 Conclusion :	12
1.9 Introduction :.....	13
1.10 Hypothèssimplificatrices :.....	13
1.11 Mise en équations de la machine dans le repère (abc) :.....	14
1.11.1 Equations électriques :.....	14
1.11.2 Les équations mécaniques :.....	16
1.11.3 Les équations électromagnétiques :.....	16
1.12 Transformation de Park :.....	16
1.12.1 Passage direct : triphasé au diphasé :.....	17
1.12.2 Passage inverse : diphasé au triphasé :.....	18
1.13 Application de la transformation de Park à la MSAP :.....	18
1.14 Mise sous forme d'équation d'état :.....	19
1.15 Mise en équation de la MSAP en diphasé (modèle vectoriel) :.....	20
1.16 Modélisation de l'onduleur de tension :.....	22
1.16.1 L'onduleur de tension :.....	22
1.16.1.1 Modélisation de l'onduleur de tension :.....	23
1.16.2 Commande de l'onduleur :.....	25
1.16.2.1 Contrôle des courants.....	25
1.17 Modulation de largeur d'impulsions (MLI)	26

1.17.1	Principe de la commande par (MLI sinus-triangle) :	26
1.17.2	Caractéristique de la MLI	27
1.18	RESULTATS DE SIMULATIONS :	28
1.19	INTERPRETATION DES RESULTATS :	29
1.20	Conclusion :	29
1.21	Introduction :	31
1.22	Le principe de la commande vectorielle :	31
1.23	Technique de découplage :	32
1.23.1	Découplage par compensation :	34
1.24	Dimensionnement des régulateurs :	35
1.24.1	Régulation du courant <i>I_d</i> :	36
1.24.2	Regulation du courant <i>I_q</i> :	37
1.24.3	Regulation de la Vitesse :	38
1.25	LIMITATION DES COURANTS :	39
1.26	Résultats de simulation de la commande vectorielle :	40
1.27	Test de robustesse :	42
1.28	Interprétation :	44
1.29	Conclusion :	44
1.30	INTRODUCTION	46
1.31	SYSTEME A STRUCTURE VARIABLE :	47
1.32	RINCIPES DE LA COMMANDE A STRUCTURE VARIABLE EN MODE GLISSANT :	47
1.32.1	Fonction de commutation :	48
1.33	Théories des modes glissants :	48
1.34	Formulation des expressions générales de la commande par mode glissement :	49
1.35	Condition d'existence du mode glissant :	50
1.36	Les modes de la trajectoire dans le plan de phase	51
1.37	Conception de la commande par mode de glissement :	52
1.37.1	Choix de la surface de glissement :	52
1.37.2	CONDITIONS DE CONVERGENCE :	54
1.37.2.1	Fonction directe de commutation	54
1.37.2.2	Fonction de LYAPUNOV :	55
1.37.3	CALCUL LA LOI DE COMMANDE :	56

1.37.3.1	La commande équivalente :.....	56
1.37.3.2	La Commande discontinue de base:.....	57
1.37.4	Commande signe :.....	58
1.37.5	Commande avec un seul seuil :	58
1.37.6	Commande adoucie :.....	59
1.37.7	Commande continue avec composante intégrale [44]	59
1.37.8	Utilisation d'une surface augmentée	61
1.38	Application de la commande par mode de glissement à la MSAP :.....	61
1.38.1	Stratégie de réglage à trois surfaces :.....	61
1.38.1.1	Réglage de vitesse :.....	62
1.38.1.2	Réglage du courant <i>I_d</i> :.....	63
1.38.1.3	Réglage du courant <i>I_q</i> :.....	64
1.38.2	Résultats de simulation :.....	65
1.38.3	Test de Robustesse :.....	66
1.38.3.1	B-test de robustesse par rapport a la variation de moment d'inertie J :.....	68
1.39	Interprétation de résultats :.....	68
1.40	Etude comparative entre la commande par mode glissant et la commande vectorielle :....	69
1.40.1	Comparaison au niveau de la variation de vitesse :.....	69
1.40.1.1	Comparaison au niveau de la variation de la résistance statorique :.....	70
1.40.1.2	Comparaison au niveau de la variation de moment d'inertie J :.....	71
1.41	Conclusion :	72
	Conclusion générale.....	74

Liste des figures

Figure1:stator et rotor de la machine synchrone à aimants permanents.....	4
Figure 2:Courbe de désaimantation.	5
Figure3 :Courbes de désaimantation des principaux types d'aimants.	6
Figure 4 :Différentes structures de la roue polaire d'un moteur synchrone à aimants.....	8
Figure 5:Principales applications des machines synchrones à aimants permanent.	11
Figure 6:Représentation d'une machine synchrone à aimants permanents.	14
Figure 7:Schéma équivalent de la MSAP dans le repère (d,q).	17
Figure 8:Schéma bloc de machine synchrone à aimant permanent.....	20
Figure 9:Principe de la commande vectorielle..	21
Figure 10:Modèle de la MSAP quand I_d est nul.	22
Figure 11:Représentation schématique d'un onduleur de tension.....	22
Figure 12:Onduleur de tension en pont triphasé à thyristors.....	23
Figure 13:schéma d'un onduleur de tension triphasé avec sa charge.....	24
Figure 14:Principe de la commande MLI-ST.	27
Figure 15:Schéma équivalent de l'onduleur à MLI.....	28
Figure 16:Association onduleur (MLI-ST)-MSAP.....	28
Figure 17:RESULTATS DE SIMULATIONS MSAP.....	29
Figure 18 : schéma bloc représentant la (MSAP) après l'orientation du flux.....	32
Figure 19:Description des couplages.....	33
Figure 20:Découplage par compensation.....	35
Figure 21:boucle de régulation du courant i_d	36
Figure 22:boucle de régulation du courant i_q	37
Figure 23:boucle de régulation du courant i_q	38
Figure 24:boucle de régulation de vitesse avec limitation du courant.	40
Figure 25:Régulateur PI avec anti windup	40
Figure 26:schéma globale de simulation de la commande vectorielle avec réglage (PI).....	40
Figure 27:comportement dynamique de la MSAP avec changement de résistance statorique....	43
Figure 28:comportement dynamique de la MSAP avec changement de moment d'inertie avant le démarrage.....	43
Figure 29:Trajectoires de et de pour le mode de glissant.....	49
Figure 30:Démonstration du mode de glissant.....	51
Figure 31: Les modes de trajectoire dans le plan de phase.....	52
Figure 32:Linéarisation exacte de l'écart.....	54
Figure 33: L'évolution du point de fonctionnement dans l'espace des phases.....	55
Figure 34:Commande équivalente U_{eq}	57
Figure 35:Fonction <i>sign</i>	58
Figure 36:Fonction <i>sign</i> de la commande avec un seul seuil.....	59
Figure 37:Fonction <i>sign</i> de la commande adoucie.....	59
Figure 38:Commande rendue continue.....	60
Figure 39:Schéma global de réglage par mode glissant, stratégie a trios surface.	62
Figure 40:Résultats de simulation MSAP PAR MODE GLISSANT.....	66
Figure 41:comportement dynamique de la MSAP avec changement de résistance statorique avant le démarrage.....	67

Figure 42:comportement dynamique de la MSAP avec changement de moment d'inertie avant le démarrage.....	68
Figure 43:Résultats de simulation pour une variation de la vitesse de référence.....	69
Figure 44: Résultats de simulation pour une variation de la résistance statorique.....	70
Figure 45: Résultats de simulation pour une variation de moment d'inertie J.....	71

NOTATION ET ABBREVIATION

MSAP : Machine synchrone à aimants permanents.

MCC: Machine à courant continu.

(abc) : Modèle réelle de la machine triphasé.

(d-q): Modèle de Park.

MLI : Modulation de largeur d'impulsion.

CSV: Commande à structure variable.

φ_f : flux engendré par les aimants.

R_s : Résistance statorique.

X_{abc} : Composantes réelles dans le repère abc.

I_{abc} : Courants suivant les phases triphasées.

X_d : Composante longitudinale suivant l'axe d.

X_q : Composante transversale suivant l'axe q.

I_d : Courant de l'axe d.

I_q : Courant de l'axe q.

$e_d e_q$: termes de découplages.

θ : Angle électrique.

ω : Pulsation électrique.

p : nombre de paires de pôles.

$\omega_r = \Omega$: Vitesse de rotation mécanique.

C_{em} : Couple électromagnétique.

C_r : Couple résistant.

J : Moment d'inertie.

f : Coefficient de frottement.

X et 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. 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 moteurs à courant alternatif, tel le moteur asynchrone à cage et le moteur synchrone à aimants permanents, semble très justifiée [2]. Le développement en parallèle de l'électronique de puissance et des aimants permanents ont conduit à la conception d'un nouveau type de machine synchrone excitée par des aimants permanents d'où le nom : Machine Synchrone à Aimants Permanents (MSAP). Aujourd'hui, les moteurs synchrones à aimants permanents sont recommandés dans le monde industriel. Ceci est dû au fait qu'ils sont fiables, le moteur synchrone à aimants permanents à une vitesse de rotation proportionnelle à la fréquence d'alimentation et, il est moins encombrants que les moteurs à courant continu grâce à l'élimination de la source d'excitation. Ainsi, leur construction est plus simple puisqu'il n'appartient pas un collecteur mécanique qui entraîne des inconvénients majeurs tels que la limitation de puissance, l'usure des balais et les pertes rotoriques, par conséquent, ceci augmente leur durée de vie et évite un entretien permanent. La machine synchrone à aimants permanents est connue par sa robustesse qui permet de créer des commandes de vitesse et de couple avec précision et des performances dynamiques très intéressantes (actionneurs de robotiques, servomoteurs, entraînement à vitesse variable etc.). Mais sa commande est plus compliquée que celle d'une machine à courant continue ; car le système est non linéaire et il est très difficile d'obtenir le découplage entre le courant induit et le courant inducteur.

La commande vectorielle « Field oriented control » permet à la machine synchrone à aimants permanents d'avoir une dynamique proche de celle de la

Introduction générale

machine à courant continu qui concerne la linéarité et le découplage. Cependant, cette structure de commande nécessite que les paramètres de la machine soient précis, ceci exige une bonne identification des paramètres. Introduction générale En conséquence, le recours à des algorithmes de commande robuste, pour maintenir un niveau de découplage et de performance acceptable est nécessaire.

La commande à structure variable qui par sa nature non linéaire, possède cette robustes. Le réglage par mode de glissement est fondamentalement une méthode qui force la réponse à glisser le long d'une trajectoire prédéfinie.

Dans notre travail, nous nous intéressons à l'étude des machines synchrones à aimants permanents alimentées par un onduleur commandé par la technique par mode glissant et La commande vectorielle Et nous allons comparer entre eux.

Dans le premier chapitre, nous commençons par les caractéristiques générales des principaux matériaux pour aimants permanents, puis nous présentons les différentes structures envisageables des inducteurs des MSAP. A la fin du chapitre, nous citons les principaux avantages des Machines synchrones à aimants permanents et leurs domaines d'application.

Le second chapitre nous présenterons son modèle mathématique basé sur des hypothèses simplificatrices dans le repère (d,q) . et à la fin de ce chapitre Nous traiterons la modélisation de l'association convertisseur –machine .On présentera le principe de l'onduleur de tension commandée par la technique MLI. Le troisième chapitre nous parlons que « Pourquoi la commande vectorielle ? »et Dimensionnement des régulateurs et finalement Interprétation des résultats. Le quatrième chapitre sera consacré à L'objectif de la commande par mode glissant et sa Principe Ensuite, nous finissons ce chapitre par l'application de la commande par mode glissement classique d'ordre un à la MSAP.

Chapitre I : Généralités sur la machine synchrone à aimants permanents

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].

Bien que la plus ancienne des machines électriques industrielles, la machine à courant continu reste très utilisée et particulièrement comme actionneur

Cependant, la fragilité du système balai collecteur a toujours été un inconvénient de la M.C.C, ce qui limitera 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 [1].

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, une faible inertie et un couple massique élevé [3].

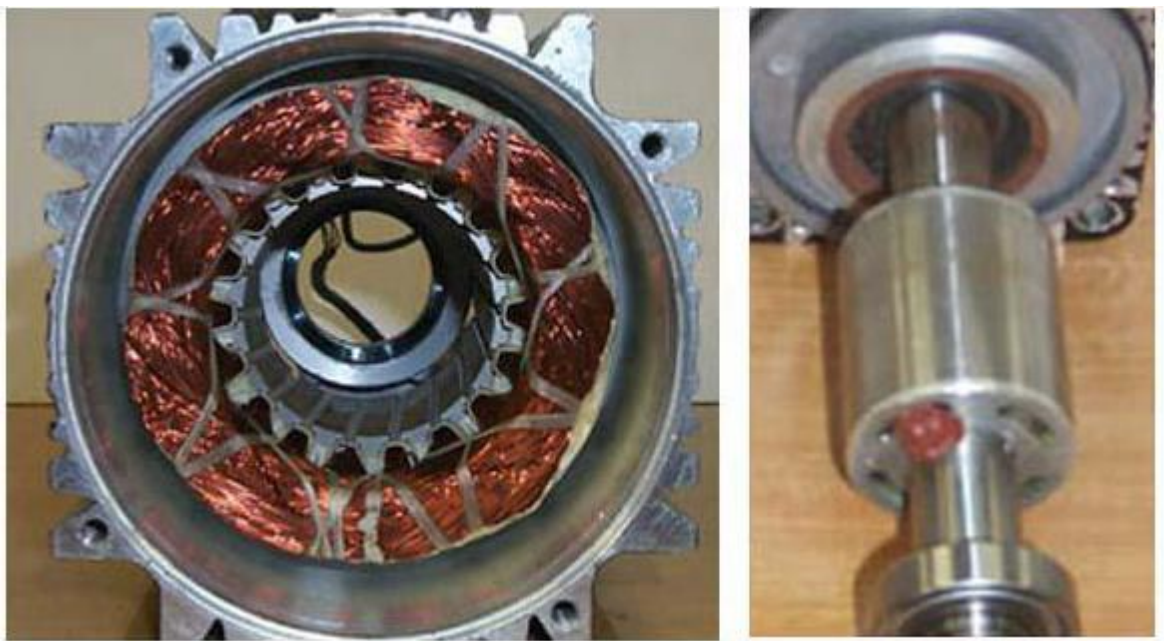
Dans ce chapitre, on présentera une généralités sur la machine synchrone à aimants permanents

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.

Le stator : est similaire à celui de la machine asynchrone. Il se compose d'un bobinage distribué triphasé, tel que les forces électromotrices générées par la rotation du champ rotorique soient sinusoïdales ou trapézoïdales. Ce bobinage est représenté par les trois axes (a, b, c) déphasés, l'un par rapport à l'autre, de 120° électriques.

Le rotor : se compose d'aimants permanents. Les aimants permanents présentent l'avantage d'éliminer les balais et les pertes rotoriques, ainsi que la nécessité d'une source pour fournir le courant d'excitation. Cependant, on ne peut pas contrôler l'amplitude du flux rotorique.[4]



a. Stator

b. rotor

Figure1:stator et rotor de la machine synchrone à aimants permanents.

En réalité, une machine synchrone à aimants permanents est un convertisseur électromécanique d'énergie réversible. Elle peut fonctionner en mode moteur tout comme en mode générateur. Sa particularité par rapport aux autres machines conventionnelles, réside au niveau du champ magnétique produit par les aimants permanents au rotor. Mais son bobinage statorique reste identique à celui des autres machines [5].

1.3 Propriétés d'aimant permanent :

Les aimants permanents sont principalement caractérisés par leurs cycles d'hystérésis et plus particulièrement par la courbe désaimantation du deuxième

quadrant du plan (B-H) comme le montre la figure (I-2). Cette courbe est caractérisée par [6] :

- B_r : L'induction résiduelle (ou rémanente).
- H_{cb} : Le champ coercitif, qui est le champ démagnétisant annulant l'induction, plus sa valeur est élevée et plus l'aimant est stable.
- BH_{max} : Le produit d'énergie volumique.
- B_m et H_m : les valeurs du point de fonctionnement optimal M correspondent à BH_{max} .
- l'aimantation H_{cb} , champ coercitif qui annule l'aimantation intrinsèque du matériau.

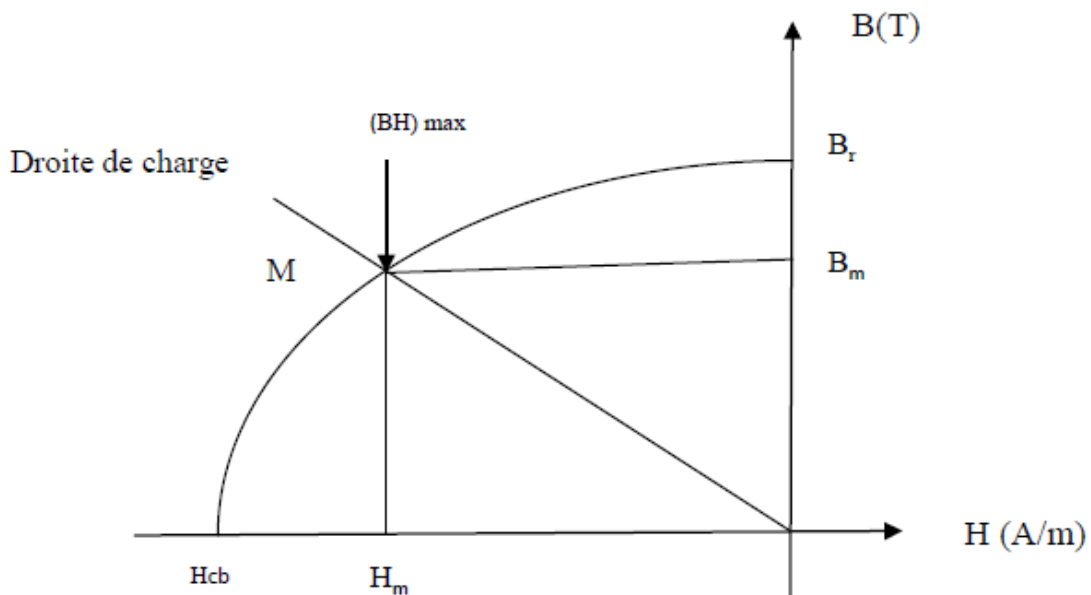


Figure 2: Courbe de désaimantation.

1.4 Les différents types des aimants permanents :

Selon la disposition des aimants sur le rotor, on distingue principalement 04 types de machines synchrones à aimants permanents et à flux radial.

Le choix des aimants permanents est essentiel puisqu'ils interviennent pour beaucoup dans le couple massique de la machine électrique [7] [8].

1. Les Al Nico : sont des alliages à base de fer, d'aluminium et de nickel, avec des additions de cobalt, cuivre ou de titane. Ils peuvent être isotropes ou anisotropes.

2. Les ferrites : sont des composés d'oxyde de fer, de baryum et de strontium. Ils sont obtenus par frittage et peuvent être isotropes ou anisotropes.

3. Les terres rares : tels que les **Samarium Cobalt** sont beaucoup plus performants et autorisent une température de fonctionnement élevée (jusqu'à 300°C), mais ils sont très coûteux en raison notamment de la présence du cobalt dans leur composition.

4. Les Néodyme Fer Bore (Nd-Fe-B) : ont des performances supérieures aux Samarium Cobalt et sont beaucoup moins coûteux mais leur tenue à la température est moins bonne (jusqu'à 160°C).

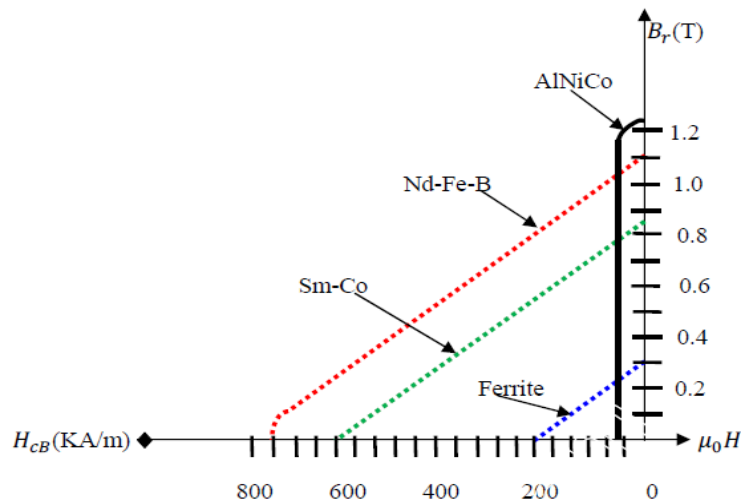


Figure 3 : Courbes de désaimantation des principaux types d'aimants.

Le choix des aimants permanents dépend des facteurs suivants [9] :

Performance du moteur.

Poids du moteur.

Dimension du moteur.

Rendement du moteur.

Facteur économique.

1.5 Structure des inducteurs des machines à aimants :

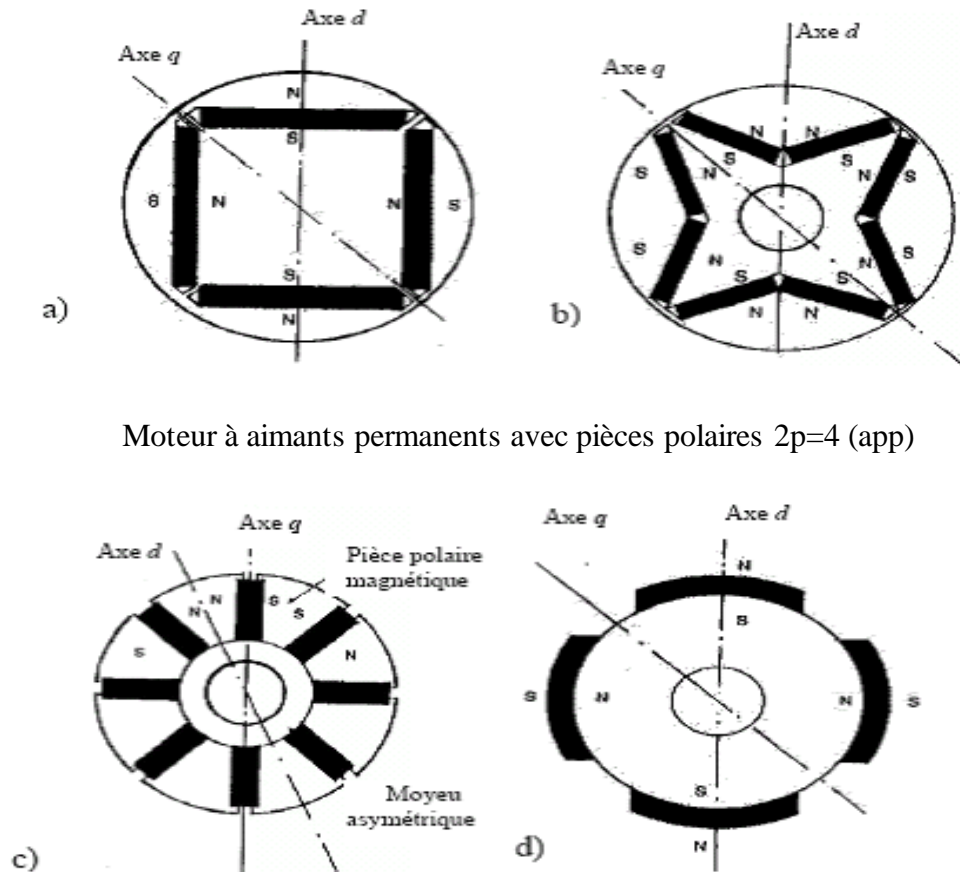
Le moteur synchrone à aimants permanents comporte, tout comme la machine asynchrone, un stator bobiné dont l'alimentation donne naissance à une force magnétomotrice de composante fondamentale F_a tournant à la vitesse angulaire ω_s . Le rotor ou la roue polaire dont le nombre de pôles est égal à celui du stator, est excité par un bobinage parcouru par un courant continu ou par des aimants pour produire une force magnétomotrice dite d'excitation F_0 .

Dans le cas du moteur synchrone à aimants permanents, l'inducteur est remplacé par des aimants, ceci présente l'avantage d'éliminer les balais et les pertes rotoriques, ainsi que la nécessité d'une source pour fournir le courant d'excitation [10]. Cependant, on ne peut pas contrôler le flux rotorique.

D'autre part, la surface interne du stator est cylindrique, et les enroulements sont placés dans des encoches taillées suivant les génératrices de ce cylindre. Chaque enroulement est réalisé de manière à créer une force magnétomotrice sinusoïdale dans l'entrefer. Les forces magnétomotrices créées par chacun des trois enroulements sont déphasées spécialement d'un angle électrique. En alimentant cet enroulement triphasé par des courants triphasés, on crée un champ tournant circulaire.

Suivant la disposition des aimants, on distingue [11],[12] :

- **La machine à inducteurs lisses**, où les aimants utilisés sans pièces polaires (machines de structure dite SPP) sont disposés au niveau de l'entrefer sur un moyeu ferromagnétique (voir figure I.3d)). Aux fuites magnétiques près (le coefficient de fuites σ est de l'ordre de 1.03 à 1.05), l'induction B_e dans l'entrefer est celle de l'aimant B_a . Les aimants composés des terres rares peuvent créer ainsi une induction dans l'entrefer de 0.60 (T) à 0.85 (T), suivant la nature de l'aimant et le rapport de son épaisseur à celle de l'entrefer (en général il est de 5 à 6 fois).

Moteur à aimants permanents avec pièces polaires $2p=4$ (app)Moteur APP à concentration de flux $2p=8$

Moteur à aimants périphériques (SPP)

Figure 4 : Différentes structures de la roue polaire d'un moteur synchrone à aimants

Les aimants sont immobilisés sur le moyeu soit par une frette de fibres de verre ou de carbone liées par une résine époxy, soit par un tube mince en métal amagnétique et à résistivité élevée emmanché à chaud.

- **La machine à pôles saillants**, où les aimants sont montés entre des pièces polaires (machines dites de structure APP). Un exemple de réalisation est montré dans la figure(4(a,b)) avec des aimants insérés dans un paquet de tôles magnétiques spécialement découpées. Un pont saturé d'une épaisseur de l'ordre de millimètres sépare les pôles.

La machine à pôles saillants dite « à concentration de flux » est montrée sur la figure(4,c)) où les aimants sont alors logés entre les pièces polaires et leur aimantation est transversale.

1.6 AVANTAGES DES MACHINES SYNCHRONES À AIMANTS PERMANENTS :

Les avantages associés à l'utilisation des machines à courant alternatif asynchrone et synchrone à aimants permanents ne sont pas à démontrer en termes de robustesse et de fiabilité.

Aujourd'hui, avec le progrès actuel des aimants permanents, le moteur synchrone est de plus en plus utilisé dans les systèmes d'entraînement à vitesse variable à hautes performances. Son choix dans ce domaine est devenu attractif et concurrent de celui des moteurs à courant continu et des moteurs asynchrones. Cela est dû principalement à ses avantages multiples, relativement à ces deux types d'actionneurs [14],[3],[15],[13]-[16]. On cite principalement :

- Facteur de puissance et rendement élevé par rapport à ceux des moteurs asynchrones.
- Robustesse incontestée par rapport au moteur à courant continu.
- Puissance massique élevée et précision de sa commande.
- Développement de la technologie des composants de l'électronique de puissance, et l'apparition des processeurs numériques à fréquence élevée et à forte puissance de calcul, surmontant ainsi le problème de l'implantation d'algorithmes de commande de l'onduleur assurant l'auto pilotage du MASP ;
- Augmentation de la constante thermique et de la fiabilité, à cause de l'absence de contacts bague-balais dans ces machines
- Absence de contacts glissants.
- Fonctionnement en survitesse.
- Possibilité de supporter des surcharges transitoires importantes et un bon comportement dynamique en accélération et en freinage.

Cette machine est donc bien indiquée pour les systèmes embarqués et peut être employée pour des systèmes de faible puissance (petits moteurs) ou de puissance plus importante (jusqu'à quelques dizaines de MW en fonctionnement moteur) [17].

1.7 Domaine d'application :

Le moteur synchrone à aimants permanents est devenue attractive et concurrente de la machine à induction dans le domaine des systèmes

d'entraînement électriques, sont de plus en plus utilisés pour des entraînements de haute technologie est utilisé dans une large gamme de puissance et , allant de centaines de Watts (servomoteur) à plusieurs méga Watts (système de propulsion des navires), dans des applications aussi diverse que le positionnement, la synchronisation l'entraînement à vitesse variable, et la traction[13]

-il fonctionne comme compensateur synchrone.

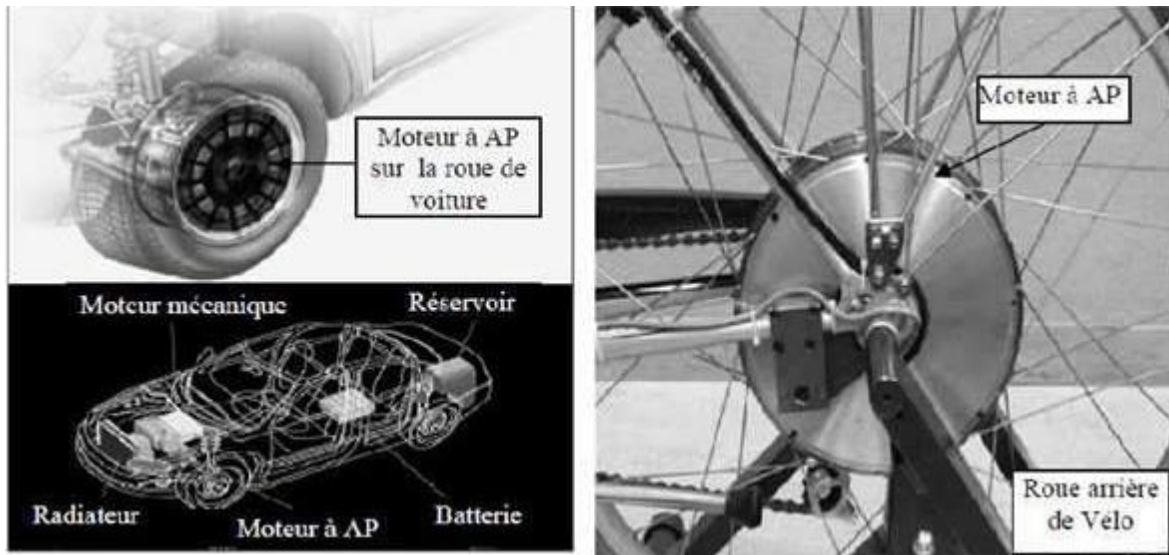
-il est utilisé pour les entrainements qui nécessitent une vitesse de rotation constante, tels que les grands ventilateurs, les compresseurs et les pompes centrifuges, et grâce au développement de l'électronique de puissance, l'association machine à aimants convertisseur de puissance a trouvé de nombreuses applications dans les domaines très divers tels que la robotique, la technologie de l'espace et dans d'autres applications plus particulières (domestique...).

Le grand avantage de la machine synchrone est l'élimination des pertes par glissement. En particulier pour les moyennes et petites puissances, la machine synchrone à aimants permanents est utilisée largement dans plusieurs applications, comme les machines-outils, la robotique et les véhicules électriques. Cette large utilisation est devenue possible avec les hautes performances des aimants. Ce sont des moteurs qui peuvent accepter des courants de surcharge importants pour démarrer rapidement. Associés à des variateurs de vitesse électronique, ils trouvent leur place dans certaines applications de motorisation d'ascenseurs lorsque l'on cherche une certaine compacité et une accélération rapide (immeuble de grande hauteur par exemple) [5][18]

Maintenant on présente des exemples d'application des MSAP utilisées dans différentes plages de puissance.

- Applications aux petites puissances ($P < 600\text{W}$):
- Micro Ventilateur
- Disque Dur
- Fraise de dentiste
- Programmateur mécanique
- Applications aux moyennes puissances ($500\text{W} < P < 100\text{kW}$)
- Vélo à assistance

- Voiture électrique (Toyota Prius)
- Machine-outil
- Robot industrie
- Applications aux fortes puissances
- Traction ferroviaire
- Propulsion navale



a) : Voiture hybride

b) : vélo électrique



c) : lecteurs CD/DVD et disque dur de pc

d) : lecteur vidéo, VCR

Figure 5:Principales applications des machines synchrones à aimants permanent.

1.8 Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons présenté la machine synchrone à aimant permanent on a donné une présentation générale sur ce type de machine les différentes structures des aimants sur le rotor, les avantages et les inconvénients ainsi que les domaines d'applications de la MSAP.

Le chapitre suivant sera consacré à la modélisation et la mise en équation de la machine synchrone à aimants permanents.

CHAPITRE II :
Modélisation de l'ensemble
Convertisseurs-MSAP

1.9 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. La modélisation d'un moteur synchrone à aimants permanents est identique à celle d'une machine synchrone classique sauf que l'excitation en courant continu attachée au rotor est remplacée par le flux de l'aimant.[19] Donc, le modèle est issu du modèle de la machine synchrone classique. Donc La modélisation est une étape très importante dans l'étude du comportement du système des machines électriques parce que l'objectif de cette modélisation est le développement d'un outil mathématique représentant fidèlement les caractéristiques électriques, magnétiques et mécaniques de la machine synchrone à aimant permanent.

Dans ce chapitre, on présentera la modélisation d'une machine synchrone à aimants permanentes en vue de la commande Associée à un convertisseur statique (un onduleur à MLI).

1.10 Hypothèses simplificatrices :

Avant d'établir le modèle mathématique nous nous imposons quelques hypothèses :

Les hypothèses simplificatrices admises dans le modèle de la machine synchrone à aimants permanents sont :

– La saturation et l'hystérésis du circuit magnétique sont négligeables ainsi que les pertes par courant de *Foucault*, ceci permet l'établissement des relations linéaires entre flux et courant.

– La distribution des forces électromotrices, le long de l'entrefer, est supposée sinusoïdale.

– Les réactances de fuites sont indépendantes de la position du rotor.

– La machine synchrone à aimants permanents est supposée symétrique et linéaire.

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

Pour déterminer le comportement de la machine nous utilisons trois types d'équations :

- Equations électriques
- Equations mécaniques
- Les équations électromagnétiques

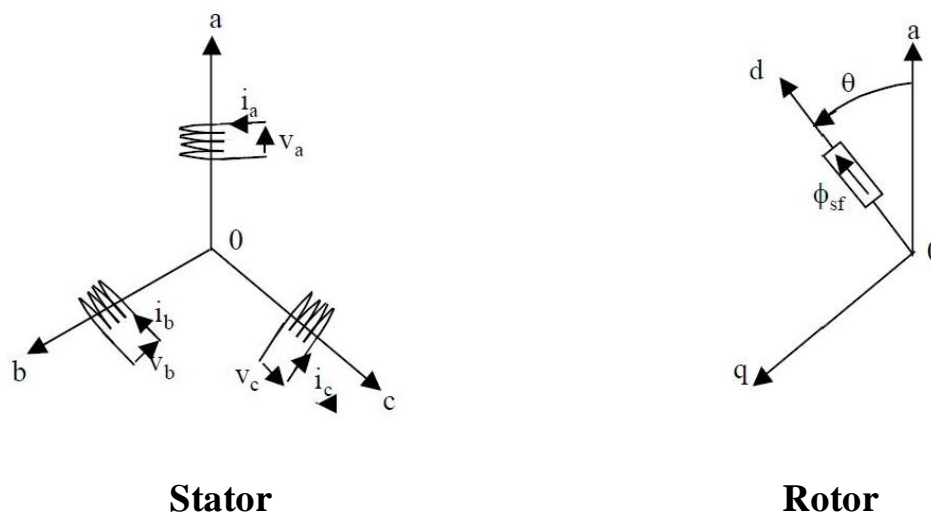


Figure 6: Représentation d'une machine synchrone à aimants permanents.

A partir de la **figure 6** nous écrivons les équations de la machine synchrone dans le repère fixe au stator en notation matricielle.

1.11.1 Equations électriques :

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

OÙ :

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

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

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

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

Dans ces conditions, on peut écrire les flux totalisés $[\varphi_s]$ induits à travers chacun des bobinages comme la somme des flux $[\varphi_{sf}]$ induits par les aimants du rotor et des flux produits par les courants circulant dans les phases du stator.

$$[\varphi_s] = [L_s] \cdot [i_s] + [\varphi_{fabc}] \quad (\text{II.2})$$

$\varphi_{fabc} = [\varphi_{fa} \ \varphi_{fb} \ \varphi_{fc}]^t$: 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 :

$$[L_s] = [L_{s0}] + [L_{s2}(\theta)] \quad (\text{II.3})$$

$$\text{Avec : } [L_s] = \begin{bmatrix} L_{s0} & M_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & L_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & M_{s0} & L_{s0} \end{bmatrix}$$

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

Où :

M_s : Inductance mutuelle entre deux phases statoriques,

L_s : Inductance propre d'une phase statorique,

θ : Angle entre l'axe d et l'axe de référence dans le système triphasé défini par :

$$\theta = \int_0^\tau \omega d(\tau) \quad (\text{II.4})$$

1.11.2 Les équations mécaniques :

L'équation mécanique de la machine est donnée par :

$$J \cdot \frac{d\omega_\theta}{dt} + f \cdot \omega_\theta = C_{em} - C_r \quad (\text{II.5})$$

Avec :

C_{em} : Couple électromagnétique délivré par le moteur.

C_r : Couple résistant

f : Coefficient de frottement.

J : Moment d'inertie du moteur.

1.11.3 Les équations électromagnétiques :

La connaissance du couple électromagnétique de la machine est essentielle pour l'étude de la machine et sa commande :

$$c_{em} = [i_s]^T \left[\frac{1}{2} \frac{d[L_{ss}]}{d\theta} [i_s] + \frac{1}{2} \frac{d[\varphi_{sf}]}{d\theta} \right] \quad (\text{II.6})$$

L'étude analytique du comportement des équations (II.1) et (II.2) est relativement laborieuse, vu le grand nombre de coefficients variables. On utilise alors des transformations mathématiques qui permettent de décrire le comportement du moteur à l'aide d'équations différentielles à coefficients constants. L'une de ces transformations est la transformation de Park [19].

1.12 Transformation de Park :

Le modèle diphasé de la MSAP s'effectue par une transformation du repère triphasé réel en un repère diphasé fictive, qui n'est en fait qu'un changement de base sur les grandeurs physiques (tensions, flux et courants), il conduit à des relations indépendantes de l'angle θ et à la réduction d'ordre des équations de la machine [19]. 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 7, présente la MSAP en modèle de Park. Le repère (oa) est fixe. Le repère (d,q) tourne avec la vitesse de synchronisme ω .

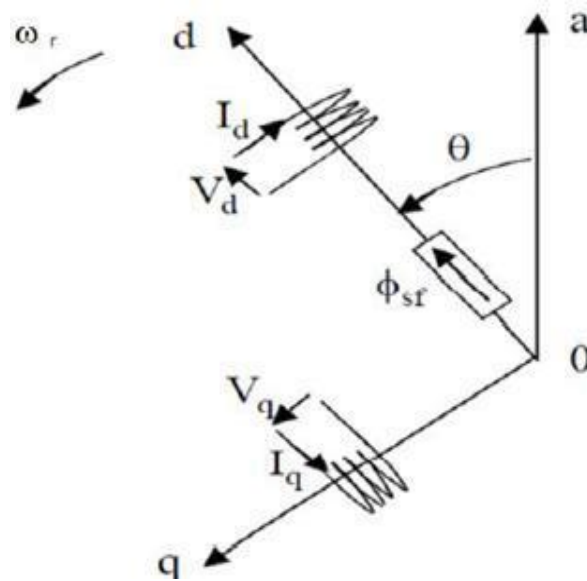


Figure 7:Schéma équivalent de la MSAP dans le repère (d,q).

1.12.1 Passage direct : triphasé au diphasé :

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

$$[Xdqo] = [p(\theta)]. [X_{abc}] \quad (\text{II.7})$$

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.

$$[p(\theta)] = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.8})$$

1.12.2 Passage inverse : diphasé au triphasé :

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

$$[X_{dqo}] = [p(\theta)]^{-1} \cdot [X_{abc}] \quad (\text{II.9})$$

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

$$[p(\theta)]^{-1} = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1/2 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1/2 \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & 1/2 \end{bmatrix} \quad (\text{II.10})$$

1.13 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 :

$$\begin{cases} V_d = R s i_d + \frac{d\phi_d}{dt} - \omega \phi_q \\ V_q = R s i_q + \frac{d\phi_q}{dt} + \omega \phi_d \end{cases} \quad (\text{II.11})$$

et les flux étant donnés par :

$$\begin{cases} \phi_d = L_d \cdot i_d + \phi_f \\ \phi_q = L_q \cdot i_q \end{cases} \quad (\text{II.12})$$

En remplaçant les expressions des flux ϕ_d et ϕ_q dans le système (II.6) nous obtenons :

$$\begin{cases} V_d = R s i_d + L_d \cdot \frac{di_d}{dt} - \omega L_q \cdot i_q \\ V_q = R s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega (L_d \cdot i_d + \phi_f) \end{cases} \quad (\text{II.13})$$

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

$$P(t) = \frac{3}{2}(V_d \cdot i_d + V_q i_q) \quad (\text{II.14})$$

En remplaçant, $V_q V_d$ par leurs expressions on aura :

$$P(t) = \frac{3}{2}[R_s (i_d^2 + i_q^2) + (\frac{d\varphi_d}{dt} i_d + \frac{d\varphi_q}{dt} i_q) + \frac{d\theta}{dt} (\varphi_d \cdot i_q - \varphi_q \cdot i_d)] \quad (\text{II.15})$$

$R_s (i_d^2 + i_q^2)$: : représente la puissance dissipée en pertes Joules dans les enroulements du stator.

$(\frac{d\varphi_d}{dt} i_d + \frac{d\varphi_q}{dt} i_q)$:représente la variation de l'énergie magnétique emmagasinée dans les enroulements du stator.

$(\varphi_d \cdot i_q - \varphi_q \cdot i_d)$: représente la puissance électromagnétique.

Sachant que :

$$pe = cem. \omega_\theta \quad (\text{II.15})$$

Il vient :

$$cem = \frac{3}{2}p(\varphi_d \cdot i_q - \varphi_q \cdot i_d) \quad (\text{II.16})$$

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

$$cem = \frac{3}{2}p[(L_d - L_q)i_d i_q + i_q \varphi_f] \quad (\text{II.17})$$

1.14 Mise sous forme d'équation d'état :

Généralement, pour présenter un modèle d'état il faut définir le vecteur d'état x , le vecteur d'entrée u et le vecteur de sortie y . Le vecteur d'entrée est composé des tensions statoriques. Le vecteur d'état est constitué des grandeurs électriques (courants) et grandeur mécanique (vitesse et/ou position).[20]

Dans une régulation de couple ou de vitesse angulaire, le modelé non linéaire d'état dans le repère tournant ($d - q$) est décrit par le système ci-dessous :

$$\begin{aligned} \diamond \frac{Jd\omega_\theta}{dt} &= Cem - Cr - fc\omega_\theta \\ \diamond \frac{di_d}{dt} &= \frac{V_d}{L_d} - \frac{R_s i_d}{L_d} + p\omega_r L_q \frac{L_q}{L_d} \end{aligned}$$

$$\diamond \frac{di_d}{dt} = \frac{V_d}{L_q} - \frac{R_s i_q}{L_q} - \frac{p\omega_r L_d i_d}{L_q} - \frac{p\omega_r \varphi_f}{L_q}$$

$$\diamond cem = \frac{3}{2}p[(L_d - L_q)i_d i_q + i_q \varphi_f]$$

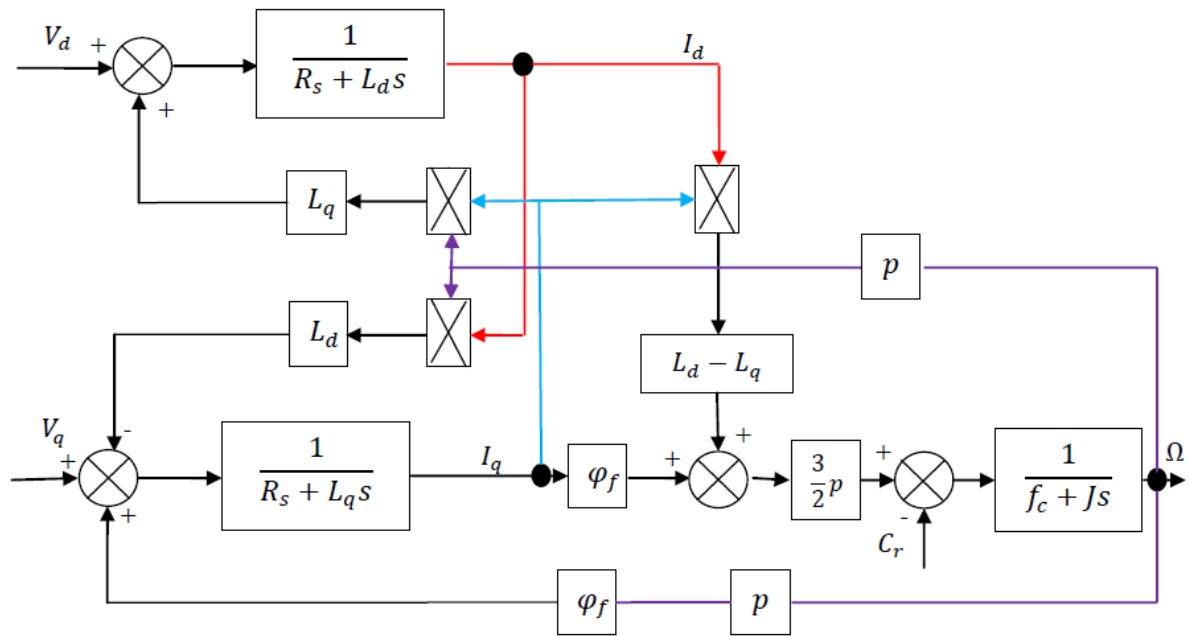


Figure 8: Schéma bloc de machine synchrone à aimant permanent.

1.15 Mise en équation de la MSAP en diphasé (modèle vectoriel) :

Le modèle de la MSAP alimenté en tension est donné par les équations suivantes :

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

$$\frac{Jd\omega\theta}{dt} = Cem - Cr - fc\omega\theta$$

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

Avec :

$$\omega = p \cdot \omega_r$$

Le modèle décrit par les équations précédentes montre que la MSAP est un système multi variable, non linéaire et fortement couplé. Le but principal de la

commande vectorielle des machines à courants alternatifs est d'améliorer leurs comportements statiques et dynamiques grâce à une structure de contrôle similaire à celle d'une machine à courant continu. La machine étudiée est à pôles lisses, son couple électromagnétique est maximal lorsque le courant statorique dans le référentiel de Park est maintenu calé sur l'axe q ($I_s = I_q$).

Ceci revient à imposer la composante directe du courant nulle **Figure.9** qui a pour effet la diminution des pertes joule. Le système d'équations devient :

$$\begin{cases} V_d = -\omega L_q \cdot i_q \\ V_q = R s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega \varphi_f \end{cases} \quad (\text{II.18})$$

Et le couple devient :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p i_q \varphi_f \quad (\text{II.19})$$

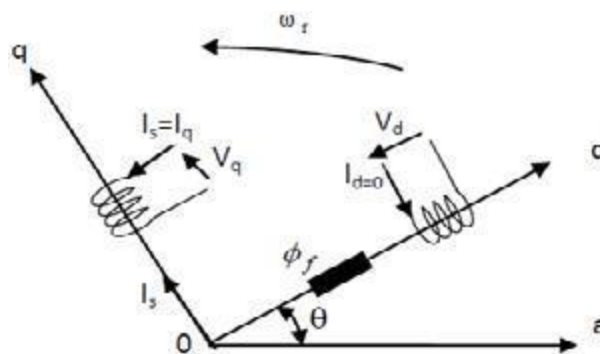


Figure 9: Principe de la commande vectorielle..

Donc la commande doit maintenir i_d nul et régler le couple grâce à I_q .

On remarque que cette stratégie permet d'éliminer le problème de couplage entre les axes «d» et «q». Le modèle (II.14). (II.15). Et l'équation mécanique peuvent être représentées par le schéma fonctionnel **Figure.10** qui ressemble à celui de la machine à courant continu.

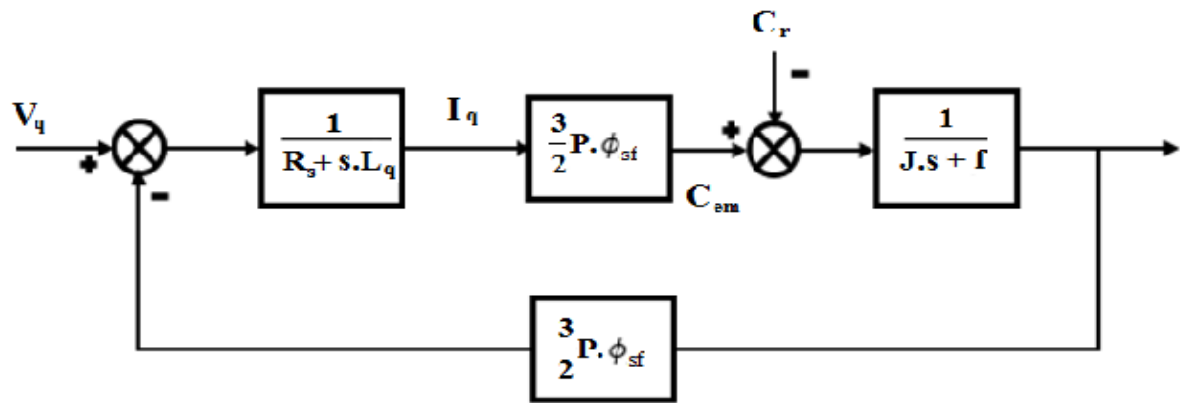


Figure 10:Modèle de la MSAP quand Id est nul.

1.16 Modélisation de l'onduleur de tension :

1.16.1 L'onduleur de tension :

C'est un onduleur qui est alimenté par une source de tension continue, d'impédance interne négligeable. Sa tension n'est pas affectée par la variation du courant qui la traverse, la source continue impose la tension à l'entrée de l'onduleur et donc à sa sortie, **Figure.11**:

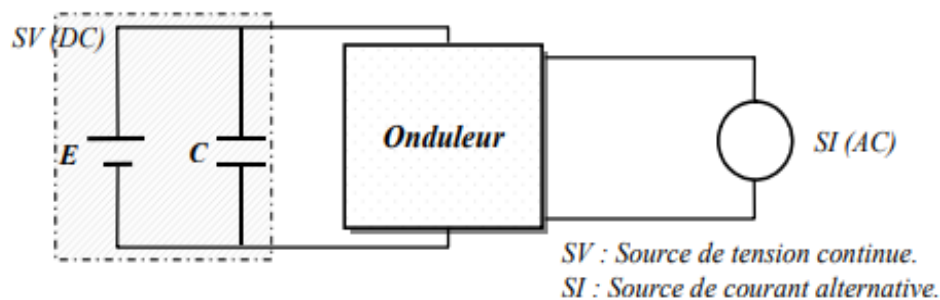


Figure 11:Représentation schématique d'un onduleur de tension.

L'onduleur de tension est autonome si la fréquence de la tension de sortie est indépendante du réseau alternatif, il est non autonome (assisté) si la fréquence est imposée par le réseau alternatif. Selon le choix des interrupteurs commandés, les onduleurs présentent des avantages les uns par rapport aux autres. C'est pourquoi un onduleur de tension à transistors présente des avantages par rapport à celui à thyristors :

- Facilité de commande (le transistor est commandé à l'ouverture et à la fermeture).
- Élimination du circuit de commutation forcée,

- Faibles pertes de commutation,
- Possibilité de fonctionnement à des fréquences plus élevées.

Circuit de puissance d'un onduleur de tension : prenons comme exemple d'un onduleur de tension, le montage d'un pont triphasé à thyristors **Figure.12**:

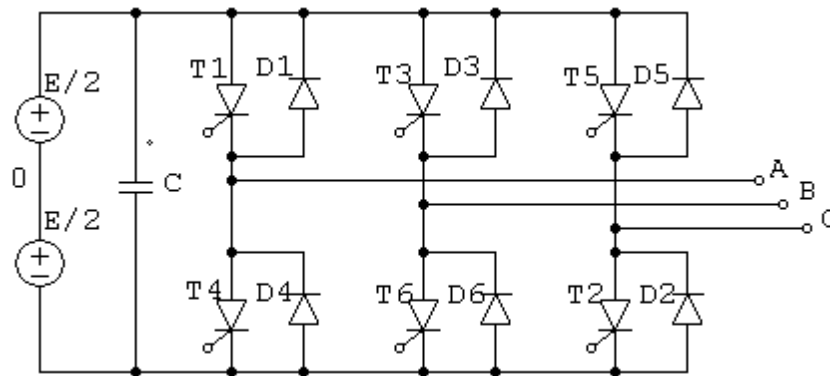


Figure 12: Onduleur de tension en pont triphasé à thyristors.

Les diodes en tête-bêche sur les interrupteurs commandés du circuit de puissance jouent un rôle fondamental dans le fonctionnement de l'onduleur en assurant essentiellement trois fonctions :

- Faciliter l'extinction des interrupteurs commandés en les polarisant en inverse lorsqu'il s'agit de thyristors.
- Autoriser la démagnétisation de la self de la charge inductive au moment de l'ouverture des interrupteurs.
- Assurer le redressement des courants débits par la charge (cas de la machine asynchrone) lorsqu'elle fonctionne en génératrice.[21]

1.16.1.1 Modélisation de l'onduleur de tension :

Pour un onduleur triphasé, les commandes des interrupteurs d'un bras sont complémentaires. Pour chaque bras, il y a donc deux états indépendants. Ces deux états peuvent être considérés comme une grandeur booléenne :

- $S_{a,b,c} = 1$: Interrupteur du demi-bas haut (a, b ou c) fermé.
- $S_{a,b,c} = 0$: Interrupteur du demi-bas bas (a, b ou c) fermé.

La figure (13) montre le schéma d'un onduleur triphasé avec sa charge

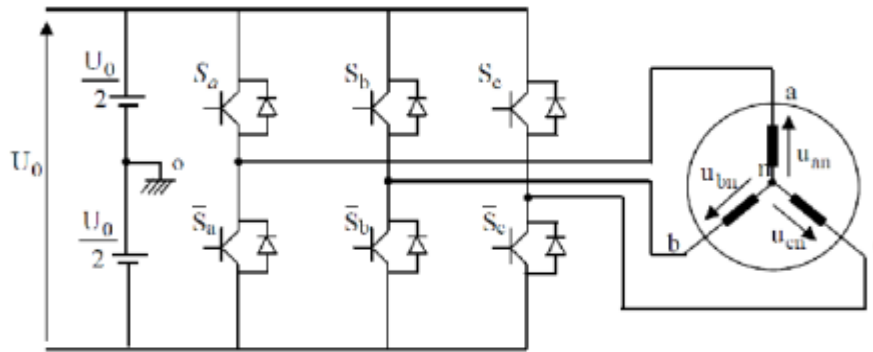


Figure 13:schéma d'un onduleur de tension triphasé avec sa charge.

Pour simplifier l'étude, on supposera que :

- la commutation des interrupteurs est instantanée ;
- la chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable ;
- la charge triphasée est équilibrée, couplée en étoile avec neutre isolé.

Pour les tensions composées u_{ab} , u_{bc} et u_{ca} , on a :

$$\begin{cases} u_{refab} = u_{ao} + u_{ob} = u_{ao} - u_{bo} \\ u_{refbc} = u_{bo} + u_{oc} = u_{bo} - u_{co} \\ u_{refca} = u_{co} + u_{oa} = u_{co} - u_{ao} \end{cases} \quad (II.20)$$

u_{ao} , u_{bo} et u_{co} peuvent être considérées comme des tensions d'entrée à l'onduleur (tensions continues). Soit " n" l'indice du point neutre du coté alternatif. On a :

$$\begin{cases} u_{ao} = u_{an} + u_{no} \\ u_{bo} = u_{bn} + u_{no} \\ u_{co} = u_{cn} + u_{no} \end{cases} \quad (II.21)$$

u_{an} , u_{bn} et u_{cn} sont les tensions simples de la machine et u_{no} est la tension fictive entre le neutre de la MAS et le point fictif d'indice "o".

Sachant que la charge est équilibrée et le neutre isolé alors :

$$u_{an} + u_{bn} + u_{cn} = 0$$

La substitution de (II.21). dans (II.20). aboutit à :

$$u_{no} = \frac{1}{3}(u_{ao} + u_{bo} + u_{co}) \quad (\text{II.22})$$

En remplaçant (II.21).dans (II.22)., on obtient :

$$\begin{cases} u_{an} = \frac{2}{3}u_{ao} - \frac{1}{3}u_{bo} - \frac{1}{3}u_{co} \\ u_{bn} = -\frac{1}{3}u_{ao} + \frac{2}{3}u_{bo} - \frac{1}{3}u_{co} \\ u_{cn} = -\frac{1}{3}u_{ao} - \frac{1}{3}u_{bo} - \frac{2}{3}u_{co} \end{cases}$$

Alors :

$$\begin{cases} u_{refan} = \frac{U_o}{3}(2S_a - S_b - S_c) \\ u_{refbn} = \frac{U_o}{3}(-S_a + 2S_b - S_c) \\ u_{refcn} = \frac{U_o}{3}(-S_a - S_b + 2S_c) \end{cases}$$

Donc :

$$\begin{bmatrix} u_{refan} \\ u_{refbn} \\ u_{refcn} \end{bmatrix} = \frac{u_o}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix}$$

1.16.2 Commande de l'onduleur :

1.16.2.1 Contrôle des courants

En fonction de la position du rotor et des grandeurs électromécaniques désirées, le dispositif de commande assure l'autopilotage et impose des courants dans les phases de la machine aussi proches que possible de références. Deux stratégies peuvent être mise en œuvre[22]:

- le contrôle des courants par hystérésis.
- le contrôle des courants par modulation de largeur d'impulsions de la tension (M.L.I).

L'avantage de la méthode de contrôle des courants en M.L.I sur la méthode de contrôle par hystérésis est d'imposer aux interrupteurs une fréquence de commutation fixe, mais on notera par la suite la difficulté de la détermination des algorithmes de contrôle des courants. Il existe deux stratégies de commandes des courants :

- le contrôle direct des courants réels $i_{a,c}$
- la régulation des courants $ideti_q$ dans le repère d , lié au rotor.

On s'intéressera dans notre travail à la commande MLI.

1.17 Modulation de largeur d'impulsions (MLI)

L'onduleur a pour objectif de générer à sa sortie, des tensions les plus sinusoïdales possibles. Les grandeurs de sortie des commandes analogiques ou numériques de l'onduleur servent à obtenir les tensions ou courants désirés aux bornes de la machine. La technique de modulation de largeur d'impulsions (MLI en français et PWM pour Pulse Width Modulation en anglais) permet de reconstituer ces grandeurs à partir d'une source à fréquence fixe et tension fixe (en général une tension continue) par l'intermédiaire d'un convertisseur direct. Celui-ci réalise les liaisons électriques entre la source et la charge. Le réglage est effectué par les durées d'ouverture et de fermeture des interrupteurs et par les rapports cycliques. Les techniques de modulation de largeur d'impulsions sont multiples ; cependant, quatre catégories de MLI ont été développées [23] :

- Les modulations sinus-triangle effectuant la comparaison d'un signal de référence à une porteuse, en général, triangulaire.
- Les modulations pré calculées pour lesquelles les angles de commutation sont calculés hors ligne pour annuler certaines composantes du spectre.
- Les modulations post calculées encore appelées MLI régulières symétriques ou MLI vectorielles dans lesquelles les angles de commutation sont calculés en ligne.
- Les modulations stochastiques pour lesquelles l'objectif fixe est le blanchiment du spectre (bruit constant et minimal sur l'ensemble du spectre). Les largeurs des impulsions sont réparties suivant une densité de probabilité représentant la loi de commande.

1.17.1 Principe de la commande par (MLI sinus-triangle) :

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

Cette technique repose sur la comparaison entre deux signaux :

- Le premier, appelé signal de référence, représente l'image de la sinusoïde

qu'on désire à la sortie de l'onduleur. Ce signal est modulable en amplitude et en fréquence.

– Le second, appelé signal de la porteuse, définit la cadence de la commutation des interrupteurs statiques de l'onduleur. C'est un signal de haute fréquence par rapport au signal de référence. L'intersection de ces signaux donne les instants de commutation des interrupteurs [24] 25] [26] Schéma de principe de MLI sinus-triangle.

1.17.2 Caractéristique de la MLI

Deux paramètres caractérisent cette commande :

$$m = fp/fr \tag{II.23}$$

$$r = Vr/Vp \tag{II.24}$$

avec :

m: L'indice de modulation qui définit le rapport entre la fréquence *fp* de la porteuse et la fréquence *fr* de la référence.

r: Le taux de modulation (ou coefficient de réglage) qui donne le rapport de l'amplitude de la modulante *Ur* à la valeur crête *Up* de la porteuse.

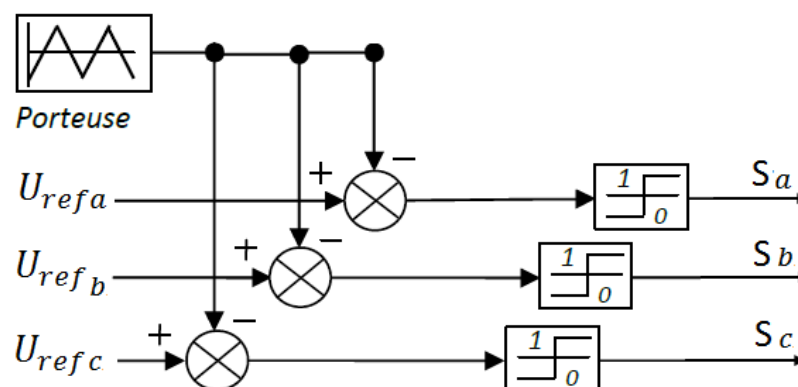


Figure 14: Principe de la commande MLI-ST.

On considère l'alimentation de l'onduleur comme une source parfaite, supposée être constituée par deux générateurs de f.e.m. égale à $E/2$ connectés entre eux par un point commun (o).

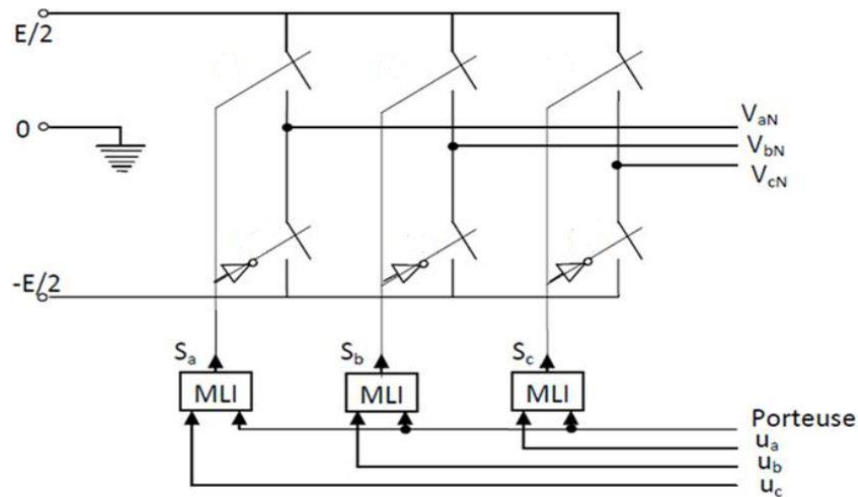


Figure 15:Schéma équivalent de l'onduleur à MLI.

1.18 RESULTATS DE SIMULATIONS :

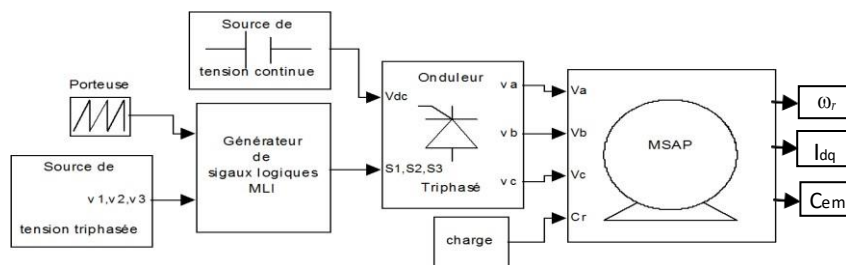
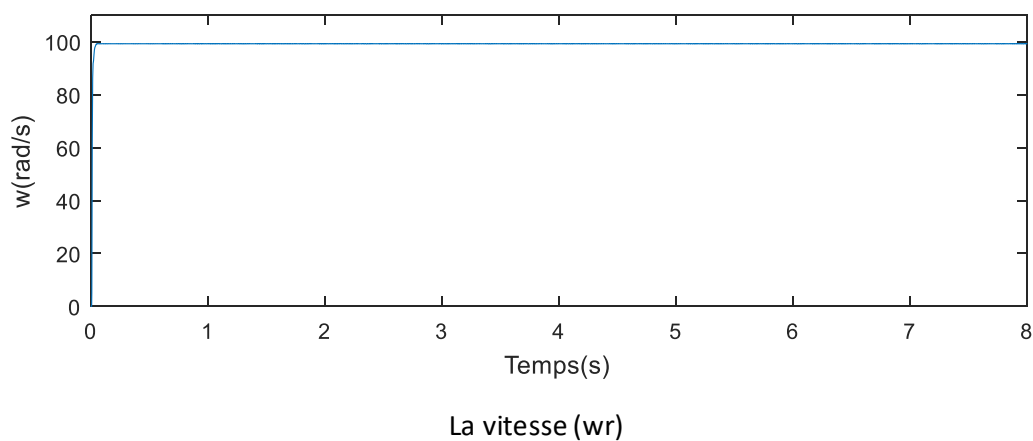
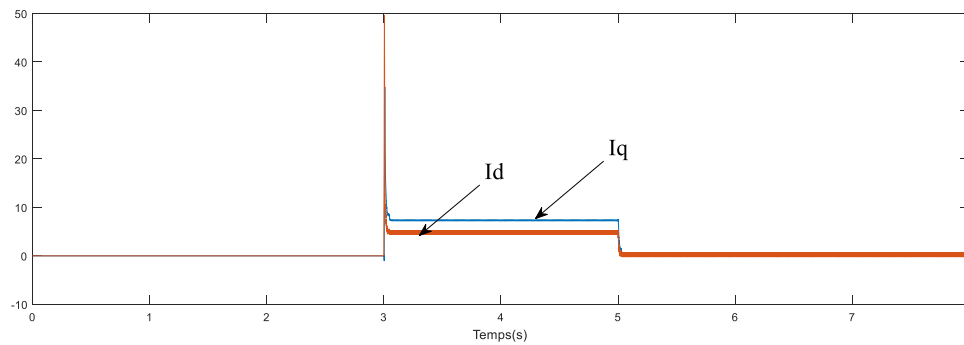


Figure 16:Association onduleur (MLI-ST)-MSAP

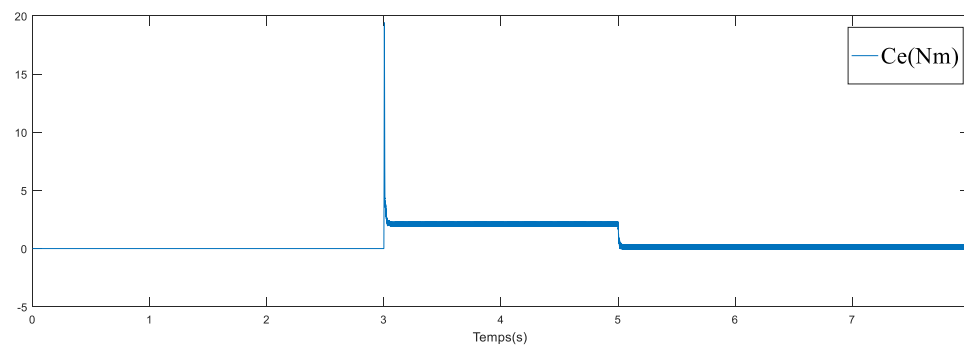
La figure(16) Représente l'association onduleur MLI-ST avec MSAP ou les tensions.

Les résultats des simulations ont été donnés comme suit :





Le courant i_d (A), i_q (A)



Couple électromagnétique (Nm)

Figure 17: RESULTATS DE SIMULATIONS MSAP

1.19 INTERPRETATION DES RESULTATS :

Lors de l'application de la charge, la machine développe un couple électromagnétique pour compenser cette sollicitation qui explique l'augmentation de couple dans cette plage qui se traduit par une diminution de la vitesse.

Les courbes des courants I_d et I_q montre bien qu'il existe un couplage entre ces variables indiquant le caractère non linéaire de la machine.

Cette modélisation montre un fortement couplage entre les deux composantes du courant et le couple. Il est donc nécessaire de trouver un moyen pour rendre leur contrôle indépendant en vue d'améliorer les performances en régimes dynamiques.

1.20 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons parlé à la Modélisation de la machine

synchrone à aimants permanents. Le modèle mathématique de la machine synchrone à aimants permanents est obtenu dans le repère de Park moyennant des hypothèses simplificatrices pour avoir des équations considérées simplifiées pour nous permettre d'aborder aisément la commande qu'on va présenter, puis Le principe de fonctionnement et de commande de l'onduleur de tension triphasé a été présenté en donnant les principes des MLI.

Mais pour obtenir des performances statiques et dynamiques élevées on applique une commande qui s'appelle la commande vectorielle on parlera dans le chapitre suivant.

Chapitre III : Commande vectorielle de la MSAP

1.21 Introduction :

La commande des machines à courant alternatif est difficile car le modèle mathématique du système dans le repère de Park est non linéaire et il est fortement couplé du fait de l'existence d'un couplage complexe entre les deux armatures rotorique et statorique. Pour contrecarrer cette difficulté et pour obtenir une situation équivalente à celle de la machine à courant continu à excitation séparée, Blaschke et Hasse en 1972 [27], ont proposé une technique de commande dite commande vectorielle appelée aussi commande par orientation de flux FOC (Field Oriented Control). L'idée fondamentale de cette stratégie est d'assimiler le comportement de la machine synchrone à celui d'une machine à courant continu, à excitation séparée. C'est-à-dire un modèle linéaire et découplé ce qui permet d'améliorer son comportement dynamique [27],[28]. La commande vectorielle basée sur une régulation classique Proportionnel-Intégrale (PI), associe dans sa structure des termes de compensation qui permette de découpler l'axe d (qui sera utilisé pour réglage du flux), de l'axe q (qui sera utilisé pour réglage du couple). Cette configuration permet de réaliser des systèmes d'actionneurs électriques ayant les performances exigées par les domaines d'application [29]. Cette commande a été rendue possible grâce au développement des technologies de semi-conducteurs dans les convertisseurs statiques (diminution des temps de commutation) et dans les unités de calcul (DSP) [30]. 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.

1.22 Le principe de la commande vectorielle :

Le principe de la commande vectorielle est identique à celui de la commande d'une machine à courant continu à excitation séparée. Il faut cependant se placer dans un repère particulier où le couple électromagnétique s'exprime simplement en fonction des composantes des courants suivant les deux axes (axe d et axe q) [31]

Habituellement, la composante d'axe 'd' du courant statorique joue le rôle de l'excitation et permet de régler la valeur du flux dans la machine. La composante d'axe 'q' joue le rôle du courant d'induit et permet de contrôler le

couple [31]. La stratégie de commande la plus souvent utilisée est celle qui consiste à maintenir le courant i_d à une valeur nulle. Cette stratégie permet de simplifier la commande du couple par linéarisation de la relation entre le couple et le courant. Si le courant i_d est maintenu nul, physiquement le flux de réaction d'induit est en quadrature avec le flux rotorique produit par les aimants permanents et $\varphi_d = \varphi_f$ l'expression du couple donnée par la relation (I.16), deviennent [31]:

$$Cem = \frac{3}{2} p \varphi_f i_q \quad (III.1)$$

Comme le flux φ_f est constant, le couple électromagnétique est directement proportionnel à i_q donc:

$$Cem = K i_q \quad , K = \frac{3}{2} p \varphi_f \quad (III.2)$$

Les équations de tension (I.10) de la machine, dans ce cas est :

$$\begin{cases} V_d = -\omega L_q i_q \\ V_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega \varphi_f \end{cases} \quad (III.3)$$

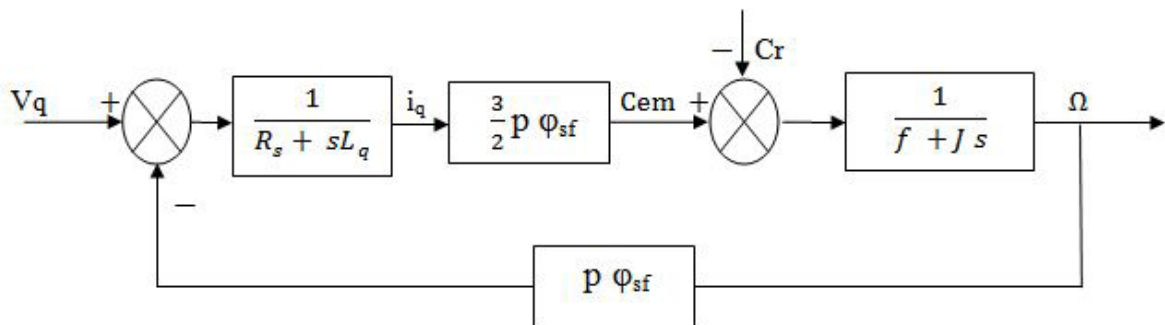


Figure 18 : schéma bloc représentant la (MSAP) après l'orientation du flux

1.23 Technique de découplage :

Les lois de commande vectorielle des machines alimentée en tensions présente des couplages entre les actions sur les axes (d) et (q) .dans un repère (d) et (q) avec l'axe (d) aligné sur le flux rotorique, on a les équations suivantes [32]:

$$\begin{cases} V_d = (R_s I_d + L_d \frac{dI_d}{dt}) - \omega L_q I_q \\ V_q = (R_s I_q + L_q \frac{dI_q}{dt}) + \omega (L_d I_d + \phi_f) \end{cases} \quad (\text{III.4})$$

$$\omega = p\omega_r \quad (\text{III.5})$$

$$\begin{cases} V_d = (R_s + L_d \cdot s) I_d - \omega L_q I_q \\ V_q = (R_s I_q + L_q \cdot s) I_q + \omega (L_d I_d + \phi_f) \end{cases} \quad (\text{III.6})$$

S : operateur de Laplace.

La figure (III.1) représente le couple entre les axes d et q :

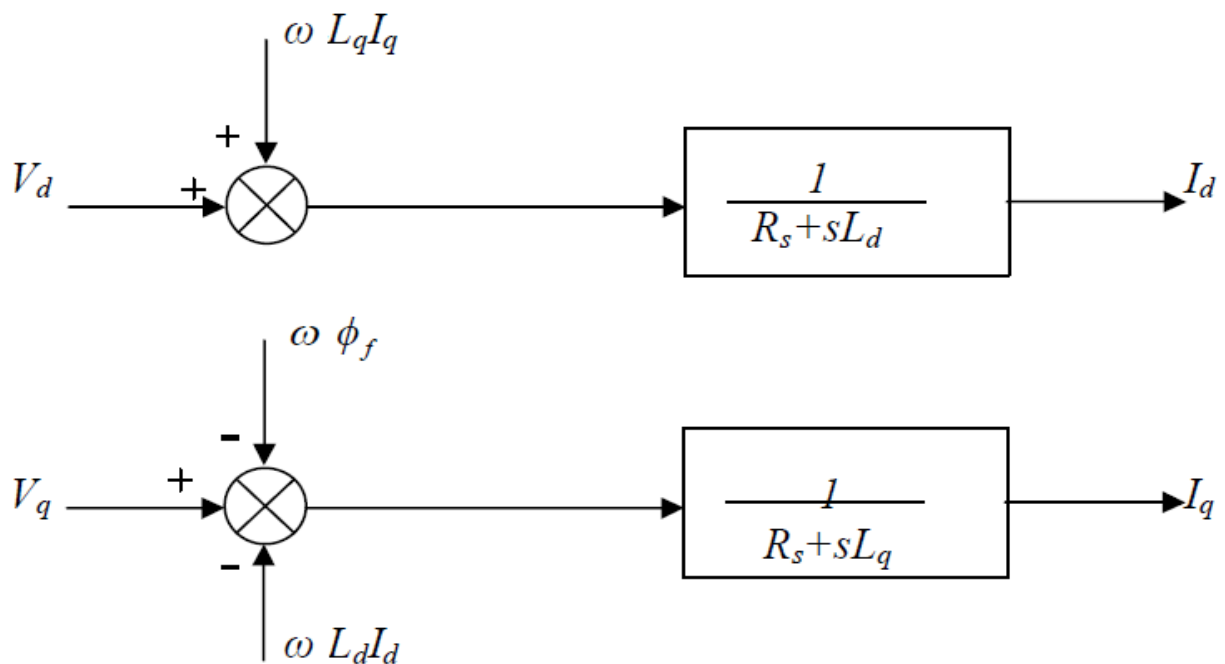


Figure 19:Description des couplages.

Il existé plusieurs techniques de découplage, parmi c'est technique on a :

Découplage par compensation

Commande vectorielle indirecte (IFOC).

Découplages par régulateur

Nous avons choisi la première technique permet d'autres techniques pour faciliter notre étude.

1.23.1 Découplage par compensation :

La compensation a pour but de découpler les axes d et q . Ce découplage permet d'écrire les équations de la machine et de la partie régulation d'une manière simple et ainsi de calculer aisément les coefficients des régulateurs. [33]

Le principe de ce découplage revient à définir deux nouvelles variables de commande ed , représentée dans la Figure (III.3) telle que:

$$\begin{cases} V_d = V'_d - ed \\ V_q = V'_q + e_q \end{cases} \quad (\text{III.7})$$

$$\begin{cases} V'_d = L_d \frac{dI_d}{dt} + R_S I_d \\ V'_q = L_q \frac{dI_q}{dt} + R_S I_q \end{cases} \quad (\text{III.8})$$

Et :

$$\begin{cases} e_d = L_q \omega I_q \\ e_q = \omega(L_d I_d + \varphi \omega_f) \end{cases} \quad (\text{III.9})$$

Donc : Le courant I_d ne dépend que de V'_d et I_q ne dépend que V'_q .

$$\begin{cases} I_d = \frac{V'_d}{R_S + sL_d} \\ I_q = \frac{V'_q}{R_S + sL_q} \end{cases} \quad (\text{III.10})$$

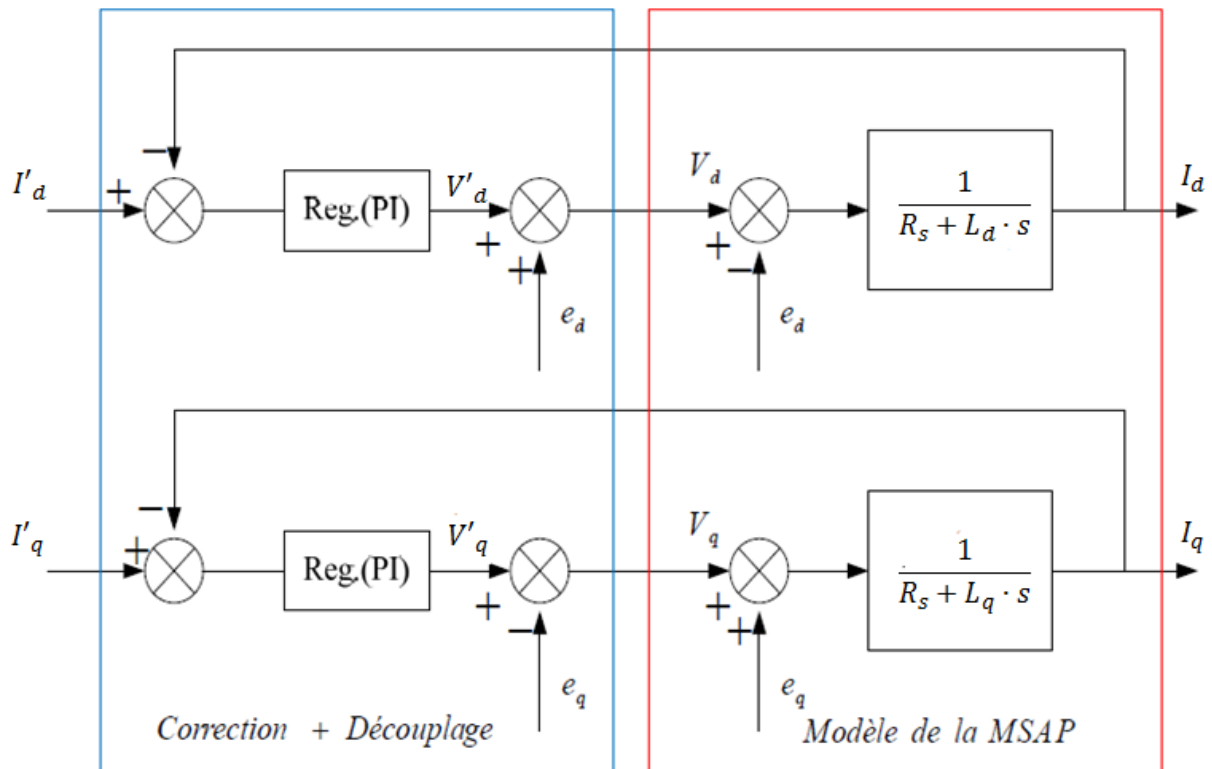


Figure 20: Découplage par compensation.

1.24 Dimensionnement 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 [26]. 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 [33].

La relation entre la sortie $u_r(t)$ et le signal d'erreur $\varepsilon(t)$ est donnée par la relation suivante :

$$u_r = k_p \varepsilon(t) + k_i \int_0^t \varepsilon(t) + d(t) \quad (\text{III.11})$$

$$\text{Donc : } \frac{u_r(p)}{\varepsilon(p)} = k_p + \frac{k_i}{p} \quad (\text{III.12})$$

k_p : Gain proportionnel

k_i : Gain intégral

1.24.1 Régulation du courant I_d

La commande de la MSAP s'accomplit en contrôlant les courants i_d et I_q , la boucle de régulation de la vitesse qui entre dans la composition du système imposé le courant de référence i_{qref} , Le courant i_d est gardé nul, la commande est effectuée par les régulateurs (PI) qui maintenir une grandeur de sortie égale à la grandeur de référence imposé pour annuler l'erreur statique ($\varepsilon = 0$).

Sachant que :

$$I_d = \frac{v'd}{R_s + s.L_d} \quad (\text{III.13})$$

Et que la forme générale du régulateur (PI) est :

$$Reg(PI) = K_{pd} + \frac{K_{id}}{s} = K_{pd} \cdot \frac{(1 + T_{id}.s)}{(T_{id}.s)} \quad (\text{III.14})$$

Avec:

$$K_{id} = \frac{K_{pd}}{T_{id}} \quad (\text{III.15})$$

Tel que:

- K_{pd} : est le gain de l'action proportionnel du correcteur de courant i_d .
- K_{id} : est le gain de l'action intégral.

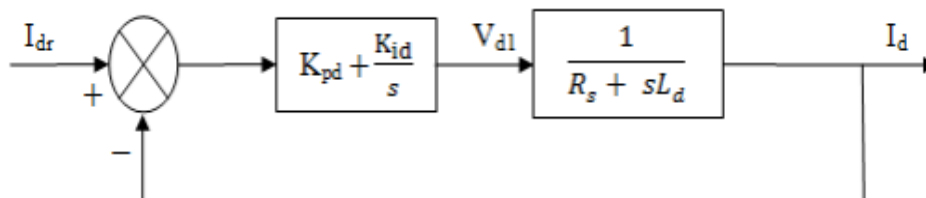


Figure 21: boucle de régulation du courant i_d .

- T_{id} : est la constante du temps d'intégration.

La dynamique du moteur relative à la partie électrique est égale à :

$$\frac{1}{R_s + s.L_d} = \frac{1}{R_s} \cdot \frac{1}{(1 + T_{ed}.s)} \quad (\text{III.16})$$

Avec:

$$T_{ed} = \frac{L_d}{R_s} \quad (\text{III.17})$$

La fonction de transfert en boucle ouverte est donnée par:

$$FTBO = \left(K_{pd} + \frac{K_{id}}{s} \right) \frac{1}{R_s + sL_d} = K_{pd} \frac{1 + T_{id}s}{(T_{id}s)} \cdot \frac{\frac{1}{R_s}}{1 + \frac{L_d}{R_s}s} \quad (\text{III.18})$$

$$FTBO = K_{pd} \frac{1 + T_{id}s}{(T_{id}s)} \cdot \frac{\frac{1}{R_s}}{1 + \frac{L_d}{R_s}s} \quad (\text{III.19})$$

Compensons le pole Ted par Tid, ce qui se traduit par la condition:

$$T_{ed} = T_{id} \quad (\text{III.20})$$

La fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit maintenant:

$$FTBO = K_{pd} \frac{\frac{1}{R_s}}{T_{id}s} = \frac{K_{id}}{R_s \cdot s} \quad (\text{III.21})$$

Pour la fonction de Transfer en boucle fermé (FTBF):

$$FTBF = \frac{FTBO}{(1 + FTBO)} = \frac{1}{1 + \frac{1}{FTBO}} \quad (\text{III.22})$$

$$FTBO = \frac{1}{1 + \frac{K_{id}}{R_s}s}$$

$$\tau = R_s / K_{id} \quad (\text{III.23})$$

τ : est le constant du temps en boucle fermée.

On imposant le temps de réponse : $Tr = 3\tau$ donc : $Tr = 3 R_s / K_{id}$

$$K_{id} = 3 \cdot \frac{R_s}{Tr}$$

$$\frac{L_d}{R_s} = \frac{K_{pd}}{K_{id}}$$

$$K_{pd} = \frac{L_d K_{id}}{R_s} = \frac{3L_d}{Tr} \quad (\text{III.24})$$

1.24.2 Régulation du courant I_q :

De la même façon que le calcul de régulateur du courant I_d , on détermine le régulateur du courant I_q avec :

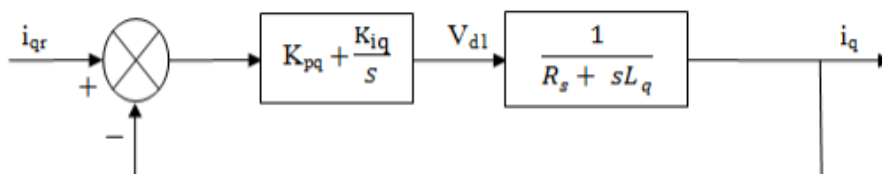


Figure 22: boucle de régulation du courant I_q .

$$Tr = 3 \frac{R_s}{K_{id}} \text{ et } K_{id} = 3 \frac{R_s}{Tr}$$

$$K_{pd} = \frac{L_q K_{id}}{R_s} = \frac{3L_q}{Tr} \quad (\text{III.25})$$

1.24.3 Régulation de la Vitesse:

$$J \frac{d\omega_r}{dt} + f\omega_r = C_{em} - C_r$$

$$\omega_r = \frac{C_{em} - C_r}{Js + f} = \frac{1}{Js + f} (C_{em} - C_r)$$

$$C_{em} = \frac{3}{2} p \phi_s f \cdot I_{qref} = K \cdot I_{qref} \quad (\text{III.26})$$

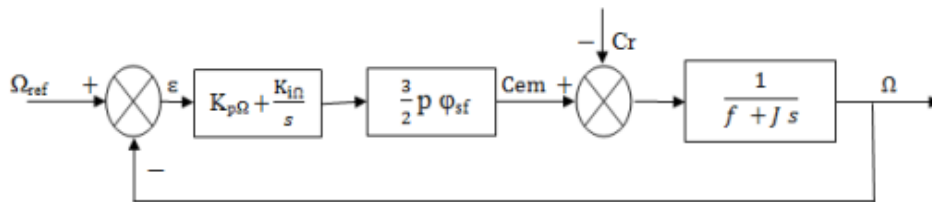


Figure 23: boucle de régulation du courant I_q .

La fonction de transfert du régulateur de vitesse est donnée par:

$$K_p \Omega + \frac{K_i \Omega}{s} = \frac{K_p \Omega}{s} \left(s + \frac{K_i \Omega}{K_p \Omega} \right) \quad (\text{III.27})$$

La fonction de Transfert de la vitesse en boucle ouverte est donnée par ($C_r = 0$):

$$FTBO \Omega = \frac{K_p \Omega}{s} \left(s + \frac{K_i \Omega}{K_p \Omega} \right) \frac{3p\phi_s f}{2} \frac{1}{(Js + f)} \quad (\text{III.28})$$

$$FTBF \Omega = \frac{\Omega(p)}{\Omega_{ref}(p)} = \frac{3p\phi_s f K_p \Omega \left(s + \frac{K_i \Omega}{K_p \Omega} \right)}{2Js^2 + (2f + 3p\phi_s f K_p \Omega)s + 3p\phi_s f K_i \Omega} \quad (\text{III.29})$$

La FTBF passe d'une dynamique de 2eme ordre, par identification a la forme canonique du 2eme ordre dont l'équation caractéristique est représentée comme suit:

$$\frac{1}{\omega_0^2} s^2 + \frac{2\xi}{\omega_0} s + 1 = 0 \quad (\text{III.30})$$

Alors par identification on trouve :

$$\frac{2J}{3p\varphi_s f K_i \Omega} = \frac{1}{\omega_0^2} \quad (\text{III.31})$$

$$\frac{3p\varphi_s f K_p \Omega + 2f}{3p\varphi_s f K_i \Omega} = \frac{2\xi}{\omega_0} \quad (\text{III.32})$$

Avec :

ω_0 : Pulsation propre du système.

ξ : Coefficient d'amortissement.

$$K_p \Omega = \frac{4\xi J \omega_0 - 2f}{3p\varphi_s f} \quad (\text{III.33})$$

$$k_i \Omega = \frac{2J \omega_0^2}{3p\varphi_s f} \quad (\text{III.34})$$

1.25 LIMITATION DES COURANTS :

Les organes de commande introduisent des limitations sur la grandeur de commande [u]. ces limitations peuvent causer des problèmes lors de grands phénomènes transitoires sous formes d'un dépassement élevé de la grandeur à régler, voire même d'un comportement instable du réglage. La caractéristique non linéaire de la limitation ne permet plus l'application de la théorie linéaire afin d'analyser précisément le comportement dynamique dès que la sortie du régulateur est saturée.

La saturation perturbe également le fonctionnement des régulateurs comportant une action intégrale. En effet, la composante intégrale continue à croître, bien que la sortie du régulateur soit limitée.[34]

Afin d'éviter ces inconvénients, il s'avère indispensable de corriger le comportement dynamique du régulateur (en particulier la composante intégrale) lorsque la limitation est atteinte. Cette mesure est appelée mesure anti-reset-windup (anti remise de l'emballement).

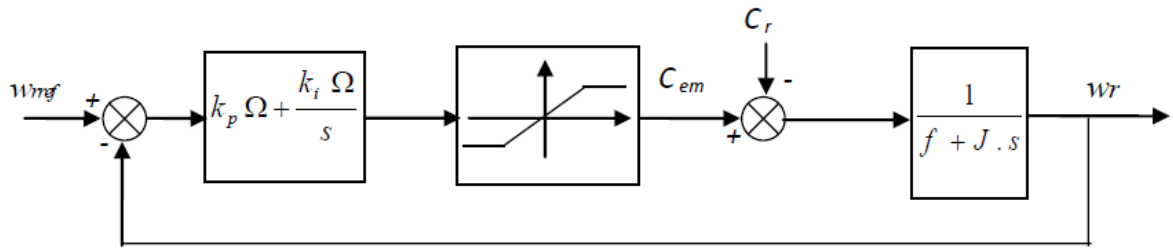


Figure 24: boucle de régulation de vitesse avec limitation du courant.

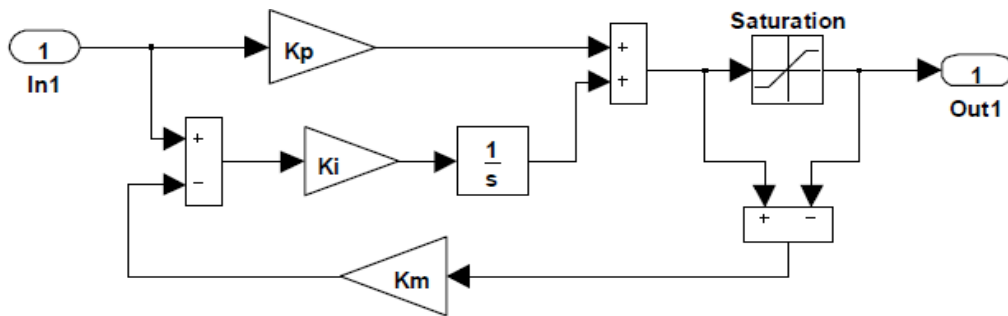


Figure 25: Régulateur PI avec anti windup

1.26 Résultats de simulation de la commande vectorielle :

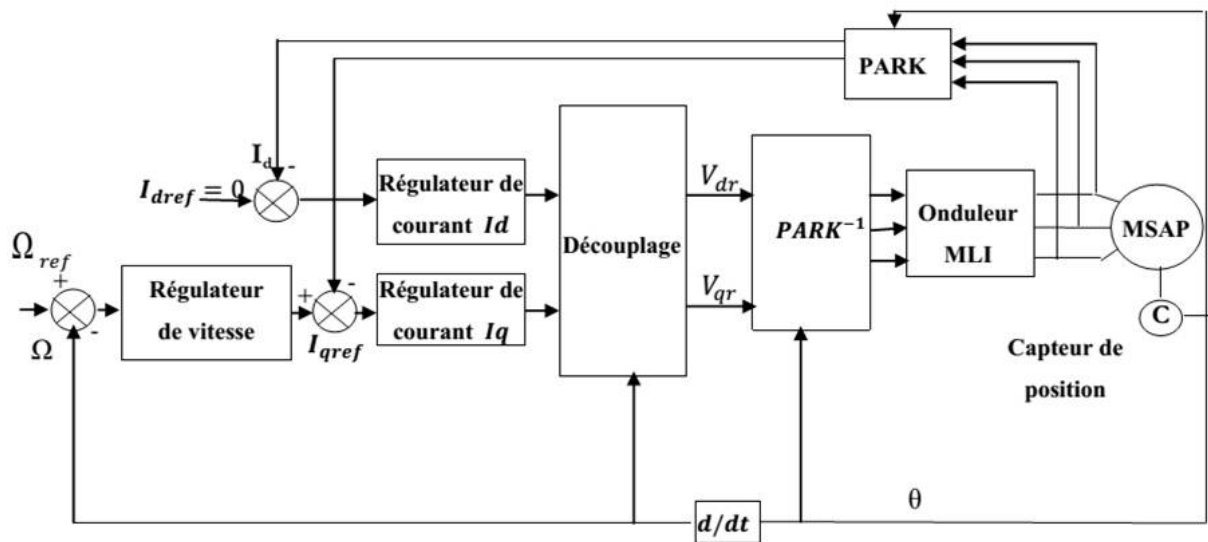
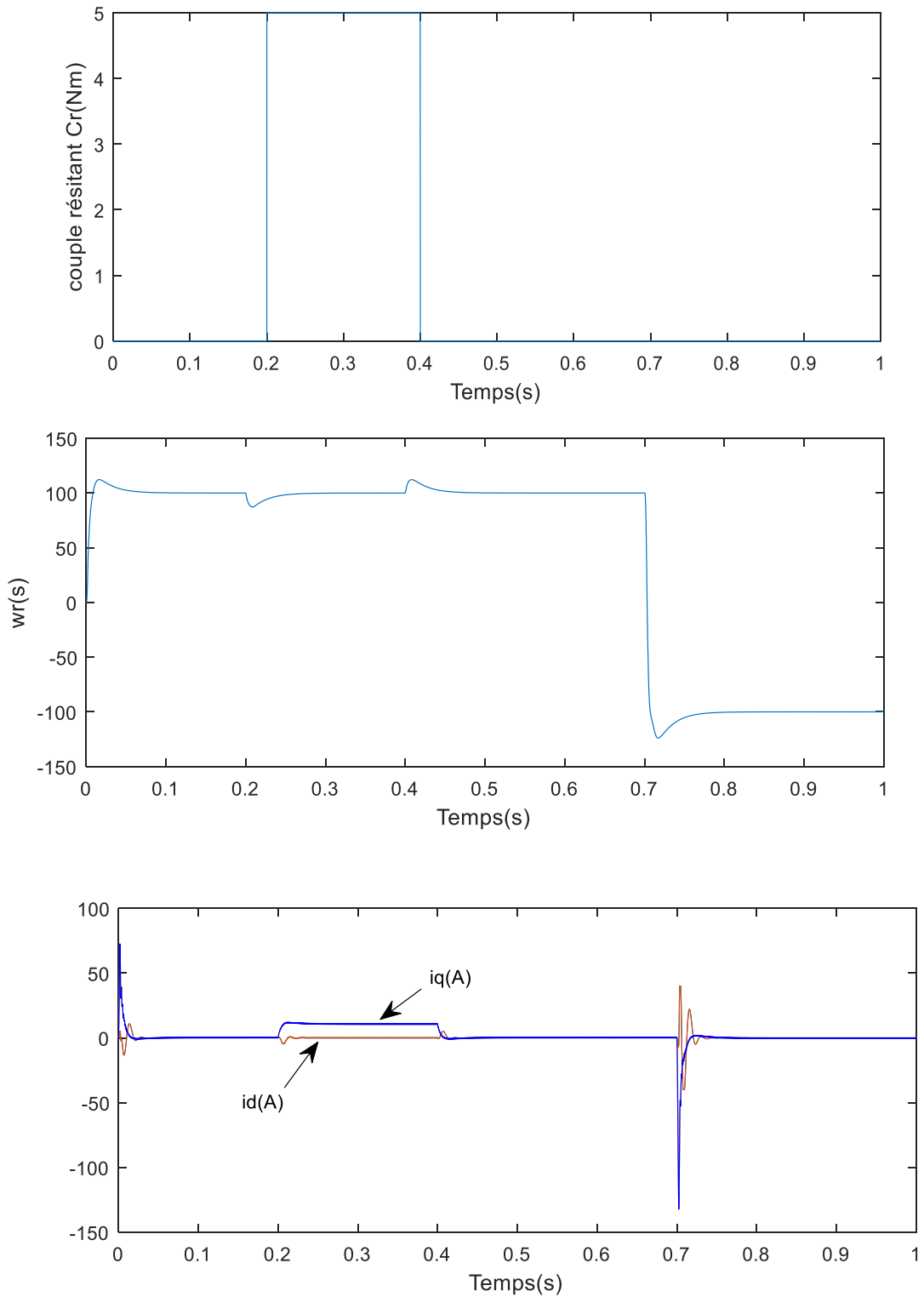
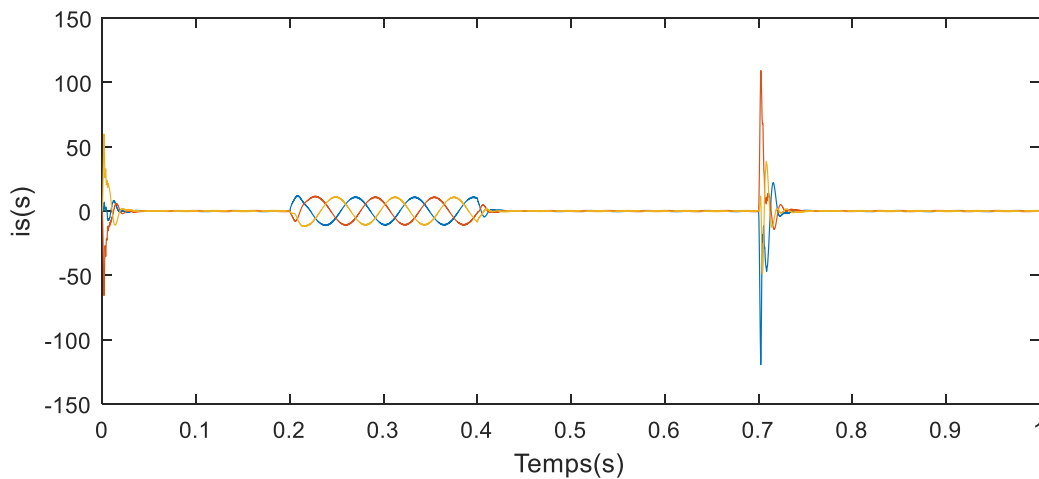
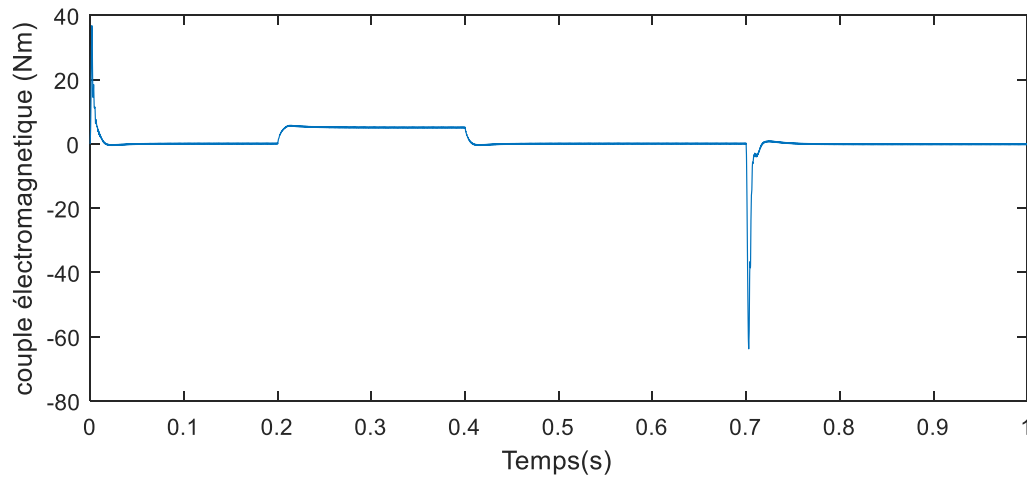


Figure 26: schéma globale de simulation de la commande vectorielle avec réglage (PI).

5.1 Résultats de simulation :





1.27 Test de robustesse :

a-Teste de robustesse par rapport à la variation de la résistance statorique :

La résistance statorique de la machine varie lorsque la température des enroulements

Augmente. Dans ce test on a changé la valeur initiale de la résistance statorique R_s Les résultats obtenus sont donnés par la figure suivante :

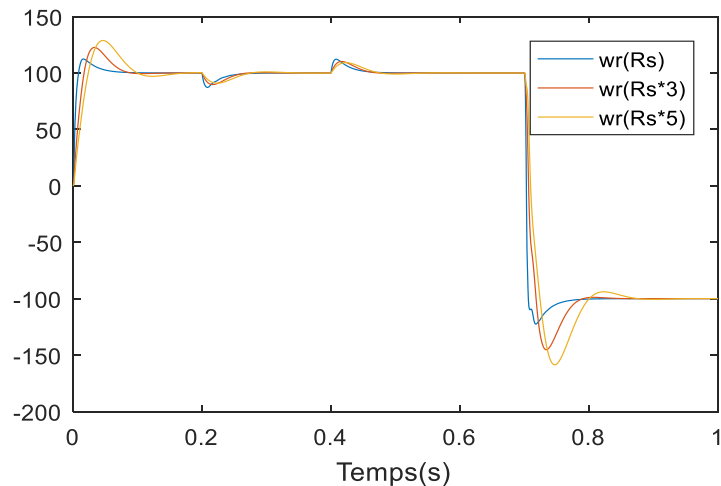


Figure 27:comportement dynamique de la MSAP avec changement de résistance statorique.

On remarque qu'il y a une diminution de la valeur de vitesse w_r donc cette technique est non robuste vis à vis des variations paramétriques internes.

b-Test de robustesse par rapport à la variation de moment d'inertie J :

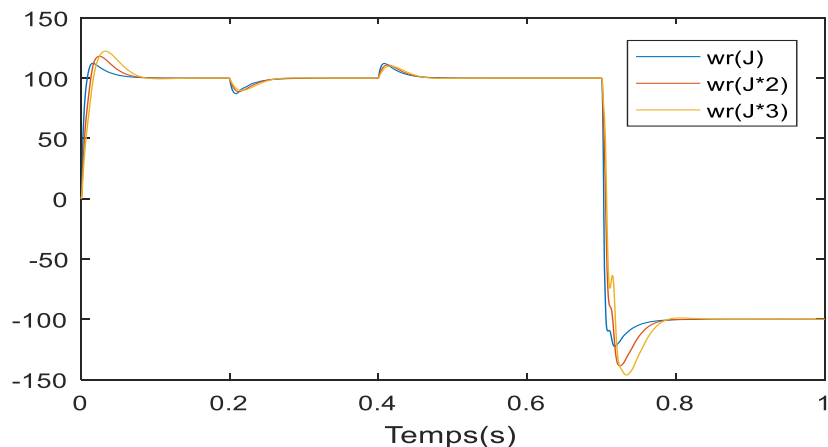


Figure 28:comportement dynamique de la MSAP avec changement de moment d'inertie avant le démarrage.

On a doublé et triplé la valeur initiale de J (moment d'inertie) on remarque que on a des perturbations et diminution donc cette technique est non robuste vis à vis des variations paramétriques externe.

1.28 Interprétation :

D'apprêt la simulation (à l'aide de logicielle Matlab/Simulink) que nous avons appliqué un échelonne de consigne de 100 (rad/s) puis on inverse le sens de rotation de à $\omega_r = -100$ (rad/s) à $t = 0.7$ (s) avec application d'un couple résistant $C_r = 5$ (Nm) entre [0.2 et 0.4] (s).

Selon les résultats précédents nous observons que :

Le courant I_d après le régime transitoire revient à sa valeur zéro.

La variation de la vitesse est rapide avec très petite dépassement et sans erreur statique, Après l'application de la charge à l'instant $t = 0.2$ s, la vitesse présente une chute qui est rejetée, puis rejoint sa valeur de référence, et à $t = 0.4$ la vitesse augmente puis revient à 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,

Le courant I_q est l'image du couple donc La réponse des deux composantes du courant montre bien le découplage introduit par la commande vectorielle de la machine ($I_d = 0$).

1.29 Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons établi la technique de la commande vectorielle appliquée à la MSAP, cette méthode nous permet de simplifier le modèle de la machine et améliorer ces performances dynamique et statique, avec le découplage entre l'axe d et l'axe q la machine synchrone à aimant permanent devient similaire à la machine à courant continu. Ainsi que Le réglage de la vitesse par un régulateur classique (PI) permet d'obtenir des performances dynamiques satisfaisantes. Mes 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 notre prochain chapitre sera consacré à la commande par mode glissant. C'est une méthode connue par leur robustesse.

Chapitre IV : Commande par mode glissant de la MSAP

1.30 INTRODUCTION

Dans le chapitre précédent nous avons mis en œuvre la commande vectorielle en utilisant les régulateurs PI classiques ou les lois de commande qui utilise les régulateurs à action proportionnelle, intégrale donnent des bons résultats dans le cas des systèmes linéaires à paramètres constants. [35][38]

Ces lois de commande classique peuvent être insuffisantes car elles sont non 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 insensibles aux perturbations, aux variations de paramètres et aux non linéarités. [35][41]

Lorsque la partie commandée est soumise à des perturbations et à des variations de paramètres du système, une solution auto adaptative, qui par réajustement des paramètres des régulateurs, permet de conserver des performances fixées à l'avance en présence de perturbations et de variations de paramètres.

Cette solution présente l'inconvénient de nécessiter une mise en œuvre souvent complexe. Ainsi, il est possible d'enregistrer une autre solution plus simple, faisant appel à une classe particulière de systèmes de commande appelés « systèmes à structures variables », ces systèmes ont fait l'objet depuis longtemps de travaux importants au Japon par H.Harachima, aux Etat Unis par I.I.Slotine et en ex-Union Soviétique par V.Utkin et ceci à partir des travaux théoriques du mathématicien soviétique A.F.Filipov. [37][38] L'intérêt récent accordé à cette technique de commande est dû essentiellement à la disponibilité des composants électroniques plus performants et de microprocesseurs très développés.

La commande à structure variable (CSV) est par nature une commande non linéaire. La caractéristique principale des systèmes à structure variable est que leur loi de commande se modifie d'une manière discontinue. [36][38][39]

Ce type de commande (CSV) présente plusieurs avantages tels que la robustesse, précision importante, stabilité et simplicité, temps de réponse très faible vis-à-vis l'insensibilité a la variation des paramètres internes et externes. Ceci lui permet d'être particulièrement adaptée pour traiter les systèmes qui ont

des modèles mal connus, soit à cause de problèmes d'identifications des paramètres, soit à cause de simplification sur le modèle du système [35][36][41].

1.31 SYSTEME A STRUCTURE VARIABLE :

Un système à structure variable (VSS) est un système dont la structure change pendant son fonctionnement, il est caractérisé par le choix d'une structure et d'une logique de commutation. Ce choix permet au système de commuter d'une structure à l'autre à tout instant. Dans les systèmes à structures variables avec mode de glissement, la trajectoire d'état est amenée vers une surface (Hyperplan), puis à l'aide de la loi de commutation, elle est obligée de rester au voisinage de cette surface. Cette dernière est dite surface de glissement et le mouvement le long de laquelle se produit, est dit mouvement de glissement.

La commande à structure variable par régime glissant apparue depuis le début des années 60, grâce aux résultats théoriques du mathématicien A.F. PHILIPPOV est une commande non linéaire qui est basée sur l'utilisation d'un terme discontinu. Après les travaux développés par l'équipe du professeur EMELYANOV en union Soviétique et à cause des problèmes de broutements et de réalisation, la structure variable a attendu la fin des années soixante-dix pour connaître sa réapparition et son épopée avec l'avancée de l'électronique et l'informatique. En effet, sachant que cette commande est basée sur la commutation et de haute fréquence pour un meilleur régime glissant [37].

1.32 RINCIPES DE LA COMMANDE A STRUCTURE VARIABLE EN MODE GLISSANT :

Le régime glissant intervient de manière prépondérante dans la définition et les propriétés d'une classe de systèmes de commandes très importante. Un système à structure variable est un système dont la structure change son fonctionnement.

Il est caractérisé par un choix de fonction et une logique de commutation. Ce choix permet de commuter d'une structure à une autre à tout instant de plus, un tel système peut avoir de nouvelles propriétés qui n'existent pas dans chaque structure [38]. Dans la commande des systèmes à structure variable par le mode de glissement, la trajectoire d'état est amenée vers une surface. Puis à l'aide de la loi de commutation, elle obligé de rester au voisinage de cette surface, cette

dernière est appelée surface de glissement et le mouvement le long de laquelle se produit système de commande à structure variable est définie pour chacune des composantes du vecteur de commande, U_i : ($i = 1, \dots, m$) [39].

La forme d'une commande à structure variable [39]:

$$u_{i=u_{max}} \text{ si } s_i(x) > 0 \quad (IV.1)$$

$$u_i = u_{min} \text{ si } s_i(x) < 0$$

Telle que la condition d'accès soit vérifiée, c'est à dire telle que la trajectoire d'état atteigne la surface de commutation $S(x) = 0$ en un temps fini.

1.32.1 Fonction de commutation :

La structure de commande est caractérisée par le signe d'une fonction vectorielle $S(x) = 0$ appelée fonction de commutation. Dans le cas des modèles linéaires, la fonction de commutation est choisie comme une fonction linéaire de l'état [40]:

$$s(x) = [s_1(x), s_2(x), \dots, s_m(x)] = Cx \text{ Ou } C = [c_1, c_2, \dots, c_m] \quad (IV.2)$$

Chaque fonction scalaire de commutation $s_j(x)$ décrit une surface linéaire $s_j(x)$.

1.33 Théories des modes glissants :

Les systèmes à structure variable sont caractérisés par le choix d'une fonction et d'une logique de commutation appropriée. Ce choix assure à tout instant la commutation entre ces structures. La combinaison des propriétés de chacune de ces structures permet d'imposer le comportement désiré au système global [41].

Comme il a été présenté précédemment, la commande par le mode glissant est un cas particulier de la commande à structure variable appliquée à des systèmes décrits par l'équation suivante (on se limite au cas $n = 0$):

$$\dot{x} = f = \begin{cases} f^+(x, U^+) & \text{si } s(x, t) > 0 \\ f^-(x, U^-) & \text{si } S(x, t) < 0 \end{cases} \quad (IV.3)$$

S champs de vecteurs u^+ et u^- sont définis par :

$$U = \begin{cases} U^+ & \text{si } S(x, t) > 0 \\ U^- & \text{si } S(x, t) < 0 \end{cases} \quad (IV.4)$$

Où $S(x,)$ est la fonction de commutation (surface).

La surface de commutation S_0 est définie comme suite :

$$S_0 = (x(t)/S(x,t) = 0 \quad (\text{IV.5})$$

Ici, on a choisi une surface de glissant sur laquelle le système commute ; c'est la surface sur laquelle le système suit l'évolution désirée. En général, la variété de commutation est de dimension égale à « n » moins le nombre de fonction de commutation disponible (dans le cas de la commande, c'est le nombre de sorties à stabiliser). Les trajectoires associées à la fonction f se résument en trois configurations où sont décrites les évolutions temporelles :

- La première configuration représente des trajectoires de f^+ et f^- qui mettent en évidence un phénomène de répulsion de celles-ci vis-à-vis de la surface de commutation S_0 .
- La deuxième configuration représente des trajectoires où il existe des phénomènes d'attraction pour f^+ (respectivement pour f^-) et de répulsion pour f^- (respectivement pour f^+).
- La troisième configuration (Fig.29) représente des trajectoires de f^+ et f^- qui convergent vers la surface de commutation S_0 , et qui ont la particularité de glisser sur celle-ci. Ce phénomène est appelé « mode de glissant ».

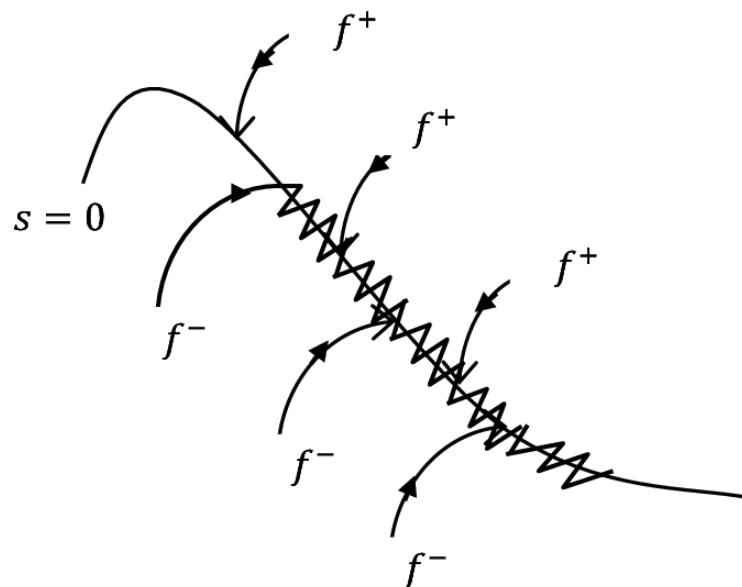


Figure 29: Trajectoires de et de pour le mode de glissant.

1.34 Formulation des expressions générales de la commande par mode glissement :

Les définitions des modes glissant dans le cadre d'un système non linéaire dont le comportement dynamique est défini par les équations différentielles suivant :

$$\dot{x} = f(x, t) + g(x, t) U \quad (\text{IV.6})$$

f (vecteur de fonctions de x et t) $\in R^m$.

Ou: x (vecteur d'état) $\in R^n$.

g (matrice de fonctions de x et t) $\in R^{m \times n}$.

U (vecteur de commande) $\in R^m$.

La fonction de commutation S sépare l'espace d'état en deux régions représentant des structures différentes. C'est une fonction vectorielle dont les composantes sont des fonctions scalaires représentatives d'une relation algébrique entre deux grandeurs. Elle est définie par l'utilisateur afin d'obtenir les performances dynamiques désirées.[42] Lorsque nous sommes dans le mode de glissement, la trajectoire restera sur la surface de commutation. Cela peut être exprimé :

$$S(x, t) = 0 \quad \dot{S}(x, t) = 0 \quad (\text{IV.7})$$

1.35 Condition d'existence du mode glissant :

Le mode de glissement existe lorsque les commutations ont lieu continûment entre U_{max} et U_{min} , pour le cas d'un système de réglage du deuxième ordre avec les deux grandeurs d'état X_1 et X_2 , Ce phénomène est illustré dans la figure (IV.2) [42]. On admet d'abord une hystérèse sur la loi de commutation $U_{min} = 0$ (droite en trait mixte) les droites décalées parallèlement de $\pm \Delta Sh$. Une trajectoire avec $U = U_{max}$ touche au point « a » le seuil de basculement inférieur. Si avec $U = U_{min}$ la trajectoire est orientée vers l'intérieure de la zone d'hystérèse, elle touche au point « b » le seuil de basculement supérieure au à lieu une commutation sur $U = U_{max}$.

Si la trajectoire est de nouveau orientée vers l'intérieure, elle touche au point « c » le seuil de basculement inférieure et ainsi de suite. Il y a donc un mouvement continu à l'intérieure la zone de l'hystérèse. Ce mouvement s'approche du régime stationnaire dans une certaine zone ou des commutations

continues existent. La fréquence de commutation est finie.

On suppose dans le cas idéal que l'hystérèse est infiniment petite. La loi de commutation fait un mouvement infiniment petit autour de $(X_s) = 0$. Par conséquent, le vecteur d'état X_s suit une trajectoire qui respecte cette condition. La fréquence de commutation est donc infiniment élevée [42].

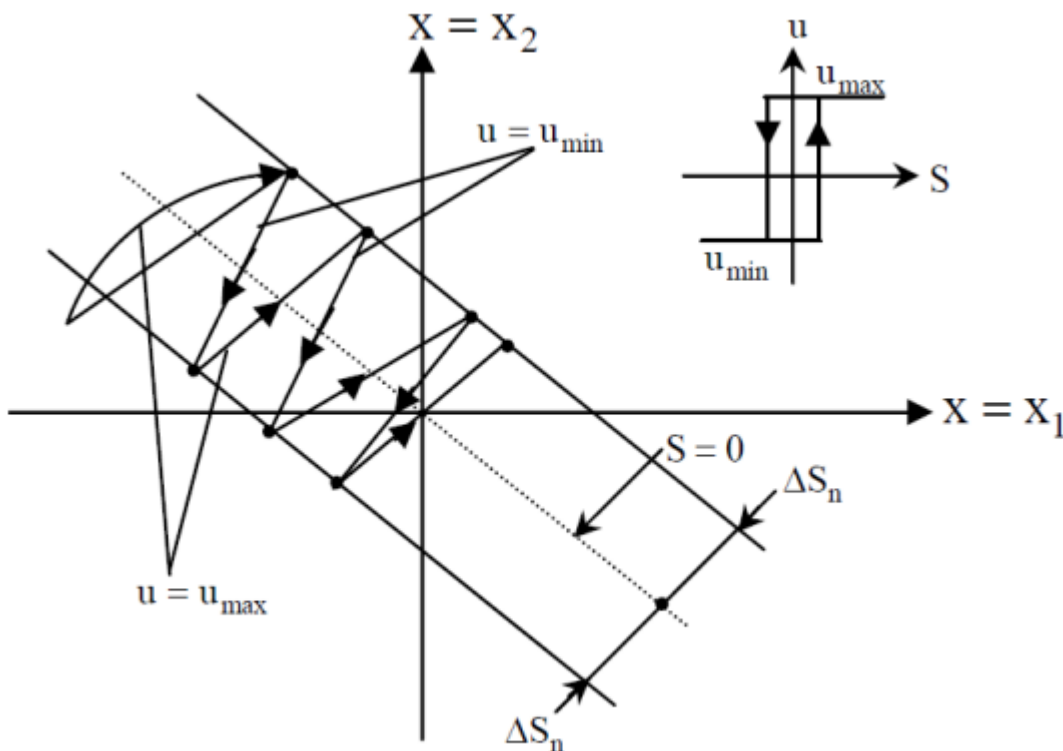


Figure 30: Démonstration du mode de glissant.

1.36 Les modes de la trajectoire dans le plan de phase

La technique de la commande par mode glissant consiste à ramener la trajectoire d'état d'un système vers la surface de glissement et de la faire commuter à l'aide d'une logique de commutation appropriée jusqu'au point d'équilibre. Cette trajectoire est constituée de trois parties distinctes (figure 31) [41] :

– **Le mode de convergence (MC)** : Dont la variable à réguler se déplace à partir du point d'équilibre initial, en d'autres termes c'est le comportement durant lequel la variable à réguler se déplace à partir d'un état initial vers la surface de commutation.

→ **Le mode de glissement (MG)** : C'est le comportement du système le long de la surface de commutation. La dynamique dans ce mode dépend du choix de la surface de glissement. Il apparaît quand la commande ramène l'état x sur la surface de commutation et s'efforce de l'y maintenir.

→ **Le mode de régime permanent (MRP)** : Il est nécessaire pour l'étude du comportement d'un système autour du point d'équilibre.

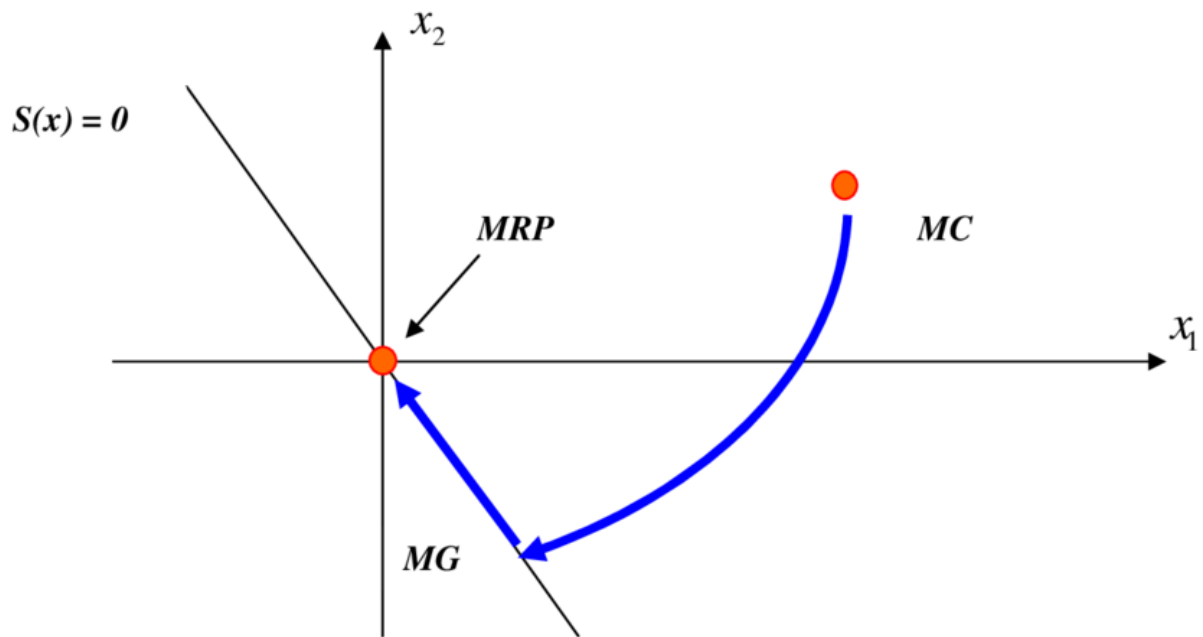


Figure 31: Les modes de trajectoire dans le plan de phase.

1.37 Conception de la 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.

1.37.1 Choix de la surface de glissement :

Le choix de la surface de glissement concerne le nombre et la forme nécessaires. Ces deux facteurs sont en fonction de l'application et de l'objectif visé. En général, pour un système défini par l'équation d'état suivante [43]:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(x, t) + g(x, t).u(t) \\ y = C^t x \quad y \in R^m \end{cases} \quad (IV.8)$$

Avec : $x(t)$ vecteur d'état.

$u(t)$ vecteur d'entrée.

$f(x, t)$ et $g(x, t)$ des fonctions non linéaires.

Un nombre de 'm' surfaces de glissement pour un vecteur (t) de dimension 'm'. En ce qui concerne la forme de la surface, deux possibilités se présentent, soit dans l'espace d'état ou dans le plan de phase [43].

Dans le cas du traitement dans l'espace de phase, la fonction de commutation est une fonction scalaire, telle que la variable à régler glisse sur cette surface pour atteindre l'origine du plan de phase. Ainsi, la surface (t) représente le comportement dynamique désiré du système.

J. J. Slotine propose une forme d'équation générale pour déterminer la surface de glissement qui assure la convergence d'une variable vers sa valeur désirée [33][34][35]. L'équation est donnée par :

$$S(x) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda_x \right)^{r-1} . e(x) \quad (IV.9)$$

Où:

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

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 :

- $r = 1, S(x) = e(x)$.
- $r = 2, S(x) = \lambda_x e(x) + \dot{e}(x)$.
- $r = 3, S(x) = \lambda_x^2 e(x) + 2\lambda_x \dot{e}(x) + \ddot{e}(x)$.

$S(x) = 0$ est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est $(x) = 0$. En d'autres termes, la difficulté revient à un problème de poursuite de trajectoire dont l'objectif est de garder (x) à zéro. Ceci est équivalent à une linéarisation exacte de l'écart. La figure (32), a pour but de forcer la dynamique

de l'écart (référence – sortie) à être une dynamique d'un système linéaire autonome d'ordre « r » [43].

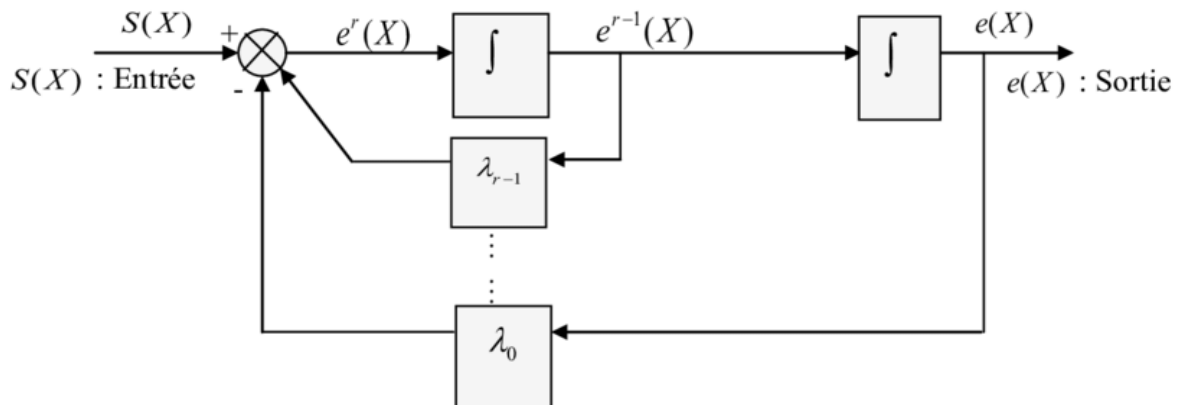


Figure 32: Linéarisation exacte de l'écart.

1.37.2 CONDITIONS DE CONVERGENCE :

Les conditions de convergence ou d'attractivité permettent aux dynamiques du système de converger vers les surfaces de glissement et rester indépendamment à la perturbation. Il y'a deux conditions, celles correspondent au mode de convergence de l'état de système qui sont :

- La fonction de commutation.
- La fonction de LYAPUNOV.

1.37.2.1 Fonction directe de commutation

C'est la première condition de convergence, elle est proposée par U.TKIN, Il s'agit de donner à la surface une dynamique convergente vers zéro. Elle est donnée par :

$$S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0 \quad (\text{IV.10})$$

Ceci signifie, Figure (IV.6) que la trajectoire du point de fonctionnement après avoir atteint la surface de glissement durant un régime transitoire qui vérifie la condition (33) oscille de part et d'autre de la surface avec une fréquence élevée et une amplitude faible et tend rapidement vers le point de fonctionnement désiré ($e(x)=0$). [43]

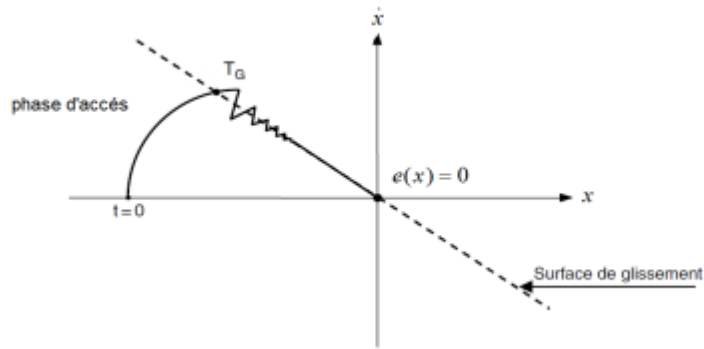


Figure 33: L'évolution du point de fonctionnement dans l'espace des phases.

TG: temps de glissement; le glissement s'effectue à partir de TG au voisinage de la surface de glissement $S(x) = 0$

1.37.2.2 Fonction de LYAPUNOV :

La fonction de LYAPUNOV est une fonction scalaire positive $V(x) > 0$ pour les variables d'état du système, la loi de commande doit faire décroître cette fonction, la condition, elle rend la surface attractive et invariante. En définissant la fonction de LYAPUNOV par :

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (\text{IV.11})$$

Pour que la fonction de LYAPUNOV décroisse, il suffit de s'assurer que sa dérivée soit négative. Ceci est vérifié par la relation suivante :

$$V(x) < 0 \rightarrow S(x)\dot{S}(x) < 0 \quad (\text{IV.12})$$

Cela peut être exprimé par l'équation suivante :

$$\lim_{s \rightarrow 0^-} \dot{S} > 0 \quad \text{Et} \quad \lim_{s \rightarrow 0^+} \dot{S} < 0 \quad (\text{IV.13})$$

L'équation (IV.12) explique que le carré de la distance vers la surface mesurée par $S^2(x)$ diminue tout le temps, contraignant la trajectoire du système à se diriger vers la surface dans les deux côtés. Cette condition suppose un régime glissant idéal- où la fréquence de commutation est infinie .

1.37.3 CALCUL LA LOIDE COMMANDE :

1.37.3.1 La commande équivalente :

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

Un vecteur de commande équivalente U_{eq} se définit comme étant les équations du régime glissant idéal. Nous nous intéressons au calcul de la commande équivalente et par la suite au calcul de la commande attractive du système défini dans l'espace d'état par l'équation (IV.6). Le vecteur U est composé de deux grandeurs U_{eq} et U_n soit :

$$U = U_{eq} + U_n \quad (IV.14)$$

L'utilisation de l'équation (IV.6) et (IV.12) permet d'obtenir la commande équivalente U_{eq} , Nous avons :

$$\dot{S}(x) \frac{dS}{dt} \frac{\partial S}{\partial x} \cdot \frac{\partial x}{\partial t} \frac{\partial S}{\partial x} [f(x, t)g(x, t)U_{eq}] \frac{\partial S}{\partial x} [g(x, t)U_n] \quad (IV.15)$$

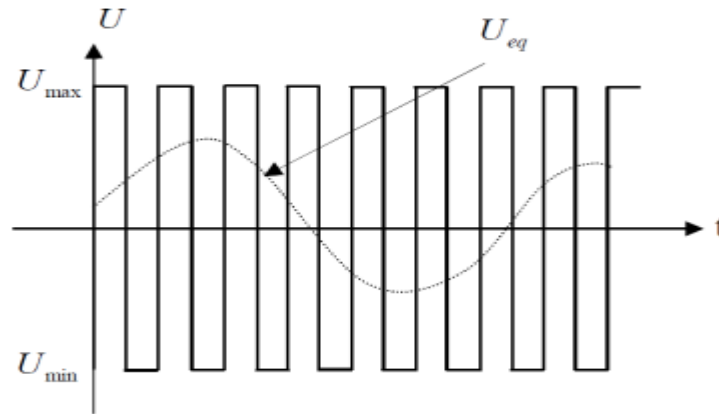
En mode de glissement et en régime permanent, La surface $S = x$ est nulle par conséquent sa dérivée et la composante discontinue U_n sont aussi nulles. D'où, nous déduisons l'expression de la commande équivalente :

$$U_{eq} = -\left[\frac{\partial S}{\partial x} f(x, t)\right] \left[\frac{\partial S}{\partial x} g(x, t)\right]^{-1} \quad (IV.16)$$

En portant U_{eq} dans l'équation (IV.6), on obtient l'équation du régime glissant idéal :

$$\dot{x}(t) = f(x, t) - g(x, t) \left[\frac{\partial S}{\partial x} g(x, t)\right]^{-1} \frac{\partial S}{\partial t} f(x, t) \quad (IV.17)$$

Cette équation représente la dynamique du système équivalent dans la surface de glissement. La commande équivalente U_{eq} peut être interprétée comme la valeur moyenne modulée ou grandeur continue que prend la commande lors de la commutation rapide entre $U + U_{max}$ et $U - U_{min}$

Figure 34: Commande équivalente U_{eq} .

1.37.3.2 La Commande discontinue de base:

L'addition du terme U_n à la loi de commande permet d'assurer l'attractivité de la surface de glissement (x). Celle-ci est attractive si seulement si $(x) \cdot (\dot{x}) < 0$. Cette condition permet de définir la région dans laquelle le mode de glissement existe. [44]

Durant le mode de convergence, on remplace le terme U_{eq} par sa valeur donnée par (IV.10) dans l'équation (IV.9).

Nous obtenons donc une nouvelle expression de la dérivée de la surface, soit :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial s}{\partial x} [g(x, t) U_n] \quad (\text{IV.18})$$

Le problème revient à trouver U_n tel que :

$$S(x) \cdot \dot{S}(x) = S(x) \frac{\partial s}{\partial x} [g(x, t) U_n] < 0 \quad (\text{IV.19})$$

La solution la plus simple est de choisir U_n sous la forme de relais. Dans ce cas, la commande s'écrit comme suit :

$$U_n = K \cdot \sin(S(x)) = K \cdot \frac{S(x)}{|S(x)|} \quad (\text{IV.20})$$

En remplaçant l'expression (IV.19) dans (IV.18) on obtient :

$$S(x) \cdot \dot{S}(x) = S(x) \frac{\partial s}{\partial x} \left[g(x, t) K \cdot \frac{S(x)}{|S(x)|} \right] < 0 \quad (\text{IV.21})$$

Où le facteur $\frac{\partial s}{\partial x} g(x, t)$ est toujours négatif pour la classe de systèmes que nous considérons. Le gain K doit être positif afin de vérifier les conditions de l'attractivité et de la stabilité.

Le choix de ce gain est très influent car, s'il est très petit le temps de réponse sera très long et, s'il est choisi très grand, nous aurons des fortes oscillations au niveau de l'organe de la commande. Ces oscillations peuvent exciter les dynamiques négligées (phénomène de Chattering), ou même détériorer l'organe de commande.

1.37.4 Commande signe :

Plusieurs choix pour la commande discontinue (U_n) peuvent être faits. Le plus simple consiste à exprimer la commande discontinue $U_n = U_1, U_2, \dots, U_m$ avec la fonction 'sign' par rapport à $S = S_1, S_2, \dots, S_m$.

$$\begin{cases} \text{sign}(S(x)) = +1 & \text{pour } S > 0 \\ \text{sign}(S(x)) = -1 & \text{pour } S < 0 \end{cases} \quad (\text{IV.22})$$

Ce premier choix de la fonction discontinue est représenté sur la figure (IV.7) U_n s'exprime donc comme :

$$U_n = K \cdot \text{sign}(S(x)) \quad (\text{IV.23})$$

Où

K : est un gain positif.

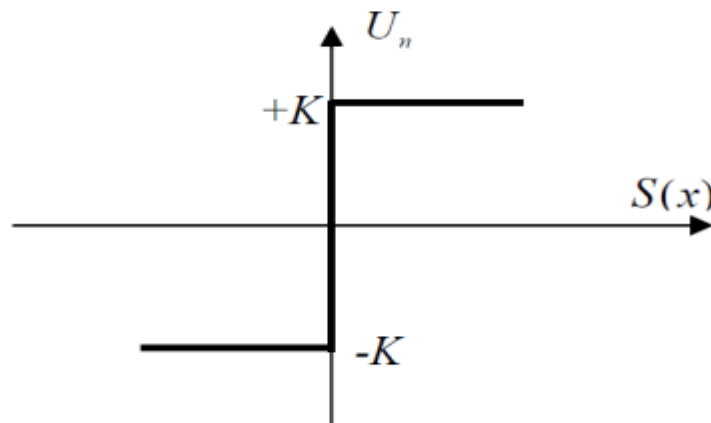


Figure 35: Fonction *sign*.

1.37.5 Commande avec un seul seuil :

Cette commande est caractérisée par un seuil et la commande discontinue est

donnée par l'expression :

$$\begin{cases} U_n = 0 & \text{si } |S(x)| < e \\ U_n = K \cdot \text{sign}(S(x)) & \text{si } |S(x)| > e \end{cases} \quad (\text{IV.24})$$

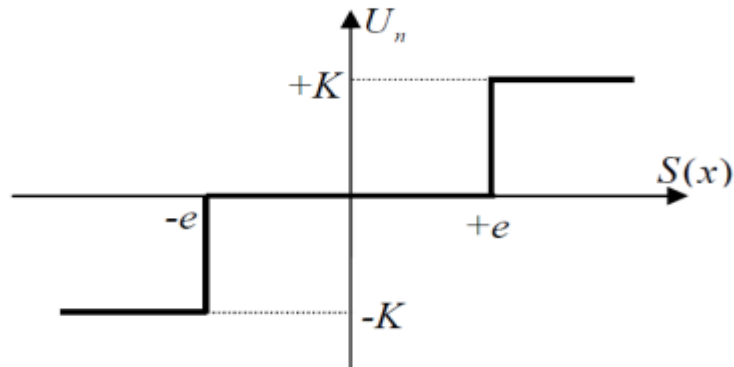


Figure 36:Fonction *sign* de la commande avec un seul seuil.

1.37.6 Commande adoucie :

Dans le but de diminuer progressivement la valeur de la commande U_n en fonction de la distance entre la trajectoire de la variation à régler, et la surface de glissement, donc il s'agit d'encadrer la surface par une bande avec un ou deux seuils. On peut distinguer trois zones qui dépendent de la distance du point à la surface de glissement. Si la distance est supérieure au seuil e_2 , alors la fonction *sign* est activée. Si la distance est inférieure au seuil e_1 alors U_n est nulle (zone morte). Si le point est dans la bande e_1, e_2 , alors U_n est une fonction linéaire de la distance (droite de pente $\frac{K}{e_2 - e_1}$).

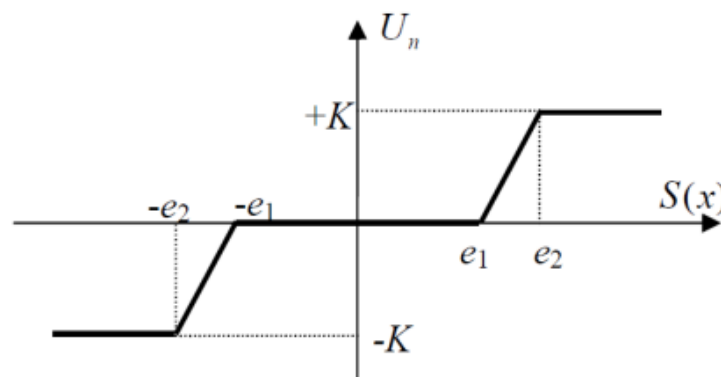


Figure 37:Fonction *sign* de la commande adoucie.

1.37.7 Commande continue avec composante intégrale

Les oscillations de hautes fréquences qui apparaissent sur les réponses en

régime glissant peuvent être évitées en rendant continue la commande U_n et en remplaçant la fonction $sign$ par la fonction continue suivante [44]:

$$U_n = K \cdot \frac{s(x)}{|s(x)| + \lambda} \quad (\text{IV.25})$$

Où λ : est un paramètre définissant le degré d'atténuation des oscillations. Lorsque $\lambda \rightarrow 0$ on tend vers la commande $K \cdot sign(s(x))$.

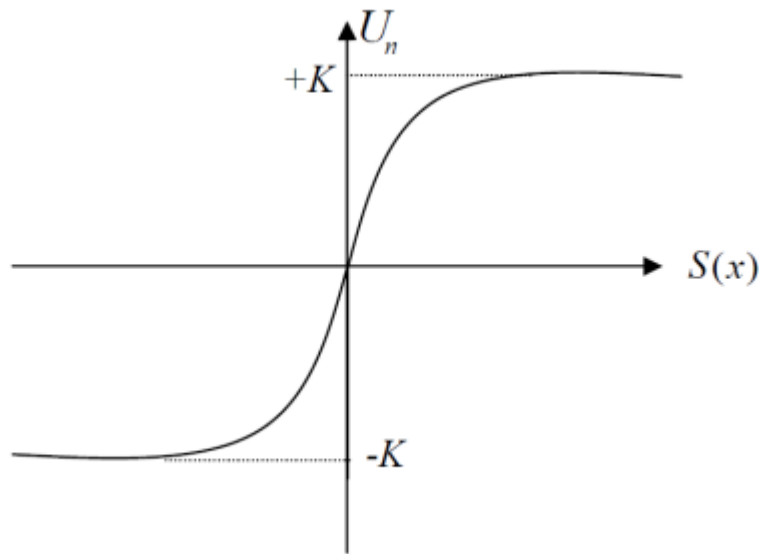


Figure 38: Commande rendue continue.

Afin d'augmenter la précision de la réponse du système, on peut utiliser une commande continue incluant une composante intégrale. La loi d'attractivité sera donc:

$$U_n = K \cdot \frac{s(x)}{|s(x)| + \lambda} + \eta \quad (\text{IV.26})$$

Tel que:

$$\lambda = \lambda_n + \gamma \quad (\text{IV.27})$$

Avec :

$$\begin{cases} \gamma = \gamma_0 \int s(x) dt & \text{si } |s(x)| < e \\ \gamma = 0 & \text{si } |s(x)| > e \end{cases} \quad (\text{IV.28})$$

$$\begin{cases} \eta = \eta_0 \int S(x) dt & \text{si } |S(x)| < e \\ \eta = 0 & \text{si } |S(x)| > e \end{cases} \quad (\text{IV.29})$$

Où $\lambda_0, \gamma_0, \eta_0, e$ sont des constantes ou paramètres adaptatifs en fonction des références. L'utilisation de la commande rendue continue (intégrale), est l'une des meilleures solutions proposées.

Elle diminue considérablement l'amplitude des oscillations de hautes fréquences. Pour cette raison, elle sera retenue comme loi d'attraction.

1.37.8 Utilisation d'une surface augmentée

Le phénomène des oscillations peut être résolu par une méthode différente des méthodes décrites ci-dessus et qui consiste à augmenter faiblement l'ordre de la surface de glissement [43], [36], en introduisant la dérivée de l'erreur dans le calcul de la surface (ce qui revient à introduire un terme d'accélération dans le cas de l'asservissement de vitesse).

$$S(x) = K_1 e(x) + K_2 \dot{e}(x) \quad (\text{IV.30})$$

Où K_1, K_2 sont deux constantes positives. L'emploi d'une surface augmentée entraîne une augmentation de la fréquence de commutation de la commande d'où une diminution des oscillations.

1.38 Application de la commande par mode de glissement à la MSAP :

$$\bullet \frac{dI_d}{dt} = \dot{I}_d = -\frac{R_s}{L_d} I_d + \frac{L_q}{L_d} \rho \omega_r I_q + \frac{1}{L_d} V_d \quad (\text{IV.31})$$

$$\bullet \frac{dI_q}{dt} = \dot{I}_q = -\frac{R_s}{L_q} I_q + \frac{L_d}{L_q} \rho \omega_r I_d - \frac{\rho \varphi_{sf}}{L_q} \omega_r + \frac{1}{L_q} V_q \quad (\text{IV.32})$$

$$\bullet \frac{d\omega_r}{dt} = \dot{\omega}_r = \left(\frac{p(L_d - L_q)}{J} I_d + \frac{p\varphi_{sf}}{J} \right) I_q - \frac{1}{J} C_r - \frac{f}{J} \omega_r \quad (\text{IV.33})$$

1.38.1 Stratégie de réglage à trois surfaces :

Le réglage de la vitesse de la MSAP nécessite le contrôle du courant absorbé par la machine. Une solution classique consiste à utiliser 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. La figure (39) représente la structure cascade de régulation de vitesse par mode glissant de la MSAP

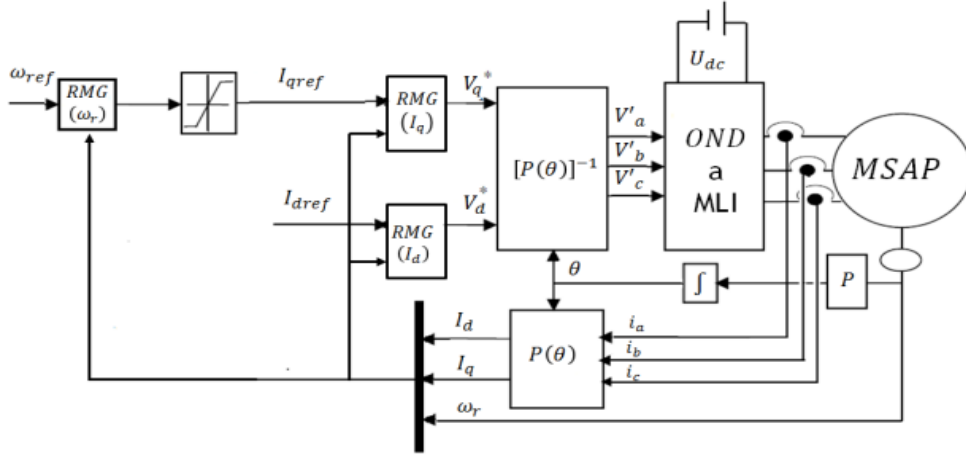


Figure 39:Schéma global de réglage par mode glissant, stratégie a trios surface.

1.38.1.1 Réglage de vitesse :

On remarque que d'après l'équation (IV.32), le degré relatif de la vitesse ω_r avec I_q est égal 1. Dans ce cas, l'erreur de réglage est choisie comme la surface:

$$S(\omega_r) = \omega_{rref} - \omega_r \quad (IV.34)$$

Par conséquent sa dérivée :

$$S(\dot{\omega}_r) = \dot{\omega}_{rref} - \dot{\omega}_r \quad (IV.35)$$

La loi de commande définie par :

$$U_{co} = U_{eq} + U_n \quad (IV.36)$$

Qui est exprimée aussi par la forme suivante :

$$I_q = I_{qeq} + I_{qn} \quad (IV.37)$$

Si on remplace l'équation (IV.32) dans (IV.34), on obtient :

$$S(\dot{\omega}_r) = \dot{\omega}_{rref} - \left(\frac{P(L_d - L_q)}{J} I_d + \frac{P\phi_{sf}}{J} \right) I_q + \frac{1}{J} C_r + \frac{f}{J} \omega_r \quad (IV.38)$$

Et Si on remplace l'équation (IV.35) dans (IV.36), on obtient :

$$S(\dot{\omega}_r) = \dot{\omega}_{rref} - \left(\frac{P(L_d - L_q)}{J} I_d + \frac{P\phi_{sf}}{J} \right) (I_{qeq} + I_{qdisc}) + \frac{1}{J} C_r + \frac{f}{J} \omega_r \quad (IV.39)$$

Durant le mode de glissement on a :

$$I_{qeq} = \frac{\omega_{rref} + \frac{f}{J}\omega_r + \frac{1}{J}C_r}{\frac{P(L_d - L_q)}{I}I_d + \frac{P\phi_{sf}}{I}} \quad (IV.40)$$

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

$S(\omega_r) \cdot S(\dot{\omega}_e) < 0$, Si on remplace l'équation (IV.40) dans (IV.38), on obtient :

$$S(\dot{\omega}_r) = -\left[\frac{P(L_d - L_q)}{J}I_d + \frac{P\phi_{sf}}{J}\right]I_{qn} \quad (IV.41)$$

$$\text{Avec } I_{qn} = K_{\omega r} \cdot \text{sign}(S(\omega_r)) \quad (IV.42)$$

$K_{\omega r}$: gain positive pour le régulateur de vitesse.

1.38.1.2 Réglage du courant I_d :

On remarque que d'après l'équation (IV.30), le degré relatif du courant I_d avec la commande V_d est égal 1:

Soit e_d l'erreur de courant direct :

$$e_d = I_{dref} - I_d \quad (IV.43)$$

La surface de cette régulation est donnée par :

$$S(I_d) = I_{dref} - I_d \quad (IV.44)$$

Par conséquent la dérivée de la surface :

$$S(\dot{I}_d) = \dot{I}_{dref} - \dot{I}_d \quad (IV.45)$$

En remplaçant la valeur \dot{I}_d de (IV.30) dans l'équation (IV.45), on obtient :

$$S(\dot{I}_d) = \dot{I}_{dref} + \frac{R_s}{L_d}I_d - \frac{L_q}{L_d}\rho\omega_r I_q \frac{1}{L_d}V_d \quad (IV.46)$$

Et :

$$V_d = V_{deq} + V_{dn} \quad (IV.47)$$

Durant le mode de glissement et en régime permanent, on a :

$$S(I_d) = 0, S(\dot{I}_d) = 0, V_{dn} = 0 \quad (\text{IV.48})$$

Donc, on déduit la commande équivalente à partir de l'équation (IV.46):

$$V_{deq} = \left(\dot{I}_{dref} + \frac{R}{L} I_d - \frac{L_q}{L_d} \rho \omega_r I_q \right) L_d \quad (\text{IV.49})$$

Durant le mode de convergence :

$$S(I_d).S(\dot{I}_d) < 0 \quad (\text{IV.50})$$

$$V_{dn} = K_d \cdot \text{sign}(S(I_d)) \quad (\text{IV.51})$$

En remplacé l'équation (IV.49) et (IV.51) dans (IV.47), on obtient :

$$V_d = \left(I_{dref} + \frac{R_s}{L_d} I_d - \frac{L_q}{L_d} \rho \omega_r I_q \right) L_d + K_d \cdot \text{sign}(S(I_d)) \quad (\text{IV.52})$$

1.38.1.3 Réglage du courant I_q :

On remarque que d'après l'équation (IV.31), le degré relatif du courant I_q avec la commande V_q est égal 1:

Soit e_q l'erreur de courant direct :

$$e_q = I_{qref} - I_q \quad (\text{IV.53})$$

La surface de cette régulation est donnée par :

$$S(I_q) = I_{qref} - I_q \quad (\text{IV.54})$$

Par conséquent la dérivée de la surface :

$$S(\dot{I}_q) = \dot{I}_{qref} - \dot{I}_q \quad (\text{IV.55})$$

En remplacé la valeur I_q de (IV.31) dans l'équation (IV.55), on obtient :

$$S(\dot{I}_q) = \dot{I}_{qref} + \frac{R_s}{L_q} I_q + \frac{L_d}{L_q} \rho \omega_r I_d + \frac{\rho \omega_{sf}}{L_q} \omega_r - \frac{1}{L_q} V_q \quad (\text{IV.56})$$

Et :

$$V_q = V_{qeq} + V_{qn} \quad (\text{IV.57})$$

Durant le mode de glissement et en régime permanent, on a :

$$S(I_q) = 0, S(\dot{I}_q) = 0, V_q = 0 \quad (\text{IV.58})$$

Donc, on déduit la commande équivalente à partir de l'équation (IV.56):

$$V_{qeq} = \left(\dot{I}_{qref} + \frac{R_s}{L_q} + \frac{L_d}{L_q} \rho \omega_r I_d + \frac{\rho \omega_{sf}}{L_q} \omega_r \right) L_q \quad (\text{IV.59})$$

Durant le mode de convergence :

$$S(I_q) \cdot S(\dot{I}_q) < 0 \quad (\text{IV.60})$$

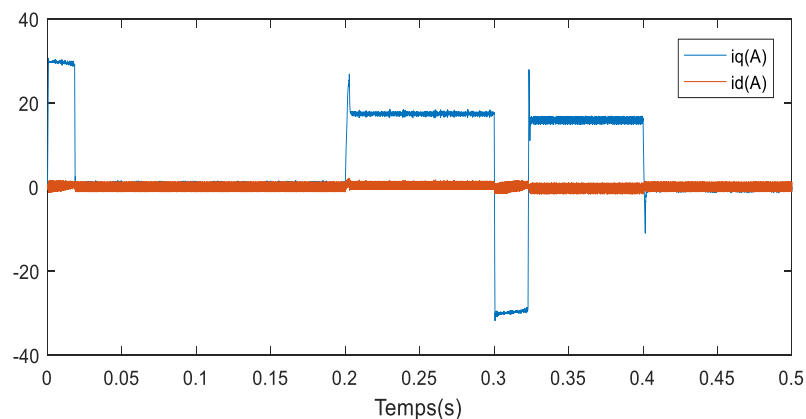
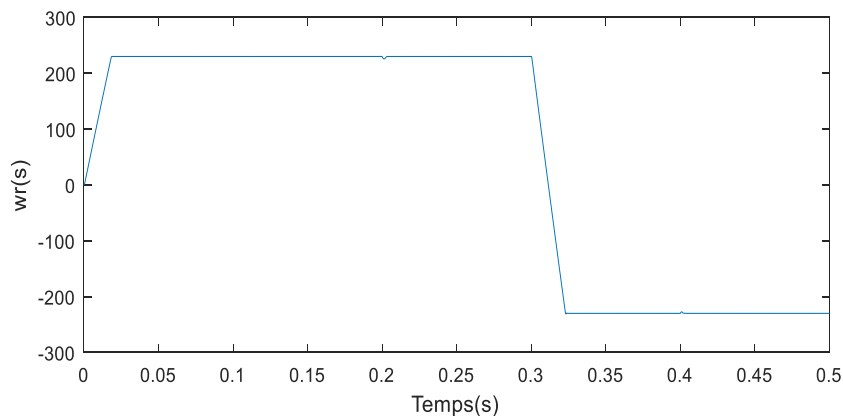
$$V_{qn} = K_q \cdot \text{sign}(S(I_q)) \quad (\text{IV.61})$$

En remplaçant l'équation (IV.59) et (IV.61) dans (IV.57), on obtient :

$$V_q = \left(I_{qref} + \frac{R_s}{L_q} I_q - \frac{L_d}{L_q} \rho \omega_r I_d + \frac{\rho \omega_{sf}}{L_q} \omega_r \right) L_q + K_q \cdot \text{sign}(S(I_q)) \quad (\text{IV.62})$$

K_q : gain positive pour le régulateur de courant quadratique.

1.38.2 Résultats de simulation :



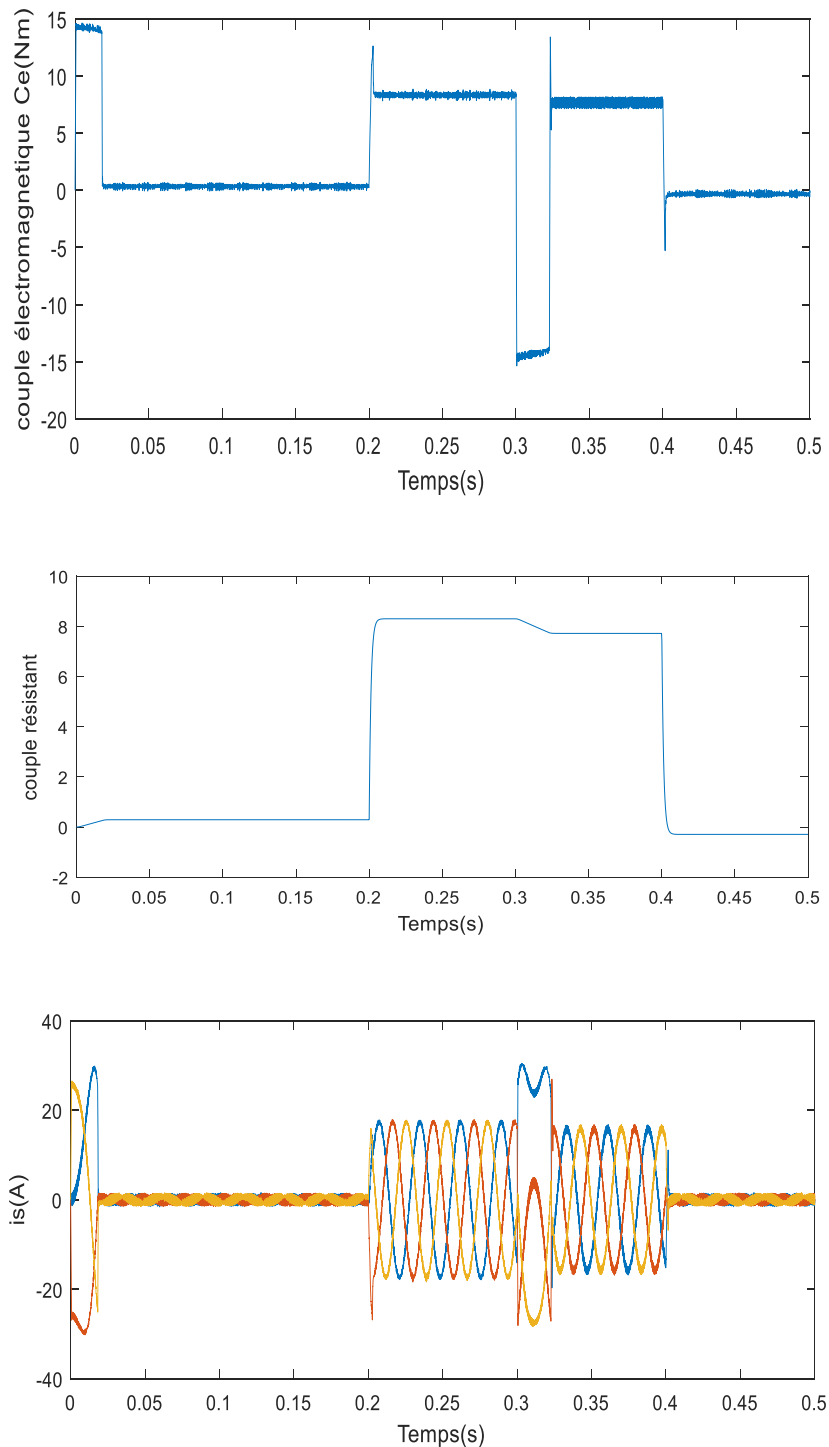


Figure 40:Résultats de simulation MSAP PAR MODE GLISSANT

1.38.3 Test de Robustesse :

Pour assurer l'importance de la technique de la commande par mode glissant on a étudié sa robustesse et pour vérifier cette dernière nous avons fait quelques modifications :

On a varié la résistance statorique (R_s) pour changer les paramètres électriques et pour les paramètres mécaniques on a varié Le moment d'inertie (J) ces changements sont similaires aux conditions de travail de la mouture comme échauffement et le freinage.

A-teste de robustesse par rapport a la variation de la résistance statorique :

Dans ce test on a change la valeur initiale de la résistance statorique R_s Les résultat obtenus sont donnés par la figure suivant :

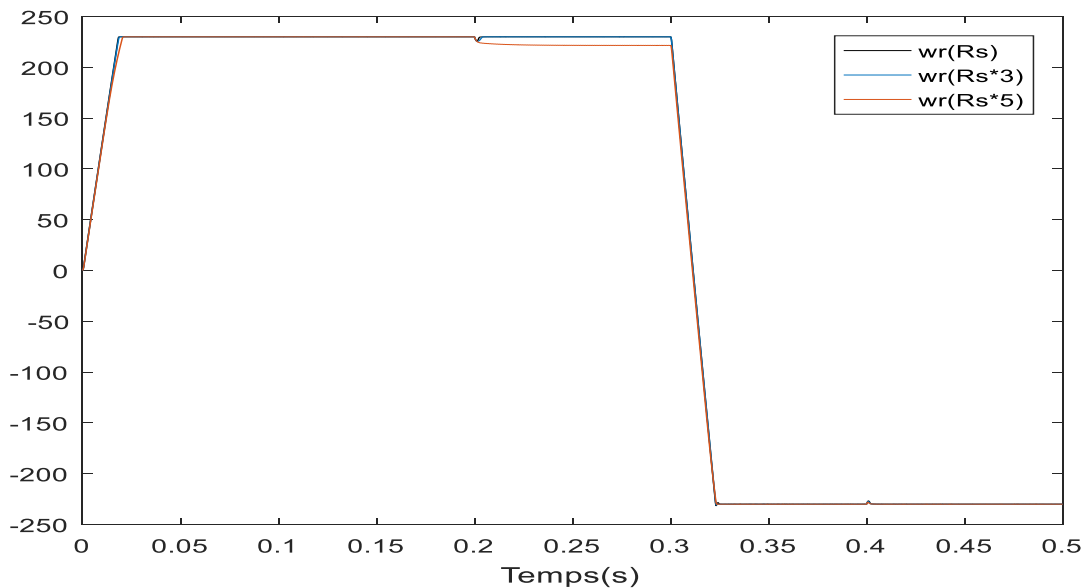


Figure 41:comportement dynamique de la MSAP avec changement de résistance statorique avant le démarrage.

D'apprêt la fig. 41 on remarque que la vitesse suit sa consigne sans aucun dépassement avec un temps de réponse très court. Donc la vitesse restera insensible aux variations de la résistance statorique.

1.38.3.1 B-test de robustesse par rapport a la variation de moment d'inertie J :

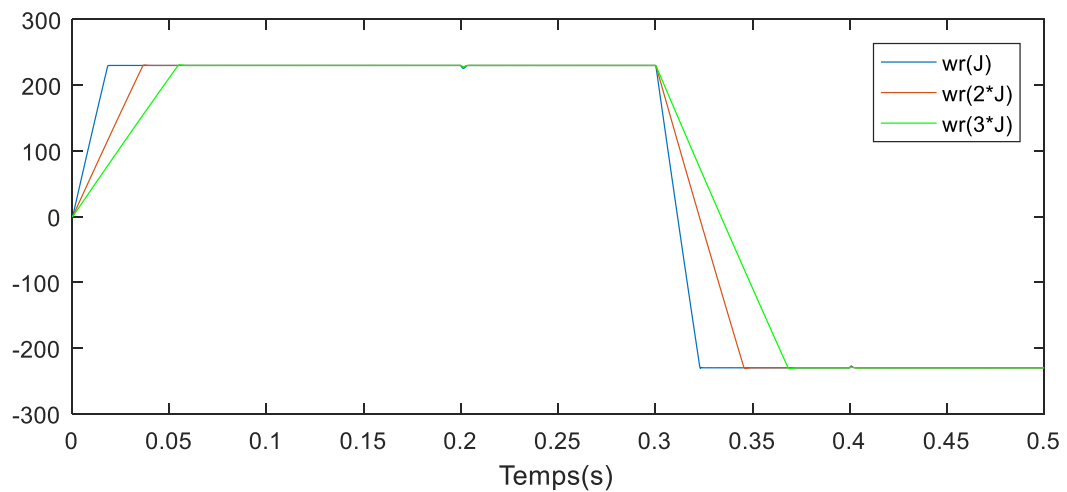


Figure 42:comportement dynamique de la MSAP avec changement de moment d'inertie avant le démarrage.

On a doublé et triplé la valeur initiale de J (moment d'inertie) on remarque que la vitesse mécanique suit sa consigne avec un temps de réponse qui est très petit cela signifie que la vitesse restera insensible aux variations du moment d'inertie.

1.39 Interprétation de résultats :

La figure (40) représente le comportement dynamique de l'ensemble MSAP – onduleur (MLI) avec régulation par mode glissement, stratégie de trois surfaces.

D'après la simulation qui est faite comme suit :

Nous avons appliqué un échelonne de consigne de 230 (rad/s) avec application d'un couple résistant $\mathbf{Cr}=8(\mathbf{Nm})$ entre [0.1 et 0.2] (s). Puis à $t = 0.3(\text{s})$ on inverse le sens de rotation de à $\omega_r = -230$ (rad/s) avec application d'un couple résistant $\mathbf{Cr}=-8(\mathbf{Nm})$ entre [0.4 et 0.5] (s).

La commande par mode glissant la vitesse ne subit à aucune chute 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.

Le courant i_{qs} est l'image du couple avec Un découplage réalisé avec succès par le maintien de Id nul, avec Le rejet de perturbation est très rapide, Un temps de réponse très faible, Une erreur statique pratiquement nulle.

Tout cela nous montre que : Le système répond positivement c'est à dire il est insensible aux perturbations internes et externes donc cette commande présente une bonne robustesse.

1.40 Etude comparative entre la commande par mode glissant et la commande vectorielle :

Le but de la comparaison pour savoir le comportement de chaque commande et qui le plus robuste.

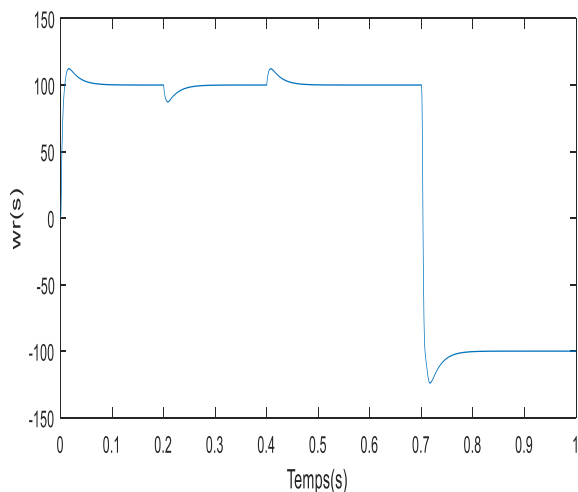
Ces expériences sont également quelques-uns des effets internes et externes MSAP.

La comparaison a eu lieu à plusieurs niveaux :

- Comparaison au niveau de la variation de vitesse.
- Comparaison au niveau de la variation de la résistance statorique R_s .
- Comparaison au niveau de la variation de moment d'inertie J .

1.40.1 Comparaison au niveau de la variation de vitesse :

Vectorielle commande.



Commande par mode glissant.

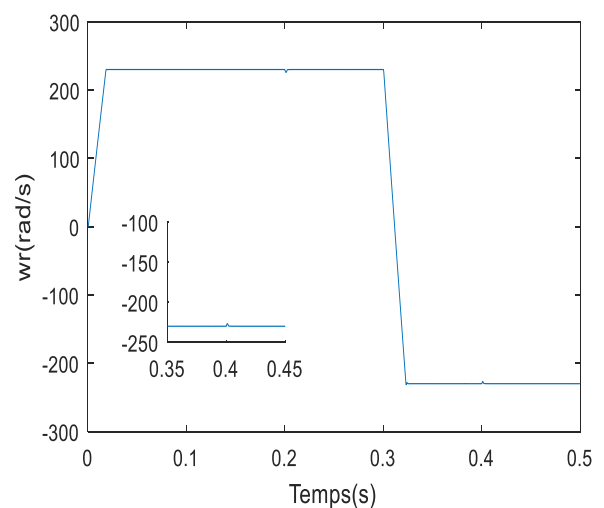


Figure 43: Résultats de simulation pour une variation de la vitesse de référence.

D'après la figure 43 On remarque que le système commandé avec la mode glissant est beaucoup plus robuste vis-à-vis des variations de la charge, que celui commandé par la commande vectorielle.

1.40.1.1 Comparaison au niveau de la variation de la résistance statorique :

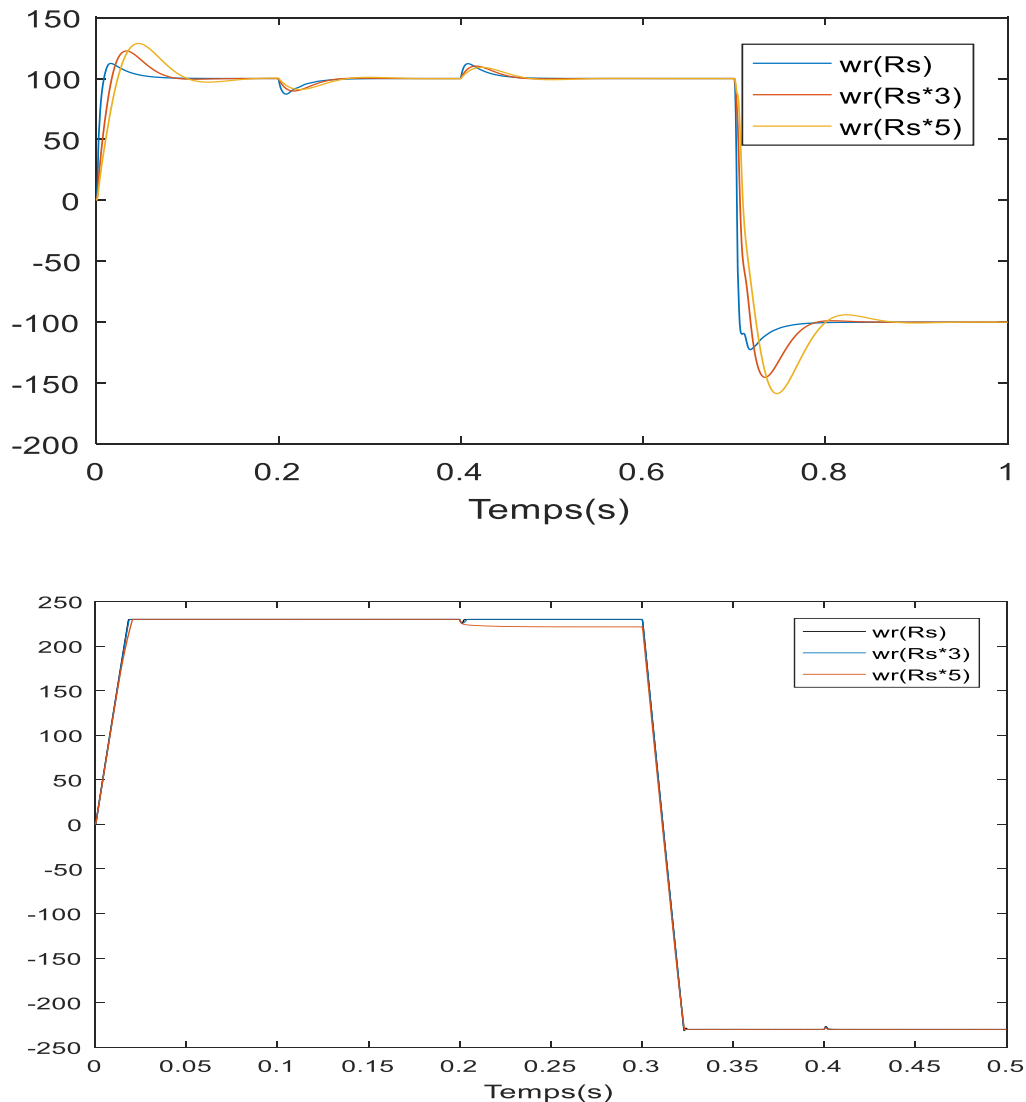


Figure 44: Résultats de simulation pour une variation de la résistance statorique.

D'après la figure 44 on remarque que le système avec la commande par mode glissant répond instantanément et la vitesse garde toujours sa forme il est insensible aux variations de la résistance statorique. Le contraire par port aux la commande vectorielle il est sensible aux changements de R_s .

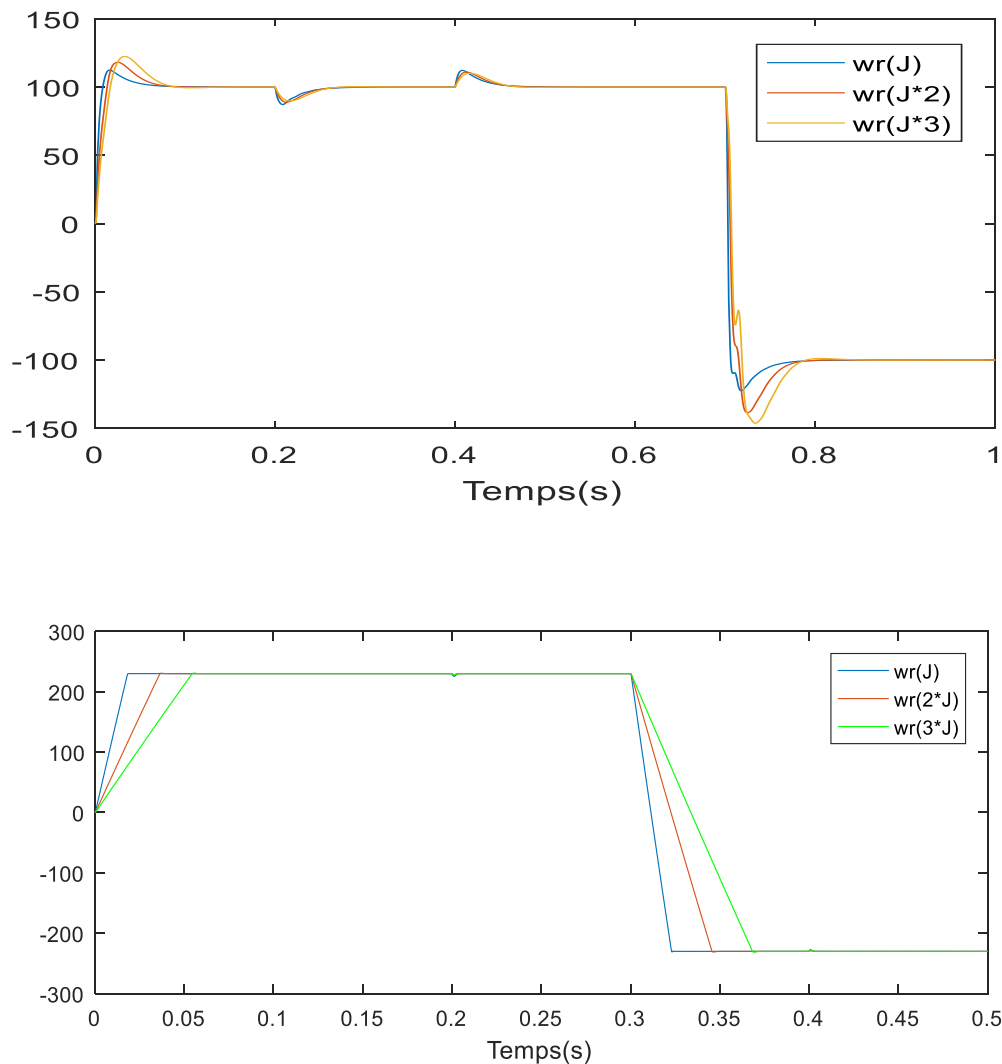
1.40.1.2 Comparaison au niveau de la variation de moment d'inertie J :

Figure 45: Résultats de simulation pour une variation de moment d'inertie J.

On remarque que le système commandé avec la commande par mode glissant est beaucoup plus robuste vis-à-vis des variations de moment d'inertie avec un temps de réponse très petite, que celui a commandée par commande vectorielle.

Donc d'apprêt cette comparaisons on conclusion que la commande par mode glissant il est robuste et préférable que la commande vectorielle.

1.41 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté la commande à structure variable (CSV) fonctionnant en mode de glissement appliquée à la machine synchrone à aimants permanents, après la présentation de la théorie de base de cette commande et le calcul des lois de régulateurs, nous avons réalisé une simulation de la commande avec surface.

La commande par mode glissant montre de bonnes performances en suivi et en régulation de la vitesse (rapidité de réponse sans dépassement, sans erreur statique et un rejet de perturbation instantané) Le point fort de cette technique de régulation est la simplicité de mise en œuvre et la robustesse même en présence des perturbations internes et externes avec un temps de réponse très faible.

Conclusion générale

Conclusion générale

Le travail présenté dans ce mémoire est une étude sur la façon de commander et de modéliser la machine synchrone à aimant permanent, en examinant les caractéristiques générales de cette machine et les méthodes les plus importantes pour commander, en particulier deux méthodes de commande par mode glissant et la commande vectorielle. L'objectif principal de ce mémoire est de donner les propriétés de chaque commande et de comparer chacune pour voir qui est la plus robuste.

Afin d'aborder cette étude. Nous avons présenté au premier chapitre, une étude générale sur les aimants permanents, les avantages et les domaines d'applications qui concernent les machines synchrones à aimants permanents.

Dans le deuxième chapitre, nous avons abordé la problématique de la modélisation des machines synchrones à aimants permanents en se basant sur les équations électriques et mécaniques dans le repère (abc) et (d-q). Le modèle mathématique de la machine obtenue par la transformation de PARK en tenant compte des hypothèses simplificatrices qui permettent de réduire la complexité du système.

Les résultats obtenus à partir des équations présentées dans le chapitre et les courbes de simulation obtenus par le logiciel MATLAB/Simulink et après avoir créé un modèle de l'ensemble Onduleur-MSAP lorsqu'elle est alimentée en tension. On a constaté que la machine est non linéaire et fortement couplée.

Au troisième chapitre, on a donné un aperçu explicite d'une solution parmi les différentes solutions de découplage, qui est la commande vectorielle. La commande vectorielle permet d'imposer à la machine synchrone à aimants permanents un comportement semblable à celle de la machine à courant continu à excitation séparée là où les courants ne s'affectent pas entre eux.

La commande par mode glissant a fait l'objet d'un quatrième chapitre, c'est une commande robuste liée aux systèmes à structures variables, dont le but est de pallier les inconvénients des commandes classiques, vu que la commande à structures variables est par nature une commande non linéaire et que leur loi de commande se modifie d'une manière discontinue. La robustesse apparaît au moment de l'ajustement automatique des régulateurs à la mise en œuvre (réduction du temps d'ajustement et amélioration des performances). Le point fort de cette technique de régulation est la simplicité de mise en œuvre et la

Conclusion générale

robustesse par rapport aux perturbations internes et externes même aux incertitudes du système.

Enfin nous comparons les deux commande et conclu laquelle est la plus robuste.

Comme perspective, il est intéressant de valider les techniques de notre étude par des essais expérimentaux, et cherché d'élaborer un modèle mathématique qui assure la stabilité et la poursuite de consigne même dans le régime transitoire de système.

ANNEXE

ANNEXE

Paramètres de la machine synchrone aimants permanents :

La fréquence :	$f=50\text{Hz}$
Inductance suivant l'axe d :	$L_d=1,4e^{-3}\text{H}$
Inductance suivant l'axe q :	$L_q=2,8e^{-3}\text{H}$
Flux permanent :	$\Phi_f=0,12\text{Wb}$
Moment d'inertie :	$J=1,1e^{-1}\text{kg}\cdot\text{m}^2$
Coefficient de frottement visqueux :	$f=1.4e^{-3}\text{N}\cdot\text{m}\cdot\text{s}/\text{rad}$
Résistance statorique :	$R_s=0,6\Omega$
Nombre de paire de pôles :	$P=4$

BIBLIOGRAPHIE

BIBLIOGRAPHIE

- [1] A. KADDOURI " Étude d'une Commande Non Linéaire Adaptative d'une machine Synchrone à Aimants Permanents ", Thèse de Doctorat, Université Laval, Québec, 2000.
- [2] SENHADJI Nawel, CHALABI Ammaria, Commande du moteur synchrone à aimants permanents par backstepping, Mémoire de Master, Université Abou BekrBelkaid – Tlemcen, 2015.
- [3] W. Leonhard, "Control of AC Drives", spring, Verlag, Berlin, 1984
- [4] M. Ezzat, "Commande non linéaire sans capteur de la machine synchrone à aimants permanents," Ecole Centrale de Nantes (ECN)(ECN)(ECN)(ECN), 2011.
- [5] JG. Pongo Nyoumea , " Modèles d'identification et de commande d'un aérogénérateur à machine synchrone à aimants permanents ".université du québec,2018
- [6] RamdaneLateb, Modélisation des machines asynchrones et synchrones a aimants avec prise en compte des harmoniques d'espace et de temps : application à la propulsion marine par POD, Thèse de doctorat, institut national polytechnique de lorraine, France 2006.
- [7] Laurent GASC, Conception d'un actionneur à aimants permanents à faibles ondulations de couple pour assistance de direction automobile Approches par la structure et par la commande, Thèse de doctorat, institut national polytechnique de Toulouse, N° d'ordre : 2159, Année 2004.
- [8] Bernard MULTON, Application des aimants aux machines électriques, ENS Cachan – Antenne de Bretagne, Notes de cours version 2009.
- [9] MERZOUG Med Salah, Etude comparative des performances d'un DTC et d'un FOC d'une machine synchrone à aimants permanents, mémoire de magister, Université de Batna, Algérie.
- [10] D. Boualem et M. Amer , "Étude et modélisation d'une machine synchrone à aimants permanents insérés" , Université A.MIRA-BEJAIA, 2020/2021
- [11] G. Guy, et C. Guy, "*Actionneurs Electriques, Principes Modèles Commande*", Edition Eyrolles, 2000.
- [12]G. Lacroux, "*Actionneurs Electriques pour la Robotique et les Asservissements*", Lavoisier,1995.
- [13]G. Segulier, et F. Notelet, "*Electrotechnique Industrielle*", Technique et Documentation Lavoisier 1977.
- [14] A. Kassatkine, " Electrotechnique élémentaire", Édition Mir, Moscou, 1987

BIBLIOGRAPHIE

[15] C. Carlos, "Modélisation Contrôle Vectoriel et DTC, Commande des Moteurs Asynchrone I" Edition Hermes Science Europe, 2000.

[16] G. Lacroux, "Actionneurs Electriques pour la Robotique et les Asservissements", Lavoisier,1995.

[17] M.D. Bidart. Commande Coopérative Des Systèmes Mono convertisseurs Multi machines Synchrones, Thèse de Doctorat, L'Institut national polytechnique de Toulouse (INP Toulouse), 2011

[19]M. Sc. DariuszŚwierczyński, " Direct Torque Control with Space Vector Modulation (DTC-SVM) of Inverter-Fed Permanent Magnet Synchronous Motor Drive", Thesis of Doctoral Faculty of Electrical Engineering Warsaw – Poland, 2005

[18] : Mr R. Hachelaf, COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS, Université SAAD DAHLAB de BLIDA, 2015-2016

[20] Mr . Noureddine BOUNASLA , "Commande par Mode de Glissement d'Ordre Supérieur de la Machine Synchrone à Aimants Permanents ",Université Ferhat ABBAS Sétif -1,2014.

[21]Melle: Adjimi Ndia Melle : BelaidiWahiba, "Modélisation et commande d'un onduleur .MLI" Universitaire Larbi Ben M'hidi. Oum El-Bouaghi, 2008/2009.

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

[23]REBOUH SONIA -2015 Contribution `a la commande et au réglage de la machine synchrone `a aimants permanent Magister en Electrotechnique Université de Batna .´

[24]Hemmami Mohammed Ilyes 2011 :Commande sans capteur de vitesse d'un moteur synchrone `a aimants permanents (MSAP) par l'utilisation de la commande directe du couple et d'un observateur de vitesse `a mode glissant-Faculté des Sciences et de la technologie-université Mohamed Khider – Biskra.

[25] Marcus Alexandre Towar F de Sousa 2007 : Contribution `a la conception de lois de commande `a caractère robuste pour une machine synchrone entraînant une charge élastique `a inertie variable Ingénieur de l'université Fédéral de Campina Grande DEA Génie Electrique, ´ université Henry Poincaré´.

[26] Mme KENDOUCI Khedidja 2012 Contribution `a la commande sans capteur m´mécanique d'une machine synchrone `a aimants permanents université des Sciences et de la Technologie d'Oran -Mohamed Boudiaf- Thèse en vue de l'obtention du diplôme de doctorat en science.

[27] G. Grellet, G. Clerc, Actionneur Electriques, Principe, Modèles, Commandes, Eyrolles, 1997

[28] [NAB10] K. Nabti. Stratégies de Commande et Techniques Intelligentes Appliqués aux Machines de Type Synchrone, Thèse de doctorat en sciences, Université de Mentouri de

BIBLIOGRAPHIE

Constantine, 2010

[29] A. Nait Seghir. Contribution à la Commande Adaptative et Neuronale d'une Machine Synchrones à Aimants Permanents, Thèse de doctorat, Ecole nationale polytechnique El-harrach, 2007

[30][AGU04] D. Aguglia. Identification des Paramètres des Moteur à Induction Triphasé en Vue de sa Commande Vectorielles, thèse pour l'obtention du grade de maître ès sciences, université LAVAL QUEBEC Canada, 2004

[31][LAH09] D. Lahouel. Commande Non Linéaire Adaptatif d'une Machine Synchrones à Aimants Permanents, mémoire de magister, Université de Batna, 2009

[32] Z.Souhila . COMMANDE PAR PASSIVITE DE LA MACHINE SYNCHRONES A AIMANTS PERMANANTS. Mémoire de Master. Université Abou BekrBelkaid – Tlemcen.2014-2015

[33] BOUDJEMA ABDE RAOUF, Commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents MSAP, Mémoire de Master, Université de Biskra, 2014.

[34] LAHCENE BELLAHCENE MOHAMED DJAOUANI, Commande vectorielle en vitesse du moteur synchrone à aimants permanents dotée d'un observateur MRAS, mémoire MASTER, Université Abou BekrBelkaid – Tlemcen,2017.

[35] MASSOUM Ahmed, Contribution à la Commande Singulièrement Perturbée d'une Machine Synchrones à Aimants Permanents : Commande à Structure Variable (CSV); Commande Neuro-Floue. Thèse de doctorat, Université de Djilali Liabes , SBA , Algérie, année 2007.

[36] ABID Mohamed , Adaptation de la commande optimisée au contrôle vectoriel de la machine asynchrone alimentée par onduleur à M.L.I ,Thèse de doctorat, Université de Djilali Liabes ,SBA, Algérie, année 2006.

[37] B.BELABBES, A. MEROUFEL, M.K. FELLAH et M. ABID, Commande à structure par linéarisation exacte de l'écart d'un moteur synchrone à aimants permanents, Volume 49, Number 2, 2008.

[38] KECHICH Abderrahmane et MAZARI Benyounes, La commande par mode glissant : Application à la machine synchrone à aimants permanents, ISSN 1813-548X, Afrique SCIENCE 04(1), 2008.

[39] A. Kechich1, B. Mazari2 and I. K. Bousserhane, Application of nonlinear sliding-mode control to permanent magnet synchronous machine, International Journal of Applied Engineering Research , ISSN 0973-4562 Vol.2, No.1 ,2007.

[40] A.BENAISSA et M.K.FELLAH, Commande par mode glissement d'un convertisseur AC/DC avec correction du facteur de puissance, ACTA ELECTROTEHNICA, volume 47, Number 2,2006.

[41] Abdel Ghani Aissaoui, Hamza Abid, Mohamed Abid, Fuzzy sliding mode control for a self-controlled synchronous motor drives, Electronic Journal «Technical Acoustics»,2005

BIBLIOGRAPHIE

[42] AID Housseem, AINA Wafaa, Synthèse de lois de commande non-linéaires pour un entraînement électrique à vitesse variable basé sur un moteur synchrone à aimants permanents, Mémoire de Master, Université de Tlemcen, 2013.

[42] Amine ATTOU, Commande par mode glissant de la machine synchrone à aimants permanents, mémoire de master, université Djilali liabes, SBA, Algérie, année 2011.

[43] Hemmami Mohammed Ilyes, 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.

ملخص.

يقدم هذا البحث دراسة نمذجة وتحكم في ماكينة متزامنة ذات مغناطيس دائم مغذات بعكس تيار كهربائي متحكم فيه بواسطة استراتيجية التعديل الشعاعي، ان طريقة التحكم بتوجيه التدفق باستعمال الضابط التقليدي تتميز بعدة سلبيات مثل الحساسية لترددات و تغيرات متغيرات الالة. لهذا السبب قمنا بتطبيق تقنية قوية مثل: النمط الانزلاقي هذا الاخير يتميز بدقة المتابعة والتقليص المعتبر للاهتزازات. نتائج المحاكاة المتحصل عليها اثبتت فعالية وجودة تقنية التحكم المقترحة.

كلمات مفتاحية: ماكينة ذات مغناط دائمة، التعديل الشعاعي، النمط الانزلاقي الكلاسيكي.

Abstract

This paper presents a modeling and control study of a synchronous machine with permanent magnets fed by an inverter controlled by an electric current.

The radial modulation strategy, the method of controlling the flow direction using the traditional regulator is characterized by several disadvantages such as sensitivity For frequencies and changes of machine variable. That's why we have implemented a powerful technique such as: this last sliding pattern is characterized by accuracy of follow and the significant reduction of vibrations. The obtained simulation results proved the effectiveness and quality of the proposed control technique.

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

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