

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique

Université de Mohammed Boudiaf-M'sila

**FACULTE : TECHNOLOGIE**

**DEPARTEMENT : GENIE ELECTRIQUE**

**N° : CSE**



**DOMAINE : SCIENCES ET TECHNOLOGIES**

**FILIERE : ELECTROTECHNIQUE**

**OPTION : COMMANDE ELECTRIQUES**

**Mémoire présenté pour l'obtention  
du Diplôme de Master Académique**

**Par : Mlle.GHAMRI Chaima Aicha**

**Intitulé**

**Commande robuste du moteur synchrone à  
aimant permanent**

**Soutenu devant le jury composé de:**

**CHAKROUN Salim**

Université Mohamed Boudiaf - M'sila **Président**

**KHODJA Djalal eddine**

Université Mohamed Boudiaf - M'sila **Encadreur**

**BENYETTOU Loutfi**

Université Mohamed Boudiaf - M'sila **Examineur**

Année universitaire: 2021/2022

# *Remerciements*

Au terme de ce travail j'aimerais rendre hommage à tous ceux qui de loin ou de près m'ont apporté leurs encouragements.

Je tiens à exprimer mes vifs remerciements envers mon encadreur Pr.**KHODJA Djalaleddine**, Professeur à la faculté des sciences et technologies de M'sila pour sa disponibilité, son encadrement, sa confiance, ses précieux conseils qu'il m'a généreusement prodigués et de m'avoir fait bénéficier de son expérience.

Nos remerciements vont aussi aux membres de jury qui ont Accepté de juger ce travail et d'y apporter leurs contributions.

## اهداء

الحمد لله وكفى و الصلاة و السلام على الحبيب المصطفى و اهله و من وفى

الحمد لله الذي وفقني لتتميم هذه الخطوة في مسيرتي الدراسية بمذكرتي هذه

ثمرة الجهد و النجاح بفضلته تعالى اهديا الى:

اعز و اعلى انسانة في حياتي، التي انارت دربي بنصائحها، و كانت بحرا صافيا يجري بفيض الحب و البسمة ، الى من

زينت حياتي بضياء البدر، و شموع الفرح، الى من منحتني القوة و العزيمة لمواصلة الدرب، و كانت سببا في مواصلة

دراستي، الى من علمتني الصبر و الاجتهاد، الى الغالية **امي**.

ذلك الصرح العظيم الذي علمني الخلق الكريم، من حصد الاشواك ليمهد لي طريق العلم و المعرفة ذا القلب الكبير، الى

من تشققت يدها في سبيل رعايتي، اخص هذا الاهداء الى والدي اطال الله بقائه، و البسه ثوب الصحة و العافية

اهديك يا **ابي** ثمرة غرسك.

الى اختي و سندي و توأم روحي، الى من تقاسمني حزني قبل فرحي، الى امي الثانية **مريم** و زوجها.

الى التي تملأ بيتنا بهجة و فرحة، و تلون حياتنا بلون الزهر الجوري، عصفورتي **رنيم سيرين**.

الى ذاك الجبل الذي عندما تميل بي الدنيا اسند نفسي عليه وقت الشدائد، و كيف لا احبه و رب الكون قال سنشد

عضدك بأخيك، اخي **احمد عبد الشكور**.

الى من قاسمتني مقاعد الدراسة، و كانت لي اختا و نعمة الصديقة، الى الجميلة **احلام**. و من قاسمتني السكن و

الحياة الجامعية بحلوها و مرها، **مونة**.

لصديقاتي: **نور الهدى**، **نجدود**.

لعائلتي: **جدي** اطال الله عمره، خالاتي **دليلة**، **سامية**، **احلام**، **سمية**، ابنة خالتي **نهاد**.

و اهدي هذه المذكرة الى اساتذتي في كلية التكنولوجيا...

# **Sommaire**

# Table des matières

<b>Introduction générale</b> .....	1
<b>Chapitre I : Modélisation du moteur synchrone à aimant permanent</b>	
I.1 Introduction.....	4
I.2. Présentation du moteur synchrone à aimants permanents (MSAP).....	4
I.2.1.Les aimants permanents utilisés pour la MSAP.....	5
I.2.2. Le Stator.....	6
I.2.3. Le rotor.....	6
I.2.4. Les différents types de la MSAP.....	7
I.3. Principe de fonctionnement de la MSAP.....	10
I.3.1. Avantages de la MSAP.....	10
I.3.2. Inconvénients de la MSAP.....	11
I.3.3. Les domaines d'application de MSAP .....	11
I.4. Modélisation de la Machine Synchrone à Aimant Permanent (MSAP).....	11
I.4.1. Mise en équation de la machine synchrone .....	12
I.4.2. Transformation de PARK.....	13
I.4.3. Application de la transformation de Park à la MSAP.....	15
I.4.3.1. Equations électriques .....	15
I.4.3.2. Equations électromagnétiques .....	15
I.4.3.3. Le circuit équivalent du MSAP dans le système d'axe d-q .....	16
I.4.3.4. Equation mécanique.....	17
I.5. Equations d'état de la MSAP.....	17
I.6. Schéma block de simulation.....	17
I.6.1. Résultats de simulation .....	19
I.7. Conclusion.....	20
<b>Chapitre II: Commande du MSAP (théorie, Simulation, et vitesse)</b>	

II.1.introduction.....	22
II.2.Modélisation de l'association MSAP-Onduleur de tension.....	22
II.2.1.Définition de l'onduleur.....	23
II.2.2.Modélisation de l'onduleur de tension.....	23
II.2.3.Stratégies de commande de l'onduleur.....	25
II.4. Commande vectorielle de la MSAP.....	26
II.4.1. Définition.....	26
II.4.2.Principe de la commande vectorielle.....	26
II.5. Description du système global .....	27
II.6. Découplage.....	28
II.7. Calcul de régulateur de vitesse.....	29
II.8. Simulation de l'association onduleur-MSAP et commande.....	30
II.8.1. Résultats de simulation.....	31
II.8.2.Interprétation des résultats.....	32
II.9.Conclusion.....	33

## **Chapitre III: Commande robuste du moteur synchrone à aimant permanent (commande par mode glissant du MSAP)**

III.1.Introduction.....	35
III.2. Théorie de la commande par mode de glissement.....	35
III.2.1.Régime glissant idéal.....	36
III.2.2.Régime glissant réel.....	36
III.2.3. Principe de la commande par mode de glissement.....	37
III.3. Conception de la commande par mode de glissement.....	37
III.3.1 Choix de la surface de glissement.....	38
III.3.2. Conditions d'existence de la convergence.....	39
III.3.2.1. Approche directe.....	39
III.3.2.2. Approche de Lyapunov.....	39
III.3.3. Détermination de la loi de commande.....	39

III.3.4. Avantage et inconvénients de la commande par mode glissant.....	41
III.4. Application de la commande par mode de glissement à la MSAP.....	42
III.4.1. L'asservissement de vitesse.....	42
III.4.2. L'asservissement de la position.....	45
III.5. Résultats de simulation.....	46
III.6. Interprétations des résultats.....	47
III.7. Test de robustesse .....	48
III.8. Conclusion.....	49
<b>Conclusion générale.....</b>	<b>50</b>

# Listes des figures

## Chapitre I : Modélisation du moteur synchrone à aimant permanent

Figure I.1: Représentation de la machine synchrone à aimants permanents.....	5
Figure I.2: Formes simplifiées de la machine synchrone à inducteur bobiné.....	7
Figure I.3: Différents types de rotors d'une MSAP.....	7
Figure I.4: Machine synchrone à aimants permanents montés en surface.....	8
Figure I.5: Machine synchrone à aimants permanents insérés.....	8
Figure I.6: Machine synchrone à aimants permanents chapeautés.....	9
Figure I.7: Machines synchrones à aimants permanents enterrés.....	9
Figure I.8: Principe de fonctionnement du moteur à aimants permanents.....	10
Figure I.9: Schéma de la MSAP.....	12
Figure I.10 : Schéma de la MSAP dans le repère abc.....	12
Figure I.11 : Schéma équivalent de la MSAP dans le repère (d-q).....	13
Figure I.12: Représentation de la MSAP dans le système d'axe biphasé d-q.....	15
Figure I.13 : Le circuit équivalent du MSAP dans le système d'axe d-q.....	17
Figure I.14 : Bloc diagramme de la MSAP dans le référentiel d-q.....	18
Figure I.15 : Schéma de simulation de la MSAP alimentée en tension.....	18
Figure I.16: Résultats de simulation du démarrage à vide.....	19

## Chapitre II: Commande du MSAP (théorie, Simulation)

Figure II.1: Schéma d'un onduleur de tension à deux niveaux.....	24
Figure II.2: Schéma bloc d'une régulation de vitesse de la MSAP alimentée en tension et commandée par orientation du flux.....	27
Figure II.3: Description de la compensation.....	29
Figure II.4: schéma fonctionnel de régulation de la vitesse.....	29
Figure II.5: Schéma de simulation de l'association onduleur-MSAP et commande.....	31
Figure II.6: Résultats de la simulation de l'association onduleur-MSAP et commande.....	31

## Chapitre III: Commande robuste du moteur synchrone à aimant permanent (commande par mode glissant du MSAP)

Figure III.1: Les modes de trajectoire dans le plan de phase.....	36
Figure III.2: Glissement idéal.....	37
Figure III.3: Glissement réel.....	37

Figure III.4 : Définition de la fonction « sign ».....	41
Figure III.5: Illustration du phénomène de broutement.....	41
Figure III.6: Structure de commande de la vitesse pour la MSAP.....	43
Figure III.7: Schéma global du réglage de la position par mode de glissement d'une MSAP.....	46
Figure III.8: Réponses de la MSAP par mode de glissement en charge avec ( $C_r=10$ N.m)...	47
Figure III.9: Test de robustesse de MSAP avec la commande vectorielle et la commande par mode glissant.....	48

## Notions et symboles

MSAP	Moteur Synchrone à Aimant Permanent.
$\omega_r$	Vitesse de rotation du champ tournant.
W	Pulsation des courants statoriques.
P	Nombres de paires de pôles.
Ld	L'inductance directe.
Lq	L'inductance quadratique (indirect).
F.M.M	Force Magnétomotrice.
Va, Vb, Vc	Tensions de phases statoriques [V].
L <sub>a</sub> , L <sub>b</sub> , L <sub>c</sub>	Inductances propres des phases a,b,c , respectivement,[H].
M <sub>ab</sub> , M <sub>ac</sub> , M <sub>bc</sub>	Mutuelle inductance entre phases ( a et b ), ( a et c ), ( b et c ) [H].
$\phi_s$	Flux statoriques [Wb].
R <sub>s</sub>	Résistance statorique [ $\Omega$ ].
f	Coefficient de frottement visqueux [Nm / rad / s].
J	Inertie de l'entraînement [kg.m].
p	Nombre de paire de pôles.
$\Omega$	Vitesse de rotation mécanique [rad / s].
$\Omega_{ref}$	La vitesse de référence [rad / s].
$\omega$	Pulsation électrique du rotor (p) $\Omega \cdot p = \omega$ [rad / s].
T	Matrice de Park normalise.
Ce	Couple électromagnétique [Nm].
Cr	Couple mécanique résistant [Nm].
$\theta_{ref}$	La position de référence [rad].
$\theta$	La position réelle [rad].
V <sub>d</sub> , V <sub>q</sub>	Tensions statoriques du repère de <i>Park</i> [V].
I <sub>d</sub> , I <sub>q</sub>	Courants statoriques du repère de <i>Park</i> [A].
$\phi_d$ , $\phi_q$	Flux du stator selon les axes d,q [Wb].
L <sub>d</sub> , L <sub>q</sub>	Inductance du stator les axes d,q [H].
$\phi_{sf}$	Flux des aimants [Wb].
x	Vecteur d'état
U	Vecteur de commande

$U_{eq}$	La commande équivalente [V].
$U_n$	La commande discontinue [V].
RMG	Réglage par mode glissant.
CMG	Commande par Mode Glissant.
$V(x)$	Fonction de Lyapunov.
$S(\Omega)$	La surface de glissement de la vitesse [rad / s].
$S(\theta)$	La surface de glissement de la position [rad].
$S(I_d)$	La surface de glissement du courant $I_d$ [A].
$S(I_q)$	La surface de glissement du courant $I_q$ [A].
$I_{d \text{ ref}}$	Le courant de référence suivant l'axe d [A].
$I_{q \text{ eq}}$	Le courant de référence suivant l'axe q [A].
$I_{qn}, I_{dn}$	Les courants de commande discontinue suivant l'axe d,q [A].
$V_{d \text{ eq}}, V_{q \text{ eq}}$	Les tensions de commande équivalente suivant l'axe d et q [V].
$V_{dn}, V_{qn}$	Les tensions de commande discontinue suivant l'axe d et q [V].
$K_v, K_d, K_q$	Les paramètres de la commande par mode de glissement.
$R_1, R_2$	Les paramètres de la variété de glissements.

# **INTRODUCTION GENERALE**

## Introduction générale

Dans ces vingt dernières années, le domaine de la conversion d'énergie électrique a été marqué, comme de nombreux autres domaines, par la révolution de l'électronique de puissance et de la microinformatique. Les méthodes classiques de la 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].

Les machines électriques se regroupent en classes dont on cite : les machines statiques et les machines tournantes, on distingue de ces dernières deux familles essentielles (machine à courant continu et machines à courant alternatif). Ainsi les machines à courant alternatif se divisent en deux types : machines synchrones et machines asynchrones [2].

Le développement en parallèle de l'électronique de puissance et des aimants ont conduit la conception d'un nouveau type de machines synchrone excitée par des aimants permanents d'où le nom : Machine Synchrone à Aimant Permanent(MSAP).

Aujourd'hui, les moteurs synchrones à aimants permanents sont recommandés dans le monde industriel. Ceci est dû au fait qu'ils sont fiables et offrent beaucoup d'avantages par rapport aux autres types de machines à courant continu ou alternatif avec un couple massique élevé et un excellent rendement, une maintenance réduite, un faible moment d'inertie et une grande capacité de surcharge sur toute la plage de vitesse. Le moteur synchrone à aimant permanent à une vitesse de rotation proportionnelle à la fréquence d'alimentation, il est moins encombrant que les moteurs à courant continu grâce à l'élimination de la source d'excitation.

Ainsi, leur construction est plus simple car 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 aimant permanent 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, entraînements à vitesse variable, etc...). Mais sa commande est plus compliquée que celle d'une machine à courant continu ; car le système est non linéaire et très difficile d'obtenir le découplage entre le courant d'induit et le courant d'inducteur.

La commande à structure variable (commande vectorielle), possède par sa nature non linéaire une robustesse, et permet au MSAP d'avoir une dynamique proche de celle de la machine à courant continu, autrement dit, une dynamique asymptotiquement linéaire et découplée [3], fut largement adoptée et a montré son efficacité dans de nombreuses applications. Elle change la structure de commande en fonction de l'état du système, en assurant de bonnes performances du système et une robustesse vis-à-vis des perturbations externes et des variations paramétriques. Le régime permanent du système dans ce cas est appelé mode de glissement [4], qui est fondamentalement une méthode qui force la réponse à glisser le long d'une trajectoire prédéfinie. C'est à dire que la trajectoire d'état du système est amenée vers une hypersurface dite surface de glissement et commute autour de cette surface jusqu'au point d'équilibre. L'inconvénient majeur des modes glissants est l'apparition du Chattering ou broutement [5] [6]. La cause principale de ce broutement a été identifiée comme étant la présence de dynamiques parasites non modélisées dans le dispositif de commutation [7], elle présente une procédure récursive qui combine entre le choix de la fonction de Lyapunov et la synthèse de la loi de commande.

L'objectif principal de ce travail est l'étude du comportement de la machine synchrone à aimant permanent lors d'un réglage de vitesse par des régulateurs classiques (PI) et par des régulateurs à base de mode de glissement, autrement dit, de trouver une commande robuste pour la machine synchrone à aimant permanent MSAP.

Notre mémoire sera organisé en trois chapitres :

- Le premier chapitre concerne la modélisation de la machine synchrone à aimant permanent dans les hypothèses simplificatrices de linéarité, l'utilisation de la transformé de Park ( $abc\_dq$ ) permet d'obtenir un modèle plus simple, ainsi que les avantages et les inconvénients et les domaines d'applications de cette machine.
- Le deuxième chapitre fera l'objet de la modélisation de l'association Onduleur-MSAP commandé par MLI, puis l'application de la commande vectorielle à la machine synchrone à aimant permanent par la régulation du régulateur classique de type PI. Puis on va donner les résultats de simulation de la MSAP.

- Le dernier chapitre sera consacré à l'application de la commande par mode de glissement à la MSAP, et donné les résultats de simulation de cette commande à cette machine et interpréter nos résultats. A la fin on va faire un test de robustesse entre les deux commandes appliquées (commande vectorielle et commande par mode glissant).

Le mémoire se termine par une conclusion générale et des perspectives

## I.1 Introduction

Actuellement, la demande de moteur électrique plus compacte et plus efficace attire l'attention des industriels et des chercheurs vers les moteurs synchrones à aimants permanents (MSAP) qui sont de plus en plus utilisés pour des entraînements de haute technologie (rendement élevé, haute vitesse, environnement propre, fonctionnement de longue durée, etc.) et sont devenu attractif et concurrent de la machine à induction. Le moteur synchrone à aimants permanents (appelé aussi moteur à courant continu sans collecteur) a pu s'imposer dans les systèmes d'entraînements parce qu'ils offrent beaucoup d'avantages par rapport aux autres types de machines à courant continu ou alternatif ainsi que le moteur asynchrone avec un couple massique élevé, un excellent rendement, une maintenance réduite, un faible moment d'inertie et une grande capacité de surcharge sur toute la plage de vitesse.

Dans ce chapitre nous allons exposer d'une manière globale la modélisation du MSAP. Cette modélisation repose sur des paramètres électriques qui décrivent les phénomènes électromagnétiques (résistances et inductances) moyennant des hypothèses simplificatrices. Le modèle du MSAP en vue de sa commande est donné dans le formalisme à deux axes, appelé modèle de Park.

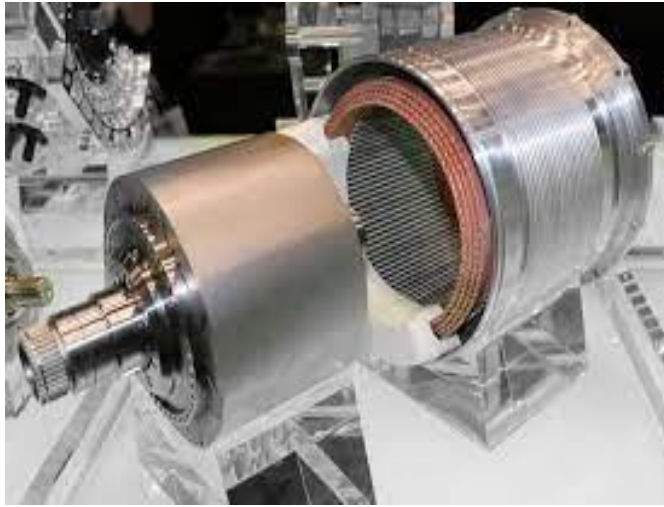
## I.2. Présentation du moteur synchrone à aimants permanents (MSAP)

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. Le champ magnétique rotorique est généré soit par des aimants, soit par un circuit d'excitation. La position du champ magnétique rotorique est alors fixe par rapport au rotor, ce qui impose le synchronisme entre le champ tournant statorique et le rotor ; d'où le nom de machine synchrone.

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

$$\omega_r = \frac{\omega}{p}$$

Le moteur synchrone est constitué de deux parties, une partie mobile ou rotor constituant l'inducteur, et une partie fixe ou stator portant des enroulements constituant l'induit. La mince zone localisée entre ces deux éléments est appelée entrefer [8].



**Figure I.1: Représentation de la machine synchrone à aimants permanents.**

A l'origine, les machines synchrones étaient essentiellement des alternateurs alimentés par un courant continu et qui produisaient plus de 99% de l'énergie électrique consommée dans le monde.

### **I.2.1. Les aimants permanents utilisés pour la MSAP**

La propriété de l'aimant permanent et le choix des matériaux convenables sont cruciaux dans la conception de la machine à aimants permanents. Le choix des aimants permanents est essentiel puisqu'ils interviennent beaucoup dans le couple massique qu'on peut attendre de l'actionneur. Leurs performances vont souvent de pair avec leur prix de revient [9].

- **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. Ces aimants possèdent des performances modestes mais se sont imposés dans de très nombreuses applications en raison de leur faible prix de revient et d'une rigidité magnétique élevée. En raison de leurs faibles valeurs d'aimantation rémanente (environ 0.4T), les ferrites sont utilisées plutôt dans des machines à aimants de faible puissance à faible coût [9].
- **Le samarium cobalt ( $\text{SmCo}_5$ ,  $\text{Sm}_2\text{Co}_{17}$ ):** est beaucoup plus performants en terme de densité volumique d'énergie que les autres type d'aimants de 140 à 200kJ/m<sup>3</sup> pour le  $\text{SmCo}_5$  et de 180 à 240[kJ/m<sup>3</sup>] pour le  $\text{Sm}_2\text{Co}_{17}$ et, autorisent une température de fonctionnement élevée (jusqu'à 350°C), mais il est très coûteux en raison notamment de la présence du cobalt dans leur composition [9].

### **I.2.2. Le Stator**

Les machines synchrones triphasées, qu'elles soient à pôles saillants ou à pôles lisses, ont un stator composé de trois enroulements identiques, décalés de 120° électriques dans l'espace [10]. Représente la partie fixe de la machine destiné à produire le champ tournant, comporte le circuit magnétique ferromagnétique constitué d'un empilage de tôles en acier au silicium de 0.35 à 0.5 mm, qui accueille dans ces encoches les enroulements statorique triphasé bobiné en fil de cuivre isolé. Les trois bobines sont disposées de telle façon qu'elles constituent un ensemble triphasé couplé soit en étoile ou en triangle [11].

La vitesse de rotation du champ tournant est proportionnelle au nombre de pôles de la machine et à la pulsation des courants statoriques [12].

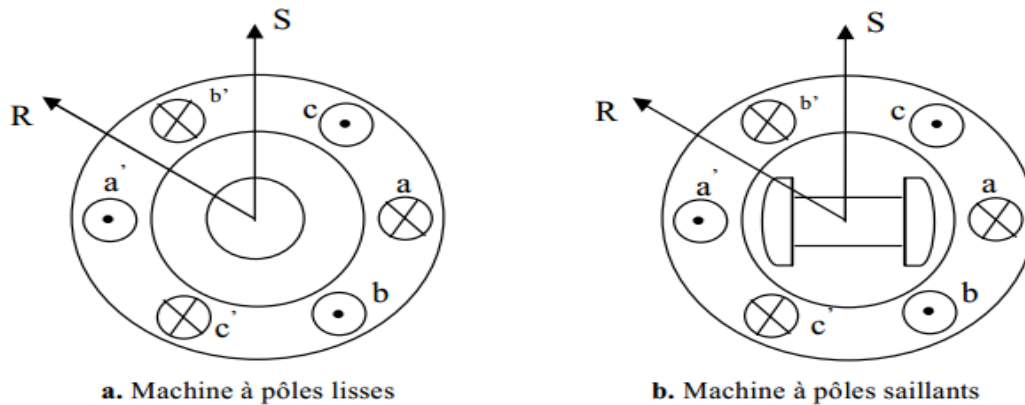
On note: 
$$\Omega = \frac{\omega}{P}$$

### **I.2.3. Le Rotor**

Représente la partie mobile de la machine formée d'un assemblage de tôles et d'aimants créant le flux inducteur. Puisque l'entrefer est plus faible sur l'axe direct de la machine, alors l'inductance directe  $L_d$  dans la machine à pôles saillants, est plus grande que celle de l'axe indirect (quadratique)  $L_q$ .

Avec la possibilité de commutation naturelle, les applications industrielles de ces machines dans les systèmes d'entraînement se sont d'abord développées dans le domaine des fortes puissances (0.5 MW à 50 MW). Elles sont utilisées comme moteurs de compresseurs ou ventilateurs de très fortes puissances, ainsi que dans les systèmes de traction. On peut aussi rencontrer des applications de fortes puissances de ces machines avec les cyclo convertisseurs, dont l'intérêt essentiel de la machine est encore la possibilité d'utiliser la commutation naturelle [13].

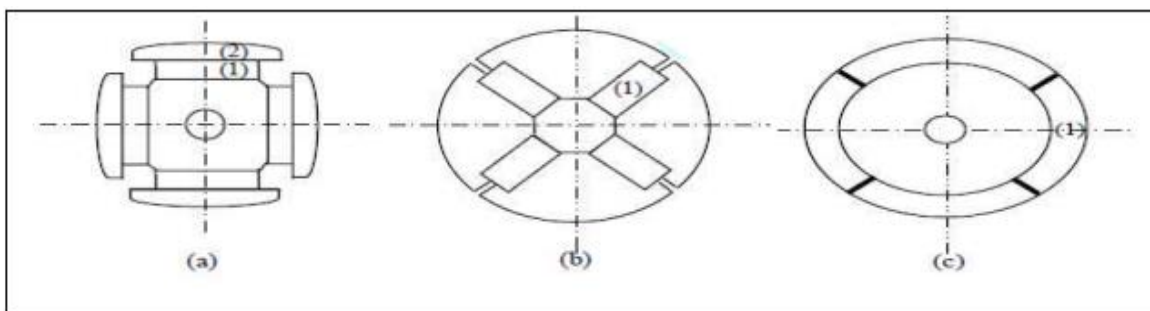
Il existe deux types de rotor, ayant pour rôle de générer le champ d'induction rotorique. Les rotors à pôles lisses et les rotors à pôles saillants.



**Figure I.2: Formes simplifiées de la machine synchrone à inducteur bobiné.**

Le rotor possède différentes configurations. La figure (1.1) montre trois cas typiques pour un rotor à quatre pôles.

- Une configuration du rotor à pôles saillants possédant des pièces polaires servant à la concentration du flux est montrée à la figure (1.a). Les aimants permanents sont magnétisés dans le sens radial.
- Une autre possibilité consiste à disposer les aimants permanents radialement (aimants noyés dans le rotor). Les aimants sont magnétisés tangentiellement comme le montre la figure (1.b).
- Enfin la figure (1.c) représente le cas où les aimants permanents sont distribués uniformément sur la surface cylindrique du rotor. L'aimantation des aimants est radiale.



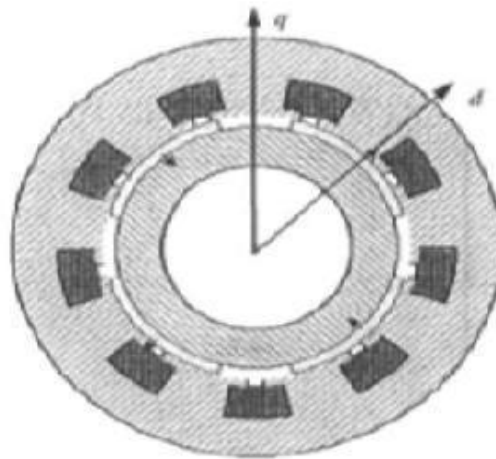
**Figure I.3: Différents types de rotors d'une MSAP.**

- (a) aimants permanents (1) et pièce polaire saillante (2),
- (b) aimants permanents (1) noyés,
- (c) aimants permanents (1) distribués sur la surface du rotor.

#### I.2.4. Les différents types de la MSAP

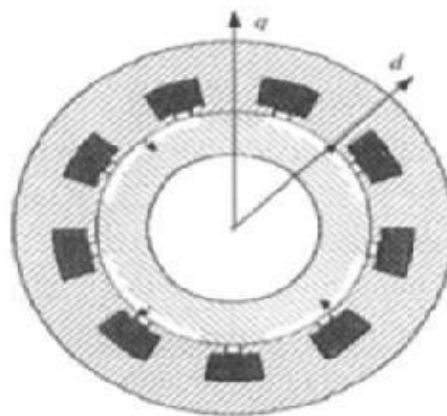
Il existe quatre catégories de machines synchrones à aimants permanents du point de vue construction mécanique :

- **Machines synchrones à aimants permanents montés en surface (MSAPS) :** Cette structure est la plus simple à construire et les aimants ont généralement une forme de tuile et sont collés sur une culasse cylindrique. Cette structure de machine rentre dans la catégorie des machines à pôles lisses.



**Figure I.4: Machine synchrone à aimants permanents montés en surface.**

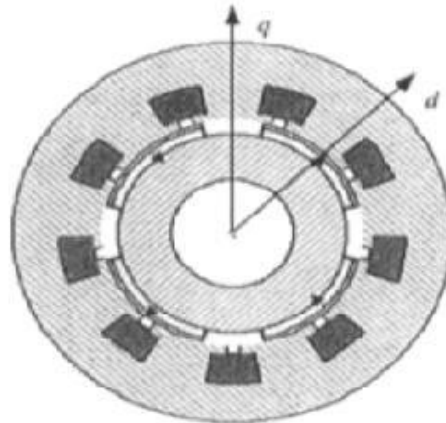
- **Machine synchrones à aimants permanents insérés (MSAPI) :** A partir de la structure précédente, on entaille des logements pour insérer les aimants permanents dans le rotor afin de faciliter l'assemblage mécanique. Les parties de fer entre les aimants permanents sont des espaces inter polaires qui rajoutent de la saillance. Toutefois, les caractéristiques de cette structure restent fondamentalement proches de la MSAPS.



**Figure I.5: Machine synchrone à aimants permanents insérés.**

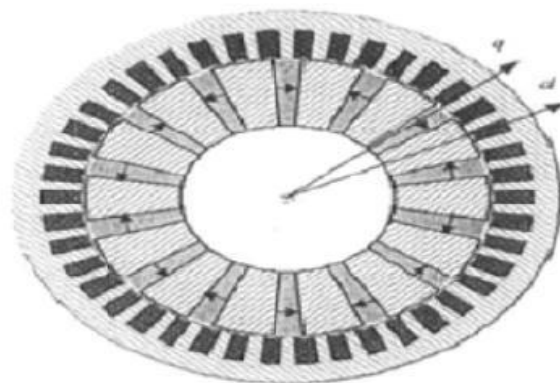
- **Machines synchrones à aimants permanents chapeautés (MSAPC) :** Cette structure est déduite de celles avec des aimants permanents montés en surface. On

place sur les aimants des pièces polaires généralement en acier doux. La combinaison des aimants et des pièces polaires crée une anisotropie du rotor et rajoute une saillance. Les pièces polaires permettent de contrôler la forme de la f.é.m. au stator en agissant sur le profil de la pièce.



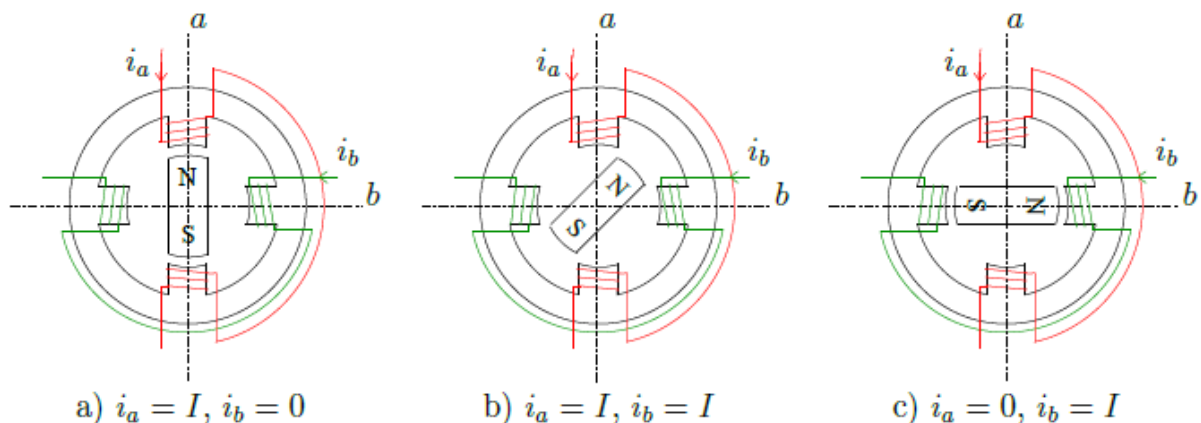
**Figure I.6 : Machine synchrone à aimants permanents chapeautés.**

- **Machines synchrones à aimants permanents enterrés (MSAPE) :** Le principe de cette structure est d'augmenter l'induction magnétique dans l'entrefer par rapport à l'induction rémanente des aimants permanents. En fait, les pièces polaires canalisent le flux généré par les aimants permanents à aimantation tangentielle dont la surface latérale est supérieure à la demi-surface de la pièce polaire prise au niveau de l'entrefer [14].



**Figure I.7 : Machines synchrones à aimants permanents enterrés.**

### I.3. Principe de fonctionnement de la MSAP



**Figure I.8 : Principe de fonctionnement du moteur à aimants permanents [15].**

La machine électrique tournante est un dispositif électromagnétique destiné à transformer de l'énergie mécanique en énergie électrique (fonctionnement en générateur) ou, inversement, à transformer de l'énergie électrique en énergie mécanique (fonctionnement en moteur). Toute machine électrique dans laquelle la vitesse de rotation du rotor est égale à la vitesse de rotation du champ tournant est appelé machine synchrone.

Le principe des moteurs à aimants permanents est assez simple. Seules les bobines sont alimentées. Le champ créé par les enroulements oriente le rotor qui est constitué par des aimants, le champ magnétique rotorique doit être généré soit par des aimants, soit par un circuit d'excitation. Cela dit, qu'en mode permanent la position du champ magnétique rotorique est alors fixe par rapport au rotor, ceci impose une vitesse de rotation identique entre le rotor et le champ tournant statorique.

La Figure représente un moteur ayant un rotor bipolaire et un stator comportant une paire de pôles. Les phases a et b sont portées par des enroulements opposés. La présence de courants dans les phases oriente le rotor.

#### I.3.1. Avantages de la MSAP

Parmi les avantages de la machine synchrone à aimants permanents :

- Puissances massiques élevées.
- Absence de contacts glissants.
- Un bon rendement.
- Absence des balais et d'alimentation continue.
- Possibilité de supporter des surcharges transitoires importantes et un bon comportement dynamique en accélération et en freinage.
- Fonctionnement en survitesse.
- Un avantage évident de l'utilisation des aimants au niveau de la production du flux est la suppression des pertes par effet joule du système inducteur.

- Un autre avantage de l'excitation par aimants, concerne l'amélioration de la sécurité de fonctionnement certes.

### **I.3.2. Inconvénients de la MSAP**

Comme inconvénients de la MSAP on cite :

- Le principal inconvénient de la machine à aimants est que son flux inducteur est difficile à régler (la commande du moteur est effectuée par action extérieure en particulier dans le cas d'inducteur à pôle saillants) [16].
- Technologie coûteuse liée au coût des aimants.
- Interaction magnétique due au changement de structure.
- Ondulations de couple.

### **I.3.3. Les domaines d'application de MSAP**

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

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 le démarrage rapide. 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.

## **I.4. Modélisation de la Machine Synchrone à Aimant Permanent**

### **(MSAP)**

La modélisation est une méthode mathématique utilisée pour réduire la machine électrique en un simple système d'équations différentielles. L'élaboration du modèle mathématique des machines est une étape nécessaire en vue de la commande et de la simulation de leurs différents régimes de fonctionnement [17].

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

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

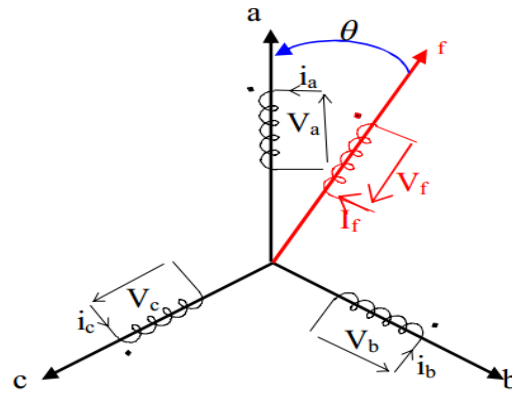


Figure I.9: Schéma de la MSAP.

### I.4.1. Mise en équation de la machine synchrone

La Figure (I.10) donne la représentation des enroulements pour une machine synchrone triphasée à aimants permanents.

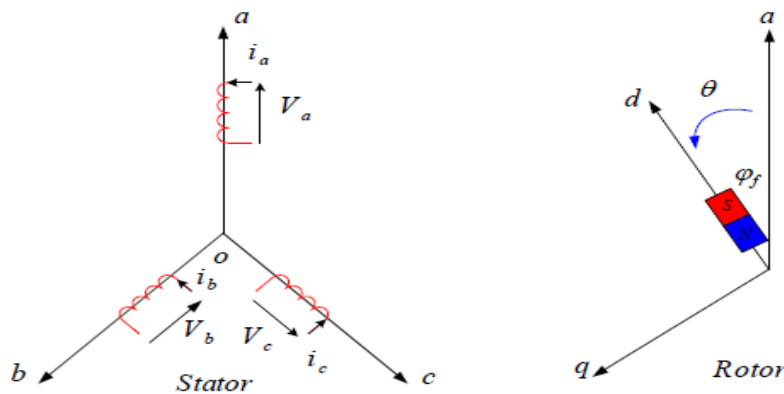


Figure I.10: Schéma de la MSAP dans le repère abc [18].

Avec les hypothèses précédentes, les équations relatives au stator et au rotor dans le cas général d'une MSAP sans amortisseurs s'écrivent :

$$\begin{cases} [V] = [R_s][i] + \frac{d}{dt}[\varnothing] \\ [\varnothing] = [L_s][i] + \varnothing_f \end{cases} \quad (I.1)$$

Tel que:

$[V] = [V_a, V_b, V_c]^T$ : Vecteur tension statorique ;

$[i] = [i_a, i_b, i_c]^T$ : Vecteur courant statorique ;

$[R_s]$ : Résistance de phase statorique ;

$[L_s]$ : Matrice inductance (propre et mutuelle statorique).

$[\Phi] = [\Phi_a, \Phi_b, \Phi_c]^T$ : Le flux total à travers les bobines statoriques

Donc le système (I.1) devient :

L'équation mécanique complète de la machine est donnée par :

Donc le système (I.1) devient :

$$\begin{cases} [V_a] = R_s i_a + \frac{d}{dt} [\Phi_a] \\ [V_b] = R_s i_b + \frac{d}{dt} [\Phi_b] \\ [V_c] = R_s i_c + \frac{d}{dt} [\Phi_c] \end{cases}$$

(I.2)

L'équation mécanique complète de la machine est donnée par :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - F\Omega$$

(I.3)

Avec  $\Omega = \frac{\omega_r}{p}$  : vitesse de rotation de la machine ;

$C_r$ : Couple résistant ;

$C_{em}$ : Couple électromagnétique ;

$J$ : Moment d'inertie de la machine tournante ;

$P$  : Nombre de paires de pôles ;

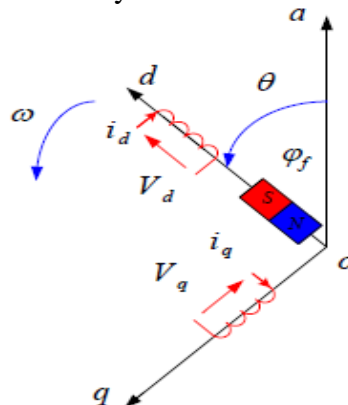
$\omega_r$ : Vitesse électrique du rotor ;

$F$ : Coefficient de frottement.

## I.4.2. Transformation de Park [19]

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  $\theta$  et à la réduction d'ordre des équations de la machine. La transformation la plus connue par les électrotechniciens est celle de Park.

Le repère  $(d,q)$  peut être fixé au stator, au rotor ou au champ tournant. Selon l'objectif de l'application. La Figure (I.11) présente la MSAP en modèle de Park. Le repère  $(oa)$  est fixe. Le repère  $(d,q)$  tourne avec la vitesse de synchronisme  $\omega$ .



**Figure I.11: Schéma équivalent de la MSAP dans le repère (d-q).**

a) Passage direct : triphasé au diphasé :

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

$$[F_{dq0}] = [T][F_{abc}]$$

(I.4)

La matrice de passage notée T:

$$T = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

(I.5)

b) Passage inverse : diphasé au triphasé :

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

$$T^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

(I.6)

L'angle  $\theta$  est défini comme suit :

$$\theta(t) = \int_a^t \omega(t) dt$$

(I.7)

Tel que :

$\theta$ : Angle entre l'axe magnétique (a) et l'axe longitudinal (d).

$\omega$ : Vitesse de rotation du référentiel choisi.

Selon le choix de  $\omega$ , on distingue :

**-Référentiel lié au stator :**

Tant que le stator est fixe, la vitesse du repère de PARK est :

$$\omega_\theta = \omega_s$$

**-Référentiel lié au rotor :**

Dans ce cas la vitesse du repère (d, q) est celle du rotor c'est-à-dire  $\omega_r$  :

$$\omega_\theta = \omega_r$$

**-Référentiel lié au champ tournant :**

La vitesse du repère de PARK est celle du champ tournant :

$$\omega_{\theta} = \omega$$

$\omega$ : Pulsation de l'alimentation

**I.4.3. Application de la transformation de Park à la MSAP:**

En appliquant la transformation de PARK au système d'équations, on peut exprimer tous les vecteurs dans un repère lié au rotor.

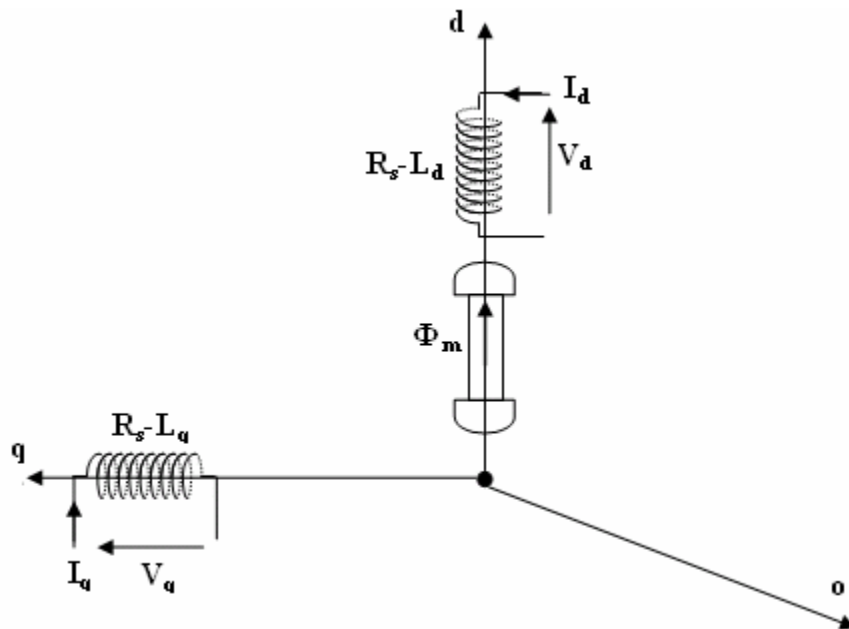


Figure I.12: Représentation de la MSAP dans le système d'axe biphasé d-q

**I.4.3.1. Equations électriques :**

En faisant l'hypothèse que toutes les grandeurs homopolaires sont nulles, le passage du système triphasé (a, b, c) au système biphasé (d, q) lié au rotor se fait en utilisant la transformation de PARK.

$$[V_{dq0}] = [T][V_{abc}]$$

(I.8)

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix}$$

Après développement des équations, on obtient les équations suivantes :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\phi_d}{dt} - \omega_r \phi_q \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\phi_q}{dt} + \omega_r \phi_d \end{cases} \quad (I.9)$$

#### I.4.3.2. Equations électromagnétiques :

Le flux total qui traverse chaque bobine du stator peut être décomposé en flux propre de la même bobine et des flux mutuels provenant des autres bobines.

Les flux sont donnés dans le système (a, b, c) par :

$$\begin{bmatrix} \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{sc} & 0 & 0 \\ 0 & L_{sc} & 0 \\ 0 & 0 & L_{sc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \phi_e \begin{bmatrix} \sin \theta \\ \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

(I.10)

$L_{sc}$  : Inductance cyclique principale.

Nous passons au système (d, q) :

$$[\phi_{dq0}] = [T][\phi_{abc}]$$

(I.11)

Les flux peuvent être formulés par les équations suivantes :

$$\begin{cases} \phi_d = L_d i_{ds} + \phi_e \\ \phi_q = L_q i_{qs} \end{cases}$$

(I.12)

$\phi_e$  : Constante indiquant le champ dû à l'alimentation permanente du rotor :

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

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} - L_q \omega_r i_{qs} + L_d \frac{di_{ds}}{dt} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + L_d \omega_r i_{ds} + L_q \frac{di_{qs}}{dt} + \omega_r \phi_e \end{cases}$$

(I.13)

Avec :

$\phi_e$  : Flux dû aux aimants.

$R_s$  : Résistance d'une phase statorique.

$L_d$  : Inductance suivant l'axe d.

$L_q$  : Inductance suivant l'axe q.

$\omega_r$  : Pulsation des tensions et des courants triphasés.

### I.4.3.3. Le circuit équivalent du MSAP dans le système d'axe d-q :

On reprend les équations (I.13) (I.12) précédente et on écrit :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} - L_q \omega_r i_{qs} + L_d \frac{di_{ds}}{dt} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + L_d \omega_r i_{ds} + L_q \frac{di_{qs}}{dt} + \omega_r \Phi_e \end{cases}$$

(I.14)

Ces équations permettent de dessiner le circuit équivalent de la machine synchrone à aimants permanents dans le système d'axe d-q présenté par la figure (I.13) [17].

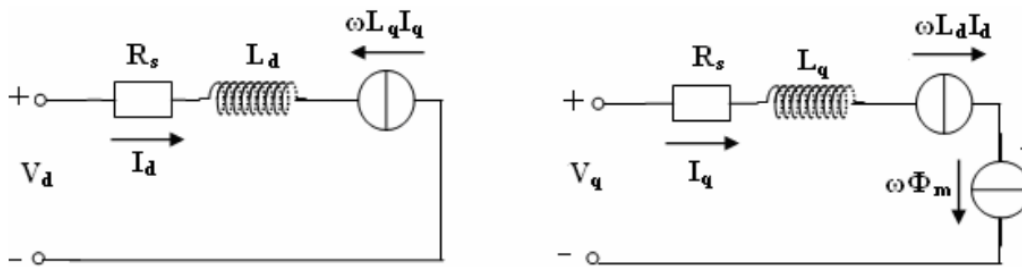


Figure I.13 : Le circuit équivalent du MSAP dans le système d'axe d-q.

### I.4.3.4. Equation mécanique

L'équation mécanique de la machine est :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - F\Omega$$

(I.15)

Où :

$$C_{em} = \frac{3}{2} P (\Phi_d i_{qs} + (L_d - L_q) i_{ds} i_{qs})$$

(I.16)

Avec :

$\frac{3}{2} P \Phi_d i_{qs}$  : Couple que l'on obtiendrait avec une machine à pôles lisses ;

$\frac{3}{2} P (L_d - L_q) i_{ds} i_{qs}$  : Couple supplémentaire dû à la saillance des pôles.

## I.5. Equations d'état de la MSAP

Afin de trouver une résolution analytique et numérique pour le système d'équations du modèle, on peut écrire les équations électriques sous forme d'état, en rassemblant les équations des courants, on obtient le système d'état suivant [20] :

$$\left\{ \begin{array}{l} J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - F\Omega \\ \frac{di_{ds}}{dt} = \frac{V_{ds}}{L_d} - \frac{R_s i_{ds}}{L_d} + \omega_r L_q \frac{i_{qs}}{L_d} \\ \frac{di_{qs}}{dt} = \frac{V_{qs}}{L_q} - \frac{R_s i_{qs}}{L_q} - \omega_r L_d \frac{i_{ds}}{L_q} + \frac{\omega_r}{L_q} \phi_{sf} \\ C_{em} = \frac{3}{2} P [(L_q - L_d) i_{ds} i_{qs} + \phi_{sf} i_{qs}] \end{array} \right.$$

(I.17)

### I.6. Schéma block de simulation

La figure (I.14) représente un bloc diagramme de la MSAP à partir des équations précédentes :

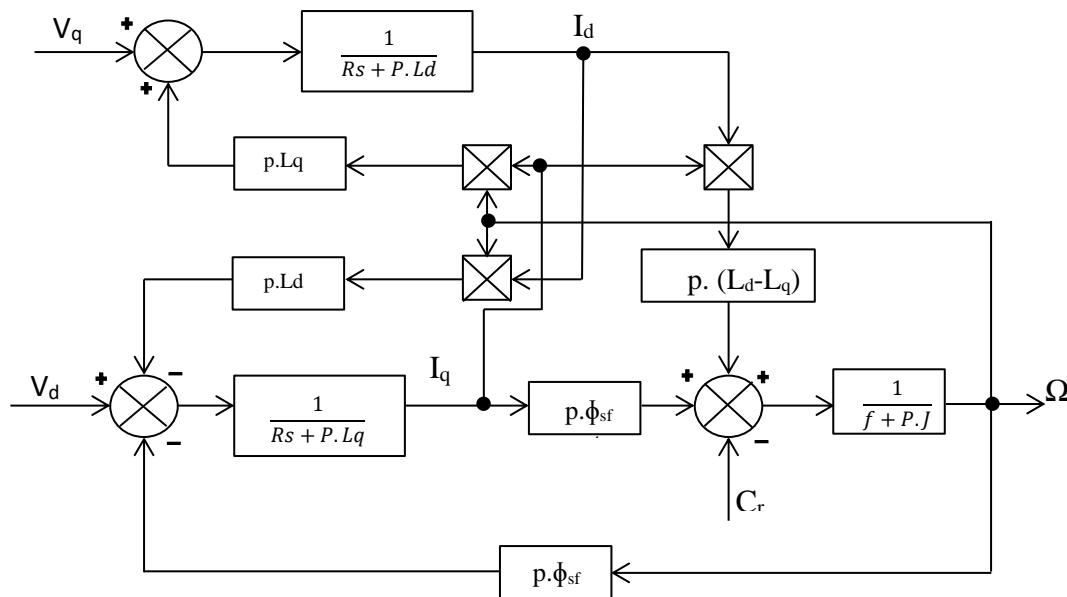
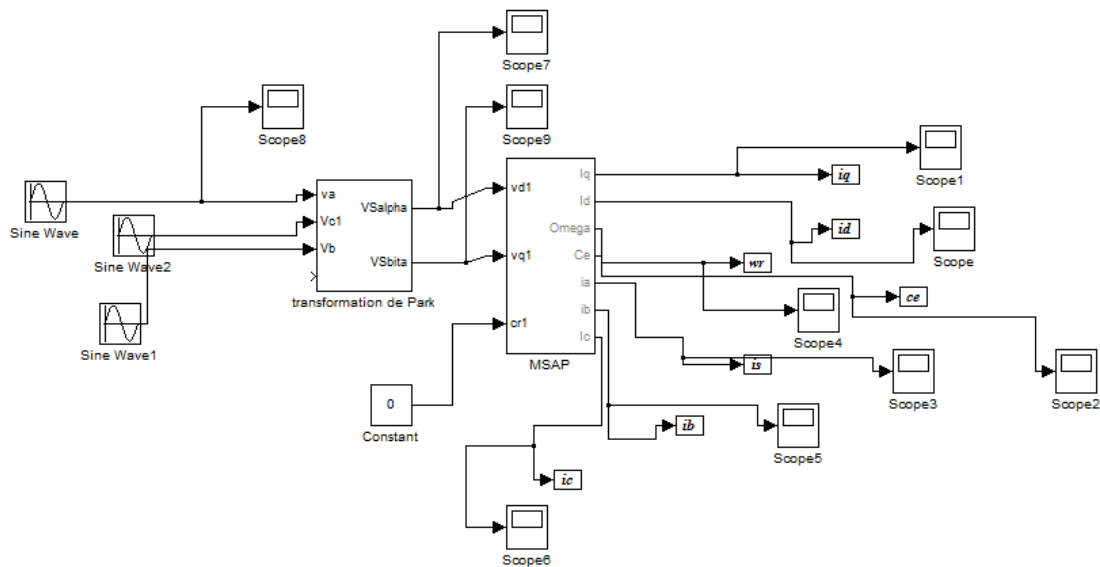


Figure I.14 : Bloc diagramme de la MSAP dans le référentiel d-q.

La simulation a été effectuée par le logiciel Simulink sous MatLab, la structure en schéma-bloc de cette simulation est présentée par la figure suivante :



**Figure I.15 : Schéma de simulation de la MSAP alimentée en tension.**

### I.6.1. Résultats de Simulation

Les paramètres de la machines utilisés sont indiqués dans l'annexe.

Nous avons présenté sur la Figure(I.15), la vitesse  $\omega$  (rad/s), le couple électromagnétique  $C_{em}$  (N.m), les deux composantes du courant sur l'axe directe et en quadrature ( $i_q$ ,  $i_d$ ), de la MSAP qui est alimentée par une source de tension triphasée.

#### -Résultats de Simulation démarrage à vide :

On a simulé le fonctionnement de la machine synchrone à vide (le couple de charge est nul) la figure (I.16) présente les résultats de la simulation.

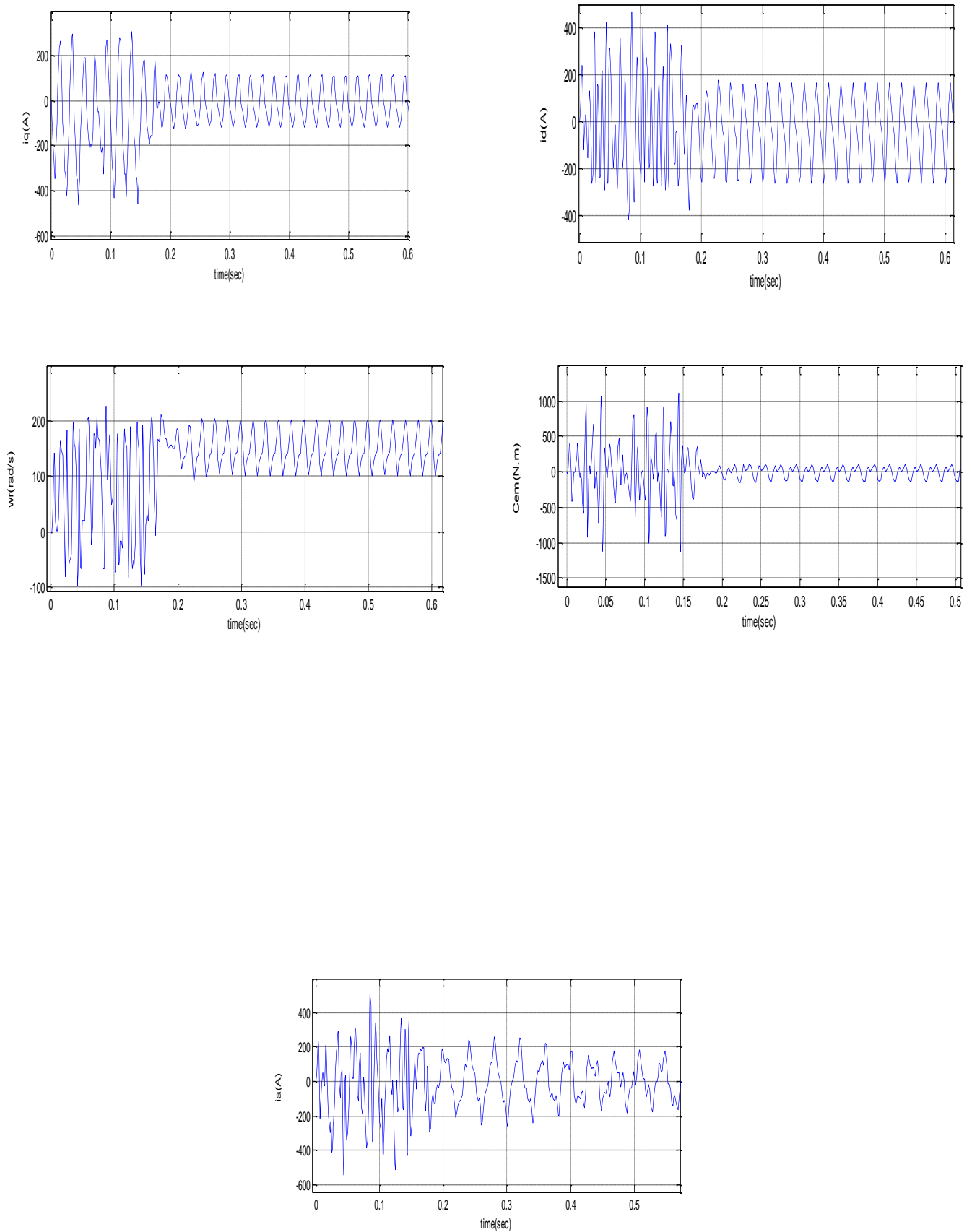


Figure I.16: Résultats de simulation du démarrage à vide.

**-Interprétation des résultats :**

- On remarque que l'allure de vitesse présente des oscillations pendant le régime transitoire, ce régime qui prend presque 0.18s, puis cette vitesse atteint sa valeur nominale de 157 rad/s en régime permanent pour un couple nul.
- L'allure du couple électromagnétique présente aux premiers instants de démarrage des battements importants dans un intervalle de temps court avec un pic de 100 N.m, puis déployer vers le régime permanent avec des faibles oscillations ou le couple s'annule.

**I.7.Conclusion**

Nous avons présenté dans ce chapitre, les principes globaux et fondamentaux de la machine synchrones à aimants permanents, ses domaines d'application, le principe de fonctionnement ainsi que sa modélisation sous forme d'équations mathématiques.

Nous avons modélisé la MSAP et montrés qu'à l'aide de la transformation de Park le modèle triphasé devient plus simple et les non linéarités sont réduits.

Puis on a abordé la modélisation de la partie d'alimentation, et nous avons fait une simulation sur cette machine sous MatLab-Simulink.

Et d'après les résultats de simulation qu'on a pu avoir, les réponses sont stables et très rapides.

## Chapitre II

Commande du MSAP (théorie, Simulation)

## II.1. Introduction

Les onduleurs à source de tension tiennent une place importante dans les entraînements de vitesse des moteurs électriques. Ils sont considérés comme des convertisseurs de puissance les plus adaptés aux entraînements à courant alternatif, car ils peuvent être appliqués facilement aux systèmes à modulations de largeur d'impulsion (MLI), avec des fréquences élevées. En plus, ils assurent une commande facile et effective grâce à son circuit de puissance qui offre la possibilité de travailler sur une large gamme de fréquence et de tension ainsi que pour différentes charges [21].

L'onduleur a une possibilité de transformer un signal de contrôle à l'entrée en un signal de puissance pour la machine.

La commande des machines à courant alternatif est difficile étant donné qu'il existe un couplage complexe entre le flux et le couple. Cette difficulté a encouragé le développement de plusieurs techniques de commande pour que ces machines se comportent comme des machines à courant continu, caractérisées par un découplage naturel de flux et de couple. Parmi ces techniques de commande, on cite la commande vectorielle qui est la plus connue et la plus utilisée [22].

Ainsi, le présent chapitre présente l'association onduleur-MSAP, ensuite on va présenter la commande vectorielle appliquée à la MSAP. Les boucles des courants et la boucle de vitesse sont régulées à l'aide des correcteurs classiques PI. Les résultats de simulation sont présentés pour montrer les performances de la régulation proposées.

## II.2. Modélisation de l'association MSAP-Onduleur de tension

La commande des moteurs à courant alternatif est de plus en plus utilisée dans les applications industrielles. Grâce aux développements des semi-conducteurs de puissance, les moteurs synchrones à aimants permanents (MSAP) sont capables de concurrencer les moteurs à courant continu dans la variation de vitesse, car la commutation est réalisée électriquement et à l'extérieur du moteur.

L'utilisation des onduleurs est très vaste dans l'industrie, tels que les variateurs de vitesse pour les moteurs triphasés, les alimentations de secours, etc...

Ainsi l'évolution des techniques numériques, notamment l'utilisation sans cesse grandissante des processeurs de signaux (DSP "Digital Signal Processing") [23], permet désormais d'exécuter en temps réel des algorithmes complexes de contrôle des convertisseurs.

### II.2.1. Définition de l'onduleur

Un onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion continue alternatif, alimenté par une source continue, il modifie de façon périodique les connexions entre l'entrée et la sortie et permet d'obtenir une tension et un courant alternatifs de valeur moyenne nulle.

On distingue plusieurs types d'onduleurs :

- ✓ **Selon la source :**
  - Onduleur de tension.
  - Onduleur de courant.
- ✓ **Selon le nombre de phases :**
  - Monophasé
  - Triphasé, etc...
- ✓ **Selon le nombre de niveaux (2, 3, etc...)**

### II.2.2. Modélisation de l'onduleur de tension

Un onduleur de tension triphasé à deux niveaux est constitué de trois bras de commutation à transistors ou à thyristor GTO pour les grandes puissances. Chaque bras se compose de deux cellules comportant chacune diode et un transistor, la sortie correspondant au point milieu du bras.

Tous ces éléments sont considérés comme des interrupteurs idéaux. Les commandes des interrupteurs d'un bras sont complémentaires. Donc pour chaque bras, il y a deux états indépendants. Ces deux états peuvent être considérés comme une grandeur booléenne.

L'onduleur de tension est alimenté par une source de tension continue d'impédance interne négligeable, sa tension n'est pas affectée par les variations du courant qui la traverse. La source continue impose la tension à l'entrée de l'onduleur et donc à sa sortie [24] [17].

La structure à trois bras est présentée sur la figure ci-dessous :

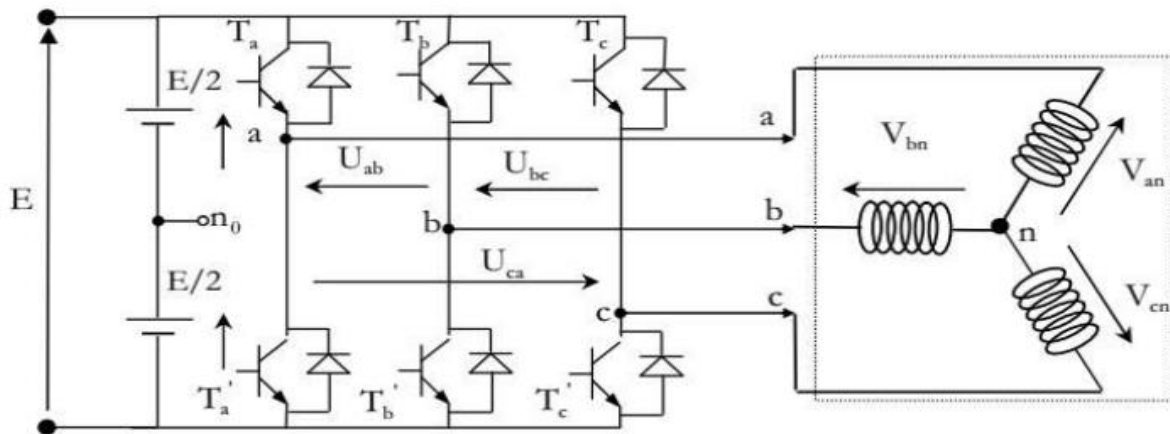


Figure II.1: Schéma d'un onduleur de tension à deux niveaux.

L'état des interrupteurs, supposés parfaites peuvent être défini par trois grandeurs booléennes de commandes  $S_i$  ( $i= abc$ ).

- ✓  $S_i=1$  si l'interrupteur du haut est fermé et celui du bas ouvert.
- ✓  $S_i=0$  si l'interrupteur du haut est ouvert et celui du bas fermé.

Dans ces conditions, on peut écrire :

$$\begin{cases} V_{ano} = (S_a - 0.5)E \\ V_{bno} = (S_b - 0.5)E \\ V_{cno} = (S_c - 0.5)E \end{cases} \quad (II.1)$$

On obtient alors pour les tensions simples :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{an0} - \frac{1}{3}V_{bn0} - \frac{1}{3}V_{cn0} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{an0} + \frac{2}{3}V_{bn0} - \frac{1}{3}V_{cn0} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{an0} - \frac{1}{3}V_{bn0} + \frac{2}{3}V_{cn0} \end{cases} \quad (II.2)$$

En remplaçant (II.1) dans (II.2), on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (II.3)$$

Tel que :

$$[T] = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \quad (\text{II.4})$$

**Remarque :** pendant notre étude, on règle l'onduleur sur une fréquence stable qui est de 5KHz [25].

### II.2.3.Stratégies de commande de l'onduleur

Afin de découper la tension appliquée à l'entrée de l'onduleur, il faut intervenir à la commande des interrupteurs qui constituent l'onduleur. Cette dernière a une très grande importance, car c'est elle qui détermine le type de la tension de sortie. Parmi les différents types de commande, on trouve :

- La commande à onde rectangulaire.
- La commande à créneaux de largeur variable.
- La commande à paliers (en marche d'escalier).
- La commande à modulation de largeur d'impulsions (MLI).

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

#### Principe :

Le principe général consiste à convertir une modulante (tension de référence au niveau commande), généralement sinusoïdale, en une tension sous forme de créneaux successifs de largeur variable (d'où le nom MLI, modulation de largeur d'impulsion, PWM pulse width modulation en anglais). Les angles de commutation sont calculés de façon à éliminer un certain nombre d'harmonique généré à la sortie de l'onduleur (niveau puissance). Cette technique repose sur la comparaison entre deux signaux.

- ✓ Le premier qui est appelé signal de référence  $V_{\text{réf}}$ , 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 qui est appelé signal de la porteuse  $V_{\text{por}}$ , généralement triangulaire, définit la cadence de la commutation des interrupteurs statiques de l'onduleur. C'est un signal de haute fréquence HF par rapport au signal de référence. Ces deux signaux sont comparés, les résultats de comparaison servent à commander l'ouverture et la fermeture des interrupteurs du circuit de puissance [24] [17] [26].

$$f_{\text{porteuse}} > 20 f_{\text{référence}}$$

La technique de MLI se caractérise par deux paramètres:

- L'indice de modulation, il permet de déterminer l'amplitude du fondamental de l'onde de modulation de largeur d'impulsion.

$$I_{\text{mod}} = \frac{V_m}{V_p}$$

$I_{\text{mod}}$  : Indice de modulation

$V_m$  : Valeur maximale de la tension de référence.

$V_p$  : Valeur de crête de la porteuse.

- La valeur maximale de la tension fondamentale (à la sortie de l'onduleur)

$$V_{1\text{max}} = \frac{U_c}{2} I_{\text{mod}}$$

$U_c$  : La tension continue à l'entrée de l'onduleur.

La modulation sinus-triangle présente l'inconvénient de générer des impulsions dissymétriques par rapport à une période de la porteuse. Ainsi, les instants de commutation ne peuvent être exprimés sous forme analytique simple; ce qui rend délicate sa mise en œuvre dans les applications numériques [25].

L'avantage majeur de la technique de modulation sinus-triangle naturelle est de réduire la pollution (élimination d'harmoniques non désirés) ou de minimiser les oscillations sur la vitesse, le couple et les courants; ce qui permettra de réduire la pollution en harmoniques dans le réseau électrique avec minimisation des pertes dans le système et donc amélioration du rendement.

## II.4. commande vectorielle de la MSAP

### II.4.1.définition

La commande de la machine synchrone à aimant permanent est difficile, et pour contrecarrer cette difficulté et obtenir une situation équivalente à celle de la machine à courant continu à excitation séparée, ont proposé une technique de commande dite commande vectorielle ou FOC (Field Oriented Control).cette dernière a été proposée en 1971 par Blashk.

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

### II.4.2. Principe de la commande vectorielle

Le principe de la commande vectorielle est identique à celui de la commande d'une machine à courant continu à excitation séparée. Elle consiste à régler le flux par une composante du courant et le couple par l'autre composante. Il faut donc, choisir un système d'axe (d,q) et une loi de commande qui assure le découplage du flux et du couple. La stratégie de commande la plus souvent utilisée est celle qui consiste à maintenir le courant à une valeur nulle. Cette stratégie permet de simplifier la commande du couple par la linéarisation de la relation entre le

couple et le courant. D'autre part, si le courant est maintenu nul, physiquement le flux de réaction d'induit est en quadrature avec le flux rotorique produit par les aimants permanents [27].

$$I_d=0 \Rightarrow I_q = I_s \tag{II.1}$$

Donc  $\varphi_d = \varphi_f$  (II.2)

L'expression du couple devienne:

$$C_{em} = \frac{3}{2} p \varphi_f i_q \tag{II.3}$$

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

$$C_{em} = K I_q \quad , \quad K = \frac{3}{2} p \varphi_f \tag{II.4}$$

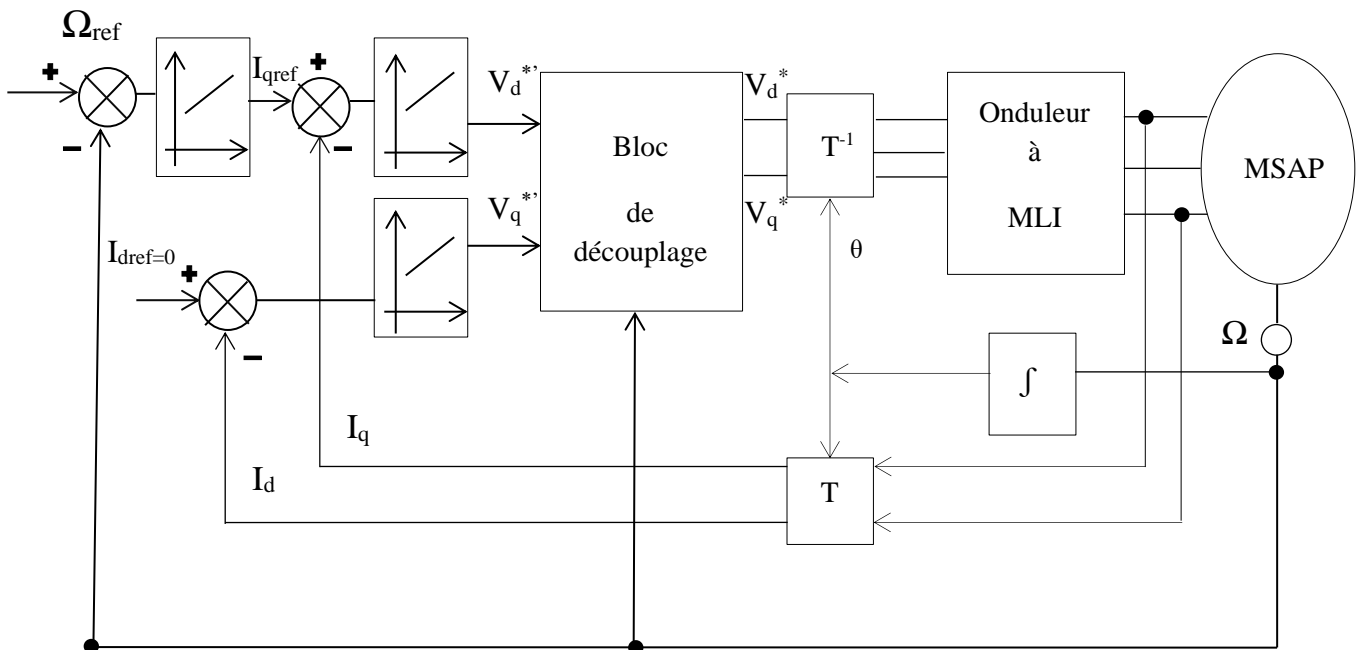
Le modèle de la machine dans le repère de Park est devienne :

$$\begin{cases} V_d = -W_r L_q I_q \\ V_q = R_s I_q + L_q \frac{dI_q}{dt} + W_r \varphi_f \end{cases} \tag{II.5}$$

### II.5. Description du système global

La commande vectorielle porte en général sur des machines alimentées en tension et régulées en courant sur les axes d et q. Cette topologie permet une meilleure dynamique dans la commande du couple tout en évitant les inconvénients d'une alimentation en courant.

La figure (II.2) représente le schéma bloc d'une régulation de vitesse de la (MSAP) alimentée en tension et commandée par orientation du flux [28].



**Figure II.2: Schéma bloc d'une régulation de vitesse de la MSAP alimentée en tension et commandée par orientation du flux.**

Les principaux constituants dans la commande vectorielle sont la boucle de régulation de vitesse, celle des courants  $I_{ds}$  et  $I_{qs}$  la transformation directe et inverse de Park.

La vitesse est régulée à travers la boucle externe du bloc, la sortie de son régulateur est le couple électromagnétique de référence  $C^*_{em}$  ou le courant de référence  $I^*_{qs}$ . Il est limité de manière à tenir compte des caractéristiques de l'onduleur et de la surcharge de la machine.

Le courant  $I^*_{qs}$  est comparé à la valeur  $I_{qs}$  issue de la mesure des courants réels, l'erreur sollicite l'entrée du régulateur de référence  $V^*_{qs}$ .

En parallèle avec cette boucle interne, on trouve une boucle de régulation de  $I_{ds}$ . Le courant  $I_{ds}$  de référence est maintenu à zéro.

Les sorties des régulateurs de courant  $I_{ds}$  et  $I_{qs}$  sont appliquées à un bloc de découplage qui donnent les tensions de référence  $V^*_{ds}$  et  $V^*_{qs}$  par la transformation de Park inverse, on obtient les tensions  $V^*_{as}$ ,  $V^*_{bs}$ ,  $V^*_{cs}$ , qui sont les tensions de la commande de l'onduleur à commande MLI.

## II.6. Découplage

En appliquant le principe de la commande vectorielle ( $I_{ds} = 0, I_{qs} = I_s$ ) et après arrangements nécessaires, on aura le système d'équations suivant:

$$\begin{cases} R_s i_{ds} + L_d \frac{di_{ds}}{dt} = V_{ds} + L_q \omega_r i_{qs} \\ R_s i_{qs} + L_q \frac{di_{qs}}{dt} = V_{qs} - L_d \omega_r i_{ds} - \omega_r \Phi_e \end{cases} \quad (\text{II.6})$$

Ces équations montrent que  $V_{ds}$  et  $V_{qs}$  dépendent à la fois des courants sur les axes d et q. On est donc amené à implanter un découplage [29].

Le principe de ce découplage revient à définir deux nouvelles variables de commande

$V_{d1}$  et  $V_{q1}$  (Fig. II.3) [30].

$$\text{Posons : } \begin{cases} V_{d1} = V_d + e_q \\ V_{q1} = V_q + e_d \end{cases} \quad (\text{II.7})$$

$$\text{Sachant que : } \begin{cases} e_d = \omega L_d I_d + \omega \Phi_e \\ e_q = \omega L_q I_q \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

$$\text{Alors : } \begin{cases} V_q = V_{q1} - e_d \\ V_d = V_{d1} + e_q \end{cases} \quad (\text{II.9})$$

La compensation a pour effet de découpler les deux axes grâce à une reconstitution en temps réel de ces perturbations ( $e_d$  et  $e_q$ ), Dans de telles conditions, le système devient linéaire.

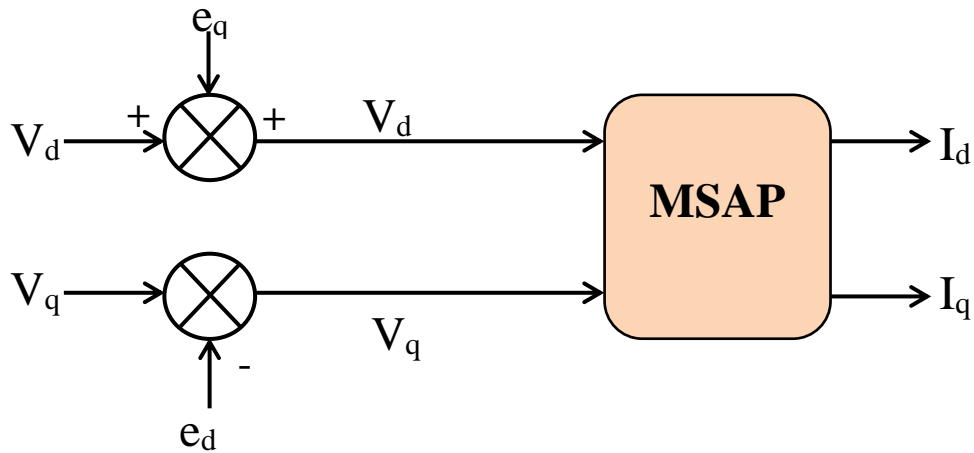


Figure II.3: Description de la compensation.

## II.7. Calcul de régulateur de vitesse

Le schéma fonctionnel du contrôle de vitesse est donné par: [10]

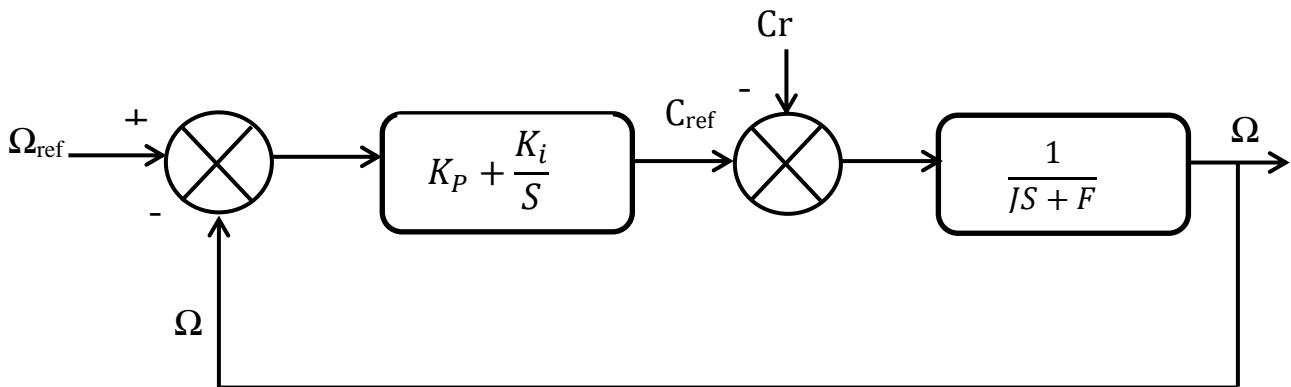


Figure II.4: schéma fonctionnel de régulation de la vitesse.

On a ajouté à cette boucle un filtre pour éliminer le dépassement dû à l'existence d'un (Zéro) dans la FTBF du Système (machine + régulateur PI).

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

$$K_P + \frac{K_i}{S} = \frac{K_P}{S} \left( S + \frac{K_i}{K_P} \right) \quad (\text{II.10})$$

La fonction de transfert de la vitesse en boucle ouverte est donnée par:

$$\text{FTBO}_\Omega = \frac{K_P}{S} \left( S + \frac{K_i}{K_P} \right) \frac{1}{JS+F} \quad (\text{II.11})$$

En adoptant la méthode de placement de pôle et la fonction de transfert de la vitesse en boucle fermée est donnée par:

$$FTBF_{\Omega} = \frac{\Omega(s)}{\Omega_{ref}(s)} = \frac{K_P(S + \frac{K_i}{K_P})}{JS^2 + (F + K_P)S + K_i}$$

La FTBF possède une dynamique de 2<sup>ème</sup> ordre, par identification à la forme canonique du 2<sup>ème</sup> ordre l'équation caractéristique peut être représentée comme suit :

$$\frac{1}{\omega_0^2} S^2 + \left(\frac{2\xi}{\omega_0}\right) S + 1$$

On aboutit au système d'équation suivant :

$$\begin{cases} \frac{J}{K_i} = \frac{1}{\omega_0^2} \\ \frac{2\xi}{\omega_0} = \tau + \frac{F}{K_i} \end{cases}$$

Avec :  $\tau = \frac{K_P}{K_i}$

$\xi$  : Coefficient d'amortissement.

On choisit alors le coefficient d'amortissement  $\xi$  et  $\omega_0$  on déduit  $K_i$  et  $K_P$  :

Pour un amortissement ( $\xi = 1$ ) on obtient :

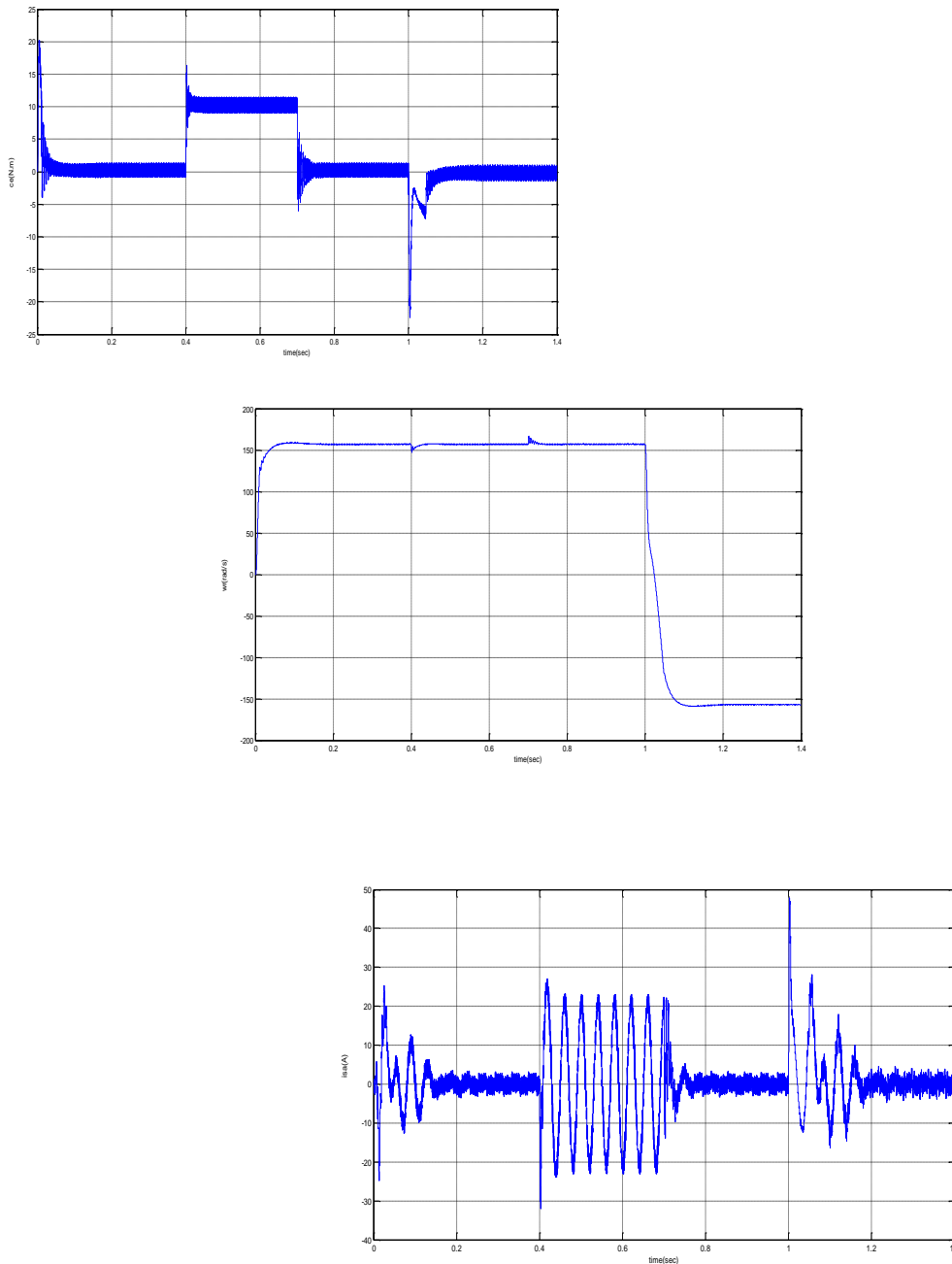
$$K_P = \tau K_i$$

$$K_i = \frac{4J}{\tau^2}$$

## II.8.Simulation de l'association onduleur-machine synchrone à aimants permanents et commande

La simulation a été effectuée par le logiciel simulink sous MATLAB, la structure en schéma-bloc de cette simulation est présentée par la figure(II.5) suivante :





**Figure II.6: Résultats de la simulation de l'association onduleur-MSAP et commande.**

### II.8.2. Interprétation des résultats

Les résultats obtenus en simulation numérique mettent en évidence les performances du système de commande. Au démarrage, le fonctionnement à vide de la machine, il apparaît un pic du couple électromagnétique  $C_{em}$  et du courant  $I_q$  (le couple et le courant  $I_q$  ont la même allure).

Après application d'une charge de 10N.m à l'instant  $t=0.4s$  jusqu'à  $t=0.75s$ , on remarque que la commande répond à l'échelon de charge avec une dynamique presque instantanée, de très

faible dépassement et sans oscillations. A l'instant  $t=0.75s$  on a enlevé la charge, la machine est en régime permanent, puis on a changé le sens de rotation à  $t=1.0s$ . L'allure de  $C_{em}$  et  $I_q$  est affectée par la fréquence de la MLI.

La réponse de la vitesse de la MSAP à vide semble à celle d'un système du premier ordre (sans dépassements), avec un temps de réponse de l'ordre  $0.1s$ . on constate le rejet de la perturbation (couple de charge) appliqué à  $0.4s$  et le suivi parfait de la référence de vitesse ( $157rad/s$ ). Ce qui confirme le bon choix des coefficients de régulation de vitesse.

Pour les courants statoriques  $I_d$  et  $I_q$  dans le repère de Park on constate un très bon découplage entre les deux courants :

**A vide :** la composante directe est maintenue à zéro par le régulateur de courant  $I_d$ . L'autre composante  $I_q$  présente un pic au démarrage (... A), puis s'annule rapidement.

**En charge :** le bon choix des coefficients de la régulation de courant maintient la composante  $I_d$  toujours égale à zéro, par contre la composante  $I_q$  a la même dynamique que celle du couple électromagnétique et cela pour répondre au couple de charge.

Les oscillations des deux courants sont dues à la présence de l'onduleur à MLI.

## II.9. Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté l'étude de la commande vectorielle appliquée à l'association Onduleur-MSAP. Il s'agit de la technique de commande par MLI.

La commande vectorielle nous a permis de faire le découplage entre le flux et le couple de la machine afin d'assurer une commande souple de sa vitesse. Ceci nous a permis d'avoir l'approche des performances analogiques à celle du moteur à courant continu. Le réglage de la vitesse de la MSAP par le régulateur PI donne de bons résultats, réponse rapide de la vitesse sans dépassement.

Dans le chapitre suivant, afin d'améliorer encore les performances de la commande, nous allons présenter la méthode de la commande par mode glissant.



## Chapitre III:

Commande robuste du moteur synchrone à  
aimant permanent (commande par mode  
glissant du MSAP)

### III.1.Introduction

Dans le chapitre précédent nous avons mis en œuvre la commande vectorielle en utilisant les régulateurs classiques PI, cette commande est très efficace dans le cas des systèmes linéaires à paramètres constants. Par contre dans les systèmes non linéaires à paramètres variables, ces lois de commande classique ne sont pas insuffisantes car elles ne sont pas robustes surtout lorsque les exigences sur la précision et autres caractéristiques dynamiques du système sont strictes. On doit faire appel à des lois de commande insensible aux variations de paramètres, aux perturbations et aux non linéarités [31]. De ce fait on utilise le réglage par mode glissant.

La technique de commande par modes glissants a été développée depuis le début des années 80. Cette commande consiste à définir une surface dite de glissement, et une loi de Commande par Mode Glissant(CMG) de manière à conduire et à contraindre le système à rester au voisinage de cette surface de commutation. Cette technique est un cas particulier de la commande à structure variable(CVS), elle est connu par sa simplicité, stabilité, sa robustesse et un temps de réponse très faible vis-à-vis l'insensibilité à la variation des paramètres internes et externes [32].

Ainsi, nous allons représenter les notions fondamentales sur la commande par mode glissant et le choix de la surface. Puis on va appliquer cette stratégie sur la MSAP.

### III.2.Théorie de la commande par mode de glissement

La commande à structure variable par régime glissant est apparue depuis le début des années 60, elle a été étudiée et développée exclusivement en union soviétique dans les années soixante. Par la suite, de nombreuses recherches ont été menées partout ailleurs, soit pour compléter l'étude théorique, soit pour l'appliquer aux systèmes physiques [33]. La CSV qui, par sa nature, est une commande non linéaire. Elle est basée sur la commutation de fonctions de variables d'état, utilisées pour créer une variété ou hypersurface de glissement, dont le but est de forcer la dynamique du système à correspondre avec celle définie par l'équation de l'hypersurface. Quand l'état est maintenu sur cette hypersurface, le système se trouve en régime glissant. Sa dynamique est alors insensible aux perturbations extérieures et paramétriques tant que les conditions du régime glissant sont assurées [34].

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

La trajectoire dans le plan de phase est constituée de trois parties distinctes, Figure (III.1) [33]:

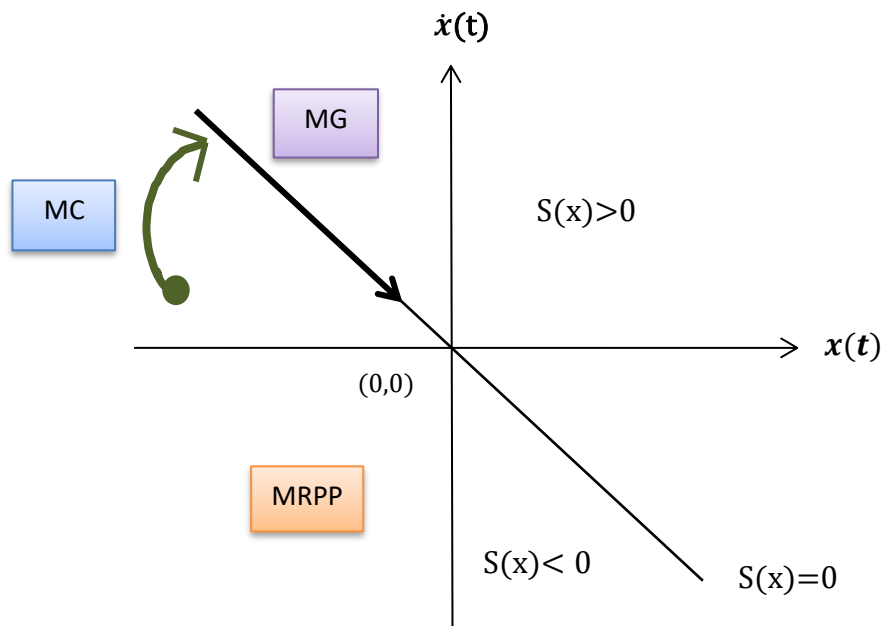
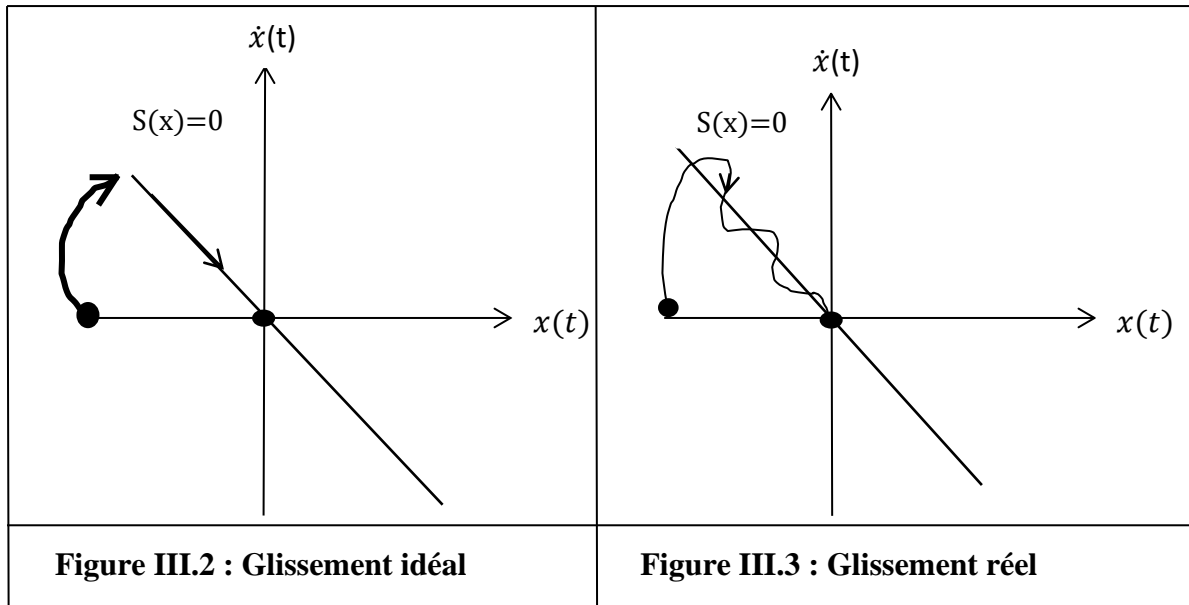


Figure III.1: Les modes de trajectoire dans le plan de phase.

### Explication de quelques notions de bases du régime glissant :

**III.2.1. Régime glissant idéal :** En théorie, l'organe de commutation est supposé insensible aux bruits, et la trajectoire en régime glissant décrit parfaitement l'équation  $S(x)=0$ . Le régime glissant idéal correspond à une oscillation de fréquence infinie et d'amplitude nulle, le point représentatif de l'évolution du système glisse parfaitement sur l'hyper surface de commutation (Figure III.2).

**III.2.2. Régime glissant réel :** En pratique l'organe de commutation est réalisé à partir de relais qui présentent des imperfections comme les retards de commutations, dans ce cas la trajectoire de phase du régime glissant reste au voisinage de la surface de commutation donnant naissance à des oscillations indésirables qui éliminent la précision du système et néanmoins sa stabilité (Figure III.3)[18].



### III.2.3. Principe de la commande par mode de glissement

Un système à structure variable est un système dont la structure change durant son fonctionnement. La commande par mode glissant est une classe de la commande à structure variable, elle est efficace et robuste pour les systèmes linéaires et non linéaires. La tâche principale de la commande par mode glissant est de fournir une surface de commutation, selon les lois d'existence, de convergence et de stabilité. La surface de commutation peut être atteinte par la trajectoire d'état grâce aux changements appropriés de la structure du système commandé [35].

Le but par cette commande est que la trajectoire d'état soit attirée vers une surface de glissement défini  $S$  (sliding surface) et glisse autour d'elle. Une fois la surface de glissement est atteinte, la dynamique du système reste insensible aux variations des paramètres du processus et aux perturbations [36].

### III.3. Conception de la commande par mode de glissement

La conception de la commande par mode de glissement prend en compte les problèmes de stabilité et de bonnes performances de façon systématique dans son approche, qui s'effectue principalement en trois étapes complémentaires :

- Choix de la surface.
- L'établissement des conditions d'existence de la convergence.
- La détermination de la loi de commande.

### III.3.1 Choix de la surface de glissement

Le choix de la surface de glissement concerne non seulement le nombre nécessaire de cette surface mais également leurs formes en fonction de l'application et de l'objectif visé. En général, pour un système défini par l'équation d'état suivante : [37]

$$\dot{x}(t) = f(x,t) + B(x,t)U(t) \quad (\text{III.1})$$

Avec :

$x(t)$  : vecteur d'état ;       $U(t)$  : vecteur d'entrée

$f(x,t)$  et  $B(x,t)$  : fonctions non linéaires

Un nombre de " m " surfaces de glissement pour un vecteur U 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 [38].

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  $S(x)$  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 à sa valeur de consigne: [38], [39]

L'équation est donnée par:

$$S(x) = \left(\frac{\partial}{\partial x} + \lambda x\right)^{r-1} e(x) \quad (\text{III.2})$$

Où :

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

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

$r$  : Le degré relatif, représentant le nombre de fois qu'il dériver la surface pour faire apparaitre la commande.

Pour :

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

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

$$r=3, S(x) = \lambda_2 e(x) + 2\lambda x \dot{e}(x) + \ddot{e}(x)$$

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

L'objectif de la commande est de maintenir la surface à zéro. Cette dernière est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est  $e(x) = 0$ . Pour un choix convenable

du paramètre, ceci revient à un problème de poursuite de trajectoire qui est équivalent à une linéarisation exacte de l'écart tout en respectant la condition de convergence [22].

### III.3.2. Conditions d'existence de la convergence

Les conditions de convergence permettent aux dynamiques du système de converger vers les surfaces de glissement. Nous retenons de la littérature deux conditions, celles-ci correspondent au mode de convergence de l'état du système [40].

#### III.3.2.1. Approche directe

Cette approche est la plus ancienne, elle est proposée et étudiée par Utkin. Elle est donnée sous la forme [41]:

$$S(x)\dot{S}(x) < 0 \quad (\text{III.3})$$

#### III.3.2.2. Approche de Lyapunov

Il s'agit de choisir une fonction candidate de Lyapunov  $V(x) > 0$  (fonction scalaire positive) pour les variables d'état du système et de choisir une loi de commande qui fera décroître cette fonction  $\dot{V}(x) < 0$ .

En définissant par exemple une fonction candidate de Lyapunov pour le système comme suit :

$$V(x) = \frac{1}{2}S^2(x)$$

Par dérivé en obtient :  $S(x)\dot{S}(x) < 0$  (III.4)

Cette approche est utilisée pour estimer les performances de la commande, l'étude de la robustesse et de la stabilité des systèmes non linéaires [42] [43] [44].

### III.3.3. Détermination de la loi de commande

Lorsque le régime glissant est atteint, la dynamique du système est indépendante de la loi de commande qui n'a pour but que de maintenir les conditions de glissement (l'attractivité de la surface), c'est pour cette raison que la surface est déterminée indépendamment de la commande. Maintenant, il reste à déterminer la commande nécessaire pour attirer la trajectoire d'état vers la surface et ensuite vers son point d'équilibre en maintenant les conditions d'existence du mode de glissement [45].

L'obtention d'un régime de glissement suppose une commande discontinue. La surface de glissement devrait être attractive des deux côtés. De ce fait, si cette commande discontinue est indispensable, il n'empêche nullement qu'une partie continue lui soit ajoutée. La partie continue peut en effet amener à réduire autant que nous voulons l'amplitude de la partie discontinue. En présence d'une perturbation, la partie discontinue a essentiellement pour but de vérifier les conditions d'attractivité. Dans ce cas, la structure d'un contrôleur par mode de

glissement est constituée de deux parties, une concernant la linéarisation exacte  $U_{eq}$  et l'autre la stabilité  $U_n$  [46] [47] [48] [49]

$$U = U_{eq} + U_n \quad (III.5)$$

Avec :

$U_{eq}$  : la commande qui maintient la variable à contrôler sur la surface de glissement  $S(x) = 0$ , elle est proposé par Filpov et déduite, en considérant que la dérivée de la surface est nulle  $\dot{S}(x) = 0$ .

$U_n$  : La commande discrète est déterminée pour vérifier la condition de convergence en dépit de l'imprécision sur les paramètres du modèle du système.

Afin de mettre en évidence le développement précédent, on utilise le système d'état (III.1) et on cherche à déterminer l'expression analogique de la commande  $U$ .

La dérivée de la surface  $S(x)$  est :  $\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial X} \frac{\partial X}{\partial t}$

En remplaçant (III.5) et (III.1), dans le dérivé de surface, on trouve [50] [46] :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial X} \{ [A][X] + [B]U_{eq} \} + \frac{\partial S}{\partial X} [B]U_n \quad (III.6)$$

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

$$U_{eq} = - \left\{ \frac{\partial S}{\partial X} [B] \right\}^{-1} \left\{ \frac{\partial S}{\partial X} [A][X] \right\} \quad (III.7)$$

Pour que la commande équivalente puisse prendre une valeur finie, il faut que :

$$\frac{\partial S}{\partial X} [B] \neq 0 \quad (III.8)$$

Et la condition d'attractivité  $(x)\dot{S}(x) < 0$  devient :

$$(x) \frac{\partial S}{\partial X} [B]U_n < 0 \quad (III.9)$$

Afin de satisfaire la condition, le signe de  $U_n$  doit être opposé à celui de  $(x) \frac{\partial S}{\partial X} [B]$ .

La forme la plus simple que peut prendre la commande discrète est celle d'une fonction sign  
Figure(III.4)

$$U_n = Kx(x) \quad (III.10)$$

Le signe de gain  $Kx$  doit être différent de celui de :  $\frac{\partial S}{\partial X} [B]$ .

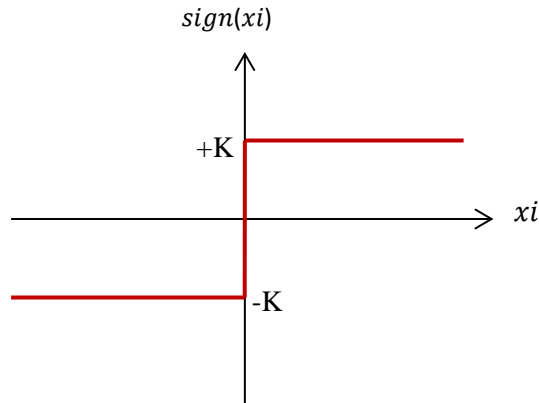


Figure III.4 : Définition de la fonction « sign ».

### III.3.4. Avantage et inconvénients de la commande par mode glissant

Il y'a plusieurs avantages pour la commande par mode glissant : la précision, stabilité, simplicité, faible temps de réponse et la robustesse. Ceci lui permet d'être particulièrement adaptée pour traiter les systèmes qui ont des modèles mal connus, soit à cause de problèmes d'identifications des paramètres, soit à cause de la simplification sur modèle des systèmes. Néanmoins, elle présente aussi des inconvénients car cette technique fait appel à un grand effort de commande, chose qui peut détériorer les organes de commande. De plus, en réalité, on n'a pas le glissement idéal sur la surface mais des zigzags autour de celle-ci. Ce phénomène est appelé 'broutement' ou encore 'Chattering', il engendre plusieurs effet indésirable sur la qualité et la réalisation de la commande et sur le système comme la figure (III.5) représente ce phénomène.

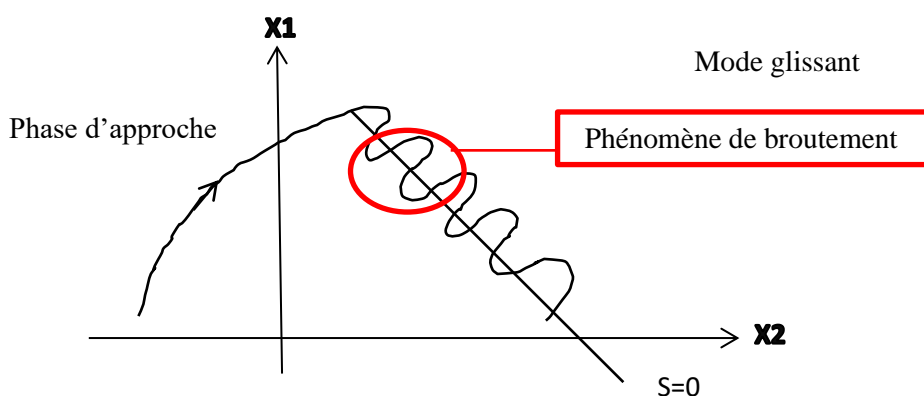


Figure III.5: Illustration du phénomène de broutement.

Le phénomène de broutement est considéré comme un obstacle réel pour l'application de la commande par mode glissant, pour y remédier plusieurs solutions ont été proposées. On peut citer : La première c'est l'utilisation d'un observateur d'état asymptotique pour limiter la

réticence [51]. La deuxième c'est l'utilisation d'algorithmes de commande par mode de glissement d'ordre supérieur [52], cette dernière solution a permis la réduction ou même l'atténuation du phénomène de Chattering tout en gardant les propriétés de robustesse et la convergence en temps fini [53][54-55]etc...

### III.4. Application de la commande par mode de glissement à la MSAP

Les lois de commande pour l'asservissement de vitesse ou de position ont pour objectifs :

- Assurer la rapidité et la précision de la réponse des grandeurs régulées.
- Assurer la robustesse du système vis-à-vis des perturbations et des variations des paramètres de la charge mécanique sur l'arbre du moteur.

Nous rappelons également les équations d'ordre électrique, ainsi que celles d'ordre mécanique représentant la dynamique de la machine (voir chapitre I).

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{I}_d = -\frac{R_s}{L_d} I_d + \frac{P \cdot \Omega \cdot L_q}{L_d} I_q + \frac{V_d}{L_d} \\ \dot{I}_q = -\frac{P \cdot \Omega \cdot L_d}{L_q} I_d - \frac{R_s}{L_q} I_q - \frac{P \cdot \phi_{sf}}{L_q} \Omega + \frac{V_q}{L_q} \\ \dot{\theta} = \Omega \\ J \cdot \dot{\Omega} = C_{em} - C_r - f \cdot \Omega \end{array} \right. \quad (III.15)$$

#### III.4.1. L'asservissement de vitesse

- **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 (III.6) représente la structure cascade de régulation de vitesse par mode de glissement de la MSAP alimentée par un onduleur de tension [56].

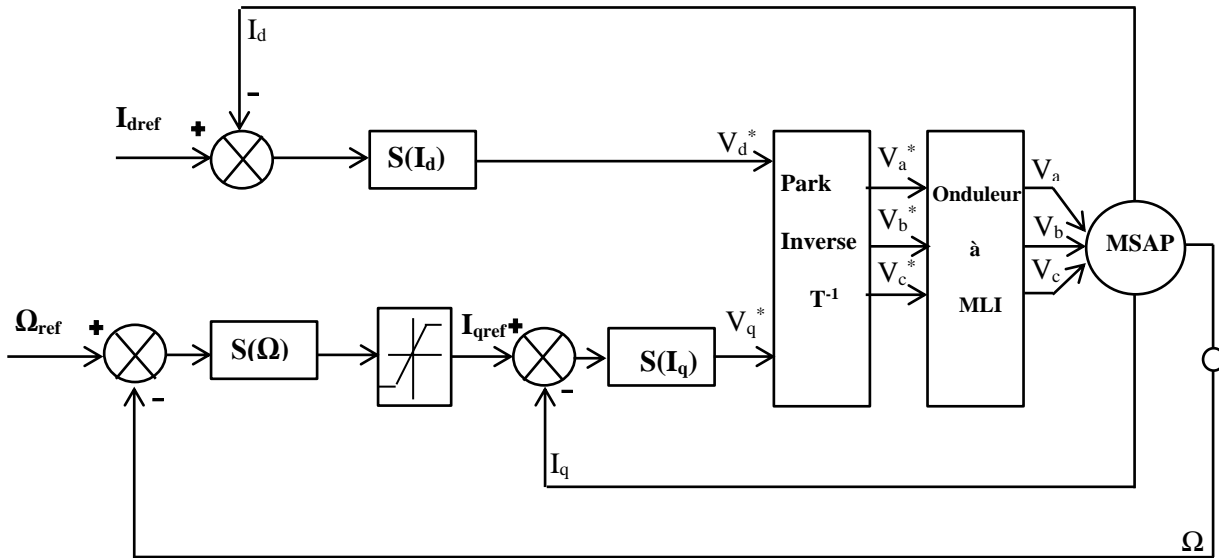


Figure III.6: Structure de commande de la vitesse pour la MSAP.

Nous définissons les trois surfaces par :

- La première surface, celle de la vitesse, est d'écrite par :

$$S(\Omega) = \Omega_{ref} - \Omega \quad (III.16)$$

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

$$S(\Omega) = 0 \quad \text{et} \quad \dot{S}(\Omega) = 0 \quad (III.17)$$

D'où nous déduisons :  $I_{qn} = 0$

$$\dot{S}(\Omega) = 0 \quad \longrightarrow \quad I_{qeq} = \frac{f.\Omega + C_r}{P.[\phi_{sf} - (L_d - L_q)I_d]}$$

Durant le mode de glissement, le produit de la surface par sa dérivée doit être inférieur à zéro.

Cela exige de vérifier la condition de Lyapunov suivant :

$$\lim_{s \rightarrow 0} S(\Omega) \dot{S}(\Omega) < 0 \quad (III.19)$$

En substituant l'expression de la commande équivalente (III.17) dans (III.18), la dérivée de la surface est donnée par :

$$\dot{S}(\Omega) = -\frac{P}{J} [\phi_{sf} - (L_d - L_q)I_d] I_{qn} \quad (III.20)$$

Avec :  $I_{qn} = K_v \cdot \text{sign}(S(\Omega)) \quad (III.21)$

Ainsi, la commande  $I_{qref}$  représente la somme des grandeurs  $I_{qeq}$  et  $I_{qn}$  :

$$I_{qref} = I_{qeq} + I_{qn} \quad (III.22)$$

- La deuxième surface de la boucle interne, responsable du contrôle du courant  $I_{qn}$ , est décrite par :

$$S(I_q) = I_{qref} - I_q \quad (III.23)$$

La dérivée de la surface est donnée par :

$$\dot{S}(I_q) = \frac{L_d \cdot \Omega \cdot P}{L_q} I_d + \frac{R_s}{L_q} I_q + \frac{P \cdot \Omega \cdot \phi_{sf}}{L_q} + \frac{V_q}{L_q} \quad (III.24)$$

Étant donné que :  $V_q = V_{qeq} + V_{qn}$

On obtient:

$$\dot{S}(I_q) = \frac{L_d \cdot \Omega \cdot P}{L_q} I_d + \frac{R_s}{L_q} I_q + \frac{P \cdot \Omega \cdot \phi_{sf}}{L_q} + \frac{V_{qeq}}{L_q} + \frac{V_{qn}}{L_q}$$

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

$$S(I_q) = 0 \quad \text{et} \quad \dot{S}(I_q) = 0 \quad (III.25)$$

Avec :  $V_{qn} = 0$

$$\text{on obtient:} \quad V_{qeq} = R_s I_q + P \cdot \Omega [\phi_{sf} + L_d I_d] \quad (III.26)$$

$$\text{et} \quad V_{qn} = K_q \cdot \text{sign}(S(I_q)) \quad (III.27)$$

$$\text{D'où l'expression de } V_{qc} : \quad V_{qc} = V_{qeq} + V_{qn} \quad (III.28)$$

- La troisième surface est celle du contrôle du courant  $I_d$ . Elle est décrite par :

$$S(I_d) = I_{dref} - I_d \quad (III.29)$$

Dans ce cas nous donnons juste les expressions de :

$$V_{deq} = R_s I_d - P \cdot L_q \cdot I_q \cdot \Omega \quad (III.30)$$

$$V_{dn} = K_d \cdot \text{sign}(S(I_d)) \quad (III.31)$$

$$V_{dc} = V_{deq} + V_{dn} \quad (III.32)$$

La stabilité du système nécessite de vérifier que le produit de la surface et sa dérivée est inférieur ou égal à zéro. Afin d'assurer cette condition, les paramètres,  $K_v$ ,  $K_d$  et  $K_q$  sont toujours positifs.

Ces paramètres sont choisis de façon à :

- Assurer la rapidité de la convergence,
- Imposer la dynamique en mode de convergence et de glissement,
- Limiter le courant à une valeur admissible pour un couple maximal.

Dans le régime permanent, on a :

$$\dot{I}_d = 0, \quad \dot{I}_q = 0, \quad \dot{\Omega} = 0 \quad (\text{III.33})$$

En remplaçant (III.33) dans (III.15), on obtient :

$$\begin{cases} -R_s \cdot I_d + \omega \cdot L_q I_q + V_d = 0 \\ -R_s \cdot I_q + \omega \cdot L_d I_d + V_q - \omega \cdot \phi_{sf} = 0 \\ C_e - C_r = f \cdot \Omega \end{cases} \quad (\text{III.34})$$

Les conditions d'existence du mode de glissement sont donc :

$$\begin{aligned} K_v &\geq \left| \frac{1}{P \cdot \phi_{sf}} (-f \cdot \Omega - C_r) \right| \\ K_d &\geq \left| -R_s \cdot I_d + \omega \cdot L_q I_q \right| \\ K_q &\geq \left| -R_s \cdot I_q + \omega \cdot L_d I_d - \omega \cdot \phi_{sf} \right| \end{aligned} \quad (\text{III.35})$$

### III.4.2. L'asservissement de la position

La CSV pour la position est élaborée à partir d'une variété de glissements de type une droite :

$$S(\theta) = R_1 \cdot e_\theta + R_2 \cdot \dot{e}_\theta \quad (\text{III.36})$$

Avec :  $e_\theta = \theta_{ref} - \theta$

$e_\theta$  : L'écart entre la consigne de position  $\theta_{ref}$  et la position mesurée  $\theta$ .

$\dot{e}_\theta$  : est la dérivée de l'erreur de position.

$R_1, R_2$  : sont les paramètres de la variété de glissements.

On utilise un asservissement à structure variable de position qui génère le courant de référence. L'asservissement de vitesse ne figure plus sur le schéma de commande (figure III.5). Par contre, la CSV (commande à structure variable) utilise l'information sur la vitesse (un retour tachymétrique existe).

La condition nécessaire et suffisante pour l'obtention d'un régime glissant sur  $S(\theta)$  est que  $R_1$  et  $R_2$  doivent être positifs. Le rapport  $R_2/R_1$  détermine la constante de temps du régime glissant sur la variété et, par conséquent, la rapidité du système commandé.

La commande pour l'asservissement de position est composée uniquement d'une partie commande rendue continue. Ceci est vrai d'autant plus que l'addition d'une commande équivalente pour cet asservissement ne modifie pas la réponse en position [56].

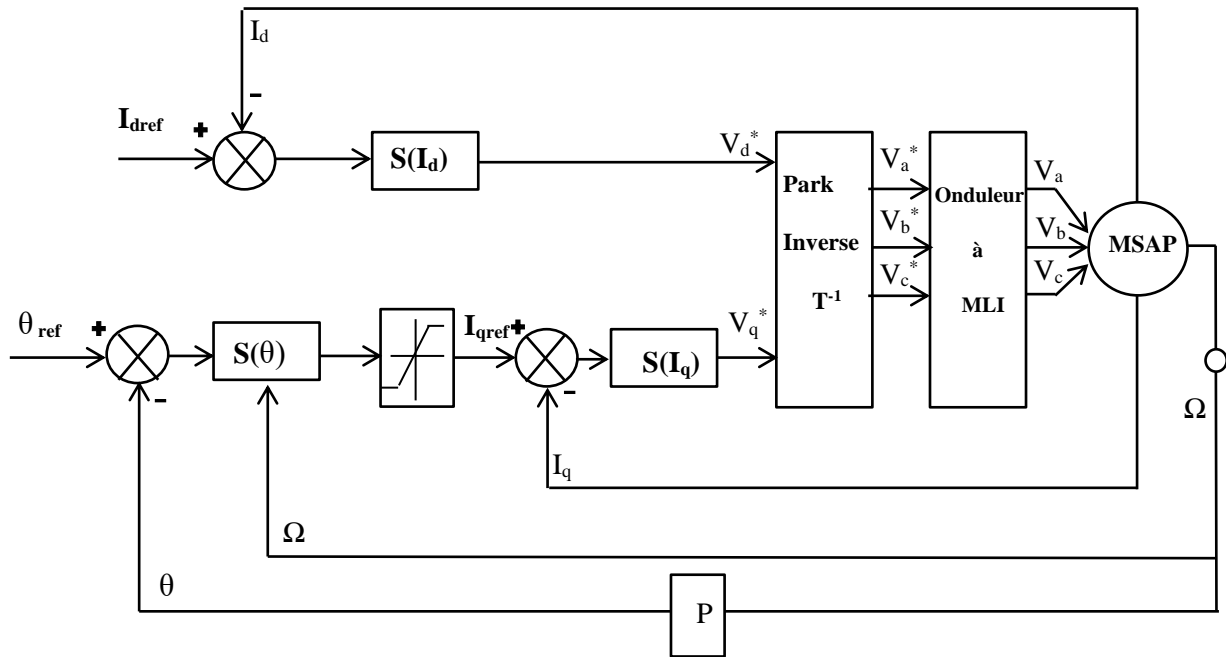


Figure III.7: Schéma global du réglage de la position par mode de glissement d'une MSAP.

### III.5. Résultats de simulation

Nous avons testé en simulation (logiciel MTLAB simulink) la loi de commande par mode de glissement de la vitesse et de la position sur la MSAP.

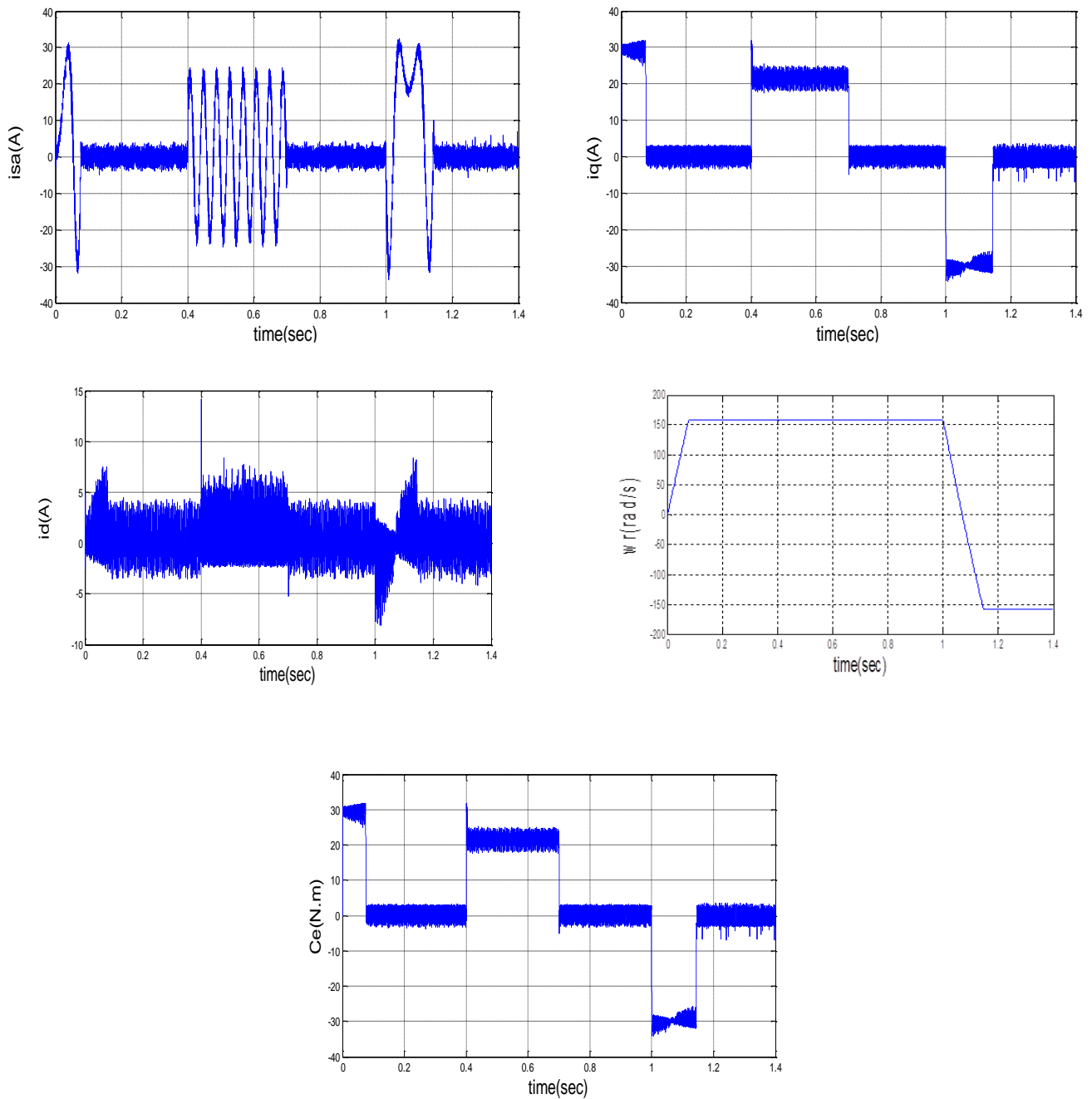


Figure III.8: Réponses de la MSAP par mode de glissement en charge avec ( $C_r=10$  N.m)

### III.6. Interprétations des résultats

- **Essai à vide et en charge:** On a appliqué à l'entrée de commande un échelon de consigne de 157 (rad/s), la figure (III.7) représente les résultats de simulation de l'essai à vide et en charge.

On remarque pendant le fonctionnement à vide, l'allure de la vitesse possède une caractéristique linéaire et atteint la vitesse de référence dans un temps de réponse très petit.

Après l'application de la charge à l'instant  $t=0.4$  ( $C_r=10$ N.m), on ne constate presque aucune influence sur l'allure de la vitesse. Par contre les deux allures du couple  $C_{em}$  et le courant  $I_q$

présente un pic lors du démarrage puis suit la variation de la charge (le couple  $C_{em}$  est l'image du courant  $I_q$ ). Les seules oscillations résiduelles observables sur le couple aux instants  $t=0.1s$  correspondent à une oscillation qui est très rapidement atténuée, car le système entre en régime glissant de  $S(\Omega) = 0$ .

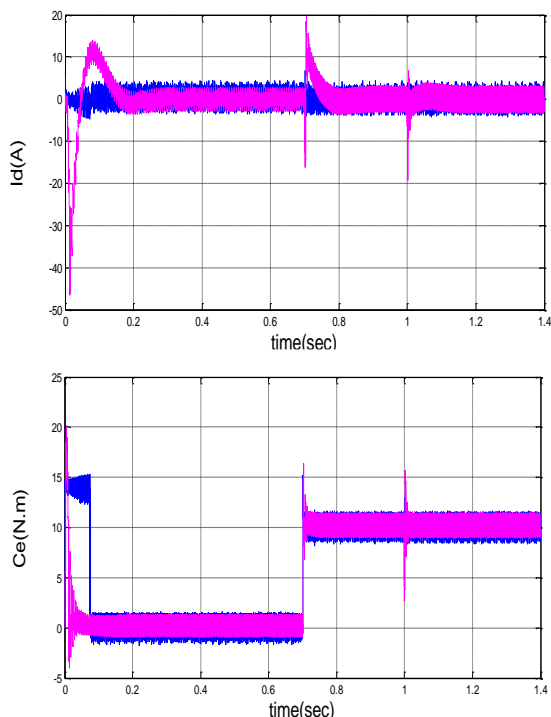
• **Inversion du sens de rotation** : L'inversion du sens de rotation est faite pour montrer la robustesse de la commande vis-à-vis les variations brusques de la vitesse de rotation.

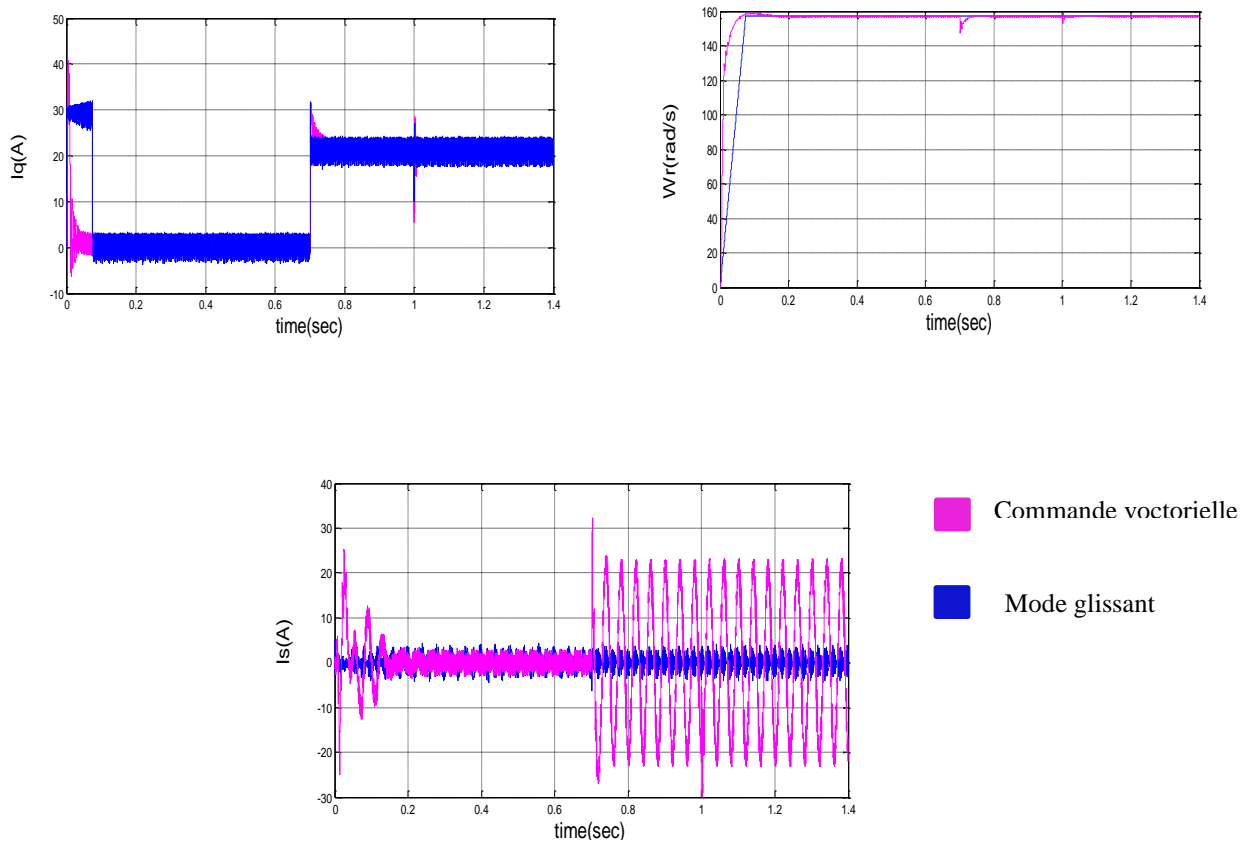
Pour cela on a appliqué une consigne de vitesse égale à  $-157\text{rad/s}$  à l'instant  $t=1.0s$ .

On observe d'après les résultats de simulation que la commande est robuste vis-à-vis la variation de la vitesse. La vitesse suit sa référence au régime permanent qu'au transitoire (démarrage et inversion du sens de rotation) sans dépassement et avec un temps de réponse petit. L'allure du courant  $I_q$  identique à celle du couple électromagnétique montre que le découplage est parfaitement réalisé.

### III.7. Test de robustesse

Afin de tester les performances de la machine synchrone à aimant permanent vis-à-vis la variation de la résistance statorique par rapport à sa valeur initiale, on applique les deux commandes, vectorielle et mode glissant.





**Figure III.9: Test de robustesse de MSAP avec la commande vectorielle et la commande par mode glissant.**

La figure (III.8) représente la vitesse, le couple et les deux composantes de courants, obtenus vis-à-vis la variation de la résistance statorique. D'après ces résultats on remarque que la régulation de la vitesse par le mode glissant est satisfaisante par rapport à la commande vectorielle en termes de rapidité et de suivi de la vitesse de référence (le temps de réponse et le temps pour l'inversion du sens de rotation) ; les courants  $I_q$ ,  $I_d$  sans dépassement ; on remarque l'absence de pics au niveau du couple électromagnétique ; le rejet de perturbation après la variation de la résistance statorique. Le test de robustesse montre que la régulation donne de bonnes réponses de vitesse, couple électromagnétique. On remarque aussi qu'elle a donné de bons résultats en termes de l'élimination de l'effet de variation paramétrique. Généralement on peut conclure que la commande à base de mode glissant est robuste par rapport à la commande vectorielle et efficace lors d'un fonctionnement normal ou lors des conditions de fonctionnement sévères.

### III.8. Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté la régulation de la vitesse de la MSAP par mode de glissement.

Après la présentation de la théorie de base de cette commande, on a défini la méthodologie de conception nécessaire pour cette commande, et préciser que le choix convenable des surfaces de commutation permet d'obtenir des hautes performances.

Les résultats de simulation montrent de façon claire que la régulation de vitesse de la MSAP par le mode glissant est satisfaisante en termes de rapidité et de suivi de la vitesse de référence (le temps de réponse et le temps pour l'inversion du sens de rotation) ; on remarque l'absence de pics au niveau de couple électromagnétique ; le rejet de perturbation lorsqu'on applique une perturbation externe.

On remarque aussi qu'elle a donné de bons résultats en termes de l'élimination de l'effet de changement paramétrique. Généralement on peut conclure que la commande à base de mode glissant de la MSAP est robuste et efficace lors d'un fonctionnement normal ou lors des conditions de fonctionnement sévères.

## Conclusion général

Le travail présenté s'inscrit dans le domaine de la commande des machines synchrones à aimants permanents. En considérant que l'asservissement de la vitesse représente le principal refuge de tel moteur. Nous avons exposé la synthèse d'une technique de réglage robuste basée sur une commande à structure variable (commande vectorielle) en alimentant la MSAP commandé par le réglage par mode glissant à base d'un onduleur commandé par la technique MLI.

L'objectif principal de ce mémoire est la réalisation d'une commande robuste qui améliore les performances de la machines synchrones à aimant permanent.

En effet, on a présenté au premier chapitre la modélisation de la machine synchrone à aimant permanent dans le repère de Park ( $d, q$ ) qui permet la mise sous forme d'équation d'état de la machine alimentée en tension en tenant compte des hypothèses simplificatrices. Ensuite, nous avons validé le modèle mathématique dans l'environnement MATLAB/SIMULINK. Ainsi, on a présenté des généralités sur cette machine telle que les avantages, inconvénients, domaines d'applications. A la fin de ce chapitre, nous avons donné les résultats de simulation de la machine synchrone à aimant permanent.

Dans le but d'améliorer le réglage de la vitesse, une commande performante a été appliquée en association avec la MSAP dans le deuxième chapitre, pour la réalisation de cette commande, un découplage entre la partie magnétique (flux) et la partie mécanique (le couple) est indispensable. Et pour cela on a introduit une technique de commande qui permet le découplage. On a utilisé la commande vectorielle de la MSAP alimentée par un onduleur de tension avec la technique de commande MLI, en utilisant des régulateurs PI qui donnent de bons résultats dans le cas des systèmes linéaires à paramètres constants, ces lois de commande peuvent être insuffisantes car elles ne sont pas robustes surtout lorsque les exigences sur la précision et autres caractéristiques dynamiques du système sont strictes. A cet effet, on doit faire appel à des lois de commande insensible aux variations de paramètre, aux perturbations et aux non-linéarités.

A cet égard, on a utilisé le réglage par mode de glissement dans le dernier chapitre, le mode glissant est un cas particulier de la commande à structure variable (CSV) et très connue par sa robustesse, stabilité, simplicité et temps de réponse très faible vis-à-vis l'insensibilité à la variation des paramètres internes et externes, dont le but est de palier les inconvénients des commandes classiques. L'avantage de cette technique de régulation est la simplicité de mise en œuvre et la robustesse par rapport aux perturbations et aux incertitudes du système. Cependant, le principal inconvénient du réglage par mode glissant réside dans l'existence d'une loi de contrôle discontinu produisant l'effet de Chattering. Nous avons appliqué cette commande sur la MSAP et donné les résultats de simulation sous MATLAB/SIMULINK.

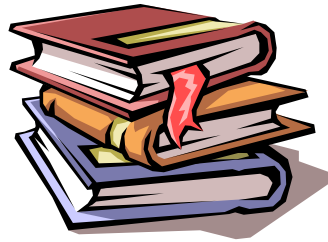
Finalement, on a fait un test de robustesse en changeant les paramètres vis-à-vis les deux commandes. On conclut de ce test que la commande par mode de glissement montre de bonnes performances en suivi et en régulation de la vitesse (rapidité de réponse sans dépassement, sans erreur statique et un rejet de perturbation instantané) par rapport à l'autre commande (commande vectorielle).

## Annexe

Paramètres de la machines synchrone à aimant permanent utilisé pendant la simulation :

Description	Paramètres
Tension nominale	$V_n=220/380V.$
Courant nominal	$I_n=2.5A.$
Résistance statorique	$R=0.12\Omega.$
Nombre de paire de pôles	$P=4.$
Inductance longitudinale	$L_d=0.0014H.$
Inductance transversale	$L_q=0.0028H.$
Moment d'inertie	$J=0.0011kg\ m^2.$
Coefficient de frottement	$F_c=0.0014N\ m\ s\ rad.$
Couple résistant	$C_r=10N.m.$
Vitesse de rotation nominale	$\omega_n =157rad/s.$
Puissance nominale	$P_n= 1.5\ Kw.$
Flux des aimants	$\Phi_f=0.12\ Wb.$

## Références Bibliographiques



- [1]. N. Bounasla, diplôme de Magister Option : Commande Electrique - thème "Commande par mode de glissement d'ordre supérieur de la machine synchrone à aimants permanents", Université Ferhat abbas Sétif (2014).
- [2]. O. Djaidja, diplôme de Master en Automatique et Systèmes - thème- "Conception d'une commande FTC a base de projection pour les machines synchrones a aimants permanents", Université Msila (2018).
- [3]. Soufiane – M. S. M. Seddik, diplôme de Master académique spécialité : électromécanique – thème - "commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents MSAP", Université El-oued (2018).
- [4]. V.I. Utkin, "Sliding mode control design principles and applications to electric drives", IEEE Trans. Ind. Elec, vol. 40, no. 1, pp. 23-36, Feb 1993.
- [5]. Levant, "Siding order and sliding accuracy in sliding mode control," International Journal of Control, vol. 58, pp. 1247-1263, 1993.
- [6]. V.I. Utkin, J. Guldner, and J. Shi, "Sliding mode control in electro-mechanical systems", CRC Press Taylor-Francis Group, 2009.
- [7]. G. Bondarev, S.A. Bondarev, N.Y. Kostyerva, and V. I. Utkin, "Sliding modes in systems with asymptotic state observers", Automation and remote control, vol. 46, no. 6, pp. 679-684, 1985.
- [8]. H. Abdellaoui " Etude expérimentale de la position rotorique d'un moteur synchrone à aimants permanents par variables électriques ", Mémoire de Magister, Université de Tizi Ouzou.
- [9]. B. Multon, " Application des aimants aux machines électriques ", ENS Cachan – Antenne de Bretagne, Notes de cours version 2006.
- [10]. Mr. GOUASMIA Mohammed, Mr. MEKKI Nassim "Commande de la MSAP par mode glissant en vitesse et en position", Mémoire de Master, Université de M'sila, 2017.
- [11]. Mr Zegueb Boubaker " Commande d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents Sans Capteur de Vitesse. Utilisation d'Un Observateur Non Linéaire", Mémoire de Magister en électrotechnique, Université de Batna, 2008.

- [12]. E. Smigiel, G. Sturtzer " Modélisation et Commande Des Moteurs Triphasés, Commande vectorielle des moteurs synchrones, commande numérique par contrôleurs DSP". Edition Ellipses, 2000.
- [13]. A. Hchour " Synthèse De Commande Et D'observateurs Par La Passivité : Application à La Machine synchrone à Aimants Permanents". Mémoire de Magister, E.N.P, El-Harrach, 1999.
- [14]. S. Hamecha, Ep.Bourekache. " Etude Et Commande D'une Eolienne A Base D'une Machine Synchrone A aimants Permanents", Mémoire de Magister, Université mouloud mammeri de Tizi-Ouzou, 2013.
- [15]. Mr. Noureddine BOUNASLA " Commande par Mode de Glissement d'Ordre Supérieur de la Machine Synchrone à Aimants Permanents", Mémoire de Magister en Electrotechnique option Commande électrique, Université Ferhat ABBAS Sétif-1, 2014.
- [16]. Z. Lagoune, "Commande par hystérésis d'une machine synchrone a aimants permanents en utilisant maxwell-simplorer", Thèse de Master, Université de Sétif-1, 2011.
- [17]. A. Kaddouri, " Étude d'une Commande Non-Linéaire Adaptative d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents ", Faculté des Sciences et des Génies, Université de Laval Québec, Nov 2000.
- [18]. N. Bounasla " Commande par Mode de Glissement d'Ordre Supérieur de la Machine Synchrone à Aimants Permanents ", Thèse de Magister, Université Ferhat Abbas Sétif, 2014.
- [19]. R. Abdessemed, "Modélisation et simulation des machines électriques", Presse de Université de Batna, 2011.
- [20]. Kh. Merdas, Y. Khennouf " Commande Non Lineaire De La Machine Synchrone à Aimant Permanent (Msap) ", diplôme d'ingénieur, Université Ferhat Abbas Sétif, 2009/2010.
- [21]. A. Selloum « Commande équivalente en vitesse et en position d'une MSAP » PFE- Université Ferhat Abbes, Setif 2002.
- [22]. R. Sadouni, " Commande par mode glissant flou d'une machine asynchrone à double étoile", Thèse de Magister, Université de Sidi Bel Abbès, 2010.

- [23]. Y. Amara "Contribution à la Conception et à la Commande des Machine Synchrone à Double Excitation Appliquée au Véhicule Hybrid", Thèse de Doctorat, Université Paris, France, Décembre 2001.
- [24]. D. Swierczynski, M. Kazmierkowski, F. Blaabjerg, "DSP Based Direct Torque Control of à Permanent Magnet synchronous Motor (PMSM) Using Space Vector Modulation (DTC-SVM)", 0-7803-7369-3/02/\$17.00©2002 IEEE.
- [25]. G. Grellet et G. Clerc « Actionneurs électriques : Principes, Modèles et commandes », Edition Eyrolles, Paris, 1997.
- [26]. T.Hanene, "Robustesse d'un Contrôle Vectoriel de Structure Minimale d'une Machine Asynchrone", Mémoire de Magister, Université de Batna, 2006.
- [27]. N.SENHADJI, A.CHALABI, "Commande du moteur synchrone à aimants permanents par BACKSTEPPING", Mémoire de master, Université Abou Belkaid-Tlemcen, 2015.
- [28]. A. Annane, "Analyse Du Comportement Du Moteur Synchrone Dans Les Entraînements Electriques A Vitesse Variable", Mémoire de Magister en électrotechnique, Université badji mokhtar-Annaba, 2010.
- [29]. S.Hamdouche, "Contribution à l'amélioration des structures de régulation des courants des machines à courant alternatif", Mémoire de Magister en Electrotechnique. Université de Batna 2007.
- [30]. Bouzidi zouhi, Halilou azouz, "Diagnostic des défaillances par la technique de réseau de neurone artificiel appliqué sur la machine synchrone a aimants permanents", PFE-Universitaire, 2005.
- [31]. F. Benchabane, "Commande en position et en vitesse par mode de glissement d'un moteur synchrone triphasé à aimants permanents avec minimisation du chattering", Thèse de Magister, Université de Biskra, 2005.
- [32]. A. Massoum, "Contribution à la commande singulièrement perturbée d'une machine synchrone à aimants permanents : commande à structure variable (CSV); commande neuro-floue", Thèse de Doctorat, Université de Sidi Bel Abbès, 2007.
- [33]. R. Sadouni, "Commande par mode glissant flou d'une machine asynchrone à double étoile", Thèse de Magister, Université de Sidi Bel Abbès, 2010.
- [34]. F. Betin, "Commande d'actionneurs électriques soumis à une charge mécanique à fortes variations paramétriques", Habilitation à Diriger le Recherches, Université de Picardie Jules Verne, France, 2003.
- [35]. N. Madani, M.F. Benkhoris, S. Siala, M.O. Mahmoudi "Sliding Mode Control of an Asynchronous Motor Drive", Power Electronics and Variable Speed Drives, Conference Publication No. 456 IEE, Sept. 1998.

- [36]. Sivert A., Betin F., Faqir A., Capolino G.A. "Robust control of an induction machine drive using a time-varying sliding surface", *Industrial Electronics, 2004 IEEE International Symposium on* Vol. 2, pp. 1369 – 1374, May 2004.
- [37]. Ch. Bennour, 2012." Simulation de la commande vectorielle par régulateurs à mode glissant d'une chaîne éolienne à base d'une machine asynchrone à double alimentation ", Mémoire de Magister, université Mohamed Khider de Biskra.
- [38]. H. Bouchareb, 2013." Observateur non linéaire mode glissant", mémoire de magister, université Ferhat Abbas-Setif1.
- [39]. H.Aid et W.Aina, 2013." Synthèse de lois de commande non-linéaires pour un entraînement électrique à vitesse variable basé sur un moteur synchrone à aimants permanents", Mémoire de Master, Université Abou Bekr Belkaïd Tlemcen.
- [40]. A.E. Khaldi," Diagnostic et commande d'une machine synchrone à aimants permanents", Thèse de magistère, Ecole nationale polytechnique, El-Harrach, 2006.
- [41]. I. Utkin, J. Guldner, J. Shi, "Sliding mode Control in Electromechanically system", Taylor et Francis, 1999.
- [42]. B. Hadda, A. Benamor, "Second order sliding mode induction motor control with a new Lyapunov Approach", *International Multi Conference on Systems, Signals & Devices*, 2012, DOI: 10.1109/SSD.2012.6197961.
- [43]. B. Hadda, « Contribution à la commande robuste de la machine à induction », Thèse de Doctorat de l'université de Batna, Algérie, 2013.
- [44]. A. Hocine, R. Abdessemed, D. Aouzellag, Hamoudi, F., "A Sliding Mode Control Associated to the Field Oriented Control of Dual Stator Induction Motor Drives", *Revue des Energies Renouvelables*, 11(2), pp.317-327, 2008.
- [45]. I. Utkin, "Sliding Mode Control Design Principles and Applications to Electric Drives", *IEEE transactions on industrial electronics*, 40(1), pp.23-36, 1993.
- [46]. A. Hocine, D. Aouzellag, R. Abdessemed, " Sliding mode control of a dual stator induction generator for wind energy conversion systems", *International Journal of Electrical Power and Energy Systems*,42(1), pp. 60-70, 2012. DOI: 10.1016/j.ijepes.2012.03.024.
- [47]. L. Tahar, « Contribution à la Commande d'une Machine Asynchrone Double Etoile par Mode Glissant. Apport de la Logique floue », Thèse de Doctorat de l'université de Batna, Algérie, 2014.
- [48]. A. Hocine, « Contribution à la Commande d'une Machine Asynchrone Double Etoile par Mode de Glissement », Thèse de Doctorat de l'université de Batna, Algérie, 2008.
- [49]. H. Chaabane, KH. Djalal Eddine, CH. Salim, "Indirect Self Tuning Adaptive Control of Double Stars Induction Machine By Sliding Mode, *Rev Roum. Sci. Techn Électrotechn et Énerg*, 64(4), 2019, pp. 409-415.

- [50]. L. Cristian.B. Frede,” Super Twisting Sliding Mode Direct Torque Control of Induction Machine Drives”, IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), pp.5116-5122, USA, 2014, DOI: 10.1109/ECCE.2014.6954103.
- [51]. G. Bondarev, S.A. Bondarev, N.Y. Kostyerva, and V. I. Utkin, “Sliding modes in systems with asymptotic state observers”, Automation and remote control, vol. 46, no. 6, pp. 679-684, 1985.
- [52]. S. V Emelyanov, S. V. Korovin, and L. V. Levant, “Higher sliding modes in the binary control systems,”, Soviet Physics, Doklady, vol. 31, no. 4, pp. 291-293, 1986.
- [53]. Levant, “Siding order and sliding accuracy in sliding mode control,” International Journal of Control, vol. 58, pp. 1247-1263, 1993.
- [54]. G. Bartolini, A. Pisano, E. Punta, and E. Usai, “A survey of applications of second order sliding mode control to mechanical systems”, International Journal of Control, vol. 76, no. 9, pp. 875–892, 2003.
- [55]. Y.Orlov, L. Alguilar and J.C. Cadiou, “Switched chattering control of electrical servomotors and backlash friction attenuation”, Proc, Physics and Control, vol. 4, pp. 1336-1341, 2003.
- [56]. Benchabane, F. «Commande en position et en vitesse par mode de glissement d’un moteur synchrone triphasé à aimants permanents avec minimisation du chattering». Mémoire De Magister de Université Mohammed Khider De Biskra, 2005.

يقدم هذا البحث دراسة نمذجة وتحكم في ماكينة متزامنة ذات مغناط دائمة مغذاة بعكس التيار الكهربائي متحكم فيه بواسطة استراتيجية التعديل الشعاعي، إن طريقة التحكم بتوجيه التدفق باستعمال الضابط التقليدي تتميز بعدة سلبيات مثل الحساسية لترددات وتغيرات متغيرات الآلة. و لهذا الغرض، طبقنا تقنية تعديل قوية لتحسين اداء النظام المراد التحكم فيه. تتسم تقنية الضبط عن طريق النمط الانزلاقي بدقة المتابعة والتقليص المعتبر للاهتزازات و بساطة التنفيذ و القوة فيما يتعلق بأوجه الاضطراب و الشكوك في النظام. اظهرت نتائج المحاكاة التي تم الحصول عليها كفاءة و اداء التحكم المقترح(التحكم عن طريق وضع الانزلاق).

**كلمات مفتاحية :**

ماكينة متزامنة ذات مغناط دائمة، التعديل الشعاعي، التحكم بتوجيه التدفق، التحكم عن طريق النمط الانزلاقي

**Résumé:**

---

Ce travail, présente une étude de modélisation et commande de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP), alimenté par un onduleur de tension et contrôlé par la technique MLI vectorielle.

La commande vectorielle de la MSAP, utilisant des régulateurs PI classiques, présente certains inconvénients, comme la sensibilité aux incertitudes paramétriques de la machines et leurs variations. A cet effet, on a appliqué une technique de réglage robuste pour améliorer les performances du système à commander. La technique de réglage par mode glissant est caractérisée par une précision dans le cas d'une poursuite et une réduction importante du phénomène de broutement 'Chattering' et la simplicité de mise en œuvre et la robustesse par rapport aux perturbations et aux incertitudes du système. Les résultats de simulation obtenus, ont montrés l'efficacité et les performances de la commande proposée (commande par mode glissant).

**Mots clés :** Machine synchrone à aimants permanents, MLI vectorielle, Commande vectorielle, Commande par mode glissant.

**Abstract:**

---

This work, presents a study of modeling and control of the permanent magnet synchronous machine (PMSM), fed by a voltage inverter controlled by space vector modulation.

Field oriented control of the PMSM, using PI controllers presents some disadvantages such as the sensitivity to parametric uncertainties of the machine and their variations. For this purpose, a robust adjustment technique was applied to improve the performance of the system to be controlled. The sliding mode control technique is characterized by the precision in the case of a continuation and a significant reduction of the system grazing phenomenon. The simulation results obtained showed the efficiency and performance of the proposed control (control in sliding mode).

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