

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche
Scientifique

Université Mohammed Seddik Ben Yahya - JIJEL



Faculté des Sciences et de la Technologie
Département d'Automatique

Mémoire De Fin D'études Pour L'obtention Du
Diplôme De Master en Automatique

Option : Automatique et systèmes

Thème :

Commande par modes glissants de la machine
Synchrone à aimant permanent

Présenté par :

- *Bounab Meriem*
- *Bouaziz Selma*

Encadré par :

pr.Bounar Naàmane

Promotion 2021

Remerciements

Avant tout nous remercions dieu le tout puissant de nous avoir donné le courage, la volonté, la patience, et la santé durant toutes ces années et que grâce à lui ce travail a pu être réalisé.

*Ainsi, nous tenons également à exprimer nos vifs remerciements à notre encadreur **M .Bounar Naàmane** pour avoir d'abord proposé ce thème, pour le suivi continué tout le long de la réalisation de ce mémoire, et qui n'a pas cessé de nous donner des conseils et des remarques.*

Nos remerciements vont aussi à tous les enseignants et le chef de département d'automatique qui ont contribué à notre formation, et à tous les membres du jury qui ont accepté de juger notre travail.

Egalement à tous, nos parents, et amis pour leur soutien morale et matériel.

Encore une fois merci à tous.

Dédicace

Je dédie ce modeste travail à :

La personne la plus chère dans le monde, la lumière de ma vie, la source de tendresse, celle qui a sacrifié et a souffert les plus belles années de sa vie pour me voir un jour réussir :

♥♥ *Ma chère mère* ♥♥

A ♥♥ *mon cher père* ♥♥, le plus noble qui par son courage a consacré tous ses efforts, et ses moyens pour m'aider à accomplir ce mémoire, et pour me faire réussir.

A mes chers frères Mohamed, Moussa, Outman

A mes chères sœurs Fairouz, Souad, Houda, Chahra

A ma chère grande mère

A mes neveux : Oussama, Bahaa-Eldin, Imran

A mes nièces : Soudjoud, Rassil-Afnen, Rital, Redaina- Djoudi

A tout les gens les plus proches a mon cœur ♥

A tous mes amies

A ma chère binôme « Selma »

Meriem

Dédicace

Je dédie ce modeste travail :

La personne la plus chère dans le monde, la lumière de ma vie, la source de tendresse, celle qui a sacrifié et a souffert les plus belles années de sa vie pour me voir un jour réussir

♥♥ Ma chère mère ♥♥

A ♥♥ mon cher père ♥♥, le plus noble qui par son courage a consacré tous ses efforts, et ses moyens pour m'aider à accomplir ce mémoire, et pour me faire réussir.

A mes sœurs et mes frères : souad, sara, amir et anis.

A mes nièces et mes neveux : razane, mayar, yahia et adem.

A toutes mes amies et les gens les plus proches à mon cœur ♥.

A tous mes camarades d'étude de la promotion automatique

Université de Jijel.

A ma chère binôme « Meriem ».

Selma

Sommaire

Sommaire

LISTES DES FIGURES

INTRODUCTION GENERALE.....1

CHAPITRE I

Modélisation de la MSAP

I.1 Introduction	3
I.2 présentation générale de la machine synchrone	3
I.2.1 Historique.....	3
I.2.2 Machine synchrone.....	3
I.2.2.1 Machine synchrone à rotor bobinée.....	4
I.2.2.2 Machine synchrone à aimant permanent.....	5
I.3 Principe de fonctionnement de la MSAP.....	6
I.3.1 Caractéristique des MSAP.....	7
I.4 Domaine d'application.....	7
I.5 Modélisation de la MSAP.....	7
I.5.1 Modélisation triphasé.....	7
I.5.2 Les Hypothèses simplificatrice.....	8
I.6 Mise en équation de la machine synchrone à aimant permanent.....	8
I.6.1 Equation électrique	8
I.6.2 Equation mécanique	10
I.6.3 Equation électromagnétique.....	10
I.7 Modélisation biphasé.....	10
I.7.1 Transformation de Park.....	10
I.7.2 Mise sous forme modèle d'état	12
I.8 Simulation.....	14
I.9 Conclusion.....	16

CHAPITRE II

Commande vectorielle de la MSAP

II.1 Introduction.....	17
II.2 Principe de commande vectorielle.....	17
II.3 Type de commande vectorielle.....	18

II.4 Variantes de la commande vectorielle	18
II.5 Avantage et inconvénient de la commande vectorielle.....	18
II.5.1 Avantage.....	18
II.5.2 Inconvénient.....	19
II.6 Stratégie de la commande vectorielle de la MSAP.....	19
II.7 Synthèse des différents régulateurs.....	20
II.7.1 Description du système globale.....	20
II.7.2 Calcul des régulateurs.....	20
II.8 Résultat de simulation.....	22
II.8.1 Essai à vide.....	22
II.8.2 Essai en charge et avec perturbation.....	24
II.9 Conclusion.....	25

CHAPITRE III

Commande par mode glissant de la MSAP

III.1 Introduction.....	26
III.2 Principe de base de la commande par mode glissant.....	26
III.3 Conception de la commande par mode de glissement.....	28
III.3.1 Choix de la surface de glissement.....	28
III.3.2 Conditions d'existence et de convergence du régime glissement.....	29
III.3.3 Détermination de loi de commande.....	31
III.3.3.1 Définition des grandeurs de commande.....	31
III.3.3.2 Expression analytique de la commande	32
III.4 Phénomène de réticence ou chattering.....	34
III.5 Approximation continue de la commande par régime glissant.....	35
III.6 Avantages de la commande par mode glissant.....	36
III.7 Application à la MSAP.....	36
III.8 Résultats de simulation.....	40
III.8.1 Test avec les paramètres nominaux et à vide.....	40
III.8.2 Test de robustesse.....	42
III.9 Conclusion.....	43
CONCLUSION GENERALE.....	44

ANNEXE

REFERENCES BIBLIOGRAPHIES

RESUME

Listes Des Figures

Chapitre I

Figure. I.1 : la machine synchrone

Figure. I.2 : moteur synchrone à rotor bobiné

Figure. I.3 : les différents types des rotors des MSAP

Figure. I.4 : principe de fonctionnement de la MSAP

Figure. I.5 schéma de la MSAP dans les référentiel (a, b, c)

Figure. I.5 : schéma de la MSAP dans les référentiel (d, q)

Figure. I.6 : schéma bloc de la MSAP

Figure. I.7 : résultat de simulation à vide

Figure. I.8 : résultat de simulation avec couple de charge ($C_r = 10N.m$)

Chapitre II

Figure .II.1 : principe de la commande vectorielle

Figure .II.2 : schéma bloc d'une régulation de la vitesse de MSAP alimenter en tension

Figure .II.3 : régulateur PI

Figure .II.4 : résultat de simulation de la MSAP lors un démarrage à vide

Figure .II.5 : résultat de simulation de la MSAP avec perturbation

Chapitre III

Figure .III.1 : principe de la commande par mode glissant

Figure .III.2 : les différents modes de trajectoire dans le plan de phase

Figure .III.3 : trajectoire de l'état vis-à-vis la surface de glissement

Figure .III.4 : commande appliqué au système

Figure .III.5 : représentation de la fonction « sign »

Figure .III.6 : phénomène de réticence ou (chattering)

Figure .III.7 : fonction sat

Figure .III.8 : fonction d'adossement « cont(s) »

Glossaire

Abréviations

MSAP : Machine synchrone à aimant permanent

MS : Machine synchrone

FEM : Force électromotrice

MCA : Moteur à courant alternatif

FMM : Force magnétomotrice

PI : action Proportionnelle intégrateur

MG : Mode de glissement

MC : Mode de convergence

MRP : Mode de régime permanent

SSV : Système structure variable

Liste des principaux symboles utilisés

ω	vitesse angulaire électrique.
Ω	vitesse angulaire de rotation.
P	Nombre de rotation.
K_p	Gain proportionne.
C_r	Couple résistant.
C_{em}	Couple électromagnétique.
u_d, u_q	les tensions statorique.
i_d, i_q	courant statorique.

\dot{i}_s	Vecteur de courant de phase statorique.
i_A, i_B, i_C	Les courants des phases statorique.
V_A, V_B, V_C	Les tensions des phases statorique.
v_s	Vecteur de tension statorique.
φ_s	Les flux totaux.
φ_r	Le flux rotorique.
R_s	Resistance d'une phase statorique.
M_s	L'inductance mutuelle entre les enroulements statorique.
L_s	L'inductance propre d'une phase statorique.
T_{em}	Le couple électromagnétique.
p	Matrice de transformation de Park.
J	Le moment d'inertie du rotor.
S, r	Indices respectifs du stator et du rotor.
a, b, c	Indices respectifs des axes a, b et c du repère triphasé.
α, β	Indices respectifs des axes α, β du repère lie au stator.
d, q	indices respectifs des axes d, q du repère de Park.
x_{ref}	Consigne de x .
x_d	Valeur désirée de x .
x	Variable considérée de la matrice.
v	Fonction de Lyapunov.
s	Surface de glissement.
λ	Constant positive.

***I**ntroduction générale*

Introduction générale

Dans l'industrie moderne, les systèmes d'entraînement exigent de plus en plus un contrôle précis de la vitesse et/ou du couple, tout en garantissant la stabilité, la rapidité et le rendement. La machine à courant continu répond à certaines de ces exigences, toutefois, sa puissance et sa vitesse maximale sont limitées à cause de la présence des balais flottants sur le collecteur à lames. Cependant, grâce au développement des équipements de l'électronique de puissance et l'apparition des techniques de commande modernes, les machines à courant alternatif telles que la machine asynchrone (MA), la machine synchrone à aimant permanent (MSAP) ont tendance de remplacer la machine à courant continu dans des nombreuses applications. Au cours de ces dernières années, la MSAP est de plus en plus utilisée dans les applications industrielles comme l'automobile, l'aéronautique, la robotique ou encore le transport ferroviaire. En fait, la MSAP présente l'avantage d'être robuste, peut coûteuse. De par sa présence grandissante dans des domaines plus diversifiés, un intérêt particulier est accordé à la commande de ce type de machine. Toutefois, malgré tous les avantages cités précédemment, la commande d'une telle machine pose de problèmes du fait que son modèle est non linéaire et fortement couplé et dont les paramètres résistifs et inductifs varient aussi bien que la charge, tout cela, présente cette machine comme un sérieux candidat à l'automatique [1] [2].

La commande des machines à courant alternatif est difficile à cause du Couplage complexe existant entre le flux et le couple, pour obtenir un découplage naturelle, il existe plusieurs techniques de commande, parmi ces techniques et la plus connue, la commande vectorielle appelée aussi commande par orientation du flux [9].

Notre travail concerne la commande linéaire et non linéaire de la machine synchrone à aimant permanent.

Le mémoire est organisé comme suite :

Le premier chapitre est consacré à des généralités sur la MSAP ainsi que sa modélisation. Nous rappelons d'abord le passage du repère triphasé au repère biphasé par le biais de la transformation de Park. Par la suite, on établira le modèle de la machine dans le repère de Park (repère d, q). Une validation de ce modèle est réalisée en simulation à travers une commande en boucle ouverte.

Le deuxième chapitre est réservé à la commande linéaire (commande vectorielle) de la MSAP. Le principe de cette technique est d'abord présenté avant de l'appliquer à la commande de la MSAP.

Le dernier chapitre traite de la commande non linéaire de la MSAP et plus précisément la commande par modes glissants. Dans un premier temps, on présentera le principe de base de cette technique et l'analyse de stabilité, puis on passera à son application sur la MSAP.

Des résultats de simulation seront présentés à la fin de chaque chapitre. Et on terminera avec une conclusion générale.

Chapitre I :

Modélisation de la MSAP

I.1. Introduction

La machine synchrone regroupe toutes les machines dont la vitesse de rotation de l'arbre de sortie est égale à la vitesse de rotation de champ tournant [3]. Dans le but d'étudier le comportement dynamique de cette machine, en premier lieu, nous allons donner une présentation de la machine synchrone concernant sa constitution, ses caractéristiques et son domaine d'application.

En seconde lieu, nous présentons la modélisation de la machine synchrone à aimant permanent ainsi que le modèle triphasé, biphasé et les équations dynamiques obtenues à l'aide de la transformation de Park. Enfin, nous étudions le fonctionnement de cette machine en boucle ouverte.

I.2. Présentation générale de la machine synchrone

I.2.1. Historique

Au 1^{er} mai 1888, la machine synchrone est inventée par NIKOLA TESLA qui décrit plusieurs variantes ainsi que le principe du courant alternatif biphasé et triphasé et leur distribution.

Le développement de l'électronique de puissance permettant aujourd'hui d'employer les machines synchrones en tant que moteurs dans une large gamme de puissance. La machine synchrone dans la très grande majorité des cas est utilisée en triphasé.

L'étude du comportement dans les différents modes de fonctionnement envisagé.

Au début des années 80, les moteurs synchrones à aimant permanent se doivent dotés d'une électronique de puissance. Parmi les moteurs à courant alternatif (M.C.A) utilisés dans les applications à vitesse variable. Le moteur synchrone à aimant permanent reste attractif grâce à l'évolution des aimants permanents et ses avantages par rapport au autre types de moteur [4]

I.2.2. Machine synchrone

La machine synchrone est un convertisseur électromécanique réversible, elle peut fonctionner soit en génératrice soit en moteur lorsqu'elle fonctionne en génératrice la machine synchrone prend le nom d'alternateur.

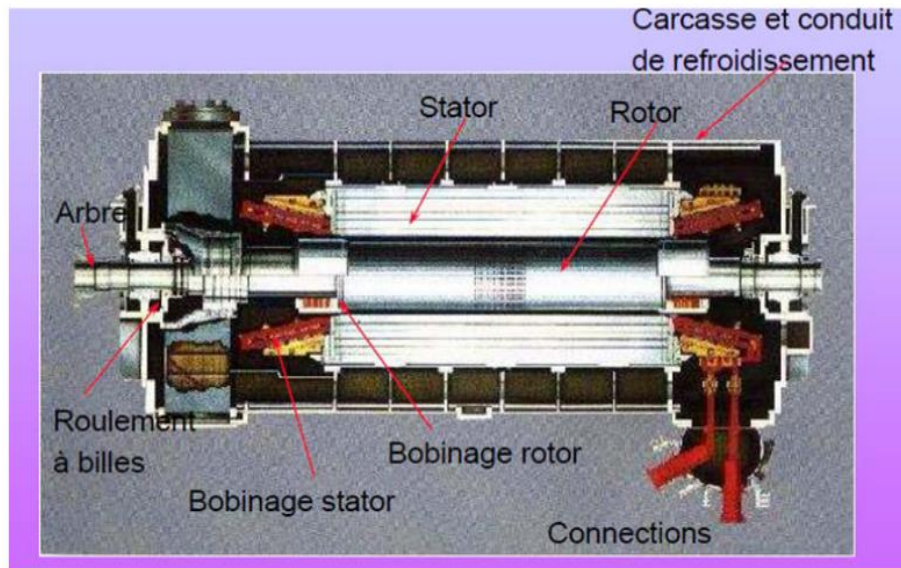


Figure I.1 : la machine synchrone

La machine synchrone est utilisée dans une large gamme de puissance, dans applications aussi diverses que le positionnement et la synchronisation.

Les plus répandues pouvant être scindées en de grande famille :

- ✓ Les machines synchrone à rotor bobinée pôles saillants ou à pôle lisse.
- ✓ Les machines synchrone à aimant permanent avec ou sans pièce polaire

I.2.2.1. Machines synchrones à rotor bobinée

- **Rotor**

L'inducteur (le rotor) il a pour rôle de créer un champ magnétique tournant à l'aide d'un rotor magnétisant mise en rotation, l'inducteur comporte deux paires de pôles.

- **Rotors à pôles saillants**

Le rotor est constitué de pôles autour desquelles est bobiné l'enroulement inducteur, le sens de réalisation bobinage est alterné à chaque pôle [4].

Les pôles sont également munis d'amortisseur pour permettre au démarrage en synchrone de limiter les oscillations de l'arbre et éviter un échauffement excessif de rotor.

- **Rotor à pôles lisses**

Le rotor est cylindrique et l'arbre est constitué soit d'une seule pièce massive comportant des encoches. L'enroulement inducteur traverse par le courant est logé dans ces encoche, il donne naissance à une force magnétomotrice (F.M.M) que l'on supposera répartie sinusoidalement le l'entrefer.

L'enroulement rotorique et statorique sont bobinés de manière à obtenir un nombre identique de pôles au stator et rotor [4].

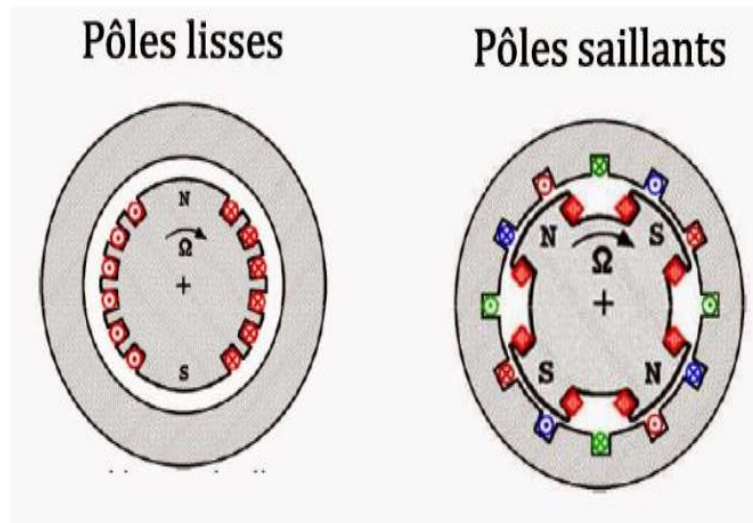


Figure I.2: moteur synchrone a rotor bobiné

- **Stator**

Stator qui est constituée de trois enroulements répartis dans l'espace et décalés entre eux d'un angle électrique. $\frac{2\pi}{3}$

I.2. 2.2. Machine synchrone à aimant permanent

Les aimants permanents sont des matériaux magnétiques durs créant un champ magnétique à l'extérieur du volume qu'ils occupent, il est caractérisé par la courbe d'hystérésis.

Les aimants permanents utilisés dans les machines synchrones ont pour fonction principale la création du flux inducteur .il doivent permettre l'obtention d'une puissance massique élevée, ce qui réduit le volume de la machine. Nous pouvons distinguer quatre types de rotor de la MSAP selon le placement des aimants permanent [5]:

- Aimants permanents montées en surface :

Les aimants sont déposés sur la surface du rotor dans une direction radiale et caractérisés par l'absence de saillance (rapport de saillance =1) et le faible cout de fabrication vu sa simplicité.

- Aimants permanents insérés :

Les aimants sont insérés à la surface du rotor ce qui leur permet d'avoir une bonne tenue mécanique sans aucun dispositif auxiliaire.

- Aimants permanents enterrés :

Dans cette structure, les aimants sont enterrés à l'intérieur du rotor ce qui garantit une robustesse mécanique, ils sont utilisés dans les applications à grande vitesse de rotation.

- Aimants permanents à concentration flux :

Les aimants sont enterrés profondément à l'intérieur du rotor. Cette structure est caractérisée par la possibilité de concentrer le flux généré par les aimants permanents dans le rotor.

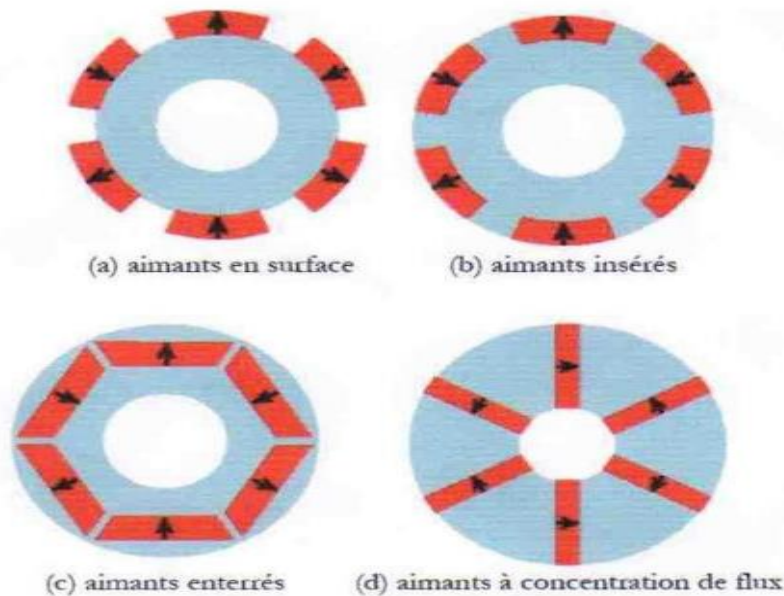


Figure I.3 : les différents types des rotors des MSAP

I.3. Principe de fonctionnement de la MSAP

En fonctionnement moteur, les enroulements statorique sont alimentés par un système de tension triphasé de pulsation $\omega = p\Omega$

Il crée alors un champ tournant à la pulsation ω .

Le champ crée par l'inducteur, fixe par rapport au rotor (animé d'une vitesse de rotation Ω) tourne en synchronisme avec le champ crée par l'induit. Le couple ainsi crée entraine la machine à la vitesse Ω .

Cette machine est dite synchrone puisque sa vitesse de rotation fixe la pulsation de courant statorique et vice versa $\omega = p\Omega$.

I.3.1. Caractéristiques des MSAP

- **Avantages**

Les moteurs synchrones sont de plus en plus utilisés dans les systèmes d'entraînement à vitesse variable à haute performance qui ont effectivement des avantages [6]:

- ✓ très bon rendement.
- ✓ la fiabilité.
- ✓ Rapport couple /masse et puissance et masse élevé.
- ✓ Suppression de l'alimentation de rotor (absence de contacte bague balais)
- ✓ Sa robustesse et sa puissance massique élevée.

- **Inconvénients**

Avec tous les avantages de cette machine, elle a encore certains inconvénients [6] :

- ✓ Coût élevés de à cause de prix des aimants.
- ✓ Problème de tenue en température des aimants (250° c pour le samarium –cobalt).
- ✓ L'impossibilité de régler l'excitation.

I.4. Domaine d'application

La machine synchrone à aimant permanent est utilisée dans [7] :

- ✓ une large gamme de puissance allant de quelques dizaines de kilowatt.
- ✓ les applications qui ont la synchronisation, l'entraînement à vitesse variable.
- ✓ les applications qui nécessitent une vitesse de rotation constante, tel que les compresseurs.

I.5. Modélisation de la MSAP

I.5.1. Modélisation triphasée

Les études de tous les systèmes physiques nécessitent une modélisation qui permet de simuler le comportement de ces systèmes face à différentes sollicitations et les mécanismes régissant son fonctionnement [4].

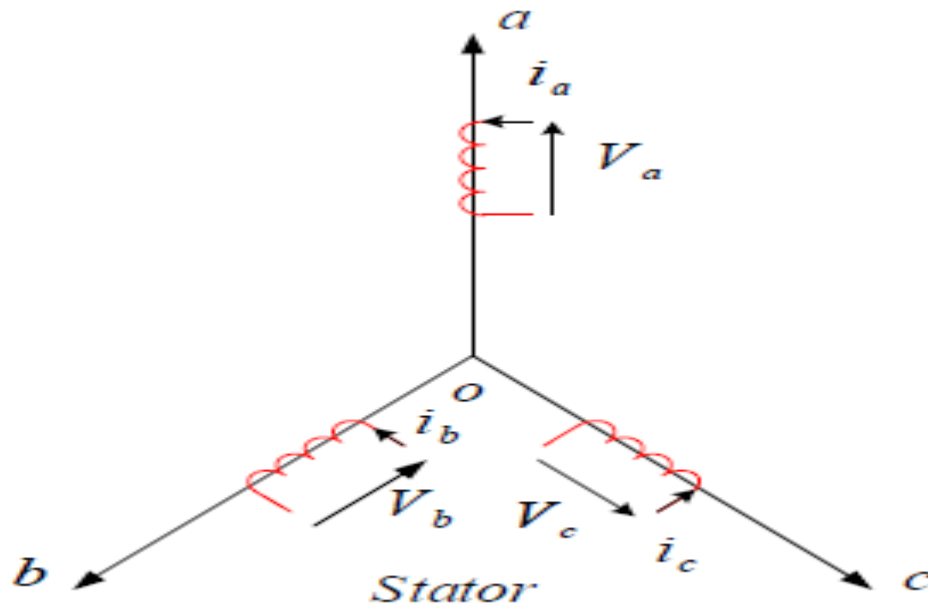


Figure I.4 : schéma de la MSAP dans le référentiel (a, b, c)

I.5.2. Les Hypothèses simplificatrices

Afin de simplifier la modélisation de la machine synchrone, il est nécessaire de poser les hypothèses suivantes [8] :

- Circuit magnétique est non saturé.
- Pertes ferromagnétique négligeables.
- Les effets des entailles sont négligés.
- Distribution spatiale des forces électromotrices (F.E.M) sinusoïdales.
- L'influence de la température sur les caractéristiques n'est pas prise en compte.

I.6. Mise en équation de la machine synchrone à aimant permanent

Les trois types d'équations traduisant le comportement du moteur sont :

- Les Équations électriques.
- les équations mécaniques.
- Les Equation électromagnétiques.

I.6.1. Équations électriques

$$[v_s] = [R_s][i_s] + \frac{d}{dt}[\varphi_s] \quad (\text{I.1})$$

Avec :

$$[\mathbf{v}_s] = \begin{bmatrix} v_A \\ v_B \\ v_C \end{bmatrix}, \quad [\mathbf{i}_s] = \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix}$$

Et :

$$[\boldsymbol{\varphi}_s] = \begin{bmatrix} \varphi_{sA} \\ \varphi_{sB} \\ \varphi_{sC} \end{bmatrix}, \quad [R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad (\text{I.2})$$

Avec :

$[\mathbf{i}_s]$: Vecteur de courant de phase statorique

$[\mathbf{v}_s]$: Vecteur de tension statorique.

$[R_s]$: Résistance des enroulements statorique.

On peut écrire le flux total reçu au stator sous forme matricielle :

$$[\boldsymbol{\varphi}_s] = [L][\mathbf{i}_s] + [\boldsymbol{\varphi}_r] \quad (\text{I.3})$$

Avec :

$$[L] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \quad (\text{I.4})$$

$$[\boldsymbol{\varphi}_r] = \begin{bmatrix} \varphi_{rA} & \varphi_{rB} & \varphi_{rC} \end{bmatrix}^T \quad (\text{I.5})$$

Avec :

L_s : Inductance propre d'un bobinage statorique.

M_s : L'inductance mutuelle entre deux bobinages statorique.

$\boldsymbol{\varphi}_r$: Le flux rotorique vu par les enroulements de rotor.

En remplaçant la relation (1.3) dans (1.1) on trouve :

$$[v_s] = [R_s][i_s] + [L_s] \frac{d}{dt} [i_s] + \frac{d}{dt} \varphi_r \quad (I.6)$$

I.6.2. Équation mécanique

L'équation mécanique développée par la machine synchrone est donnée par la relation suivant :

$$J \cdot \frac{d\omega_m}{dt} + f \cdot \omega_m = C_{em} - C_r \quad (I.7)$$

Avec :

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

C_r : Couple résistant.

f : Coefficient de frottement

J : Moment d'inertie du moteur.

I.6.3. Équations électromagnétiques

Une expression de couple électromagnétique est exprimée a partir de différent grandeur précise dans le repère de Park peut être donnée par l'équation suivante :

$$C_{em} = (p(L_d - L_q)) I_d I_q + \varphi_f \quad (I.8)$$

I.7. Modélisation biphasé

Le modèle de la machine dans le repère triphasé étant forte complexe.

On fait appel pour sa application à la transformation de Park. Physiquement elle peut être expliquée par une transformation de trois enrôlement de la machine en seulement deux enrôlement.

I.7.1. Transformations de Park

Il s'agit d'un changement de repaire (a, b, c) à deux axes (d, q) ce changement appelé transformation de Park. Cette transformation se rattachant à un système d'axe déterminé pour une machine synchrone, il paraît naturel de fixer la transformation par rapport au rotor.

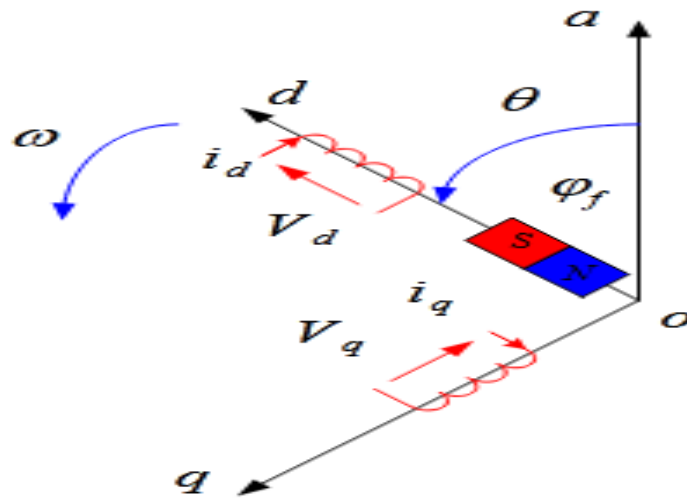


Figure I.5 : schéma de la MSAP dans le référentiel (d, q)

▪ Passage direct

Pour le passage du système triphasé (a, b, c) au système diphasé (d, q) on utilise la relation suivant :

$$\left[X_{dgo} \right] = p(\theta) \cdot \left[X_{abc} \right] \quad (\text{I.9})$$

Avec :

$$P(\theta) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I.10})$$

Notons que :

$p(\theta)$: La matrice de passage directe de Park.

X : Variable considérée de la machine, peut être un courant ou une tension, un flux.

▪ Passage inverse

Le passage du système diphasé (d, q) au système triphasé (a, b, c), on utilise la relation suivant :

$$[X_{abc}] = [p^{-1}(\theta)][X_{dqo}] \quad (\text{I.10})$$

Avec :

$$p(\theta)^{-1} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{I.11})$$

Notons que :

$p(\theta)^{-1}$ C'est la matrice de passage inverse de Park.

I.7.2. Mise sous forme modèle d'état

Pour présenter un modèle d'état il faut définir le vecteur d'état x , le vecteur d'entrée u et le vecteur de sortie y . Le vecteur d'entrée est constitué des tensions statoriques. Le vecteur d'état est composé des grandeurs électriques (courants) et grandeur mécanique (vitesse). Le modèle non linéaire d'état dans le repère tournant ($d - q$) est décrit par le système ci-dessous Pour faciliter l'étude, on considère que la machine est sans pièces polaires ($L_d = L_q$).

$$\begin{aligned} \frac{dI_d}{dt} &= -\frac{R}{L} I_d + \rho \omega_m I_q + \frac{1}{L} V_d \\ \frac{dI_q}{dt} &= -\frac{R}{L_q} I_q - \rho \omega_m I_d - \frac{\varphi_f}{L} \rho \omega_m + \frac{1}{L_q} V_q \\ \frac{d\omega_m}{dt} &= \frac{3\rho}{2J} \varphi_f I_q - \frac{1}{J} C_r - \frac{f}{j} \omega_m \end{aligned} \quad (\text{I.12})$$

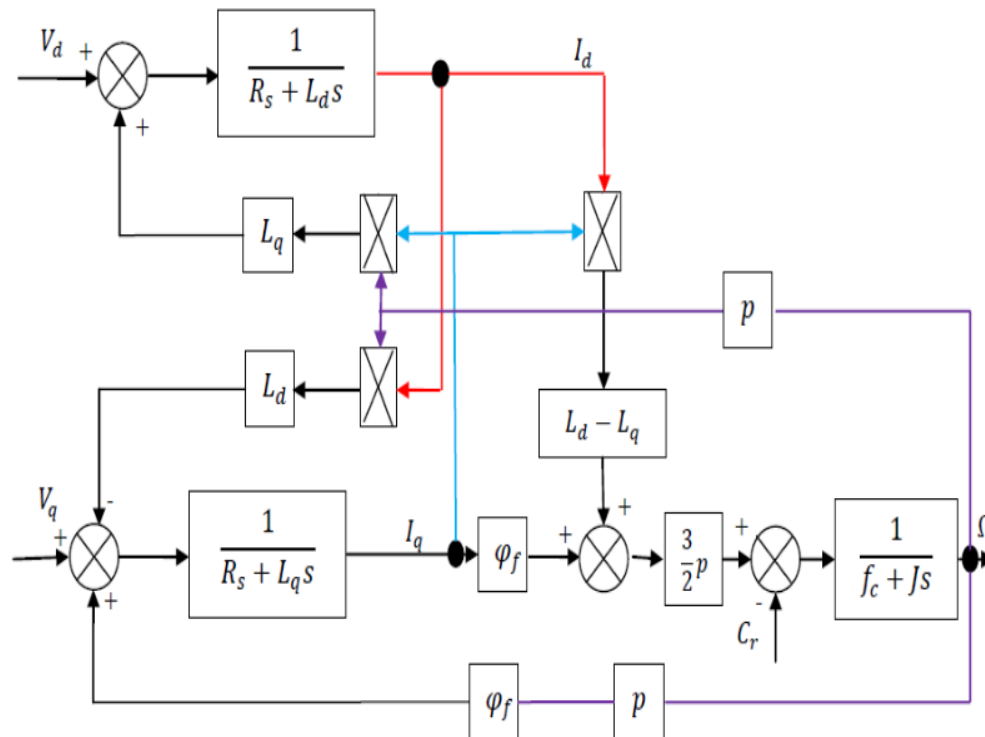


Figure I.6 : le schéma bloc de la MSAP

I.8. Simulation

Nous allons présenter une simulation numérique pour compléter l'étude théorique présentée précédemment, cette simulation à été effectuée sous l'environnement MATLAB.

Les paramètres utilisé dans cette simulation sont présentés dans l'annexe A.

Remarque :

Les résultats de simulation on charge est présenté après l'application de couple de charge 10N ,m entre l'instant (1 ;1,4)

✚ Résultat de simulation en vide

En premier lieu, nous avons simulé le fonctionnement de la machine sans couple de charge (à vide).

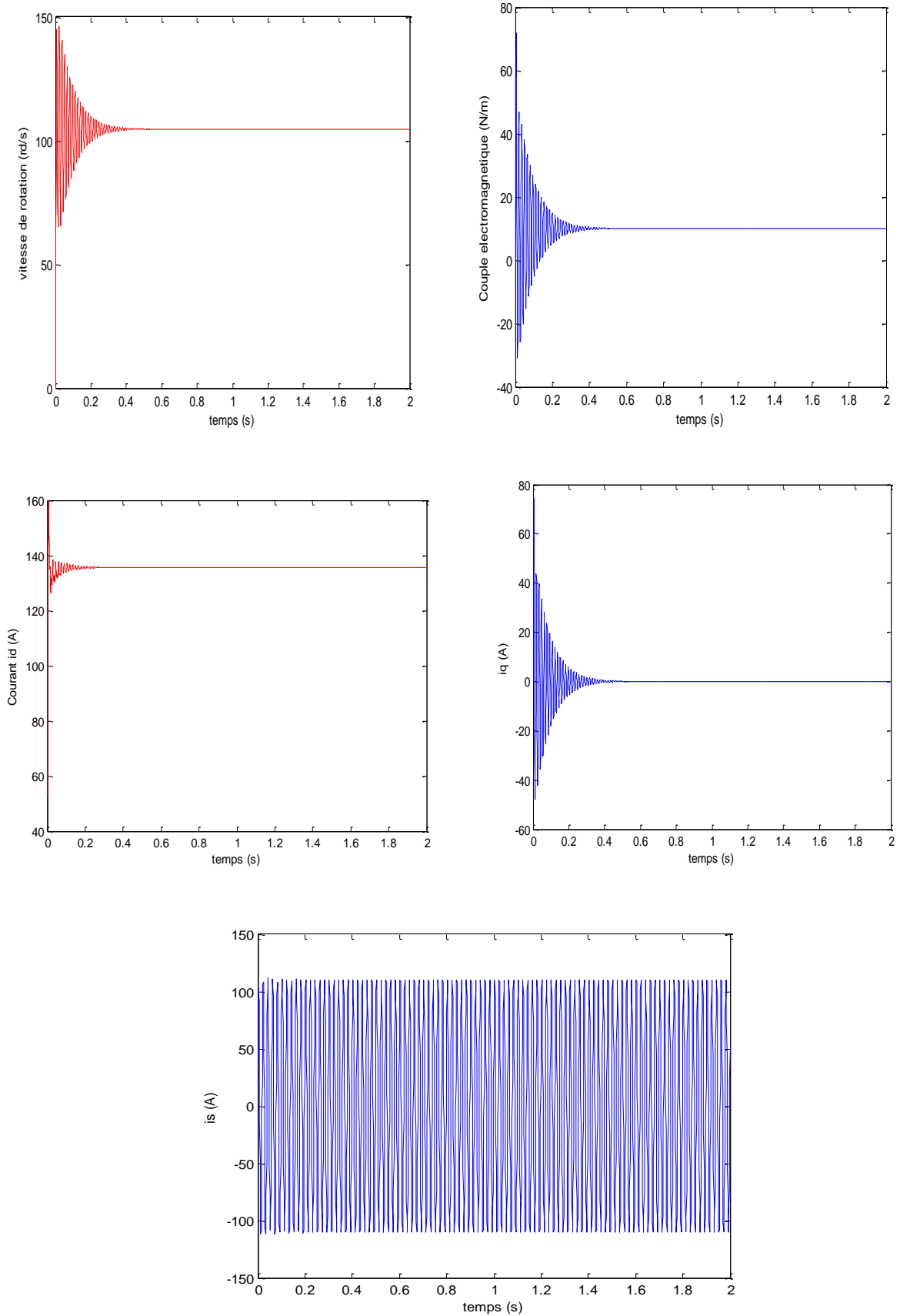


Figure I.7 : résultats de simulation à vide

✚ Résultat de simulation en charge

Dans ce cas, nous allons présenter les simulations avec application de couple de charge $C_r=10$ N.m.

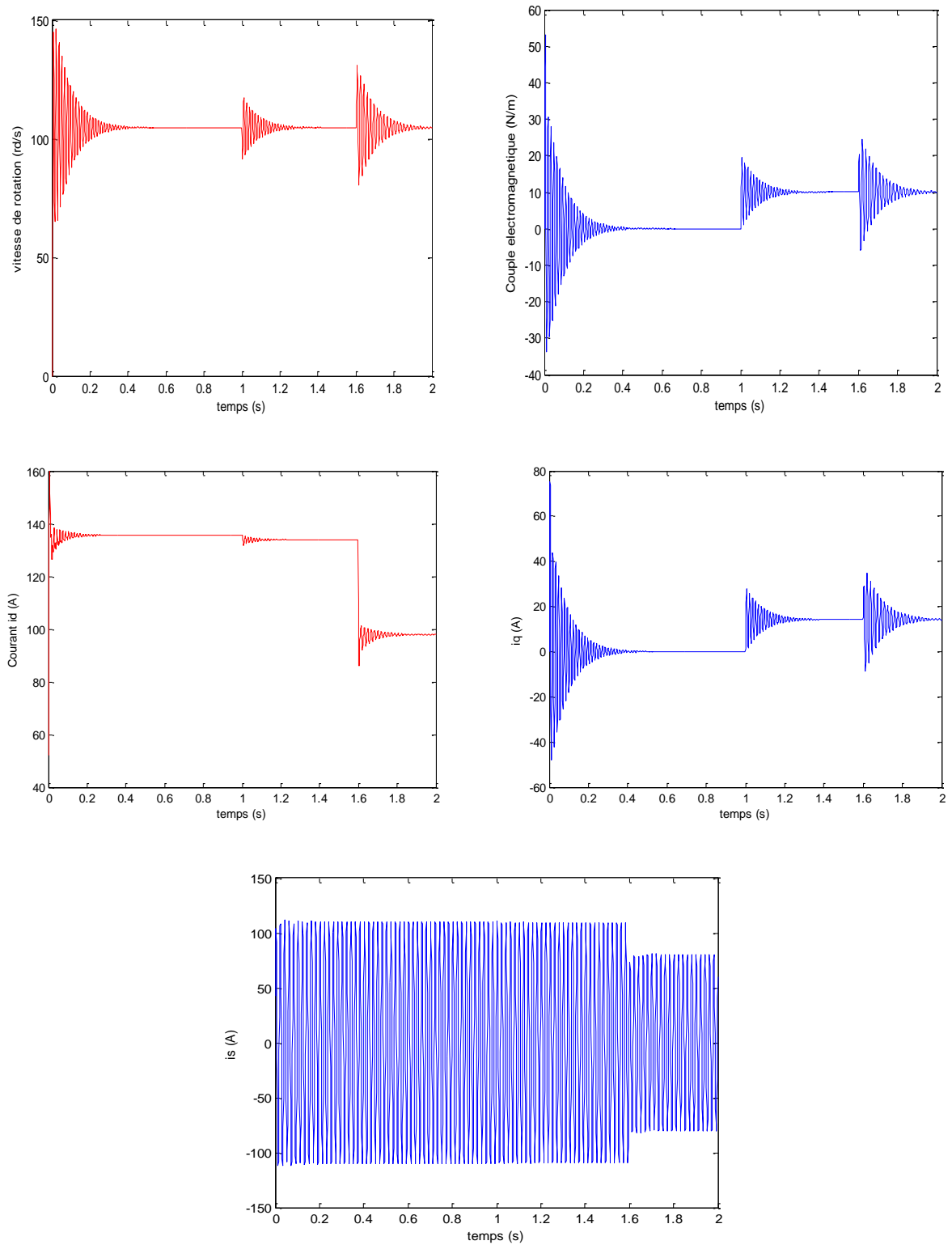


Figure I.8 : résultats de simulation avec couple de charge ($C_r=10$ N.m)

Interprétations

- Pour La figure I.7 on remarque que :

-la vitesse présentant en première instant de démarrage des battements importants et atteint la valeur 110rad /s.

- important couple électromagnétique au démarrage, puis stabilisé à zéro puisque la machine est à vide.

- le courant I_d et I_q présent au début des pics, ensuite ils se stabilisent à leur valeurs nominales.

- Pour la figure I.8 on remarque :

-une variation de vitesse pendant un bref de temps, puis elle se stabilisé à la même valeur qu'avant.

-Le couple électromagnétique augmente est se stabilisé finalement à la valeur du couple de charge (10 N.m).

-le courant id est diminué après l'application de couple de charge.

I.9. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté une brève aperçue sur la machine synchrone à aimant permanent. Son modèle d'état est présenté et son comportement dynamique en boucle ouverte est illustré. Dans les prochains chapitres, on va essayer de commander cette machine et étudier le comportement des différentes lois de commande face aux différentes conditions de fonctionnement.

C *h***ap***it***r***e* **II** :
*Com***ma***nde* *vec***tor***ielle* *de* *la*
MSAP

II.1. Introduction

Dans ce chapitre, nous allons appliquer cette technique à la commande de la MSAP. A la fin on présente les résultats de simulation pour montrer les performances de cette technique de commande.

La technique de commande vectorielle du couple, la plus répandue s'appuie sur des équations dans le repère de flux de rotor. On parle de flux rotorique orienté (FOC pour flux orienté control).

Cette méthode a été développée à la fin des années 1980 au sein de Siemens son intérêt se trouve dans une simplification de l'expression de couple, et à pour objectif d'aboutir à un modèle simple de la MASP qui permet de commander indépendamment le flux et le couple de la machine avec ce découplage la MASP se comporte alors comme une machine à courant continu à excitation indépendants [10].

II.2. Principe de commande vectorielle

Le principe de base de cette commande est d'assimiler le comportement de la machine synchrone à celui de la machine à courant continu à excitation séparé ou le découplage est naturelle entre le flux et le couple. Il faut donc choisir un système d'axe (d, q) et une loi de commande qui assure le découplage de flux et du couple [11].

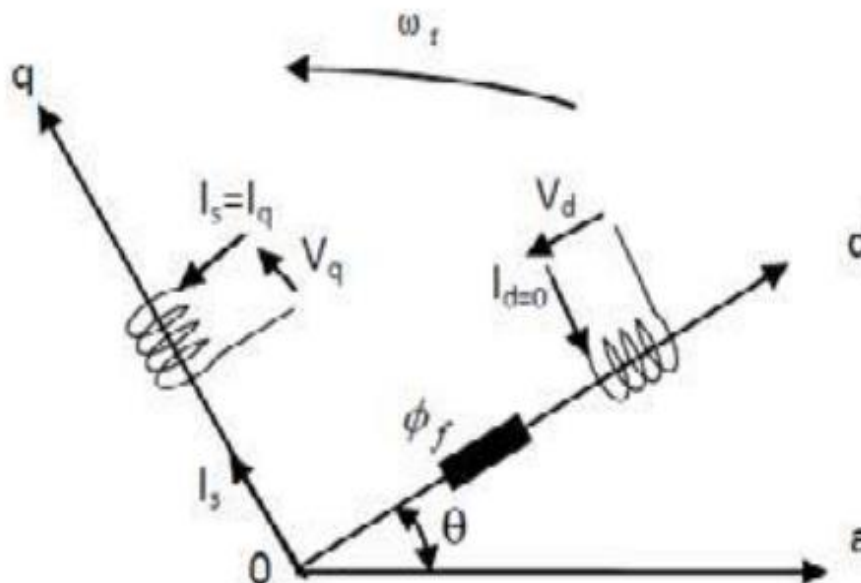


Figure II.1 : Principe de commande vectorielle

II.3. Types de commande vectorielle

Il existe deux types de commande vectorielle [12] :

➤ **Commande vectorielle directe :**

Dans cette méthode le flux est régulé par une contre réaction, et il est estimé à partir des signaux de tension statorique et de courants. L'avantage de cette méthode est qu'elle dépend moins des variations paramétrique.

➤ **Commande vectorielle indirecte :**

Cette méthode consiste à estimer la position du vecteur de flux et de régler son amplitude. Elle est caractérisée par la haute sensibilisé aux variations paramétrique de la machine et elle est la plus simple à réaliser et la plus utilisée.

II.4. Variantes de la commande vectorielle

On peut classifier les variantes de la commande vectorielle suivant [12] :

✓ **La source d'énergie :**

- commande en tension
- commande en courant

✓ **les opérations désirées pour le flux :**

- commande vectorielle de flux rotorique
- commande vectorielle de flux statorique
- commande vectorielle de flux magnétisant

✓ **la détermination de la position du flux**

- par mesure de vecteur de flux (module, phase) dans le cas directe
- par contrôle de la fréquence de glissement dans le cas indirecte

II.5. Avantages et inconvénients de la commande vectorielle

II.5.1. Avantages

- Traiter les régimes transitoire ce que ne permettait pas de faire le variateur classique (le modèle transitoire).
- Il y a un contrôle de couple à l'arrêt.
- elle est précise et rapide.
- Le contrôle des grandeurs se fait en amplitude et en phase.

II.5.2. Inconvénients

- La vitesse de rotation intervient explicitement dans l'algorithme de commande.
- Présence de transformation de coordonnées dépendant d'un angle θ_s estimé.

II.6. Stratégie de la commande vectorielle de la MSAP

La machine synchrone à aimant permanent est un système multi variable non linéaire et fortement couplé. La stratégie de commande la plus souvent utilisée est celle qui consiste à maintenir le courant I_d à une valeur nulle. Le modèle de la MSAP alimenté en tension et donné par les équations suivantes :

$$\begin{cases} V_d = R_s I_s + L_d \frac{dI_d}{dt} - L_q \omega I_q \\ V_q = R_s I_q + L_q \frac{dI_q}{dt} + L_q \omega I_d + \varphi_f \omega \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

L'expression du couple est donnée par :

$$C_{em} = (p(L_d - L_q)) I_d I_q + \varphi_f \quad (\text{II.2})$$

D'autre part, si le courant I_d est nul, le flux de réaction physiquement est en quadrature avec le flux rotorique produit par les aimants permanent

$$I_d = 0 \Rightarrow I_q = I_s \quad (\text{II.3})$$

Donc : $\varphi_d = \varphi_f$

Puisque la machine étudiée est à pôles lisses ($L_d=L_q$), le couple électromagnétique est maximal ceci revient à imposer la diminution des pertes joule. Le système d'équation (II.1) devient :

$$\begin{cases} V_d = -L_q \omega I_q \\ V_q = R_s I_q + L_q \frac{dI_q}{dt} + \varphi_f \omega \end{cases} \quad (\text{II.4})$$

Comme on a le flux φ_f est constant, le couple électromagnétique est directement proportionnel à I_q donc l'expression du couple donnée par la relation (II.2) devient :

$$C_{em} = P \cdot \varphi_f \cdot I_q \quad (\text{II.5})$$

On conclut qu'à partir de cette stratégie on peut éliminer le problème de couplage.

II.7. Synthèse des différents régulateurs

II.7.1. Description du système globale

On étudie dans la commande vectorielle la boucle de régulation de vitesse, celles des courants I_d et I_q et la transformation directe et inverse de Park. La vitesse est régulée à travers la boucle externe du bloc, la sortie du régulateur de vitesse est le couple électromagnétique de référence C_{em} . D'où le courant de référence I_{qref} qui a la même consigne.

Les courant de référence I_{dref} et I_{qref} sont comparés séparément avec les courant réels de la machine, les erreurs sont appliquée à l'entrée des régulateurs de type PI.

Le contrôle de la vitesse de la machine demande un commande simultanée de deux variables I_d et I_q .

II.7.2. Calcule des régulateurs

Le régulateur PI (proportionnelle-intégral) est une combinaison d'un régulateur P et d'un régulateur I caractérisé par la simplicité de la réalisation. L'action proportionnelle sert à régler la rapidité et l'action intégrale sert à éliminer l'erreur statique entre la grandeur régulée et la grandeur de consigne.

Les paramètres des trois régulateurs utilisés dans cette partie (régulateurs de courants et le régulateur de vitesse) sont déterminés par tâtonnement (essai-erreur).

La relation entre la sortie $U_r(t)$ et le signal d'erreur U_d est donné par :

$$u_r(t) = k_p \varepsilon(t) + K_i \int_0^t \varepsilon(t) dt \quad (\text{II.6})$$

Avec :

$$\frac{u_r(s)}{\varepsilon(s)} = k_p + \frac{k_i}{s} \quad (\text{II.7})$$

Notons que :

K_p : Gain proportionnel.

K_i : Gain intégral.

Le schéma bloc de régulateur PI est donné par :

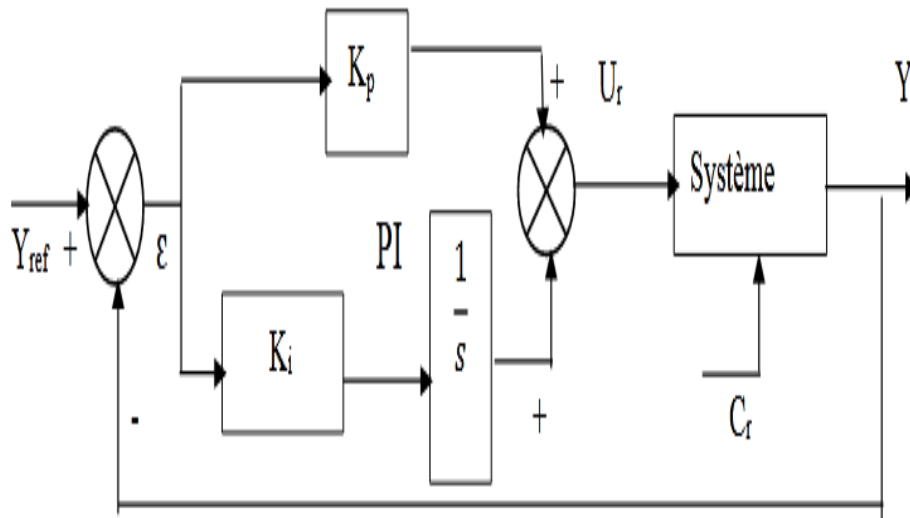


Figure II.3 : Régulateur PI

On utilise un régulateur PI pour la régulation de la vitesse, et afin d'obtenir des résultats meilleurs, les valeurs suivantes sont alors adoptées

$$K_p = 2 ; K_i = 0.1$$

Les gains d'observateur à modes glissants utilisés pour la compensation de la variation de résistance statorique sont obtenus après plusieurs essais de simulation. Afin d'atteindre des meilleurs résultats, les valeurs suivantes sont alors adoptées :

$$K_{11} = 100, K_{22} = 100, K_{12} = 0, K_{21} = 0.$$

On peut écrire la fonction de transfert par la relation :

$$\frac{U_r}{\varepsilon} = (k_p + \frac{K_i}{s}) \quad (\text{II.8})$$

Ou sous la forme :

$$P.I \rightarrow \frac{u_r}{\varepsilon} = \frac{1+sT_1}{sT_2} \quad (\text{II.9})$$

Avec :

$$\begin{cases} K_p = \frac{T_1}{T_2} \\ K_i = \frac{1}{T_2} \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

II.8. Résultat de simulation

II.8.1. Essai à vide

Les paramètres de la machine ainsi que les paramètres des régulateurs PI utilisé son simulation sont donnés dans l'annexe B

Remarque :

On note que la référence de chaque composants (les courants) et la vitesse et le couple électromagnétique notée par la ligne rouge dans les figures de simulation .

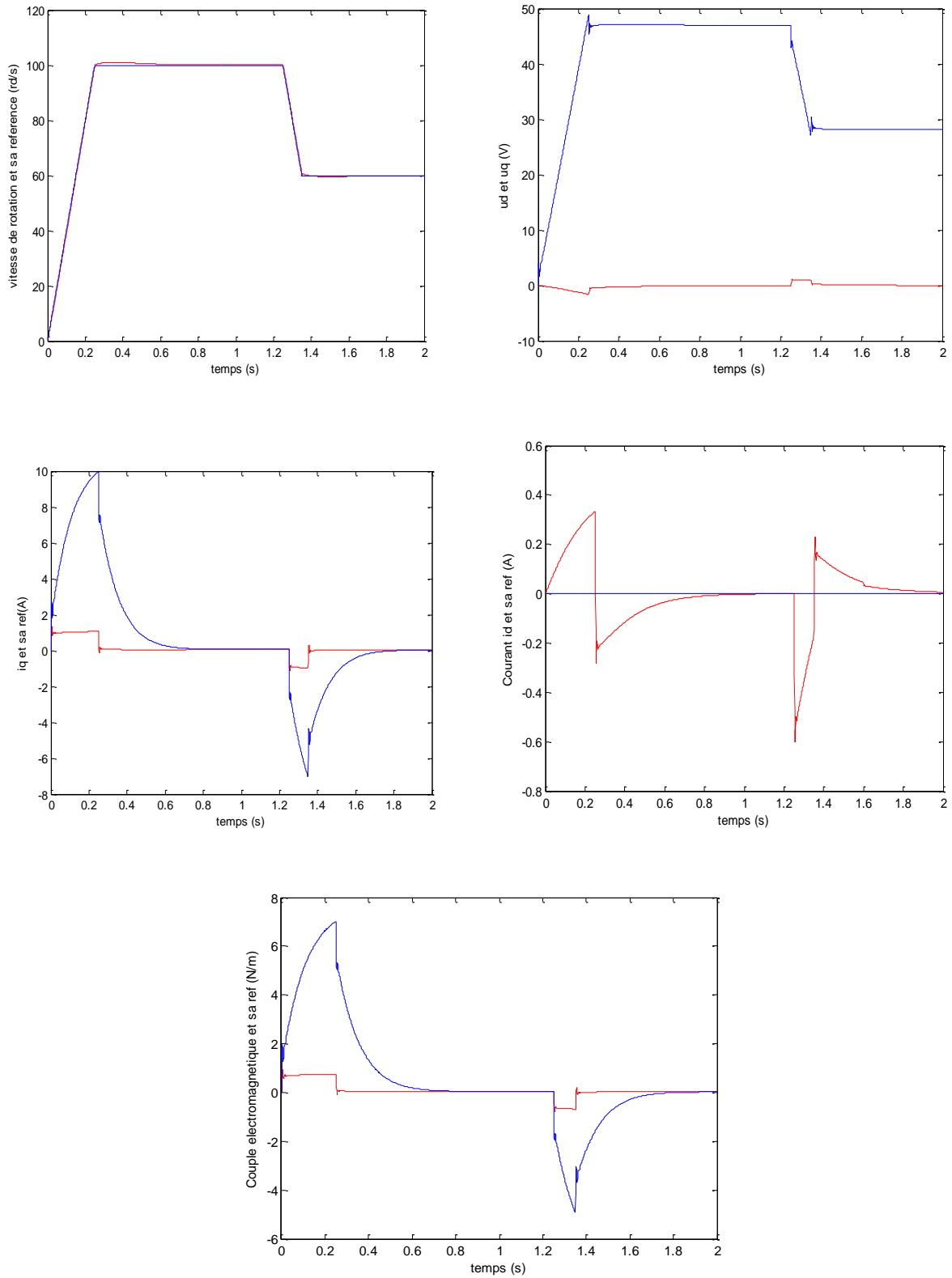


Figure II.4 : Résultats de simulation de la MSAP lors un démarrage à vide

II.8.2. Essai en charge et avec perturbation

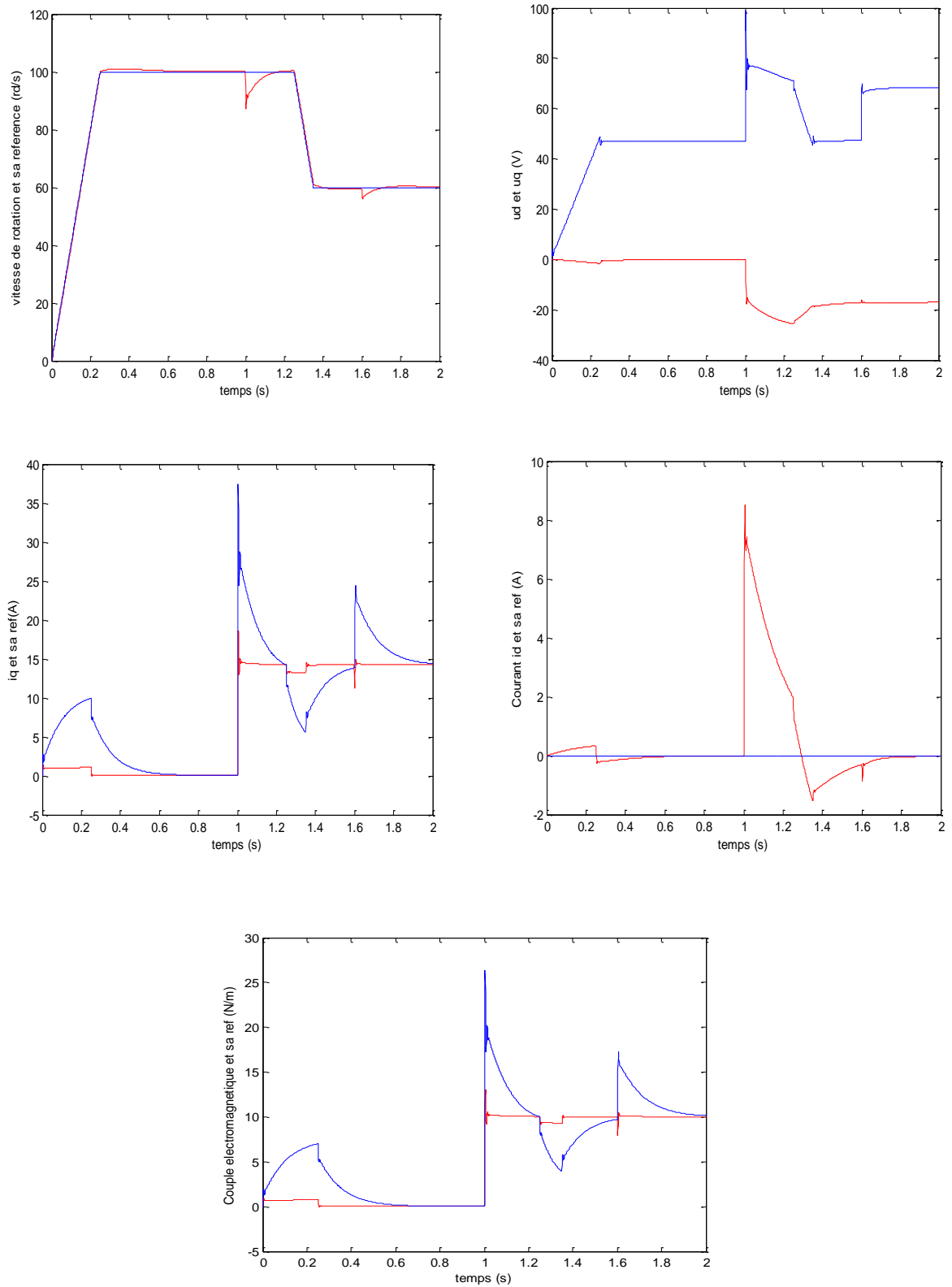


Figure II.5 : Résultats de simulation de la MSAP avec perturbations

✚ interprétations des résultats :

D'après figure (II.4), on remarque que :

Les résultats obtenue en simulation mettent en évidence les performances des systèmes de commande montrant que :

- la vitesse de rotation suit parfaitement sa référence.
- la composant I_d et maintenue à 0 par le régulateur de courant
- la composant I_q présente un pic au démarrage (10 A) puis s'annule rapidement
- le couple électromagnétique présente un pic notable

D'après la figure (II.5), on remarque que :

Application d'un couple de charge ($C_r = 10$ N.m) à $t = 0.25$ s jusqu'à $t = 1.35$ s et une variation de 50% de la résistance du stator à $t = 1.5$ s.

- Dégradation des performances de poursuite de vitesse et des courants (présentant des pics importants) au moment de l'introduction du couple de charge et de la perturbation sur la résistance statorique.
- Augmentation de l'effort de commande (tension de commande).

II .8. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté et appliqué la technique de commande vectorielle à la commande de la MSAP. Les résultats de simulation effectuée ont montré l'intérêt de cette commande en absence de variations paramétriques et de perturbations externes (couple de charge). Toutefois, les performances de cette commande en termes de poursuite peuvent se dégrader en présence de perturbations. D'où la nécessité de trouver d'autres loi de commande bien élaborées pouvant garantir les performances souhaitées, ceci constitue l'objet du chapitre suivant

***C*hapitre III :**

Commande par mode de glissement de la MSAP

III.1. Introduction

Dans le domaine de la commande des systèmes dynamiques, les travaux de recherches orientent vers l'application des techniques de commandes non linéaires robustes. Nous pouvons citer à titre d'exemple la commande adaptative, la commande floue et la commande par mode de glissement...etc. L'intérêt récent accordé à cette dernière est dû essentiellement à la disponibilité des interrupteurs à fréquence de commutation élevée et des microprocesseurs de plus en plus performants [13].

Les systèmes à structure variable se composent d'un ensemble de fonctions continues avec une commutation logique appropriée, Le réglage par mode glissant est un mode de fonctionnement particulier des systèmes de réglage à structure variables dans lesquels une fonction (surface) est définie de telle manière que les trajectoires d'état soient orientées vers elle. En général, la commande à structure variable classique à régime glissant est composée de deux termes : une commande équivalente et une composante discontinue [14].

La caractéristique principale de ces systèmes est la commutation de leurs lois de commandes sur une surface choisie a priori, appelée surface de glissement, afin d'y maintenir sous certaines conditions, le point représentatif de l'évolution du système

Le mode de glissement est un mode de fonctionnements particulier des systèmes à structure variable. La commande par mode de glissement est une méthode de réglage dans laquelle la structure est commutée de manière à ce que le vecteur d'état " x " suit une trajectoire $S(x)=0$ dans l'espace d'état .Cette méthode de commande s'adapte aux variations des paramètres du système à commander. Dans ce chapitre, nous allons appliquer cette technique à la MSAP dans le but d'améliorer les performances de commande même en présence des perturbations [15].

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

III.2. Principe de base de la commande par mode glissant

La commande par mode glissant consiste à amener la trajectoire d'état d'un système vers la surface de glissement et de la faire commuter à l'aide d'une logique de commutation autour de celle-ci jusqu'au point d'équilibre, d'où le phénomène de glissement. Parmi les propriétés des modes glissants [16].

- Le processus de glissement est d'ordre réduit en comparaison au système original.

- La dynamique du système en mode de glissement est déterminée uniquement par le choix des coefficients de la surface de commutation.
- La robustesse vis-à-vis de la variation de certains types de paramètres.

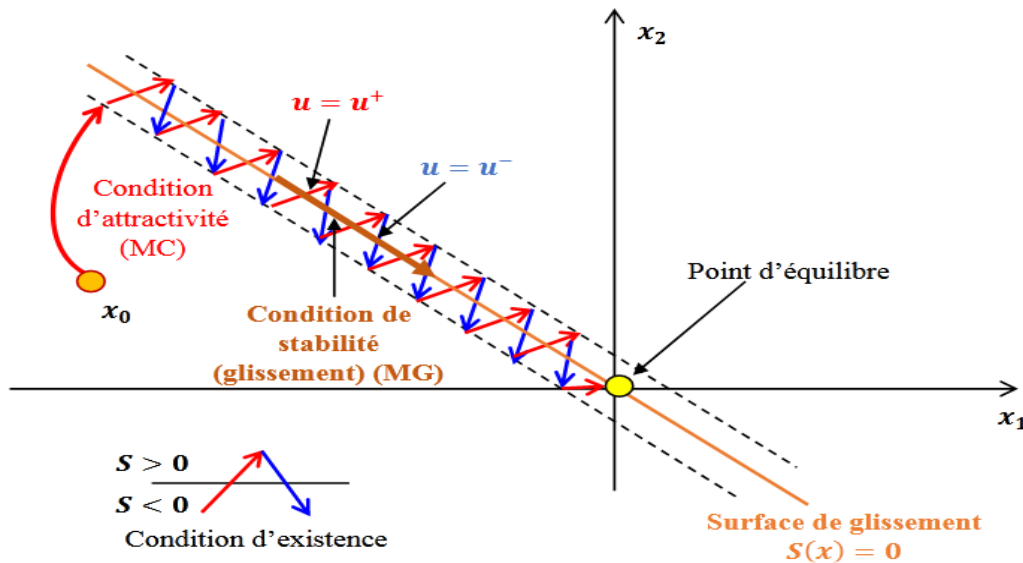


Figure III.1 : principe de la commande par mode glissant

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

- **Le mode de convergence** : 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 $S(x_1, x_2) = 0$. Ce mode est caractérisé par la loi de commande et le critère de convergence.
- **Le mode de glissement** : 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 la détermination de la surface de glissement $S(x) = 0$
- **Le mode du régime permanent** : ce mode est ajouté pour l'étude de la réponse de système autour de son point d'équilibre (origine de plan de phase) il est caractérisé par la qualité et les performances de la commande.

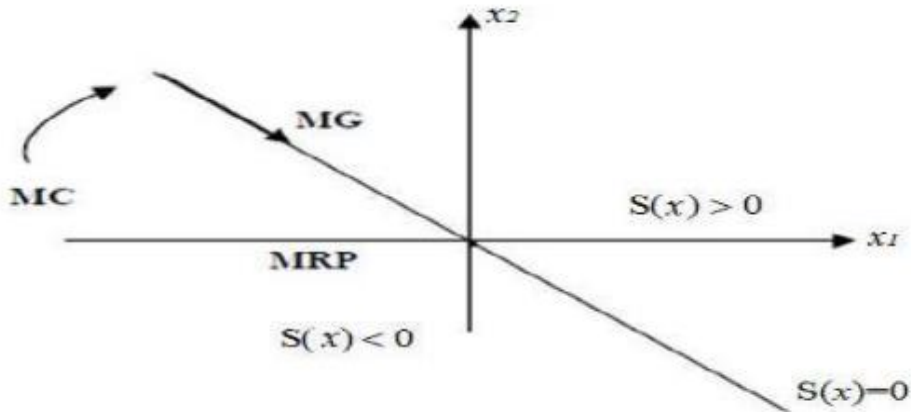


Figure III.2 : les différents modes de trajectoire dans le plan de phase

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

La conception de la commande par mode glissant prend en compte les problèmes de stabilité et de performances de façon systématique dans son approche, qui s'effectue principalement en trois étapes définies par [17] :

- Choix des surfaces de glissement.
- Définition des conditions d'existence et de convergence du régime glissant.
- Détermination de la loi de commande.

III.3.1. Choix de la surface de glissement

La conception du système de commande sera démontrée pour un système non linéaire suivant :

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

Où :

$x \in \mathcal{R}^n$ Est le vecteur d'état.

$u \in \mathcal{R}^m$ Est le vecteur de commande.

$f(x,t) \in \mathcal{R}^n$, $g(x,t) \in \mathcal{R}^{n \times m}$

La forme de équation générale pour la surface de glissement, proposée par 'J.J.Stoline' et assurant la convergence d'une variable vers sa valeur désirée est donnée par :

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

Avec :

λ : Coefficient positif.

$e = x - x_d$: Écart de la variable à régler.

x_d : Valeur désiré.

n : ordre du système, c'est le plus petit entier positif représentant le nombre de fois qu'il faut dériver afin de faire apparaître la commande.

$S(x)$ est une équation différentielle linéaire autonome dont la réponse " e " tend vers zéro pour un choix correct du gain λ et c'est l'objectif de la commande.

L'objectif de cette commande est de garder la surface tends à zéro. Cette dernière est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est $e(x) = 0$ pour un choix convenable du paramètre λ . Ceci revient à un problème de poursuite de trajectoire, ce qui est équivalent à une linéarisation exacte de l'écart, tout en respectant la condition de convergence [18].

III.3.2. Conditions d'existence et de convergence du régime glissement

Les conditions d'existence et de convergence sont les critères qui permettent aux dynamiques du système de converger vers la surface de glissement et d'y rester indépendamment à la perturbation. Il y a deux considérations correspondantes au mode de convergence de l'état du système. On présente deux types de conditions qui sont:

- **Fonction directe de commutation**

Elle est proposée et étudiée par EMILYANOV et UTKIN. Il s'agit de donner à la surface une dynamique convergente vers zéro.

Elle s'exprime sous la forme :

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

Dans cette condition, il faut introduire pour $S(x)$ et sa dérivée $\dot{S}(x)$, les valeurs justes à gauche et droite de commutation.

- **Fonction de Lyapunov**

La fonction de Lyapunov est une fonction scalaire positive $V(x) > 0$ pour les variables d'état du système. La loi de commande doit faire décroître cette fonction $\dot{V}(x) < 0$.

L'idée est de choisir une fonction scalaire $S(x)$ pour garantir l'attraction de la variable à contrôler vers sa valeur de référence et de construire une commande U tel que le carré de la surface correspond à une fonction de Lyapunov. En définissant la fonction de Lyapunov par :

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (\text{III.4})$$

En dérivant cette dernière, on obtient :

$$\dot{V}(x) = S(x) \cdot \dot{S}(x) \quad (\text{III.5})$$

Pour que la fonction $V(x)$ puisse décroître, il suffit d'assurer que sa dérivée soit négative $S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0$. Ceci n'est vérifié que si la condition (III.5) est vérifiée.

L'équation (III.4) explique que le carré de la distance entre un point donné du plan de phase et la surface de glissement exprimé par $S^2(x)$ diminue tout le temps, contraignant la trajectoire du système à se diriger vers la surface à partir des deux côtés de cette dernière. Cette condition suppose un régime glissant idéal ou la fréquence de commutation est infinie [19].

Cette fonction est utilisée pour estimer les performances de la commande comme l'étude de la robustesse et de la stabilité des systèmes non linéaires.

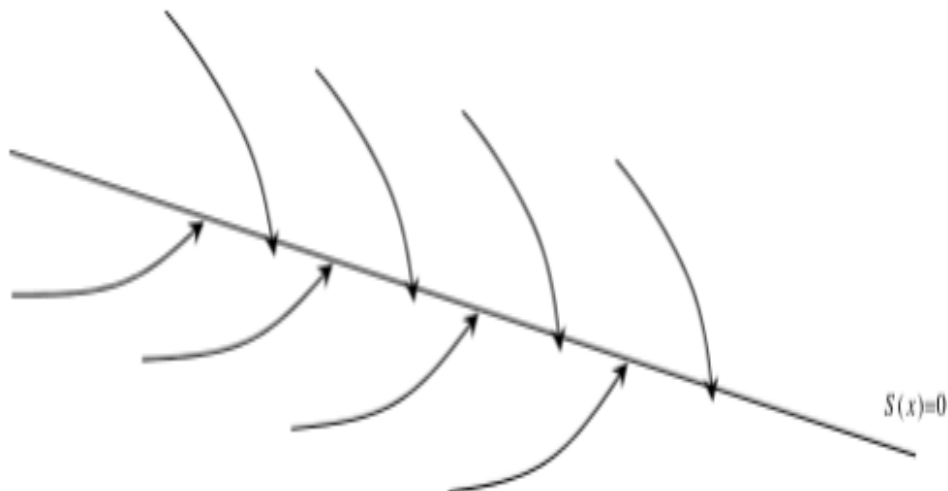


Figure.III.3 : Trajectoire de l'état vis-à-vis la surface de glissement

III.3.3. Détermination de la loi de commande

Une fois la surface de glissement est choisie, ainsi que le critère de convergence, il reste à déterminer la commande nécessaire pour attirer la variable à régler vers la surface. et ensuite vers son point d'équilibre (origine du plan de phase) en maintenant la condition d'existence du mode de glissement.

La dynamique du système est indépendante de la loi de commande. De ce fait, on peut introduire une partie continue pour diminuer l'amplitude de la discontinuité.

Une des hypothèses essentielles dans la conception des systèmes à structures variables pour la commande par mode de glissement est que la commande doit commuter entre U^+ et U^- instantanément (fréquence infinie) en fonction du signe de la surface de glissement ,

(Figure III.3).

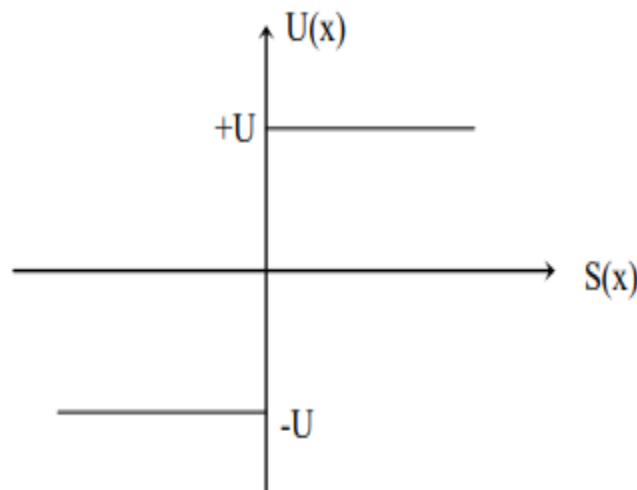


Figure III.4 : Commande appliquée au système.

III.3.3.1. Définition des grandeurs de commande [20]

La structure d'un contrôleur par mode de glissant est constituée de deux parties, une concernant la linéarisation exacte (u_{eq}) et l'autre la stabilité (u_n). Cette dernière est très importante dans la technique de la commande par mode de glissant, car elle est utilisée pour éliminer les effets d'imprécision du modèle et de rejeter la perturbation extérieures, alors la commande totale est donnée par :

$$u = u_{eq} + u_n \quad (\text{III.6})$$

u_{eq} : correspond à la commande équivalente proposé par FILIPOV et UTKIN on peut la considérer comme la valeur moyenne continue. Elle sera à maintenir la variable à contrôler sur la surface de glissement $S(x)$. Elle est déduite en considérant que le dérive de la surface est nulle $\dot{S}(x) = 0$, et peut être interprétée comme étant un retour d'état particulier à la commande lors de la commutation rapide entre la valeur u^+ et u^- figure (III.4).

La commande équivalent u_{eq} est calculée en reconnaissant que le comportement dynamique durant le glissement.

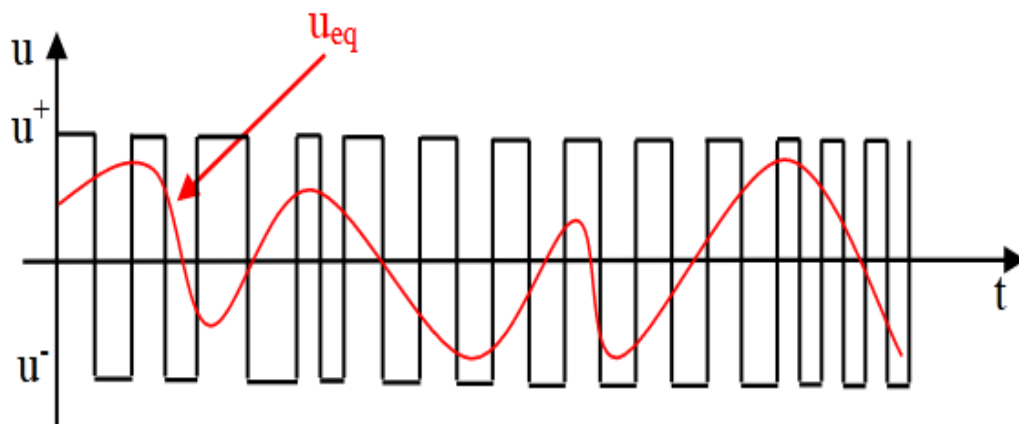


Figure III.5 : Commande équivalente.

u_n : correspond à la commande qui garantit l'attractivité de la variable à contrôler vers la surface et satisfaire la condition $S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0$. la commande discrète u_n est déterminée pour vérifier la condition de convergence en dépit de l'imprécision sur les paramètres du modèle du système.

III.3.3.2. Expression analytique de la commande

Nous nous intéressons au calcul de la commande équivalente et par la suite au calcul de la commande attractive du système défini dans l'espace d'état par l'équation (III.1).

$$\dot{x} = f(x, t) + g(x, t) \cdot u$$

Le vecteur u est composé de deux grandeurs : u_{eq} et u_n soit :

Nous avons :

$$\dot{S} = \frac{ds}{dt} = \frac{\partial s}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} = \frac{\partial s}{\partial x} \{f(x,t) + g(x,t)u_{eq}\} + \frac{\partial s}{\partial x} \{g(x,t)u_n\} \quad (III.7)$$

En mode de glissement et en régime permanent, la dérivée de la surface est nulle (car la surface est égale à zéro) .Ainsi, nous obtenons :

$$u_{eq} = \left\{ \frac{\partial s}{\partial x} g(x,t) \right\}^{-1} \left\{ \frac{\partial s}{\partial t} f(x,t) \right\}, \quad u_n = 0 \quad (III.8)$$

Durant le mode de convergence, en remplaçant le terme par sa valeur (III.8) dans l'équation(III.7).Donc, nous obtenons une nouvelle expression de la dérivée de la surface, soit :

$$\dot{S} = \frac{\partial s}{\partial x} \{g(x,t)u_n\} \quad (III.9)$$

Le problème revient à trouver u_n tel quel :

$$S(x).\dot{S}(x) = S(x) \frac{\partial s}{\partial x} \{g(x,t)u_n\} < 0 \quad (III.10)$$

La solution la plus simple est de choisir sous la forme de relais Figure (III.5) .Dans ce cas, la commande s'écrit comme suit [21]:

$$u_n = -K.sign(S) \quad (III.11)$$

Avec :

$$sign(S) = \begin{cases} 1 & si S > 0 \\ 0 & si S = 0 \\ -1 & si S < 0 \end{cases}$$

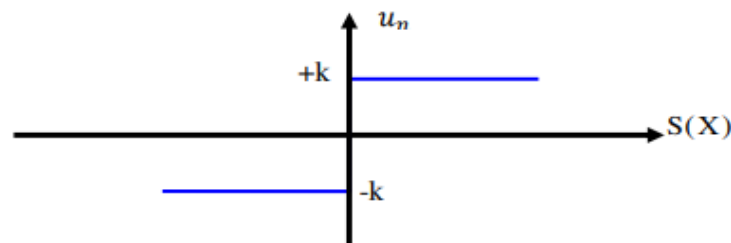


Figure (III.5) : Représentation de la fonction « Sign».

En remplaçant l'expression (III.10) dans (III.11), on obtient :

$$S(x) \dot{S}(x) = \frac{\partial s}{\partial x} g(x,t)K|S(x)| < 0 \quad (III.12)$$

Où le facteur $\frac{\partial s}{\partial x} g(x, t)$ est toujours négatif pour la classe des systèmes que nous considérons.

Le gain K est choisi positif pour satisfaire la condition (III.12). Le choix de ce gain est très influent car, s'il est très petit le temps de réponse sera très long et s'il est choisi très grand, nous aurons de fortes oscillations au niveau de l'organe de la commande. Ces oscillations peuvent exciter les dynamiques négligées (phénomène de Chattering), ou même détériorer l'organe de commande [22].

III.4. Phénomène de réticence ou chattering

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

Le caractère discontinue de la commande engendre un comportement dynamique particulier autour d'une couche limite de la surface de glissement qui est communément appelé chattering ou phénomène de réticence figure (III.6). Cette oscillation au voisinage de la surface est due à l'imperfection des éléments de commutation ou des limites technologiques et physiques, telles que les retards au niveau des commutations ou des comportements avec hystérésis, qui peuvent exciter les dynamiques négligées (non modélisées) en haute fréquence.

Il a plusieurs effets indésirables sur la qualité de la commande et sur le système, il peut:

- diminuer la précision.
- produire une grande perte de chaleur dans les machines électriques.
- une fatigue des parties mécanique mobile.

Ce phénomène est considéré comme un obstacle réel pour l'application de la commande à structure variable.

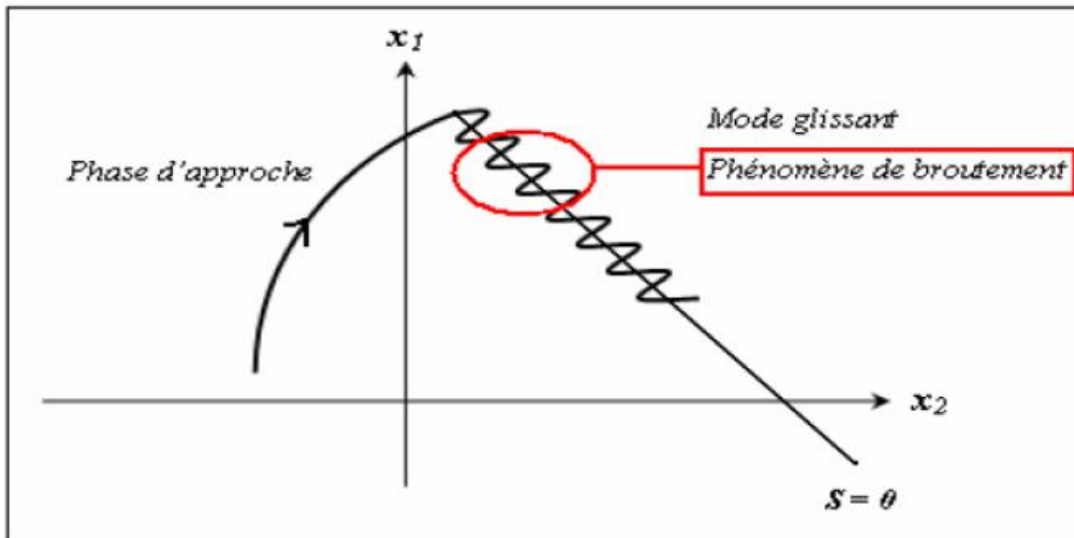


Figure III.6 : Phénomène de réticence ou (chattering).

Le chattering peut dégrader les performances du système et même conduire à l'instabilité. La réticence implique également d'importantes sollicitations mécaniques au niveau des actionneurs, augmentant la consommation énergétique qui peut endommager les circuits électriques de puissance.

III.5. Approximation continue de la commande par régime glissant

Le phénomène de réticence (chattering) est le principal inconvénient de la commande par mode de glissement d'ordre 1. Pour remédier à ce problème de nombreux algorithmes à structure variable ont été développés. On peut citer la commande continue dans une bande de la surface, la commande avec correction intégrale en régime permanent.

L'utilisation d'un observateur pour estimer la commande équivalente et les solutions par limitation de la condition de glissement. Parmi les nombreuses méthodes proposées pour résoudre le problème de réticence, nous allons étudier en particulier une méthode de synthèse où la fonction « sign » est remplacée par une fonction « sat » pour le calcul de la commande. Dans cette section [23], la composante discontinue devient:

$$Sat(S/\Phi) = \begin{cases} 1 & \text{si } S > \Phi \\ -1 & \text{si } S < -\Phi \\ S/\Phi & \text{si } S < |\Phi| \end{cases} \quad (\text{III.13})$$

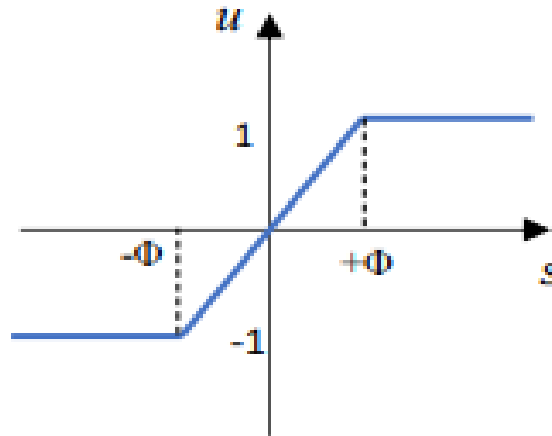


Figure III.7 : Fonction « Sat ».

Une autre solution pour lisser la commande au voisinage de la surface de glissement $S = 0$, est de remplacer dans la bande $|S| < 0$, la fonction discontinue $sign(S)$ par une fonction continue.

$$cont(S) = \frac{S}{|S| + \delta} \quad \text{Avec } \delta > 0 \quad (\text{III.14})$$

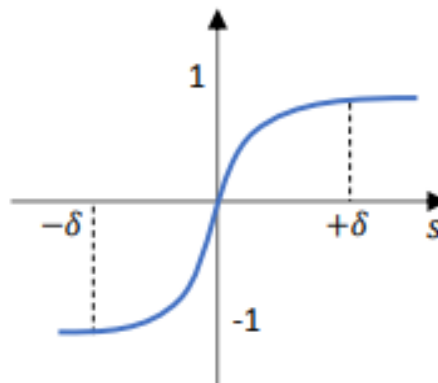


Figure III.8 : fonction d'adossement « cont(S) ».

III.6. Avantages de la commande par mode glissant

Cette commande présente les caractéristiques suivantes :

- La réponse du système est insensible et robuste aux variations de certains paramètres et aux effets troubles de la charge, et perturbations.
- Il suffit de connaître une borne pour u , ce qui simplifie le réglage.
- Le choix de la surface de commutation est assez libre.

La commande est adoucie par la présence de la commande équivalente, celle-ci peut être supprimée au prix d'une augmentation de u .

III.7. Application à la MSAP

La synthèse de la loi de commande se fait comme suit :

- Définition d'une surface de glissement « S » ayant des dynamiques désirées.
- Calcul d'une loi de commande $u(t)$ de manière à forcer le système à accéder la surface

De glissement et d'y rester tout en garantissant la robustesse de la commande en présence des variations paramétrique et perturbations.

La MSAP peut être décrite par un système non linéaire du troisième ordre avec deux variable électriques (courant I_d et I_q) et une variable mécanique (vitesse de rotation), et deux variable de commande (tension U_d et U_q).

Le modèle dynamique de la machine synchrone à aimant permanent définie par l'équation (I.12) peut s'écrire sous la forme d'état :

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= -a_1 x_1 + a_2 x_2 x_3 + b_1 v_d \\ \dot{x}_2 &= -a_3 x_2 - a_4 x_1 x_3 - a_5 x_3 + b_3 v_d \\ \dot{x}_3 &= -a_6 \varphi_{Sf} x_2 - 7x_3 - a_8 \end{aligned} \quad (\text{III.15})$$

Sous forme compacte :

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= f_1(x) + g_1(x) v_d \\ \dot{x}_2 &= f_2(x) + g_2(x) v_d \\ \dot{x}_3 &= f_3(x) \end{aligned}$$

Avec :

$$\begin{aligned} f_1(x) &= -a_1 x_1 + a_2 x_2 x_3 + b_1 v_d \\ f_2(x) &= -a_3 x_2 - a_4 x_1 x_3 - a_5 x_3 + b_3 v_d \\ f_3(x) &= -a_6 \varphi_{Sf} x_2 - 7x_3 - a_8 \end{aligned}$$

On choisit le constant i_d et la vitesse de rotation ω_r comme sortie.

Erreurs de poursuite :

$$\begin{aligned} e_1 &= x_1 - x_{1ref} \\ e_2 &= x_3 - x_{3ref} \end{aligned} \quad (\text{III.16})$$

La synthèse de la commande exploite la technique des modes glissants, cette dernière nécessite le choix des surfaces S_1 et S_2 qui assure le réglage des courants et la vitesse. D'après les études théoriques dans le chapitre précédent, les surfaces choisies sont :

- Le degré relatif de la sortie x_1 est 1 :

$$s_1 = e_1 = x_1 - x_{1ref} \quad (III.17)$$

- Le degré relatif de la sortie x_3 est 2 :

$$s_2 = \dot{e}_2 + qe_2 \quad (III.18)$$

Avec $q > 0$

$$\begin{cases} S_1 = x_1 - x_{1rf} \\ S_2 = (\dot{x}_3 - \dot{x}_{3rf}) + q(x_3 - x_{3rf}) \end{cases} \quad (III.19)$$

Les dérivées des deux surfaces sont données par :

$$\begin{cases} \dot{s}_1 = \dot{x}_1 - \dot{x}_{1rf} \\ \dot{s}_2 = (\ddot{x}_3 - \ddot{x}_{3rf}) + q(\dot{x}_3 - \dot{x}_{3rf}) \end{cases} \quad (III.20)$$

En remplaçant les expressions $f_1(x)$, $f_2(x)$, $f_3(x)$, $g_1(x)$, $g_2(x)$ dans les l'expression (III.20), les dérivées des surfaces deviennent alors :

$$\begin{cases} \dot{s}_1 = \dot{x}_1 - \dot{x}_{1rf} \\ \dot{s}_2 = (a_6 \varphi_{sf} \dot{x}_2 - a_7 \dot{x}_{3rf} - \ddot{x}_{3rf}) + q(\dot{x}_3 - \dot{x}_{3rf}) \end{cases} \quad (III.21)$$

$$\begin{cases} \dot{s}_1 = f_1(x) + g_1(x)u_d - \dot{x}_{1rf} \\ \dot{s}_2 = (a_6 \varphi_{sf} f_2(x) + a_6 \varphi_{sf} g_2(x)u_d - a_7 f_3(x) - \ddot{x}_{3rf}) + q(\dot{x}_3 - \dot{x}_{3rf}) \end{cases} \quad (III.22)$$

Prenons :

$$\begin{aligned} v_1 &= -\dot{x}_{1ref} \\ v_2 &= -\ddot{x}_{3ref} + q(\dot{x}_3 - \dot{x}_{3ref}) \end{aligned} \quad (III.23)$$

Les surfaces peuvent s'écrire sous la forme matricielle suivant :

$$\dot{s} = A(x) + V + B(x)U \quad (III.24)$$

Avec :

$$s = [s_1, s_2]^T$$

$$u = [u_d, u_q]^T$$

$$v = [v_1, v_2]^T$$

$$A(x) = [A_1(x), A_2(x)]^T$$

$$\dot{v} = s^T \dot{s} = s^T (A(x) + V + B(x)u)$$

Où :

$$A_1(x) = f_1(x)$$

$$A_2(x) = a_6 \varphi_{sf} f_2(x) - a_7 f_3(x)$$

$$B_1(x) = g_1(x)$$

$$B_2(x) = a_6 \varphi_{sf} g_2(x)$$

Il faut trouver les conditions pour garantir l'attractivité des surfaces et leur convergence vers zéro, pour cela, on définit la fonction de Lyapunov suivant :

$$V = \frac{1}{2} s^T s \quad (\text{III.25})$$

Sa dérivée temporelle est alors définie par :

$$\dot{V} = s^T \dot{s} = s^T (A(x) + V + B(x)u) \quad (\text{III.26})$$

Pour assurer l'attractivité des surfaces et leur convergence vers zéro, on choisit la loi de commande suivante :

$$U = -B^{-1}(x)[v + A(x) + k_0 s + k_1 \text{sign}(s)] \quad (\text{III.27})$$

Avec :

$$k_{01}, k_{02}, k_{11}, k_{12} > 0 ;$$

$$s = \begin{pmatrix} s_1 & 0 \\ 0 & s_2 \end{pmatrix}$$

Remarque :

La détermination du vecteur de commande U n'est pas possible que si seulement si la matrice $B(x)$ est inversible.

III.8. Résultats de simulation**III.8.1. Test avec les paramètres nominaux et à vide**

Les figures (III.9) représente les résultats de simulation de l'essai à vide et avec les paramètres nominaux de la machine.

Les gains d'observateur à modes glissants utilisé pour la compensation de la variation de résistance statorique sont obtenues après plusieurs essais de simulation .afin d'atteindre des meilleurs résultats, les valeurs suivantes sont alors adoptées :

$$K_{11} = 100, K_{22} = 100, K_{12} = 0, K_{21} =$$

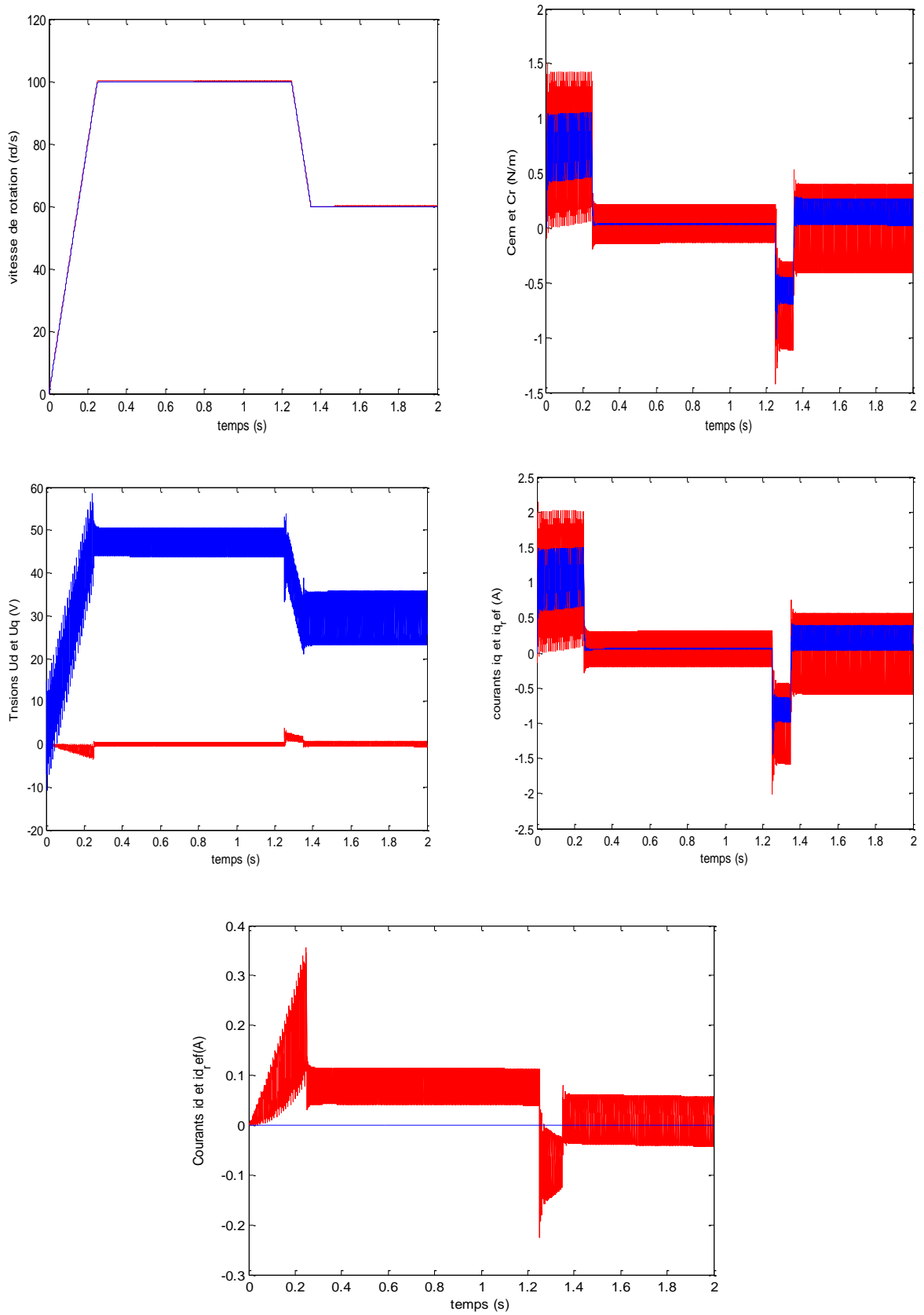


Figure III.9 : Résultats de simulation de la commande par mode glissant à vide

III.8.2. Tests de robustesse

Dans cette partie, nous présentons les résultats de simulation en présence d'un couple de charge (5 Nm) Ainsi que des variations sur les résistances statorique.

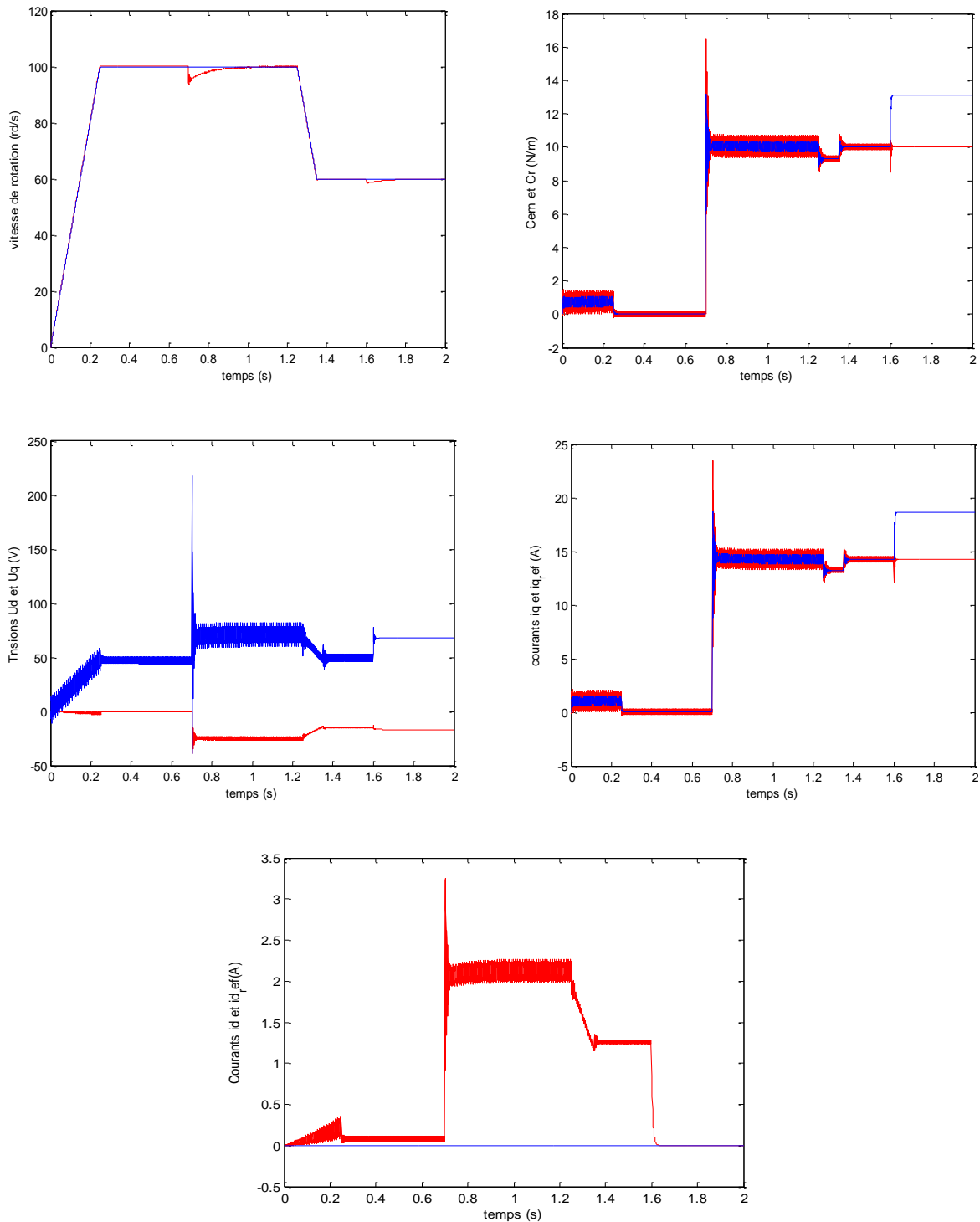


Figure III.10 : Résultats de simulation de la commande par modes glissants avec perturbations

Interprétations des résultats

La figures(III.9) montrent que :

- ✓ La vitesse de rotation de la MSAP suit bien sa référence.
- ✓ Le couple subit au moment du démarrage un pic, puis atteint rapidement la valeur du couple avant l'application de charge.
- ✓ Découplage réalisé avec succès par le maintien i_d autour de zéro.
- ✓ Apparition du phénomène du chattering sur les couple, les courants et tensions de commande.

La figure (III.10) montre que :

- ✓ La vitesse de rotation suit sa référence malgré les perturbations où on constate une compensation rapide de l'effet des perturbations (couple de charge et variation paramétrique).
- ✓ Apparition du phénomène indésirable du chattering sur les couple, les courants et tensions de commande.

III.9. Conclusion

Au cours de ce chapitre, nous nous sommes intéressés à la commande d'une machine synchrone à aimant permanent par la technique des modes glissants. Dans un premier lieu, nous avons présenté les concepts de base de la commande par modes glissants. Par la suite, nous avons appliqué cette commande à la MSAP.

Les résultats de simulation ont montré l'efficacité de cette technique de commande en termes de performances de poursuite ainsi que la robustesse vis-à-vis les perturbations paramétriques et les perturbations externes.

On doit cependant noter que les performances du système peuvent être altérées à cause de la présence du phénomène du broutement qui se manifeste surtout par des oscillations fortes du signal de commande. Ce phénomène qui réduit la précision et peut même endommager la machine dans une application pratique a fait l'objet de plusieurs recherches dans la littérature.

*C*onclusion générale

Conclusion Générale

Dans ce travail, nous nous sommes intéressés à la commande de la machine synchrone à aimant permanent (MSAP). La dynamique fortement non linéaire de cette machine exige un moyen de commande performant.

Le premier chapitre a été réservé à la modélisation de la MSAP. Après avoir donné son principe de fonctionnement, nous avons présenté son modèle d'état en utilisant la transformation triphasé-biphasé de PARK. Enfin, ce modèle a été validé en simulation par une commande en boucle ouverte.

Dans le deuxième chapitre, nous avons procédé à l'application de la technique de commande vectorielle à la MSAP. Les résultats de simulation obtenus ont montré des performances intéressantes de cette loi de commande. Toutefois, il est à noter que cette loi de commande est de nature linéaire, et peut dans certains cas apparaître insuffisante face à la complexité (non linéarités et couplages) de la MSAP et les perturbations pouvant l'affecter.

Dans le troisième chapitre, nous avons donné un aperçu théorique sur la commande par modes glissant reconnue par sa robustesse face aux différents types de perturbations qui affectent les systèmes. Lors de son application à la MSAP, cette approche de commande s'est révélée robuste vis-à-vis les différentes perturbations, les résultats de simulation ont montré des performances intéressantes en termes de poursuite et de découplage. Néanmoins, son application sur site réel ne peut se faire que lorsqu'on traite le problème de broutement (chattering)

Enfin, à titre de perspectives de ce travail, nous pouvons suggérer pour des travaux ultérieurs :

- Améliorer la loi de commande par modes glissants de la MSAP en limitant le phénomène de broutement.
- Il est incontestable que la suppression du capteur de vitesse est une nécessité industrielle, d'où, on propose la synthèse de lois de commande non linéaire pour la MSAP sans capteur de vitesse.
- Application de techniques commande de l'automatique avancée, telle que la commande par logique floue à la MSAP.

***R**éférence bibliographique*

Références bibliographies

- [1] BADRAOUI MOURAD, BERKSI REGUIG MERIEM « étude et double Etoile avec application de la commande backstipping à machin Synchrone » Mémoire de master université de Tlemcen, 2016.
- [2] NOURDDINE BOUNASSLA, « commande supérieur de la machine Synchrone à aimant permanent », thèse de magister université de Setif 2014.
- [3] GUY STURTZER ; EDDIE SMIGIEL « modélisation et commande des Moteur triphasés », l'ouvrage 'niveau C'.Ellipses Edition Marketing 'S.A.2000'.
- [4] SABER LAAMIRI « commande des systèmes électriques, machines Synchrone et convertisseurs multi-niveau », thèse de doctorat l'Ecole Central de Nantes, 2019.
- [5] MESLOUB HAYETTE, « commande DTC prédictive D'une machine Synchrone à aimant permanents ». Thèse de doctorat université Mohamed Khider de Biskra, 2016.
- [6] MI HEMMAMI, « commande sans capteur de vitesse d'une moteur Synchrone à aimant permanent (MSAP) par l'utilisation de la commande Directe du couple et d'un observateur de vitesse à Mode Glissant ». Mémoire de magister, université de Biskra.
- [7] MOFIDA HANDIS ; NAWEL BOUTALEB « modélisation de la Machine synchrone à aimant permanent ». Mémoire de master, université De Jijel, 2007.
- [8] HACEN BENSAADI, « commande DTC-SUV d'une machine synchrone à Aimants permanents », université de Batna 2012.
- [9] LEOPOLD, SEPULCHRE, «pour l'optimisation de la commande des Machines synchrone à aiment permanent en régime de haut vitesse pour Véhicule électrique », université Toulouse 2017.
- [10] F.BLASCHKE, «the principle of field orientation as applied to The new transvector closed-field machine».Siemens revue, 1972. Pour véhicule électrique».Thèse de doctorat, université Toulouse, 2017.

- [11] MESBAHI NADIR, «étude comparative de la commande vectorielle Directe et indirect d'une machine asynchrone », Mémoire de badji Mokhtar Annaba, 2017.
- [12] BOUBRTAKH
- [13] RMARINO, S, «adptative Input-Output linearizning control of Introduction motors » IEEE Transaction in control systems technology Vol 38, N.3.FEB.1993.
- [14] A.BELLINI, G, FIGALLI, and F. Tosti, «linearized model of induction motors drives via nonlinear state feedback decoupling»,4th European reference on power electrics and application (EPE), Florence, taly, sep.1991.[15] .GEORGIO «adaptative feedback linearization and traking for Induction motor» IFAC workshop on evaluation of adaptive control stratégies in industriel applications, pp.225-260, Tbilissi Russie, Octobr , 1989.
- [16] HADDADE SALAH;CHARIFE MOURAD étude comparative de la Commande vectorielle et celle par mode glissement de moteur Asynchrone», mémoire d'ingéniorat université de m'silla ,2005.
- [17] P.LOPEZ, A.S NOURI «théorie élémentaire et pratique de la commande Par les régimes glissant »spring-verlag Heidelberg 2006.
- [18] KAHIL ZOUBIR; LATRECHE HOURI «commande par retour d'état Non linéaire d'un moteur asynchrone » mémoire d'ingéniorat université De m'silla, JUIN2006.
- [19] D.BENTTOUSE; A.GOLEA, R.ABDELSSEMED, «commande a Structure variable par mode glissant pour la commande vectorielle D'un moteur asynchrone »ICEL98, 5-7octobre 1998, UST Oran, Algérie.
- [20] H.BUHLER« réglage par mode glissement » presse polytechnique Romandes, Lausanne, Suisse, 1986
- [21] A.MEROUFEL, «commande découplée d'une machine machine Machine synchrone sans capteur mécanique », Thèse de doctorat D'état, université de sidi bel Abbes, 2004.b2.
- [22] TALEB MOUSTAPHA OULD ABDYOU «commande par mode Glissant floue avec observateur application à différent Pendules inverse» Mémoire de magister, (E.N.B) ,2006.

Annexe

1. Paramètres du moteur synchrone à aimants permanent étudié :

<i>Symboles</i>	<i>Description</i>	<i>Valeurs</i>
R_s	Résistance statorique	1.4 Ω
P	Nombre de paire de pôles	3
L_d	Inductance longitudinale	0.0066 H
L_q	Inductance transversale	0.0066 H
Ffs	Flux d'aiment	0.1564 Wb
V	Tension d'alimentation	220 rad/s
Fc	Coefficients des frottements	0.1564 N.m.s /rad

Résumé :

Ce mémoire concerne la commande en vitesse de la machine synchrone à aimant permanent (MSAP). Le modèle de cette machine est non linéaire et fortement couplé. Dans un premier temps, nous avons présenté la modélisation de la MSAP dans un repère biphasé de Park. La commande vectorielle à base de régulateurs linéaires de type PI est ensuite appliquée à la commande de la MSAP. Afin pallier les limites de la commande vectorielle et améliorer d'avantage les performances de cette machine, nous avons introduit et appliqué la technique de commande par modes glissants reconnue par sa robustesse vis-à-vis les perturbations et variations paramétriques. Des résultats de simulation sont présentés à la fin de chaque partie du mémoire.

Mots-clés : MSAP, commande vectorielle, commande par modes glissants.

Abstract :

This memory concerns the speed control of the permanent magnet synchronous machine.

The model of this machine is non –linear and frictionally coupled. initially we presented the modeling of the MSAP in a tow phase graduation of park. the vector control based

On linear regulators of the PI type is then applied to the control of MSAP.

In order to overcome the limits of vector control and further improve the performance of this machine, we have introduced and applied the sliding mode control technique recognized by its robustness with respect to disturbances and parametric variation. simulation results are presented at the end of each part of the memory.

Keywords

المخلص

يتعلق هذا التقرير بتحكم في سرعة الآلة المتزامنة ذات المغناطيس الدائم MSAP ، نموذج هذه الآلة غير خطي ومقترن بقوة.

اولا قدمنا نمذجة MSAP في معيار بارك على مرحلتين ثم يتم تطبيق التحكم في المتجهات المستند الى المنظمين الخطيين من النوع PI للتحكم MSAP

من اجل التغلب على حدود التحكم في ناقلات الامراض و زيادة تحسين اداء هذه الآلة، قدمنا و طبقنا تقنية التحكم في الوضع الانزلاقي المعترف بها لقوتها فيما يتعلق بالإضطرابات والتغيرات يتم عرض نتائج المحاكاة في نهاية كل جزء من المدكرة .

الكلمات المفتاحية: MSAP ، التحكم في القوة الموجهة ، التحكم في الوضع المنزلق.