

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA
RECHERCHE SCIENTIFIQUE

Université de Bouira
Akli Mohand Oulhadj



جامعة البويرة
أكلي محمد أولحاج

Université de Bouira
Faculté des Sciences et des Sciences Appliquées
Département de Génie Electrique

Projet de Fin d'Etude MASTER

Filière : Electromécanique

Spécialité : Electromécanique

Thème

*La commande par mode glissant d'un
Moteur Synchrone à Aimants
Permanents*

Présenté par :

- CHABOUNI Ilyas
- BOUHLALI Nasr Eddine

Devant le jury composé de :

MR : Touafek	UAMO, Bouira	Président
MR : Hammouche	UAMO, Bouira	Examineur
Mm : Madi	UAMO, Bouira	Examinatrice

Proposé et dirigé par :

Mr. ISSAOUNI Salim

Remerciement

Nous tenons à remercier premièrement Dieu Tout Puissant pour la volonté, la santé et la patience, qu'il nous donnent durant toutes ces longues années.

*Nous tenons également à exprimer nos vifs remerciements à notre encadreur monsieur **ISSAOUNI Salim** Docteur à l'université akli mohand olhadj de bouira , pour avoir d'abord proposé ce thème et suivi le déroulement de ce mémoire et pour la confiance et l'intérêt qu'il nous 'a témoigné tout au long de la réalisation de ce travail.*

Nous remercions les membres du jury pour l'honneur qu'ils nous font en participant au jugement de ce travail.

Nous tenons à remercier vivement tous ceux qui nous ont aidé de près ou de loin à réaliser ce travail.

Nous remercie aussi tous les enseignants du département génie électrique qui ont contribué à notre formation.

Enfin, Nous tiens à exprimer nos reconnaissance à tous nos amis et collègues pour le soutien moral et matériel

***ILYAS ET
NASREDDINE***

DIDICACE

Nous dédient ce modeste travail :

A nous très chers parents, que dieu les garde et

les protège

Pour leurs soutien moral et financier, pour

leurs

Encouragements et les sacrifices qu'ils ont

endurés.

A Nos profs qui nous aide

A Nous amis

*A tous les amis (es) d'études surtout ceux
d'électromécanique promotion 2017-2018 en*

Général.

Ilyas Et

Nasreddine

Sommaire

Sommaire.....	I
Liste des figures.....	IV
Liste des tableaux	VII
Nomenclature.....	VIII
Introduction générale.....	1

CHAPITRE I : MODELISATION D'UN MSAP

I.1 introduction	3
I.2 Description du MSAP	3
I.3 Classification des MSAP.....	4
I.4 Types des rotors d'un MSAP	5
I.4.1 Rotor a pôles saillants.....	5
I.4.2 Rotor a pôles lisses	5
I.5 Principe de fonctionnement.....	6
I.5.1 Les avantages et inconvénients du moteur synchrone.....	7
I.6 Domaines d'application des moteurs synchrones	7
I.7 Modélisation du moteur synchrone a aimants permanents	8
I.7.1 Description de moteur étudiée	8
1.7.2 Hypothèses simplificatrices	10
I.7.3 Mise en équations de la machine.....	10
I.7.3.1 Transformation de Park.....	11
I.7.3.2 Modelé de la machine MSAP dans le référentiel de Park	13
I.8 Résultats de la simulation.....	16
I.8.1 Simulation à vide	16
I.8.2 Simulation en charge	17
I.9 Conclusion.....	19

Sommaire

CHAPITRE II : GENERALITES SUR LA COMMANDE PAR MODE GLISSANT

II.1 Introduction.....	20
II.2 Commande a structure variable (CSV)	20
II.3 Définition du mode glissant (MG).....	20
II.3.1 Propriétés des modes glissants	21
II.3.2 Objectif de la commande par mode glissant	21
II.3.3 Les différents modes de glissement	21
II.4 Conception de la commande par mode de glissement	23
II.4.1 Choix de la surface de glissement	23
II.4.2 Condition de convergence	24
II.4.2.1 Fonction directe de commutation (FDC).....	24
II.4.2.2 Fonction de Lyapunov	24
II.4.2.3 Détermination de la loi de commande	25
II.4.2.3.1 Définition des grandeurs de commande	26
II.4.2.3.2 Expression analytique de la commande.....	27
II.4.2.3.3 Commande discontinue (fonction signe).....	28
II.5 Avantage et inconvénients de la commande par mode glissant.....	28
II.5 Conclusion	29

CHAPITRE III : LA COMMANDE PAR MODE GLISSANT DU MSAP

III.1 Introduction	30
III.2 Application de la CSV à la MSAP	30
III. 3 Stratégie de réglage a trois surfaces	30
III.3.1 Calcule de régulateur de la vitesse.....	31
III.3.2 Calcule de régulateur du courant	32

Sommaire

III.4 Résultats de la simulation :	33
III.4.1 Démarrage à vide puis introduction du couple résistante	33
III.4.2 Test de robustesse	35
III.6 Etude comparative entre la commande par mode glissant et la commande Backstepping	38
III.6.1 La commande Backstepping du MSAP	38
III.6.1.1 Introduction	38
III.6.1.2 Choix de la fonction de Lyapunov	38
III.6.1.3 stratégies de commande Backstepping	39
III.6.1.4 Résultats de la simulation par la commande Backstepping	41
III.6.1.4.1 Démarrage à vide puis introduction du couple résistante	41
III.6.1.4.2 Test de robustesse	43
III.6.2 Comparaison entre la commande par mode glissant et la commande Backstepping du MSAP	46
III.7 Conclision	46
Conclision générale	47
Annexe	48
Référence bibliographie	49

Liste des figures

Chapitre I :

Figure (I.1) : Le stator	4
Figure (I.2) : Le rotor	4
Figure (I.3) : Formes simplifiées du moteur synchrone.....	5
Figure (I.4) : Différents types de rotors d'une MSAP.....	6
Figure (I.5) : Principe de fonctionnement du moteur à aimants permanents.	6
Figure (I.6) : Référentiel a, b, c et référentiel d-q.	8
Figure (I.7) : La disposition des aimants permanents sur le rotor.....	9
Figure (I.8) : Référentiel de Park	11
Figure (I.9) : Schéma équivalent de la machine synchrone dans le référentiel de Park.....	13
Figure (I.10) : Schéma Bloc du MSAP dans le référentiel d-q.	15
Figure (I-11) : La vitesse de rotation.....	16
Figure (I-12) : Le couple	16
Figure (I.13) : Le courant i_d	17
Figure (I-14) : Le courant i_q	17
Figure (I.15) : La vitesse de rotation	17
Figure (I.16) : Le couple	18
Figure (I.17) : Le courant i_d	18
Figure (I.18) : Le courant i_q	18

Chapitre II :

Figure (II.1) : Convergence de système glissant.....	22
Figure (II.2.1) : Régime glissant idéal	23
Figure (II.2.2) : Régime glissant réel	23
Figure (II.3) : Linéarisation exacte de l'écart	24
Figure (II.4) : Trajectoire de l'état vis-à-vis la surface de glissement	25
Figure (II.5) : Commande appliquée aux systèmes à structure variable.....	26

Liste des figures

Figure (II.6) : La valeur continue U_{eq} prise par la commande lors de la commutation entre U_{max} et U_{min}	27
Figure (II.7) : Linéarisation exacte de l'écart	28
Figure (II-8) : Illustration du phénomène de broutement.....	29
Chapitre III :	
Figure (III-1) : Schéma global de réglage par mode glissant.	31
Figure (III.2) : La variation de vitesse	33
Figure (III.3) : La variation de courant i_q	34
Figure (III.4) : La variation de courant i_d	34
Figure (III.5) : La variation de couple	34
Figure (III.6) : La vitesse de rotation avec une augmentation de la résistance statorique (+200% R_s).....	35
Figure (III.7) : Le courant i_q avec une augmentation de la résistance statorique (+200% R_s).....	36
Figure (III.8) : Le courant i_d avec une augmentation de la résistance statorique (+200% R_s).....	36
Figure (III.9) : Le couple avec une augmentation de la résistance statorique (+200% R_s).....	36
Figure (III.10) : La vitesse de rotation avec une diminution de l'inductance statorique (-50% L_s)	37
Figure (III.11) : Le courant i_q avec une diminution de l'inductance statorique (-50% L_s).....	37
Figure (III.12) : Le courant i_d avec une diminution de l'inductance statorique (-50% L_s).....	37
Figure (III.13) : Le couple électromagnétique avec une diminution de l'inductance statorique (-50% L_s)	38
Figure (III.14) : Schéma bloc de commande Backstipping	41
Figure (III.15) : La vitesse de rotation.....	41
Figure (III.16) : Le courant i_q	42
Figure (III.17) : Le courant i_d	42
Figure (III.18) : Le couple électromagnétique.....	42
Figure (III.19) : La vitesse de rotation avec une augmentation de la résistance statorique (+200%).....	43

Liste des figures

Figure (III.20) : Le courant i_q avec une augmentation de la résistance statorique (+200%)..	43
Figure (III.21) : Le courant i_d avec une augmentation de la résistance statorique (+200%)..	44
Figure (III.22) : Le couple avec une augmentation de la résistance statorique (+200% R_s)...	44
Figure (III.23) : la vitesse de rotation avec une diminution de l'inductance statorique (-50% L_s)	44
Figure (III.24) : Le courant i_q avec une diminution de l'inductance statorique (-50% L_s).....	45
Figure (III.25) : Le courant i_d avec une diminution de l'inductance statorique (-50% L_s).....	45
Figure (III.26) : Le couple électromagnétique avec une diminution de l'inductance statorique (-50% L_s)	45

Liste des tableaux

Chapitre I

Tableau (I.1) : Caractéristique de la MSAP08

CHAPITRE III

Tableau (III.1) : *MSE* de la commande par mode glissant et de la commande Backstipping...46

NOMENCLATURE

MSAP : Moteur Synchrone à Aimants Permanents.

F.E.M : Force électromotrice.

CSV : Commande à structure variable.

CMG : Commande par Mode glissant.

CMC : Commande par Mode de convergence.

MRP : Mode du régime permanent.

FDC : Fonction directe de commutation.

MSE : erreur quadratique moyenne.

F.M.M : Force magnétomotrice.

a, b, c : Axes a, b et c du repère triphasé.

α, β : Axes α et β du repère diphasé lié au stator.

i_α, i_β : Composantes de courant dans le référentiel de Concordia.

$[v_a \ v_b \ v_c]^T$: Est le vecteur de tension des phases statoriques.

$[i_a \ i_b \ i_c]^T$: Est le vecteur des courants des phases statoriques.

$[\varphi_a \ \varphi_b \ \varphi_c]^T$: Est le vecteur des flux totaux qui travers les bobines statoriques.

v_f, R_f, i_f : Sont la tension, la résistance et le courant rotoriques respectivement.

X_{dq0}, X_{abc} : Représentent les vecteurs courant, tension ou flux, dans le repère (d, q) et (abc) respectivement.

$p(\theta)$: représente la matrice de la transformation de Park.

$[p(\theta)]^{-1}$: La matrice inverse de la matrice de Park.

φ_d : Le flux dans le référentiel d.

φ_q : Le flux dans le référentiel q.

i_q : Le courant dans le référentiel q.

i_d : Le courant dans le référentiel d.

L_q : Inductance propre dans le référentiel q.

L_d : Inductance propre dans le référentiel d.

R_s : Résistance statorique.

L_s : Inductance propre d'une phase statorique.

M_s : Inductance mutuelle en deux phases du stator.

C_{em} : Couple électromagnétique.

NOMENCLATURE

- C_r : Le couple résistant.
- J : Le moment d'inertie des parties tournantes de l'ensemble machine charge.
- f_r : Le coefficient de frottement.
- Ω : La vitesse de rotation du rotor.
- φ_f : Le flux des aimants permanents par pôle.
- V_d : La tension dans le référentiel d.
- V_q : La tension dans le référentiel q.
- p : Le nombre de paires de pôles.
- ω_r : La vitesse électrique.

Introduction générale

Introduction générale

Dans le domaine de la vitesse variable, la machine synchrone à aimants permanents assure actuellement une part très importante et toujours croissante du marché grâce à sa simplicité, sa robustesse et son faible coût de fabrication [1]. Malgré tous ces avantages, sa commande reste une des plus complexes comparativement à celle de la machine à courant continu, car son modèle mathématique est non linéaire et fortement couplé, ce qui est à l'opposé de sa simplicité structurelle [2].

L'étude du comportement dynamique et statique de la machine synchrone à aimants permanents qui exige en générale une bonne modélisation mathématique décrivant de façon adéquate son comportement. Cette étude de la MSAP a été présentée ; en se basant sur le modèle équivalent de Park en tenant compte des hypothèses simplificatrices [3].

La commande des systèmes en général, est un problème compliqué à cause des non linéarités, perturbation difficile à mesurer et incertitudes sur les paramètres des systèmes. Lorsque la partie commandée du processus est faiblement perturbée, les algorithmes de commandes classiques, peuvent s'avérer suffisants si les exigences sur la précision et la performance du système ne sont pas trop strictes [4].

Néanmoins, dans le cas contraire et particulièrement lorsque la partie commandée est soumise à des fortes non linéarités et à des variables temporelles, il faut concevoir des algorithmes de commandes assurant la robustesse du comportement du processus vis-à-vis des incertitudes sur les paramètres extérieurs et leur variation [5].

Le réglage par mode glissement fait partie de ces méthodes de commandes robustes. Il possède des avantages incontestables pour le système mal identifié ou à paramètres variables. Cependant, la nature commutant (discontinue) de cette technique peut provoquer l'effet de broutement, appelé en anglais "chattering" [6].

Ainsi, tant que les conditions de glissement sont assurées, la dynamique du système reste insensible aux variations des paramètres du processus, aux erreurs de modélisation, et certaines perturbations.

L'objectif principal de ce travail, est de valider les résultats déjà élaborées pour la commande par mode glissant du MSAP.

Ce travail se décompose en trois chapitres :

Dans le premier chapitre, On a fait la modélisation d moteur synchrone à aimants permanents en utilisant la transformation de Park.

Le deuxième chapitre nous allons présenter quelque généralité sur la commande par mode glissant.

Introduction générale

Dans le dernier chapitre, l'application de la commande par mode glissant sur le MSAP est validé par la simulation. Par la suite une étude comparative avec la commande de Backstepping est faite.

Enfin, le travail se termine par une conclusion générale qui résume les différents résultats présentés

Chapitre I

Modélisation de machine synchrone
à aimant permanent

I.1 INTRODUCTION

Les moteurs synchrones à aimants permanents se rependent de plus en plus comme actionneurs dans les industries automatisées où ils remplacent les moteurs à courant continu. Ils présentent sur ces derniers l'avantage d'avoir de meilleures performances (en termes de couple massique, par exemple) et de ne pas avoir de collecteur mécanique (ce collecteur pose des problèmes d'entretien et de comportement dans les environnements difficiles), en revanche, ils sont plus exigeants, le moteur à courant continu est alimenté par un convertisseur statique simple (un redresseur ou un onduleur) et une régulation de son courant rotor permet de maîtriser le couple. Pour le MSAP, la fonction de collecteur est réalisée par un ensemble électronique : un onduleur de puissance, une mesure de position et une commande des courants pour contrôler le couple. [7].

La commande non linéaire présente l'avantage de pouvoir commander séparément les courants et le couple. Avec cette technique de commande, le modèle du moteur est décomposé en deux sous-systèmes linéaires monovariabiles indépendants. [7].

Chaque sous système représente une boucle indépendante de commande d'une variable donnée (vitesse, couple, courant etc.). [7].

C'est ainsi que le moteur synchrone peut être très utile dans de nombreuses applications, Comme :

- L'automobile.
- Les équipements de technologie de l'information (DVD drives).
- Les outils électriques, jouets, système de vision et ses équipements.
- Les équipements de soins médicaux et de santé (fraise de dentiste).
- Les applications robotiques.
- La production d'électricité.
- La propulsion des véhicules électriques et la propulsion des sous-marins.
- Les moteurs-outils.

I.2 DESCRIPTION DU MSAP

Le terme de moteur synchrone regroupe tous les moteurs dont la vitesse de rotation du rotor est égale à la vitesse de rotation du champ tournant du stator. Pour obtenir un tel fonctionnement, le champ magnétique rotorique est généré soit par des aimants, soit par un circuit d'excitation. La position du champ magnétique rotorique est alors fixe par rapport au rotor, ce qui impose le synchronisme entre le champ tournant statorique et le rotor ; d'où le nom de moteur synchrone. [8]

- **Le stator** : est similaire à celui de la machine asynchrone. Il se compose d'un bobinage distribué triphasé, tel que les forces électromotrices générées par la rotation du champ rotorique soient sinusoïdales où trapézoïdales. Ce bobinage est représenté par les trois axes (a, b, c) déphasés, l'un par rapport à l'autre, de 120° électriques. [8]



Figure (I.1) : Le stator

- **Le rotor** : se compose d'aimants permanents. Les aimants permanents présentent l'avantage d'éliminer les balais et les pertes rotoriques, ainsi que la nécessité d'une source pour fournir le courant d'excitation. Cependant, on ne peut pas contrôler l'amplitude du flux rotorique. Il existe de nombreuses façons de disposer les aimants au rotor **Figure (I.2)**. [8]



Figure (I.2) : Le rotor

I.3 CLASSIFICATION DES MSAP

Les MSAP peuvent être classés selon la forme de la force électromotrice en sinusoïdale ou bien Trapézoïdale.

En particulier, les moteurs synchrones à f.é.m. sinusoïdales sont classés en deux sous catégories selon la position des aimants :

- À **pôles lisses**, où les aimants sont montés à la surface du rotor.
- À **pôles saillants**, où les aimants sont enterrés dans la masse rotorique.

I.4 TYPES DES ROTORS D'UN MSAP

Les différentes géométries possibles pour les rotors sont présentées à la **Figure (I.3)** [9]

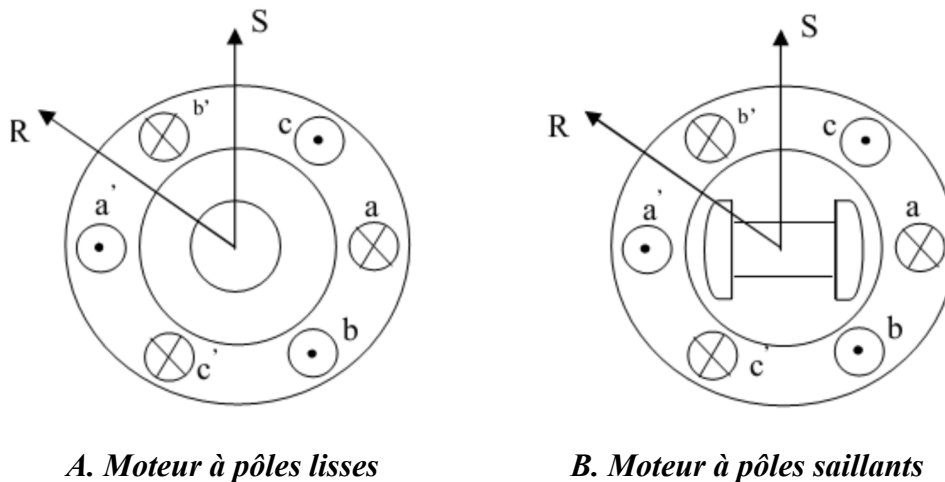


Figure (I.3) : Les différentes géométries de rotors.

I.4.1 Rotor à pôle saillant

C'est un électro-aimant dont les pôles sont alternativement nord et sud. Les enroulements sont alimentés en courant continu, ils sont placés autour des noyaux polaires (**figure (I.3.B)**). Le nombre de pôles est toujours paires [10], il varie suivant la machine réalisée.

I.4.2 Rotor à pôles lisses

Le rotor est un cylindre plein dans lequel les encoches sont usinées. Il possède les plus souvent deux pôles [10].

Le rotor possède différentes configurations [11-12]. La figure (I.4) montre trois cas typiques pour un rotor à quatre pôles :

- Une configuration du rotor à pôles saillant possédant des pièces polaires servant à la concentration du flux est montrée à la figure (I.4.a). Les aimants permanents sont magnétisés dans le sens radial.

- Une autre possibilité consiste à disposer les aimants permanents radialement (aimants noyés dans le rotor). Les aimants sont magnétisés tangentiuellement comme le montre la figure (I.4.b).
- Enfin la figure (I.4.c) représente le cas où les aimants permanents sont distribués uniformément sur la surface cylindrique du rotor. L'aimantation des aimants est radiale.

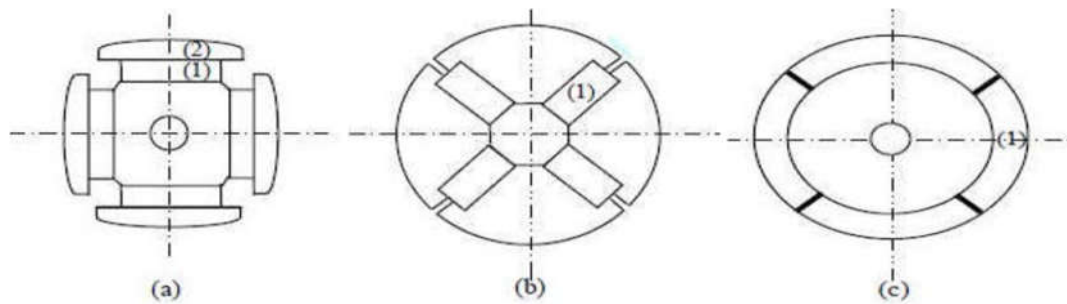


Figure (I.4) : Différents types de rotors d'une MSAP.

(a) : Aimants permanents (1) et pièce polaire saillante.

(b) : Aimants permanents (1) noyés.

(c) : Aimants permanents (1) distribués sur la surface du rotor.

I.5 PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

Le principe des moteurs à aimants permanents est assez simple. Seules les bobines sont alimentées. Le champ créé par les enroulements oriente le rotor qui est constitué par des aimants. La figure (I.5) représente un moteur ayant un rotor bipolaire et un stator comportant une paire de pôle. Les phases a et b sont portées par des enroulements opposés.

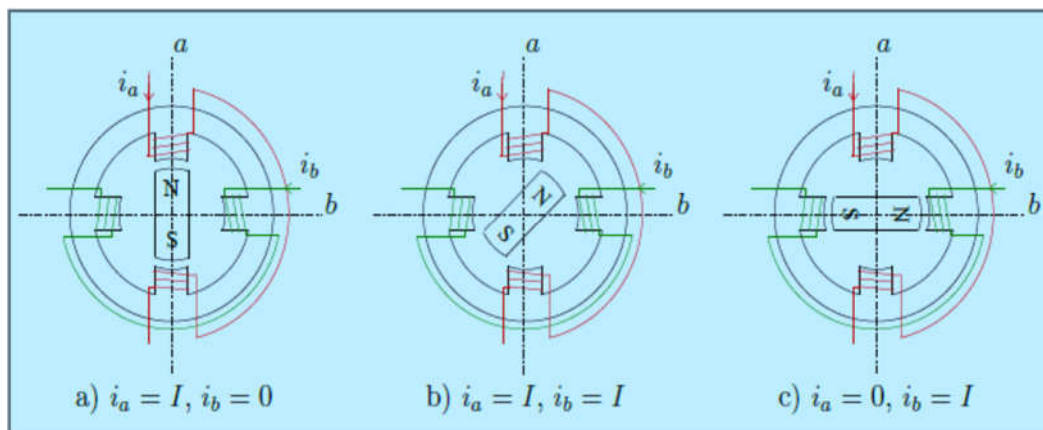


Figure (I.5) : Principe de fonctionnement du moteur à aimants permanents.

La présence de courant dans les phases oriente le rotor. Soit le bas élémentaire θ_p comme étant déplacement angulaire du rotor lorsque l'alimentation est commutée d'une phase à la suivante.

Nous obtenons pour cette structure $\theta_p = 90^\circ$ qui correspond au passage de la figure (I.5.a) à la figure (I.5.c). Les demi-bas sont obtenus en alimentant deux phases à la fois. (Figure (I.5.b)). De nombreux moteurs sur le marché utilisent ce genre de structure. [8]

I.5.1 Les avantages et inconvénients du moteur synchrone

➤ Les avantages du MSAP [8]

- Les moteurs synchrones à aimants permanents sont intéressants du point de vue puissance, diminue les perturbations dans le couple à cause de moment d'inertie.
- Construction et maintenance plus simple.
- Une meilleure performance dynamique.
- Moins des pertes de cuivre, les pertes viennent surtout du stator d'où le rendement du moteur est amélioré.

➤ Les inconvénients du MSAP [13]

- Commutateur mécanique remplacé par une autre électronique, ce qui a pour effet de rendre le contrôle du moteur plus complexe et coûteux que celui d'un moteur à courant continu.
- Prix des aimants le rend plus cher.
- La présence de pulsation de couple.
- Pertes par courant de Foucault dans les aimants.

I.6 DOMAINES D'APPLICATION DES MOTEURS SYNCHRONES

Le moteur synchrone est utilisé dans une large gamme de puissance, allant du Watt au Mégawatt, dans des applications aussi diverses que le positionnement, la synchronisation, l'entraînement à vitesse constante et la traction. [14]

A ces nombreux domaines d'emploi, correspondent autant de technologies différentes, dont les plus répandues peuvent être scindées en deux grandes familles :

1. Les moteurs synchrones à inducteur bobiné, à pôles saillants ou à pôles lisses,
2. Les moteurs synchrones à aimants permanents, avec ou sans pièces polaires.

Les moteurs à aimants se développent de manière importante à l'heure actuelle, grâce à la mise au point d'aimants permanents de grande qualité, permettant l'option des couples massiques élevés. Lorsque le nombre de pôles est élevé, les puissances peuvent atteindre quelques centaines de Kilowatts. Toutefois, leur domaine d'emploi privilégié pour les puissances inférieures à quelques dizaines de Kilowatt, où l'aimant permanent permet d'obtenir, une induction dans l'entrefer plus élevée que les moteurs à rotor bobiné. Par ailleurs, l'emploi d'aimants permanents à la place de l'enroulement inducteur annule les pertes par effet Joule au rotor et augmente le rendement, [14].

Le tableau suivant, précisé les caractéristiques du MSAP [15] :

MACHINE	CARACTERISTIQUES
MSAP	<ul style="list-style-type: none"> • Excitation assurée par les aimants. • Pertes associées à la composante magnétisante négligeable. • Possibilité des fonctionnements à des facteurs de puissances élevés. • Dégradation des performances avec l'augmentation de la température. • Cout et l'assemblage aimant.

Tableau (I.1) : Caractéristique de la MSAP

s

I.7 MODELISATION DU MOTEUR SYNCHROME A AIMANTS PERMANENTS

Le moteur synchrone à aimants permanents est un système complexe si tous les phénomènes interviennent dans son fonctionnement sont pris en compte.

Cependant, nous n'allons pas tenir compte de tous ces phénomènes, car, d'une part, leur formulation mathématique est difficile, d'autre part, leur incidence sur le comportement de la machine est considérée comme négligeable, dans certaines conditions [8].

I.7.1 Description de moteur étudiée

Le moteur synchrone à aimants permanents (**MSAP**) comporte au stator un enroulement triphasé représenté par les trois axes (a-b-c) déphasés, l'un par rapport à l'autre, de 120° électrique (**Figure (I.6)**) et au rotor des aimants permanents assurant son excitation. [8]

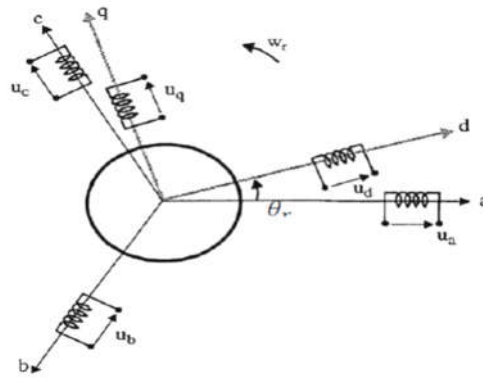


Figure (I.6) : Référentiel a, b, c et référentiel d-q.

Selon la disposition des aimants on rencontre :

- Le cas où les aimants sont calés sur le noyau magnétique rotorique (Figure (I.7.a)), dans ce cas, la machine se caractérise par un faible taux de saillance ($\frac{L_d}{L_q} \approx 1$).
- Le cas où les pôles ferromagnétiques sont intercalés entre les aimants (Figure (I.7.b)), le taux de saillance ici est supérieur à l'unité ($\frac{L_d}{L_q} > 1$)

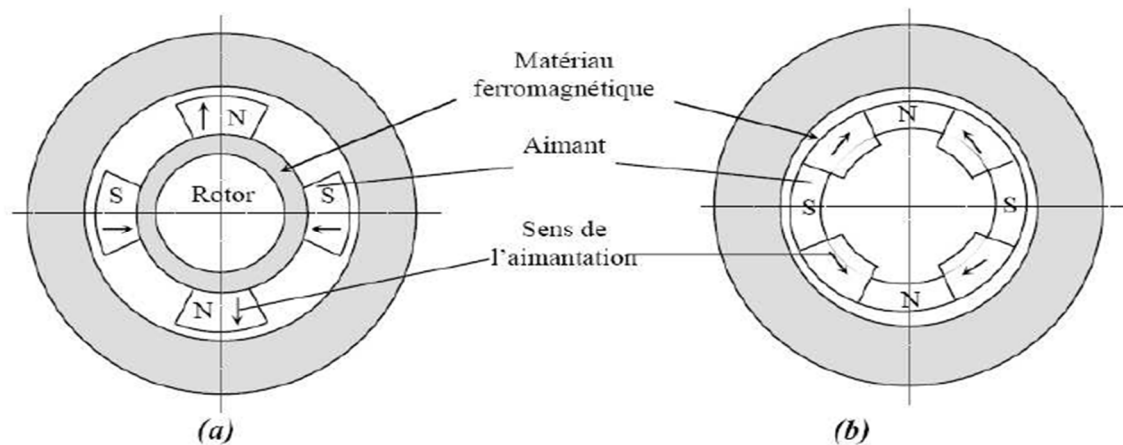


Figure (I.7) : La disposition des aimants permanents sur le rotor.

(a) : Moteur à aimants montés en surface.

(b) : Moteur à aimants enterrés.

L'emploi des aimants permanents, permet d'obtenir des performances électrotechniques intéressantes, tel qu'un rendement élevé (à cause de l'absence des pertes Joules au niveau de l'inducteur), ainsi que des performances dynamiques et statiques très élevées en particulier dans les systèmes embarqués en raison de son rapport puissance/masse élevé.

1.7.2 Hypothèses simplificatrices

Le modèle mathématique du **MSAP** est similaire à celui du moteur synchrone classique. Pour obtenir des équations simples, qui traduisent la base fondamentale du fonctionnement de la machine, la modélisation obéit aux hypothèses simplificatrices suivantes [16] :

- La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables.
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et l'effet de peau est négligeable.
- On admet que la FMM créée par chacune des phases des deux armatures est à répartition sinusoïdale. [17]
- Le moteur possède une armature symétrique non saturée ce qui permet d'exprimer les flux comme fonctions linéaires des courants. [8]

1.7.3 Mise en équations de la machine

Le modèle triphasé s'exprime par :

$$v_{abc} = [R][i_{abc}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{abc}^s] \quad (\text{I-1})$$

Avec :

$$[v_{abc}] = \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}, [i_{abc}] = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}, [\varphi_{abc}^s] = \begin{bmatrix} \varphi_a^s \\ \varphi_b^s \\ \varphi_c^s \end{bmatrix}, [R] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}$$

Où v_{abc}, i_{abc} et φ_{abc}^s représentent respectivement les tensions des phases statoriques, les courants des phases statoriques et les flux totaux produits par les courants statoriques.

R_s Désigne la résistance d'une phase statorique.

φ_f = Champ magnétique créée par les aimants

Les flux totaux φ_{abc}^s sont exprimés par :

$$\varphi_{abc}^s = [L][i_{abc}] + [\varphi_{abc}^r] \quad (\text{I-2})$$

$$\text{Avec : } [L] = \begin{bmatrix} L_S & M_S & M_S \\ M_S & L_S & M_S \\ M_S & M_S & L_S \end{bmatrix}, [\varphi_{abc}^r] = \begin{bmatrix} \varphi_f \sin(\omega_r t) \\ \varphi_f \sin(\omega_r t - \frac{2\pi}{3}) \\ \varphi_f \sin(\omega_r t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

Où L_S et M_S représentant l'inductance propre et l'inductance mutuelle entre les enroulements statoriques.

La self-inductance est la somme de deux inductances ($L_S = L_{Sf} + \frac{3}{2}L_m$), l'inductance de fuite L_{Sf} et l'inductance de magnétisation.

Les flux φ_{abc}^r sont les flux rotoriques vus par les enroulements du stator. Ils sont la cause des tensions induites dans les phases statoriques.

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

$$[v_{abc}] = [R][i_{abc}] + [L] \frac{d}{dt} [i_{abc}] + [e_{abc}] \quad (\text{I-3})$$

Où le vecteur $[e_{abc}]$ représente les FEMs produites dans les phases statoriques :

$$[e_{abc}] = \frac{d}{dt} \varphi_{abc}^r \quad (\text{I-4})$$

Le couple électromagnétique est exprimé par :

$$C_{em} = \frac{1}{\Omega_r} ([e_{abc}]^T [i_{abc}]) \quad (\text{I-5})$$

Avec Ω_r est la vitesse de rotation du rotor en (rad/sec).

On remarque que le système (1-3) conduit à des équations fortement non-linéaires et couplées. Pour simplifier ce système, on utilise la transformation dite de Park [14] qui appliquée aux variables réelles (tensions, courants et flux), permet d'obtenir des variables fictives appelées les composantes (d, q) ou les équations de Park. Du point de vue physique, cette transformation est interprétée comme étant une substitution des enroulements immobiles (a, b, c) par des enroulements (d, q) tournant avec le rotor. Cette transformation rend les équations dynamiques des moteurs à courant alternatif plus simples ce qui facilite leur étude et leur analyse.

I.7.3.1 Transformation de Park

Cette transformation permet le passage du système réel triphasé (a, b, c) à un autre système d'axes (d, q, o) formant le référentiel de Park, lié au rotor et repéré par l'angle θ_r par rapport au stator, la figure (1.8) présente le référentiel. [18, 19]

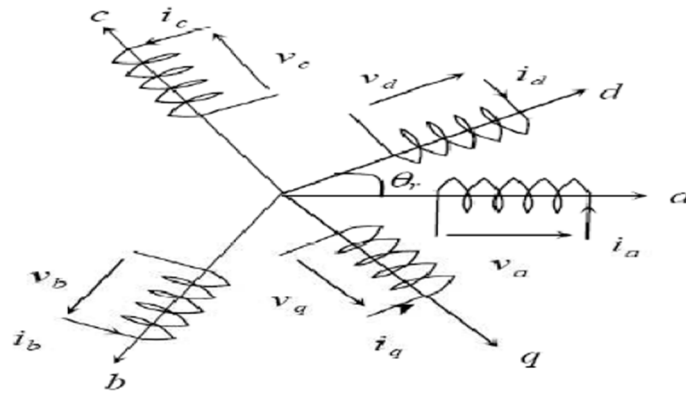


Figure (I.8) : Référentiel de Park

La composante d'indice **o** est portée par un axe orthogonal au plan (d, q) . Lorsque le neutre est isolé, ce qui est notre cas, cette composante homopolaire est nulle [18]. La transformation de Park est définie comme suit [16] :

$$[X_{dqo}] = [P(\theta_r)][X_{abc}] \quad (\text{I-6})$$

Où X peut-être le courant, la tension ou le flux et θ_r représente la position du repère (d, q) , Les termes X_d et X_q représentent la composante longitudinale et transversale des variables statoriques (tensions, courants, Flux).

La matrice de transformation $P(\theta_r)$ est donnée par :

$$P(\theta_r) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_r) & -\sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I-7})$$

La matrice inverse de transformation $P(\theta_r)$ est donnée par :

$$[P(\theta_r)]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & -\sin(\theta_r) & 1 \\ \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{I-8})$$

Tel que la position θ_r est définie par :

$$\theta_r = \int_0^t \omega_r(\tau) d\tau + \theta_0 ; \text{ avec } \theta_0 = 0 \quad (\text{I-9})$$

I.7.3.2 Modèle de la machine MSAP dans le référentiel de Park

La transformation de Park ramène les équations statoriques (I-3) dans un référentiel lié au rotor. Le schéma équivalent représenté à la figure (I.9). [19]

La machine équivalente de la figure (I.9) est identique à une machine à courant continu ayant l'enroulement f comme inducteur et ayant deux induits en quadrature, l'induit (d) étant dans l'axe de l'inducteur f et l'induit q en quadrature avec f .

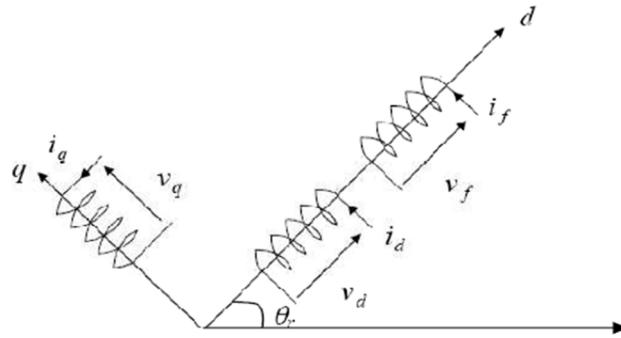


Figure (I.9) : Schéma équivalent de la machine synchrone dans le référentiel de Park.

Les enroulements du stator sont supposés formant un système triphasé et sont connectés en étoile d'où :

$i_a + i_b + i_c = 0$ Ainsi, la composante homopolaire désignée par la troisième ligne de la matrice (I-7) est nulle.

En appliquant la transformation (I-6) au système (I-1), on aura :

$$[V_{dq}] = [P(\theta_r)][V_{abc}] = [P(\theta_r)][R][i_{abc}] + [P(\theta_r)] \frac{d}{dt} [\varphi_{abc}^S] \quad (\text{I-10})$$

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

$$[V_{dq}] = [P(\theta_r)][R][P(\theta_r)]^{-1}[i_{dq}] + \sigma \quad (\text{I-11})$$

Avec:

$$\sigma = [P(\theta_r)][P(\theta_r)]^{-1} \frac{d}{dt} [\varphi_{abc}^S] + [P(\theta_r)] \left(\frac{d}{dt} [P(\theta_r)] - 1 \right) [\varphi_{dq}^S] \quad (\text{I-12})$$

Du moment que $[R]$ est diagonale, alors :

$$[P(\theta_r)][R][P(\theta_r)]^{-1} = [R] \quad (\text{I-13})$$

En utilisant :

$$[P(\theta_r)] \left(\frac{d}{dt} [P(\theta_r)]^{-1} \right) = \frac{d\theta_r}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I-14})$$

A l'aide de (1-11), on peut déduire les équations de Park sous une forme vectorielle comme suit :

$$[V_{dq}] = [R][i_{dq}] + \frac{d}{dt}[\varphi_{dq}^S] + p\Omega_r[\varphi'_{dq}^S] \quad (I-15)$$

$$\text{Où : } [V_{dq}] = \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix}, [i_{dq}] = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}, [R] = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix}, [\varphi_{dq}^S] = \begin{bmatrix} \varphi_d^S \\ \varphi_q^S \end{bmatrix}, [\varphi'_{dq}^S] = \begin{bmatrix} -\varphi_d^S \\ \varphi_q^S \end{bmatrix}$$

Et la transformation (1-7) appliquée à (1-2) donne :

$$\begin{bmatrix} \varphi_d^S \\ \varphi_q^S \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \varphi_f \\ 0 \end{bmatrix} \quad (I-16)$$

Où φ_f et p désignent respectivement le flux créé par les aimants au rotor et le nombre de paires de pôles.

En utilisant (1-16), l'équation (1-15) devient :

$$\begin{aligned} [V_{dq}] &= [R][i_{dq}] + [L_{dq}] \frac{di_{dq}}{dt} + p\Omega_r[\varphi'_{dq}^S] \\ &= \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{di_d}{dt} \\ \frac{di_q}{dt} \end{bmatrix} + p\Omega_r \begin{bmatrix} 0 & -L_q \\ L_d & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + p\Omega_r \begin{bmatrix} 0 \\ \varphi_f \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (I-17)$$

L'équation électromécanique est exprimée par :

$$C_{em} - C_r = J \frac{d\Omega_r}{dt} + B\Omega_r \quad (I-18)$$

Avec : B , J et C_r définissent le coefficient frottement visqueux, le moment d'inertie du rotor et le couple de charge. Le couple électromagnétique C_{em} est produit par l'interaction entre les pôles formés par les aimants au rotor et les pôles engendrés par les Force magnétomotrice (FMMS) dans l'entrefer générées par les courants statoriques. Il est exprimé par :

$$C_{em} = \frac{3p}{2} [\varphi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \quad (I-19)$$

En développant le système d'équations (1-15), la forme finale des équations du MSAP dans le référentiel (d, q) est alors la suivante :

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = -\frac{R_s}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} p\Omega_r i_q + \frac{1}{L_d} V_d \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{R_s}{L_d} i_q - \frac{L_q}{L_d} p\Omega_r i_d + \frac{1}{L_q} V_q - \frac{1}{L_q} p\Omega_r \varphi_f \\ \frac{d\Omega_r}{dt} = \frac{3p}{2J} [\varphi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] - \frac{1}{J} C_r - \frac{B}{J} \Omega_r \end{cases} \quad (I-20)$$

Si on considère un moteur avec entrefer constant (sans pièces polaires ($L_d = L_q = L_s$)) le modèle sera encore plus simple comme l'indique le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = -\frac{R_s}{L_s}i_d + p\Omega_r i_q + \frac{1}{L_s}u_d \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{R_s}{L_s}i_q - p\Omega_r i_d - \frac{1}{L_s}p\Omega_r\varphi_f + \frac{1}{L_s}u_q \\ \frac{d\Omega_r}{dt} = \frac{3p}{2J}\varphi_f i_q - \frac{1}{J}C_r - \frac{B}{J}\Omega_r \end{cases} \quad (I-21)$$

Et en plus, le couple électromagnétique C_{em} devient :

$$C_{em} = \frac{3p}{2}\varphi_f i_q \quad (I-22)$$

A partir du système (1-21), on peut représenter le modèle de la MSAP par un schéma bloc illustré par la **figure (I.10)** où $k = \frac{3p}{2}$.

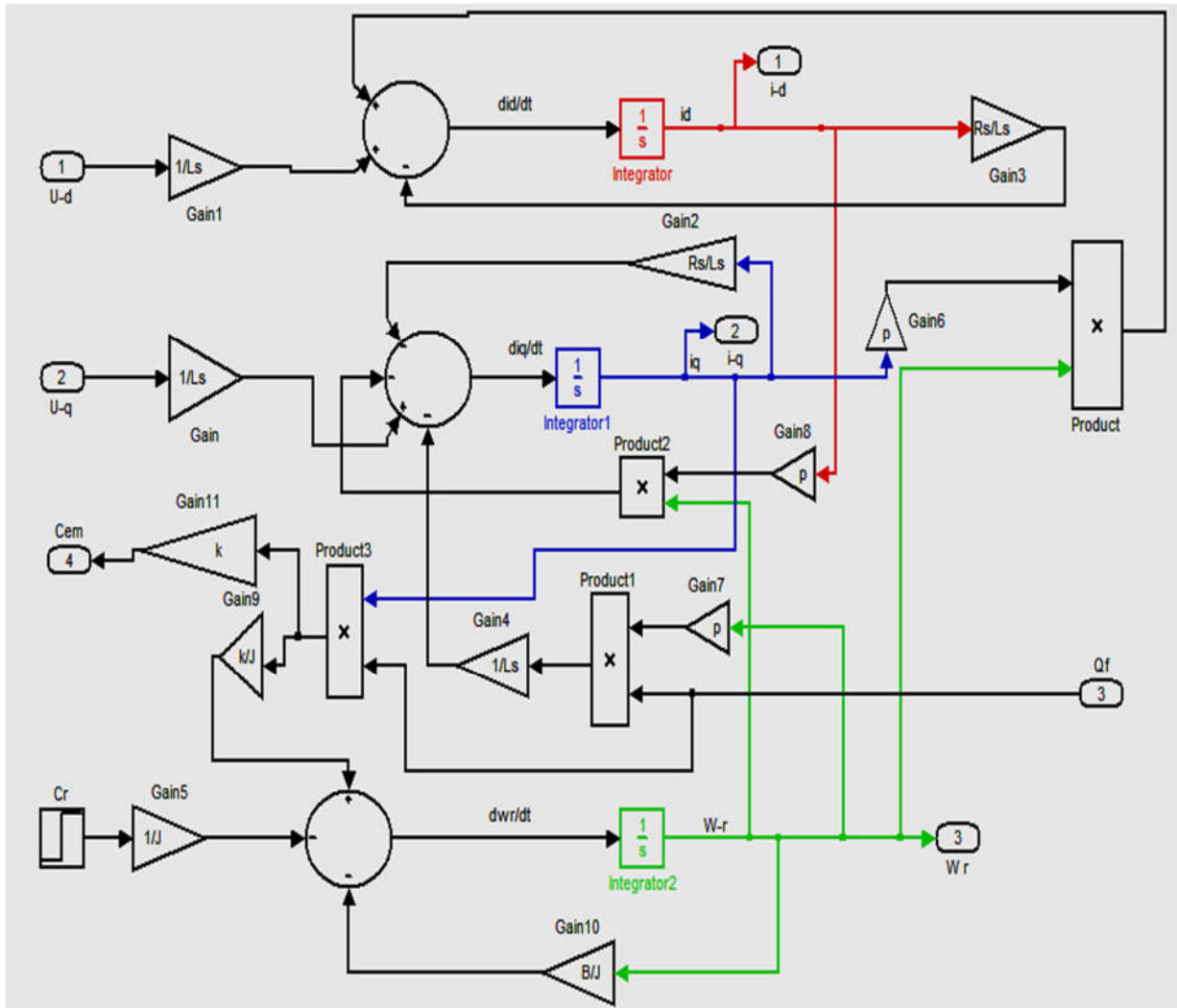


Figure (I.10) : Schéma Bloc du MSAP dans le référentiel d-q.

I.8 RESULTATS DE LA SIMULATION

La simulation a été effectuée sous l'environnement Matlab/Simulink. Dans cette partie on présentera la simulation numérique d'un moteur synchrone à aimant permanent. On alimente le moteur par une source de tension sinusoïdale de valeur efficace 220 V et de fréquence 50Hz.

I.8.1 Simulation à vide

Les paramètres de moteur sont donnés en ANNEXE. Les figures (I.11) à (I-14) montre les résultats de la simulation du MSAP à vide.

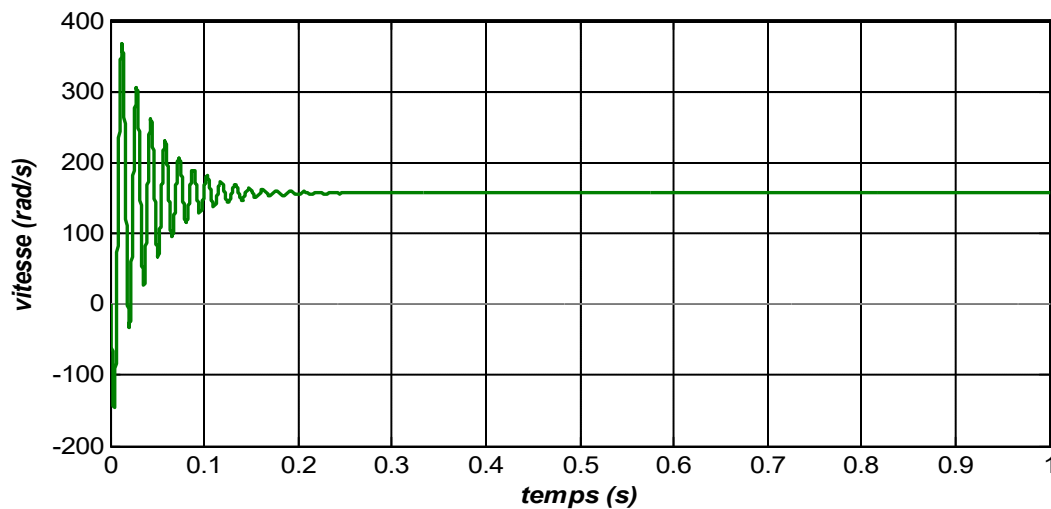


Figure (I-11) : La vitesse de rotation

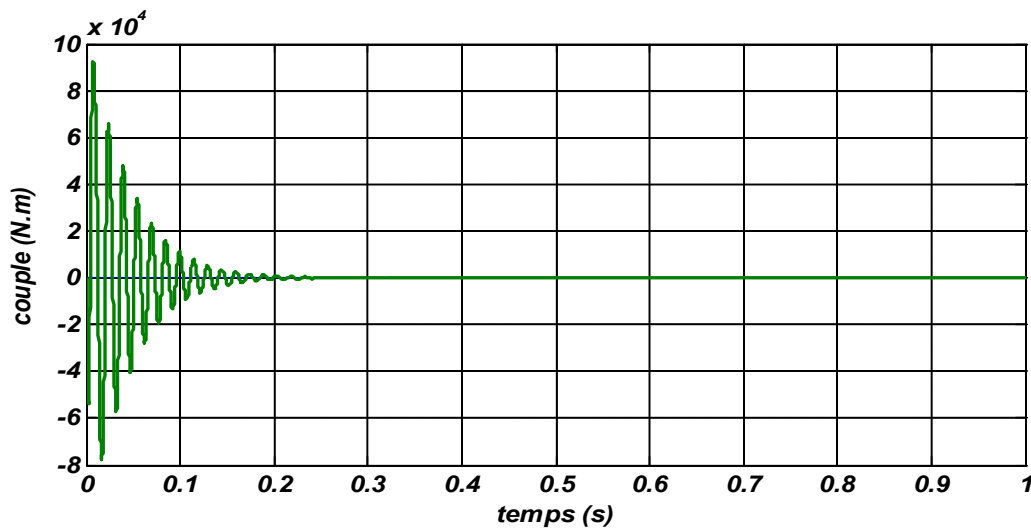
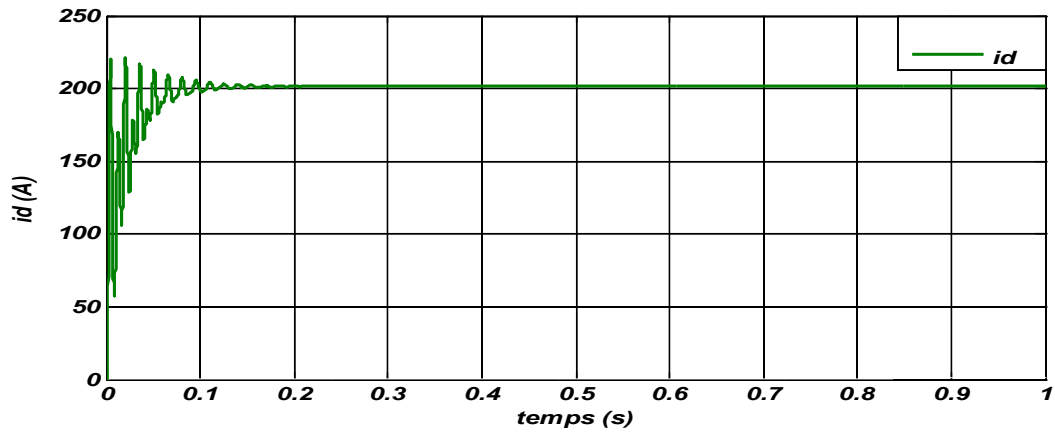
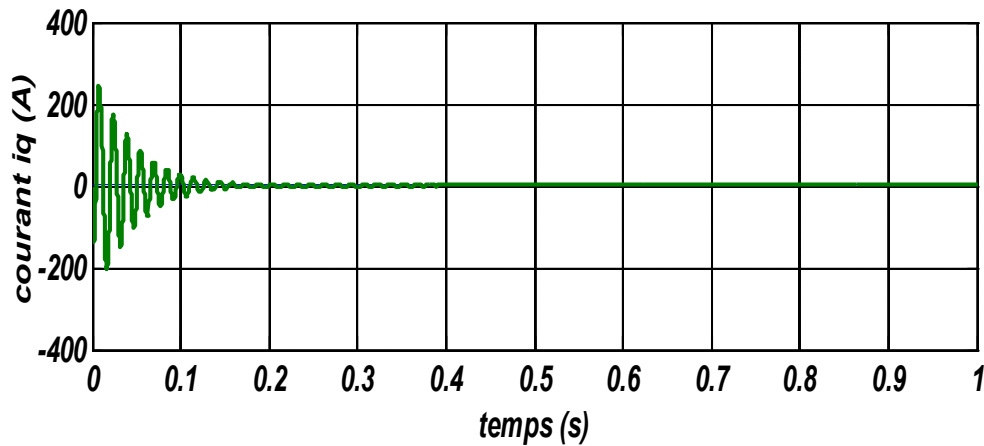


Figure (I-12) : Le couple

Figure (I.13) : Le courant i_d Figure (I-14) : Le courant i_q

I.8.2 Simulation en charge

En appliquant un couple de charge $C_r = 20$ N.m à l'instant $t = 0.5$ s. Les résultats de la simulation sont illustrés par les figures (I.15) à (I.18).

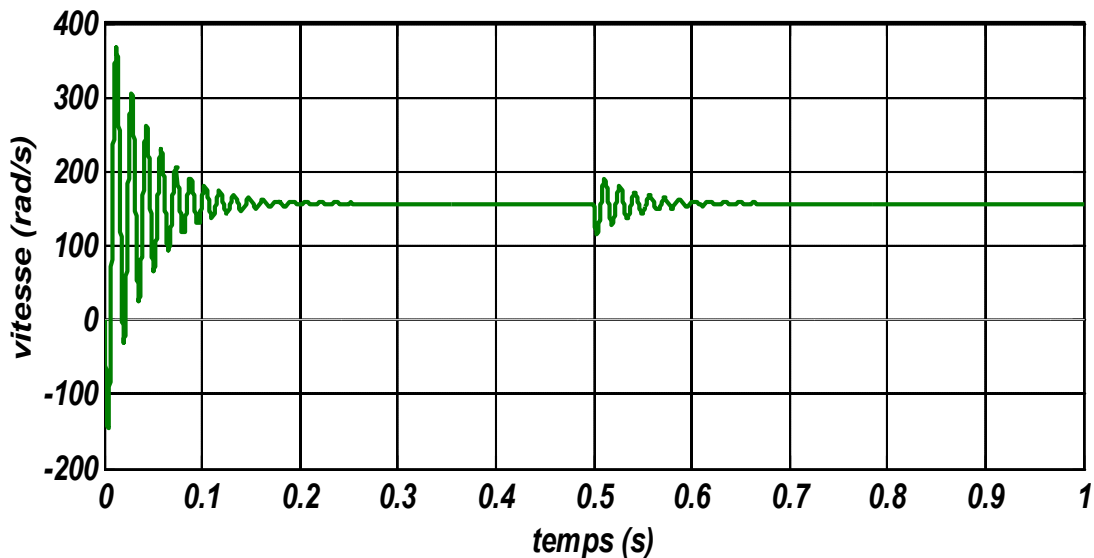


Figure (I.15) : La vitesse de rotation

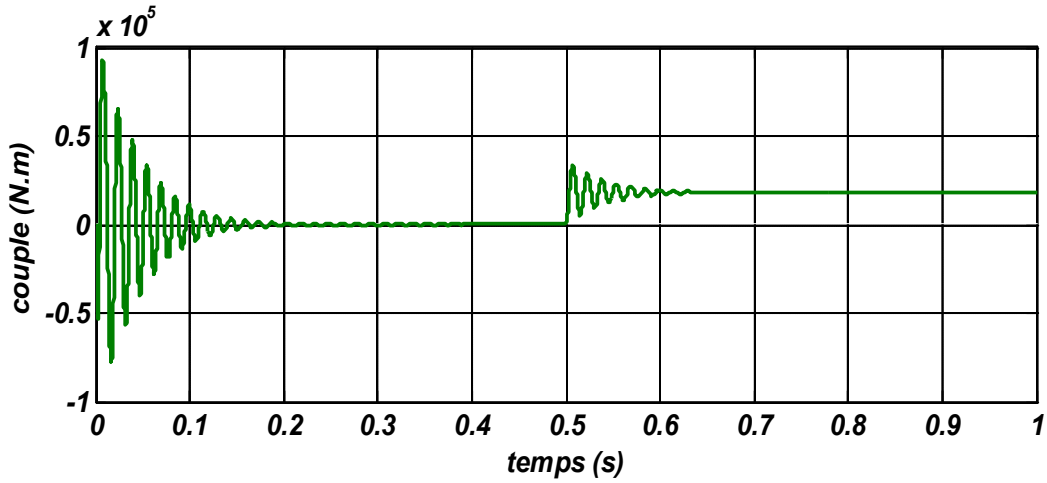


Figure (I.16) : Le couple

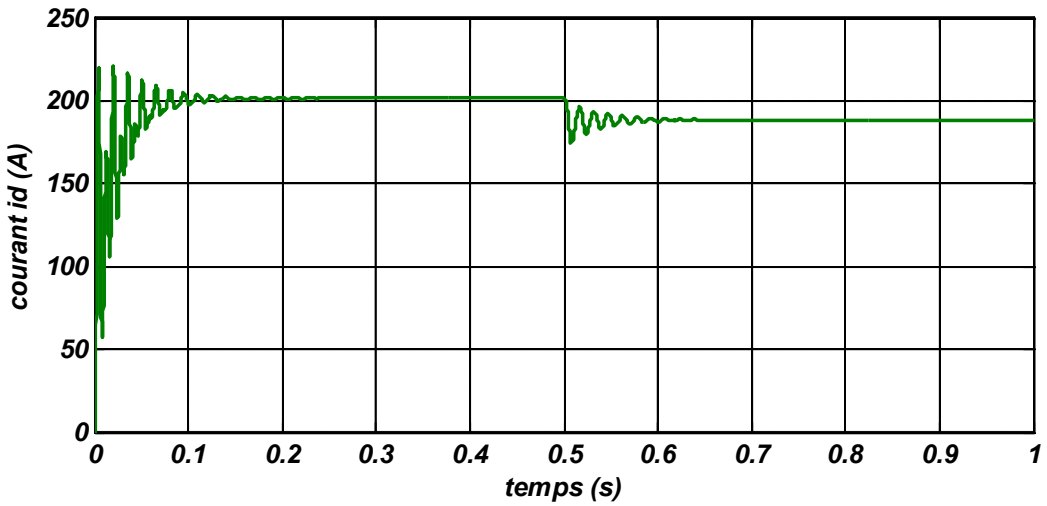


Figure (I.17) : Le courant id

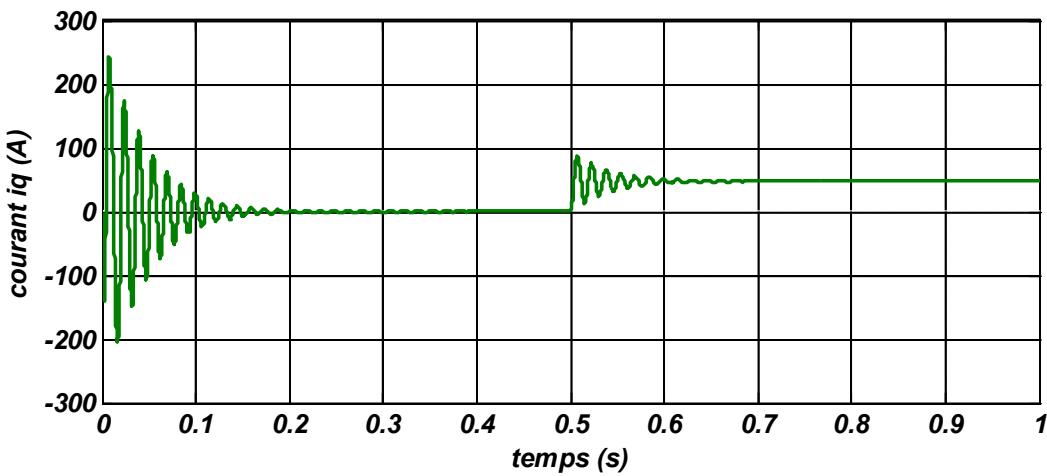


Figure (I.18) : Le courant iq

La réponse de la vitesse est identique à celle du fonctionnement à vide lors de la présence de la perturbation de charge, On constate que à 0 jusqu'à 0.2 s la vitesse elle est oscillée jusqu'à 350 rad/s ensuite à partir de 0.2 s reste constante, c'est une propriété de la machine synchrone puisque celle-ci fonctionne toujours à la vitesse de synchronisme. Le couple électromagnétique présente une allure identique à celle du courant d'axe 'q' du fait de la linéarité

Les résultats de la simulation montrent clairement une forte demande de courant au démarrage du moteur MSAP.

Après l'insertion du couple de charge $C_r = 20 N.m$ à $t=0.5s$, on remarque que la vitesse oscille jusqu'à 0.6s et après il se stabilise.

Ces résultats montrent la très faible inertie du MSAP, une très bonne maîtrise du couple et un fonctionnement avec une vitesse stable au synchronisme même en présence de charge.

I.9 CONCLUSION

Dans ce chapitre, On a présenté la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents MSAP. Le modèle triphasé est rarement utilisé à cause de sa complexité et du fort couplage de ses équations.

La transformation de Park, permet le passage du système réel triphasé (a, b, c) à un autre système d'axes (d, q, o) formant le référentiel de Park, ce qui rend le modèle dynamique du MSAP simple et les non-linéarités sont réduites au nombre de trois. Ce modèle devient encore plus simple si la machine synchrone est à aimant permanent sans pièces polaires.

Le processus du démarrage du moteur a été simulé à vide et en charge. De point de vu de la simulation, on peut constater que la charge joue un rôle effectif pour le moteur à cause de l'oscillation de la vitesse qu'elle introduit.

Chapitre II

Généralité sur la commande par mode glissant

II.1 INTRODUCTION

Dans ce chapitre on va donner quelques notions fondamentales de la commande à structure variable et quelques concepts de base de la théorie des modes glissants.

La commande par mode glissant est un cas particulier de la commande à structure variable (CSV). Elle est 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. [20]

Suit au fait que le moteur est soumis aux variations de paramètres, aux perturbations et aux non linéarités, on doit faire appel à des lois de commande insensible et pour cela on a choisi la commande par mode glissant.

II.2 COMMANDE A STRUCTURE VARIABLE (CSV)

Un système à structure variable est un système dont la structure change pendant son fonctionnement, il est caractérisé par le choix d'une structure et d'une logique de commutation. Ce choix permet au système de commuter d'une structure à l'autre à tout instant. Dans les systèmes à structures variables avec mode de glissement, la trajectoire d'état est amenée vers une surface (Hyperplan), puis à l'aide de la loi de commutation, elle est obligée de rester au voisinage de cette surface. Cette dernière est dite surface de glissement et le mouvement le long de laquelle se produit, est dit mouvement de glissement. [21]

La commande à structure variable par régime glissant apparue depuis le début des années soixante (60), grâce aux résultats théoriques du mathématicien A.F. PHILIPPOV. Elle est une commande non linéaire qui est basée sur l'utilisation d'un terme discontinu. Après les travaux développés par l'équipe du professeur EMELIANOV en Union Soviétique et à cause des problèmes de brouillonnages et de réalisation, la structure variable a attendu la fin des années soixante-dix (70) pour connaître sa réapparition et son épopée avec l'avancée de l'électronique et l'informatique. En effet, sachant que cette commande est basée sur la commutation à haute fréquence pour un meilleur régime glissant. [21]

II.3 DEFINITION DU MODE GLISSANT (MG)

L'approche des modes glissants 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 appropriée autour de celle-ci jusqu'au point d'équilibre, d'où le phénomène de glissement. [22]

II.3.1 Propriétés des modes glissants

- La trajectoire d'état du système en mode de glissement appartient à une surface de dimension inférieure à celle de l'espace d'état, par conséquent l'ordre des équations différentielles régissant le fonctionnement du système en mode de glissement est réduit.
- La théorie des modes glissants s'adapte bien pour les systèmes dont la commande est discontinue.
- La dynamique du système en mode de glissement est déterminée uniquement par le choix des coefficients de la surface de glissement.

II.3.2 Objectif de la commande par mode glissant

L'objectif de la commande par mode glissant se résume en deux points essentiels :

- Synthétiser une surface $S(x, t)$, telle que toutes les trajectoires du système obéissent à un comportement désiré de poursuite, de régulation et de stabilité.
- Déterminer une loi de commande (commutation) $U(x, t)$ qui est capable d'attirer toutes les trajectoires d'état vers la surface de glissement et les maintenir sur cette surface. [22]

II.3.3 Les différents modes de glissement

- a) **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. [23]
- b) **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 $S(x)=0$. [23]
- c) **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. [23]

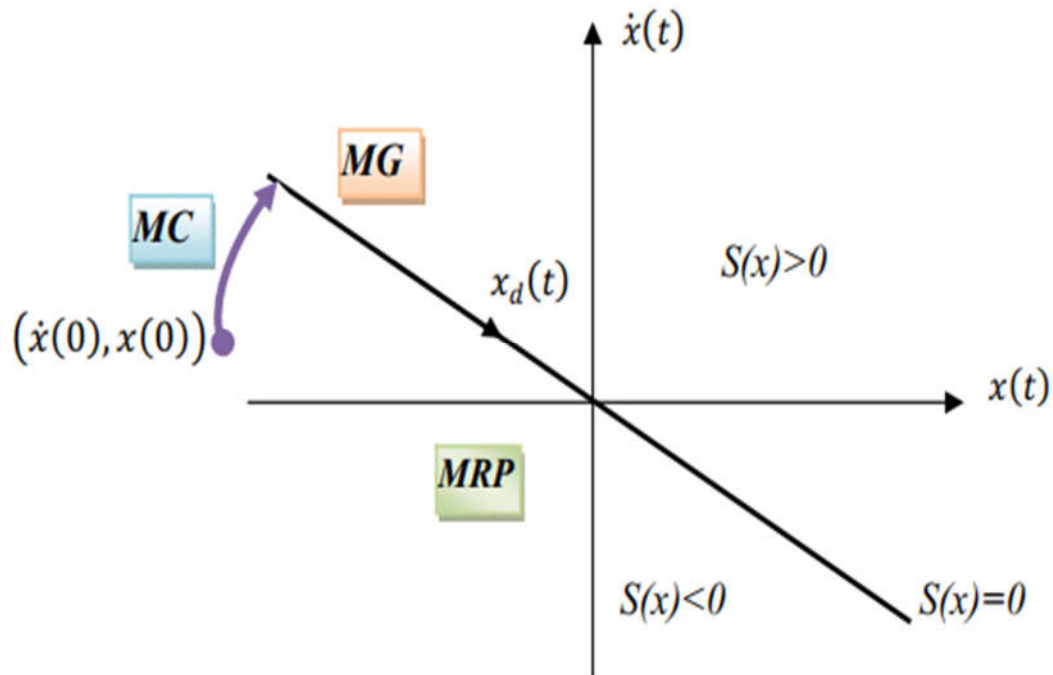


Figure (II.1) : Convergence de système glissant [8].

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

○ **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 (II.2.1)**). [23]

○ **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 (II.2.2)**. [23]

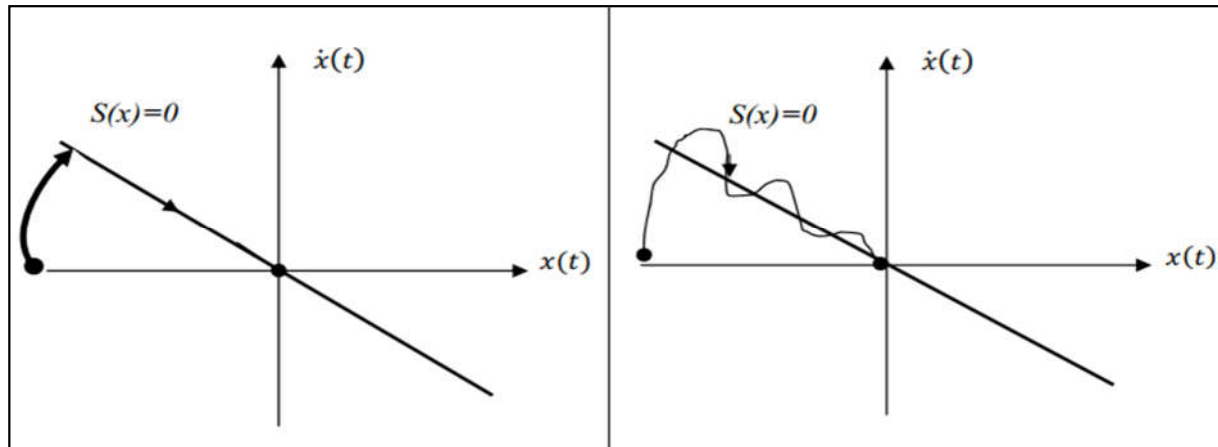


Figure (II.2.1) : Régime glissant idéal

Figure (II.2.2) : Régime glissant réel

II.4 CONCEPTION DE LA COMMANDE PAR MODE DE GLISSEMENT

Le principe de la commande par modes glissants est de contraindre le système à atteindre une surface donnée dite surface de glissement (*Sliding Surface*) défini S et glisse autour d'elle. La synthèse d'une loi de commande par modes glissants se déroule en trois étapes :

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

II.4.1 Choix de la surface de glissement

J.J Slotine a proposé une forme générale qui consiste à définir une fonction scalaire des surfaces de glissement dans le plan de phase dans le but d'assurer la convergence d'une variable d'état x vers sa valeur de consigne x^d , cette fonction est donnée par l'équation suivant : [24]

$$S(x) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda_x\right)^{r-1} e(x) \quad (\text{II-1})$$

Où : $e(x) = x_d - x$, λ_x : coefficient positif

r : C'est le degré relatifs correspond au nombre de fois qu'il faut dériver la sortie pour apparaitre la commande.

Pour $r = 1$: $S(x) = e(x)$

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

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

La difficulté revient à un problème de poursuite de trajectoire dont l'objectif est de garder $S(x)$ à zéro. Ceci est équivalent à une linéarisation exacte de l'écart en respectant la condition de convergence. [24]

La linéarisation exacte de l'écart a pour but de forcer la dynamique de l'écart (référence sortie) à être une dynamique d'un système linéaire autonome d'ordre « r ». [24]

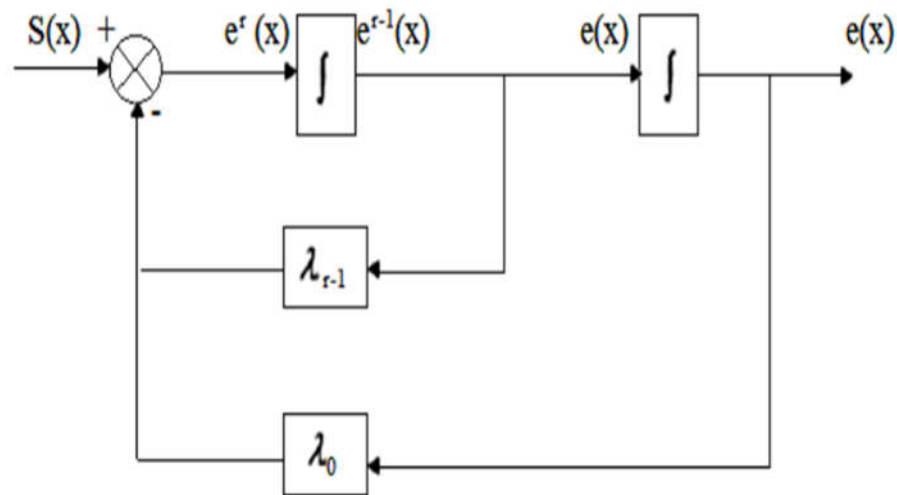


Figure (II.3) : Linéarisation exacte de l'écart

II.4.2 Condition de convergence

Les conditions de convergence permettent aux dynamiques du système de converger vers les surfaces de glissement et d'y rester indépendamment à la perturbation.

On retient de la littérature deux conditions, celles-ci correspondent au mode de convergence de l'état du système. [25]

II.4.2.1 Fonction directe de commutation (FDC) :

Il s'agit de donner à la surface une dynamique convergente vers zéro. Elle est donnée par : [24]

$$S(x)\dot{S}(x) < 0 \quad (\text{II-2})$$

II.4.2.2 Fonction de Lyapunov

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

La fonction $V(x)$ est généralement utilisée pour garantir la stabilité des systèmes non linéaires. [24]

En définissant la fonction de Lyapunov par :

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

Et sa dérivée par :

$$\dot{V}(x) = S(x) \dot{S}(x) \quad (\text{II-4})$$

Pour que la fonction de Lyapunov décroisse, il suffit d'assurer que sa dérivée est négative. Ceci est vérifié si :

$$S(x) \dot{S}(x) < 0 \quad (\text{II-5})$$

Cette équation montre que le carré de la distance vers la surface, mesuré par $S^2(x) > 0$ diminue tout le temps, contraignant la trajectoire du système à se diriger vers la surface des deux côtés. Cette condition suppose un régime glissant idéal.

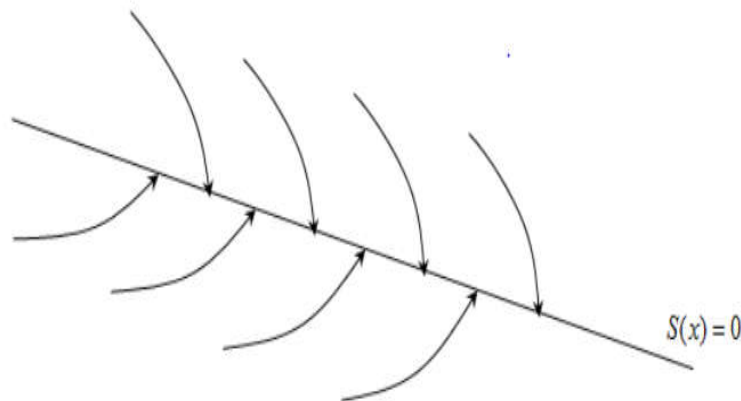


Figure (II.4) : Trajectoire de l'état vis-à-vis la surface de glissement

II.4.3 Détermination de la loi de commande :

Une fois la surface de glissement est choisie, ainsi que le critère de convergence, il reste à déterminer la commande nécessaire pour ramener la variable à contrôler vers la surface et ensuite vers son point d'équilibre en maintenant la condition d'existence des modes glissants. Une des hypothèses essentielles dans la conception des systèmes à structure variable contrôlés par les modes glissants, est que la commande doit commuter entre u_{max} et u_{min} instantanément (fréquence infinie), en fonction du signe de la surface de glissement

Figure (II.5).

Dans ce cas, des oscillations de très haute fréquence appelées "broutement" ou "Chattering" apparaissent dans le mode de glissement :

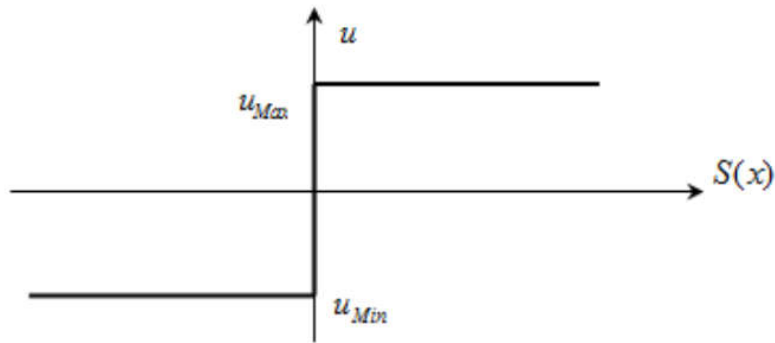


Figure (II.5) : Commande appliquée aux systèmes à structure variable

II.4.3.1 Définition des grandeurs de commande

Comme il a été vu précédemment, la surface de glissement se détermine en fonction du système et des performances désirées, indépendamment de la commande, et l'obtention du régime glissant supposerait la commande discontinue. De ce fait, si cette commande est indispensable, elle n'empêche nullement, au contraire, qu'une partie continue lui soit adjointe pour diminuer l'amplitude de la discontinuité. [26]

Par conséquent, la structure d'un contrôleur comporte deux parties ; une première concernant la linéarisation exacte et une deuxième stabilisante. Cette dernière est très importante dans la technique de commande par modes de glissement, car elle est utilisée pour rejeter les perturbations extérieures. [26]

Donc :

$$u(t) = u_{eq}(t) + u_n(t) \tag{II-6}$$

Avec ; $u_{eq}(t)$ correspond à la commande équivalente proposée par *Filipov* et *Utkin*. Cette commande est considérée comme la plus directe et la plus simple. Elle est calculée en reconnaissant que le comportement du système durant le mode de glissement est décrit par $\dot{S}(x) = 0$. La commande équivalente peut être interprétée comme la valeur moyenne que prend la commande lors de la commutation rapide entre U_{max} et U_{min} (**Figure (II.6)**).

$u_n(t)$ est introduit pour satisfaire la condition de convergence $\dot{S}(x) S(x) < 0$.

Il détermine ainsi le comportement dynamique du système durant le mode de convergence, donc pour garantir l'attractivité de la variable à contrôler vers la surface de glissement et il est donné par $\dot{S}(x) = 0$.

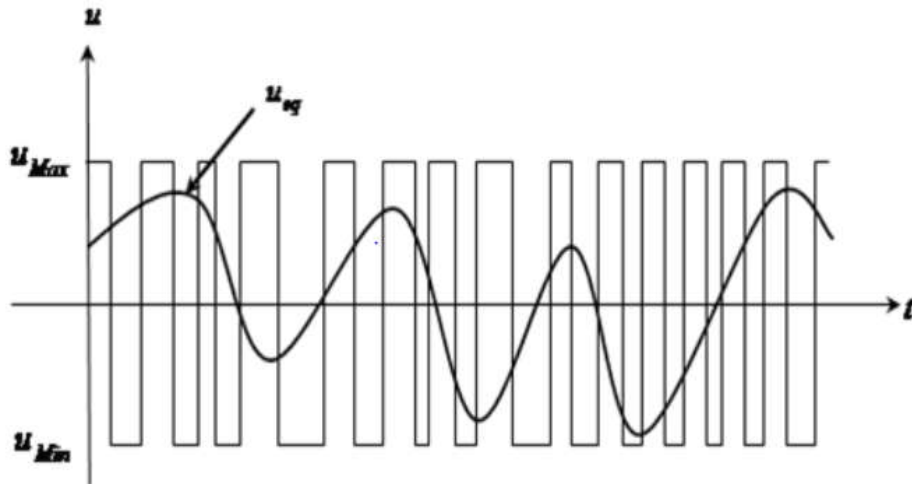


Figure (II.6) : La valeur continue U_{eq} prise par la commande lors de la commutation entre U_{max} et U_{min}

II.4.3.2 Expression analytique de la commande

On s'intéresse 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 (II-7) : [27]

$$\dot{x}(t) = f(x, t) + g(x, y) u(t) \quad (\text{II-7})$$

Le vecteur u est composé de deux grandeurs U_{eq} et U_n :

$$u(t) = u_{eq}(t) + u_n(t) \quad (\text{II-8})$$

On a:

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} (f(x, t) + g(x, t)u_{eq}) + \frac{\partial S}{\partial x} (g(x, t)u_n) \quad (\text{II-9})$$

En mode de glissement et en régime permanent, la dérivée de la surface est nulle (car la surface est égale à zéro), ainsi qu'on prend $u_n = 0$, On obtient :

$$u_{eq}(t) = - \left(\frac{\partial S}{\partial x} g(x, t) \right)^{-1} \left(\frac{\partial S}{\partial x} f(x, t) \right) \quad (\text{II-10})$$

Durant le mode de convergence, en remplaçant le terme u_{eq} par sa valeur tirée de l'équation (II-10) dans l'équation (II-7). Donc, On obtient une nouvelle expression de la dérivée de la surface, soit :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x}(g(x, t)u_n) \quad (\text{II-11})$$

Le problème revient à trouver u_n tel que :

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

II.4.3.3 Commande discontinue (fonction signe)

Plusieurs choix pour la commande discontinue u_n peuvent être faits, La forme la plus simple que peut prendre est celle d'un relais **Figure (II.7) : [26]**

$$u_n(t) = k \cdot \text{sign}(S(x)) \quad (\text{II-13})$$

Où : k est une constante positive qui représente le gain de la commande discontinue.

$$\text{sign}(s) = \begin{cases} +1, & \text{si } s > 0 \\ -1, & \text{si } s < 0 \end{cases} \quad (\text{II-14})$$

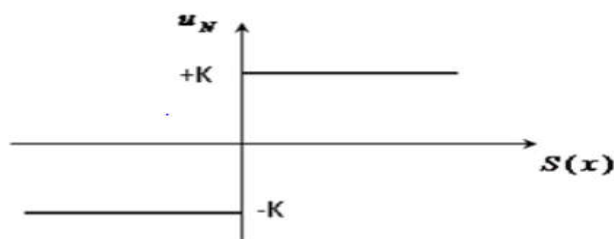


Figure (II.7) : Représentation de la fonction "sign"

En remplaçant l'expression (II-13) dans (II-12), on obtient :

$$S(x)\dot{S}(x) = k \cdot \frac{\partial S}{\partial x} g(x, t) |S(x)| < 0 \quad (\text{II-15})$$

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

Le gain K est choisi positif pour satisfaire la condition (II-15). 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 très grand, nous aurons des fortes oscillations au niveau de l'organe de la commande. Ces oscillations peuvent exciter les dynamiques négligées (phénomène de Chattering), ou même détériorer l'organe de commande.

II.5 AVANTAGE ET INCONVENIENTS 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. [23]

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. [23]

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 effets indésirables sur la qualité et la réalisation de la commande et ce phénomène est représenté à la figure (II.8) [24]

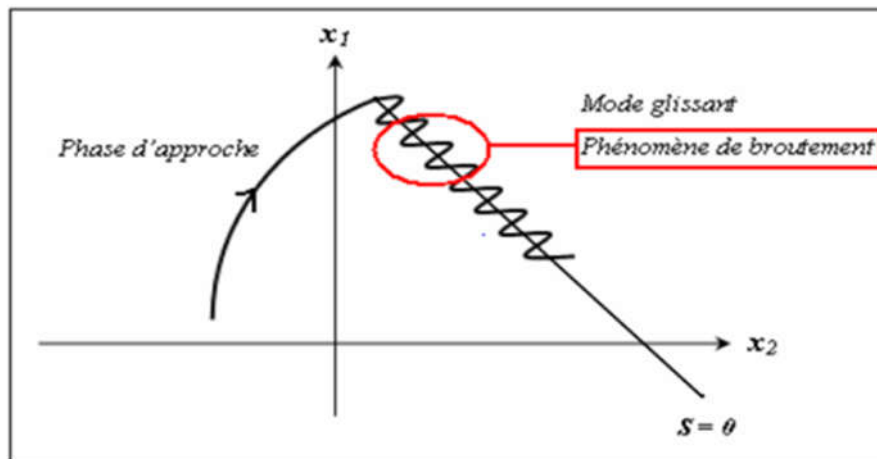


Figure (II.8) Illustration du phénomène de broutement

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. La deuxième c'est l'utilisation d'algorithmes de commande par mode de glissement d'ordre supérieur, 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...etc. [23]

II.6 CONCLUSION

Ce chapitre est un rappel de la théorie des systèmes à structure variable et des modes glissants. La commande par mode glissant était synthétisée pour le fonctionnement des systèmes non-linéaires où les paramètres incertains et variables ne peuvent influencer la robustesse de cette technique, Par ailleurs, on peut choisir plusieurs formes de la surface de glissement.

Chapitre III

La commande par mode
glissant d'un MSAP

III.1 INTRODUCTION

Dans la conception des systèmes automatiques, on cherche toujours à améliorer les performances dynamiques et à minimiser le temps de réponse.

Les techniques de commande classiques par exemple le régulateur proportionnelle intégrale peuvent s'avérer suffisants si les exigences sur la précision et les performances des systèmes ne sont pas trop strictes. Néanmoins, dans le cas contraire et particulièrement lorsque la partie commandée est soumise à des fortes non linéarités et à des variations temporelles, il faut concevoir des lois de commande assurant la robustesse du comportement du processus vis-à-vis des incertitudes sur les paramètres et leurs variations [29].

Ce chapitre est consacré dans un premier temps à une présentation générale des concepts de base de la commande par mode glissant (CMG), son principe, ses propriétés de robustesse ainsi que ses défauts sont abordées. Par la suite en appliquant cette méthode de la commande sur le moteur synchrone à aimants permanents où la stabilité du système est théoriquement prouvée par la fonction de Lyapunov.

III.2. APPLICATION DE LA CSV A LA MSAP

Après avoir présenté la théorie de la commande à structure variable (CSV) avec les différentes structures de la commande non linéaire, nous allons analyser dans cette partie la commande par mode glissant de la vitesse du moteur synchrone à aimants permanents afin de valider l'approche présentée par des résultats de simulation. On rappelle également l'équations sont donner par (I-21). (III-1)

III.3. STRATEGIE DE COMMANDE PAR MODE GLISSANT

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

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

Un des avantages majeurs du contrôle par mode glissant est la liberté du choix de la surface de glissement. L'équation (II-1) proposée par **J.J Slotine** qui consiste à définir une fonction scalaire des surfaces de glissement permet la liberté du choix de la surface de glissement.

Une solution classique consiste à utiliser le principe de la méthode de commande en cascade (structure de trois surfaces) la boucle interne permet de contrôler les courants, tandis que la boucle externe permet de contrôler la vitesse [24]. Ce qui résume par la commande par mode par mode glissement d'ordre 1.

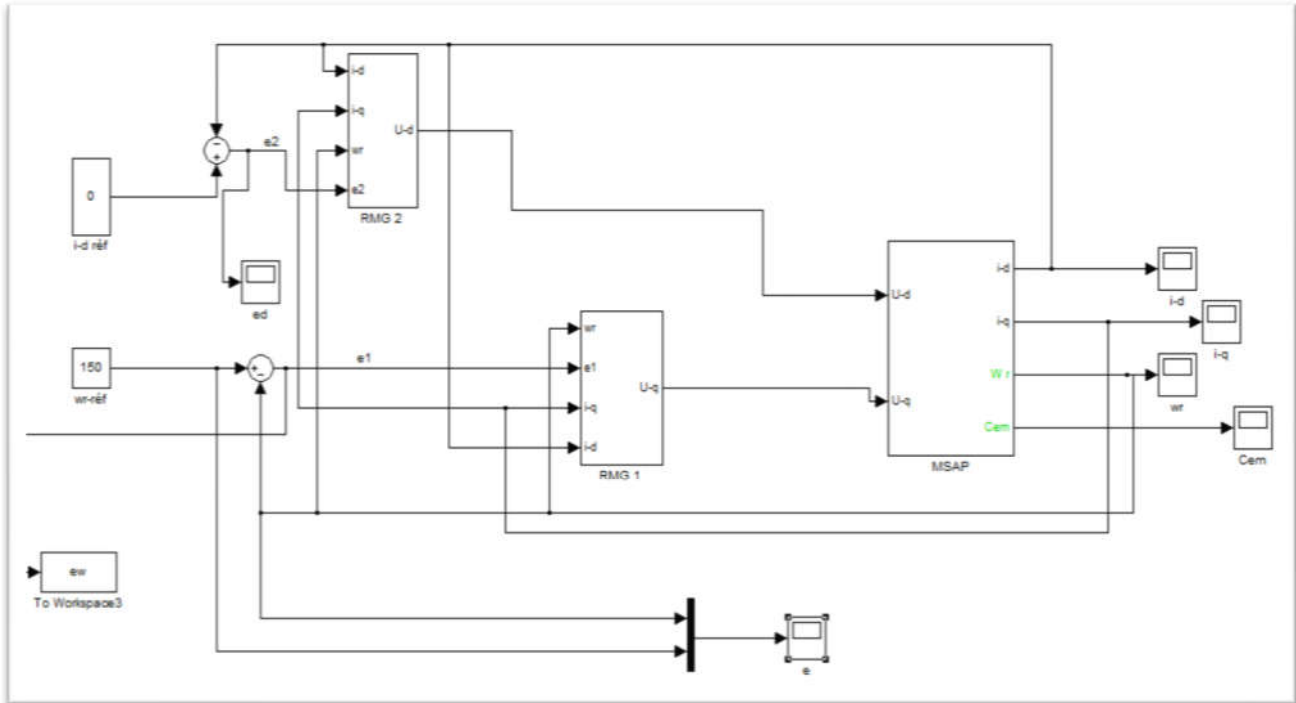


Figure (III.1) : Schéma global de commande par mode glissant d'ordre 2.

La figure (III.1) présente le schéma de la commande par mode glissement d'ordre 2, utilisant la surface de glissement d'ordre 2.

III.3.1 Calcul de régulateur de la vitesse

En choisissant $r=2$, dans l'équation (II-1), la surface de glissement de la vitesse est définie par :

$$S_1 = \dot{e}_1 + \lambda_1 e_1 \quad (III-2)$$

Avec ; $e_1 = \Omega_{r\text{réf}} - \Omega_r$

En dérivant la surface et l'erreur, on obtient :

$$\dot{e}_1 = \dot{\Omega}_{r\text{réf}} - \dot{\Omega}_r \quad (III-3)$$

$$\ddot{e}_1 = \ddot{\Omega}_{r\text{réf}} - \ddot{\Omega}_r \quad (III-4)$$

$$\dot{S}_1 = \ddot{e}_1 + \lambda_1 \dot{e}_1 \quad (III-5)$$

Donc ;

$$\begin{aligned} \dot{S}_1 &= \ddot{\Omega}_{r\text{réf}} - \ddot{\Omega}_r + \lambda_1 (\dot{\Omega}_{r\text{réf}} - \dot{\Omega}_r) \\ &= \ddot{\Omega}_{r\text{réf}} - \left(\frac{3p}{2J} \varphi_f \frac{di_q}{dt} - \frac{B}{J} \frac{d\Omega_r}{dt} \right) + \lambda_1 \dot{e}_1 \end{aligned} \quad (III-6)$$

Alors ;

$$\dot{S}_1 = \ddot{\Omega}_{r\acute{e}f} + \frac{3p}{2J} \varphi_f \frac{R_s}{L_s} i_q + \frac{3P^2}{2J} \varphi_f \Omega_r i_d + \frac{3P^2}{2J} \varphi_f^2 \frac{1}{L_s} \Omega_r - \frac{3p}{2J} \varphi_f \frac{1}{L_s} u_q + \frac{B}{J} \dot{\Omega}_r + \lambda_1 \dot{e}_1 \quad (\text{III-7})$$

La commande équivalente est déterminée durant la phase de glissement et la phase du régime permanent en identifiant que $S_1 = 0$, et par conséquent $\dot{S}_1 = 0$ et $u_{qn} = 0$.

Dans ces conditions la solution de l'équation (III-7) est alors :

$$u_{qeq} = \frac{2J L_s}{3p \varphi_f} \left[\ddot{\Omega}_{r\acute{e}f} + \frac{3p}{2J} \varphi_f \frac{R_s}{L_s} i_q + \frac{3P^2}{2J} \varphi_f \Omega_r i_d + \frac{3P^2}{2J} \varphi_f^2 \frac{1}{L_s} \Omega_r + \frac{B}{J} \dot{\Omega}_r + \lambda_1 \dot{e}_1 \right] \quad (\text{III-8})$$

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 :

$$\lim_{s \rightarrow 0} S_1 \dot{S}_1 < 0 \quad (\text{III-9})$$

Afin de la satisfaire, le signe de doit S_1 être opposé à celui de \dot{S}_1 . La commande discontinue est donnée par la forme de base qui est celle d'un relais représenté par la fonction « sign » :

$$u_{qn} = K_1 \text{sign}(S_1) \quad (\text{III-10})$$

Le choix de K_1 doit être toujours positif pour respecter le critère du mode de convergence.

III.3.2 Calcul de régulateur du courant i_d

En choisissant $r=1$, dans l'équation (III-1), la surface de glissement du courant i_d est définie par :

$$S_2 = e_2 \quad (\text{III-11})$$

Avec ; $e_2 = i_{dr\acute{e}f} - i_d$

En dérivant la surface et l'erreur, on obtient :

$$\dot{e}_2 = \frac{di_{dr\acute{e}f}}{dt} - \frac{di_d}{dt} \quad (\text{III-12})$$

$$\dot{S}_2 = \dot{e}_2 \quad (\text{III-13})$$

Donc ;

$$\dot{S}_2 = \frac{di_{dr\acute{e}f}}{dt} + \frac{R_s}{L_s} i_d - p i_q \Omega_r - \frac{1}{L_s} u_d \quad (\text{III-14})$$

La commande équivalente est déterminée durant la phase de glissement et la phase du régime permanent en identifiant que $S_2 = 0$, et par conséquent $\dot{S}_2 = 0$ et $u_{dn} = 0$. Alors :

$$u_{deq} = \frac{di_{dr\acute{e}f}}{dt} + R_s i_d - p L_s i_q \Omega_r \quad (\text{III-15})$$

Afin de satisfaire la condition (III-9), le signe de S_2 doit être opposé à celui de \dot{S}_2 . La commande discontinue est donnée par la forme de base qui est celle d'un relais représenté par la fonction « sign » :

$$u_{dn} = K_2 \text{sign}(S_2) \quad (\text{III-16})$$

K_2 Doit être toujours positif.

Les paramètres λ_1 , K_1 et K_2 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.

III.4 RESULTATS DE LA SIMULATION

III.4.1 Démarrage à vide puis introduction du couple résistante

Les gains de la commande par mode glissant sont donnés en ANNEXE. Les Figures (III.2) à (III.5) présentent les résultats de la simulation de la commande par mode glissant en appliquant un couple de charge C_r de 20 N.m à l'instant $t = 0.5$ s.

La vitesse de référence est donnée par : $\Omega_{r\acute{e}f} = 150$ rad/s

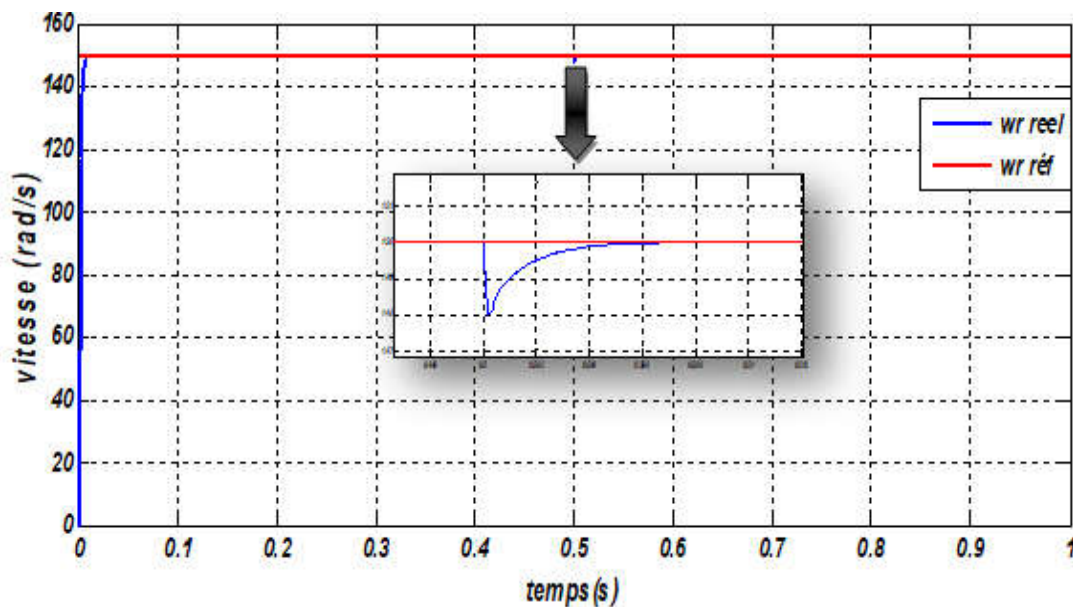


Figure (III.2) : La vitesse de rotation

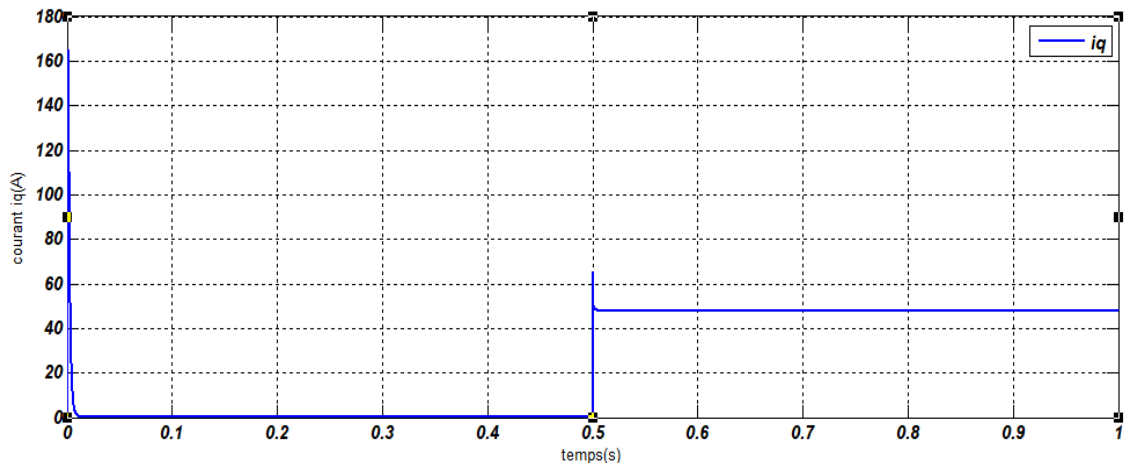


Figure (III.3) : Le courant i_q

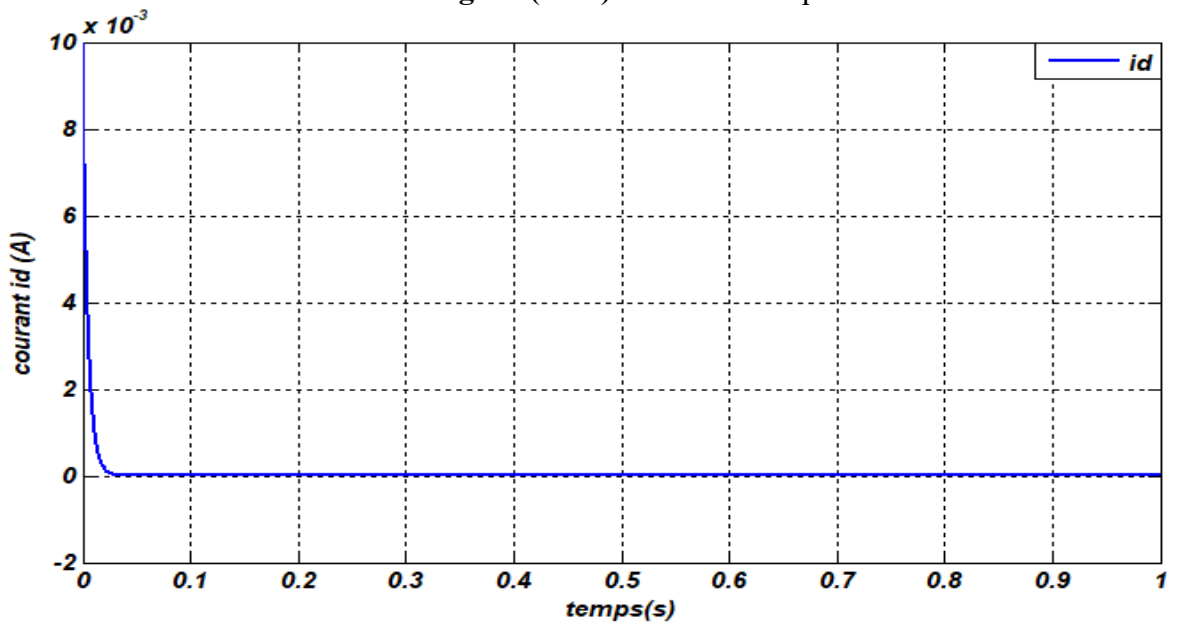


Figure (III.4) : Le courant i_d

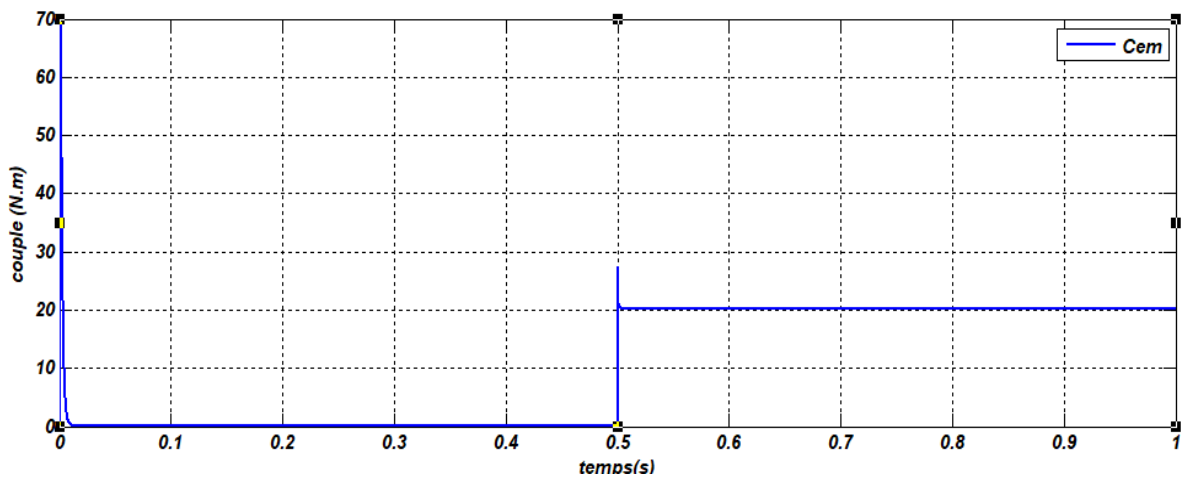


Figure (III.5) : Le couple électromagnétique

Les résultats de la simulation montrent clairement que la vitesse de rotation suit la vitesse de référence dans un temps de réponse court et que l'erreur statique est faible, en plus aucune divergence n'est observée. En plus, l'erreur provoquée par la perturbation de la charge est compensée instantanément.

Les différents résultats de la simulation faites, on a permis de constater que :

- Le rejet de perturbation est très rapide.
- Un temps de réponse très faible.
- Une erreur statique pratiquement nulle

III.4.2 Test de robustesse

L'identification paramétrique de la machine ne donne pas lieu à des valeurs exactes et définitives. En plus, ces valeurs (paramètres de la machine) sont souvent liées à l'état d'exploitation de la machine (échauffement, variation de la charge, saturation de circuits magnétiques, forme de l'entrefer, effet pelliculaire... etc.). Pour cela, on présente qu'il est plus judicieux de tester l'influence d'une éventuelle erreur de paramètres sur les performances de la commande de la vitesse et des flux rotoriques.

Dans cette section, des variations des paramètres telles que, la résistance statorique (R_s), l'inductance statorique (L_s) sont introduites dans le modèle de la machine. on présente donc :

- Test de robustesse avec une augmentation de la résistance statorique ($+200\%R_s$).
- Test de robustesse avec une diminution de l'inductance statorique ($-50\%L_s$).

Les Figures (III.6) à (III.9) présentent les résultats de la simulation de la commande par mode glissant avec une augmentation de la résistance statorique ($+200\%R_s$).

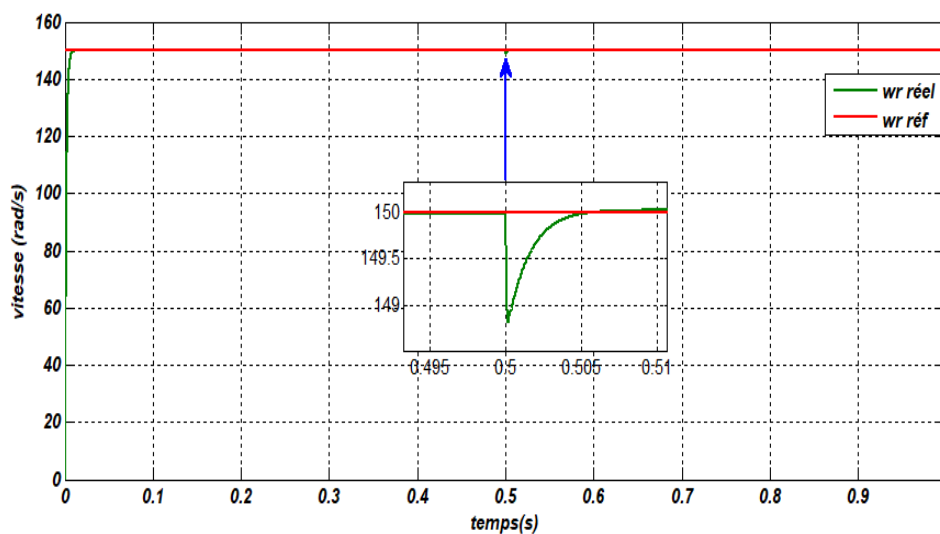


Figure (III.6) : La vitesse de rotation avec une augmentation de la résistance statorique ($+200\%R_s$).

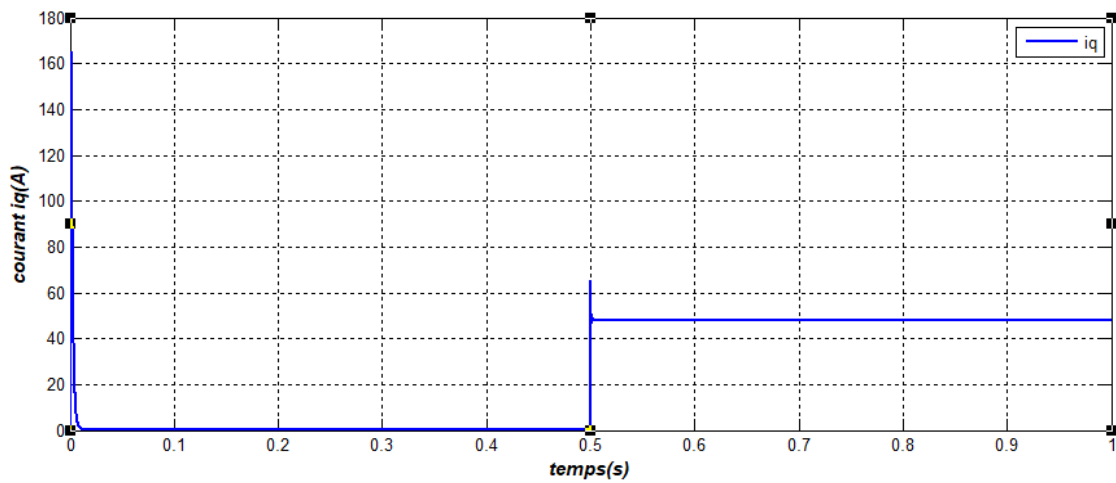


Figure (III.7) : Le courant i_q avec une augmentation de la résistance statorique (+200% R_s).

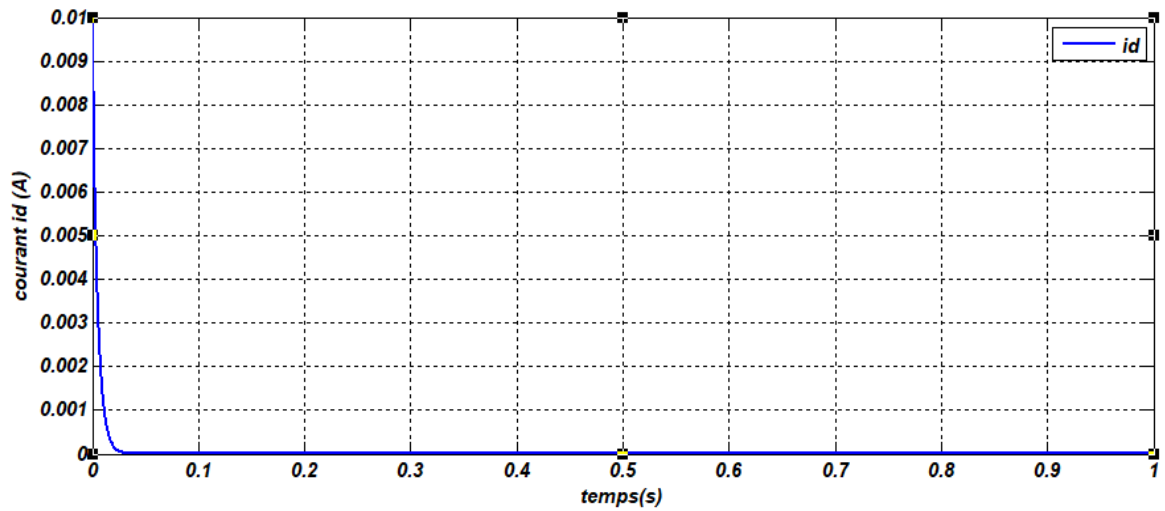


Figure (III.8) : Le courant i_d avec une augmentation de la résistance statorique (+200% R_s).

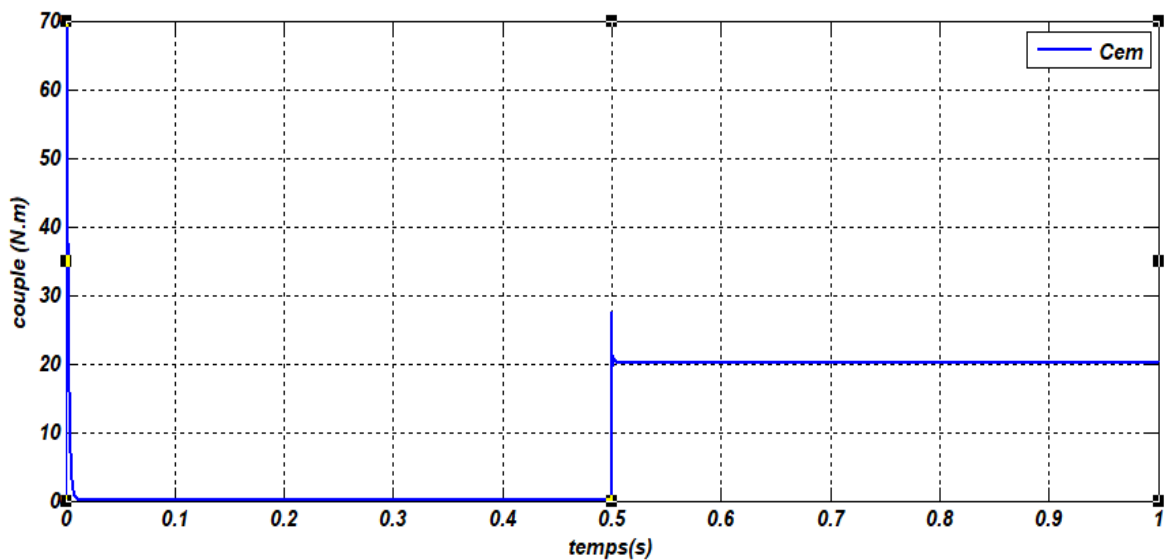


Figure (III.9) : Le couple électromagnétique avec une augmentation de la résistance statorique (+200% R_s).

Les Figures (III.10) à (III.13) présentent les résultats de la simulation de la commande par mode glissant avec une diminution de l'inductance statorique ($-50\%L_s$).

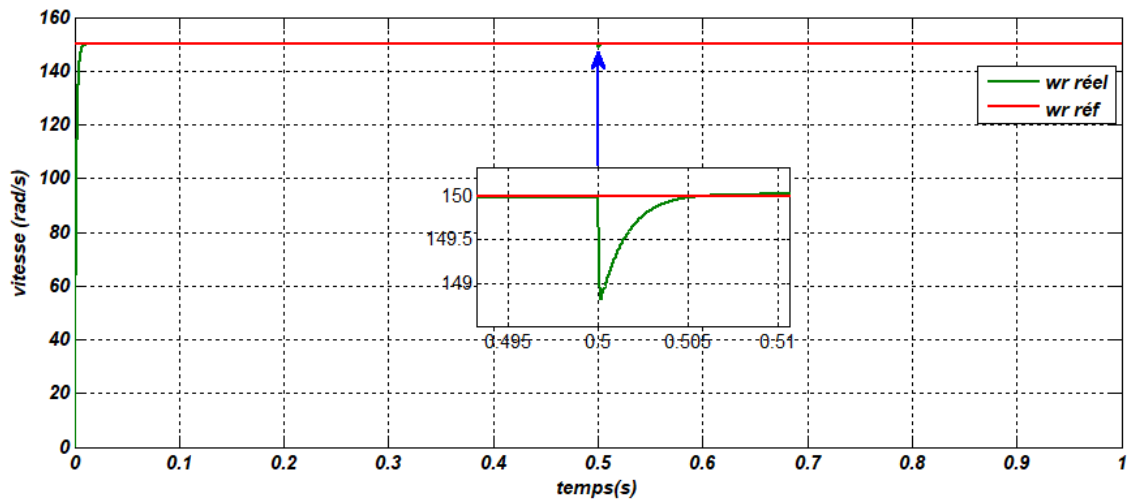


Figure (III.10) : La vitesse de rotation avec une diminution de l'inductance statorique ($-50\%L_s$)

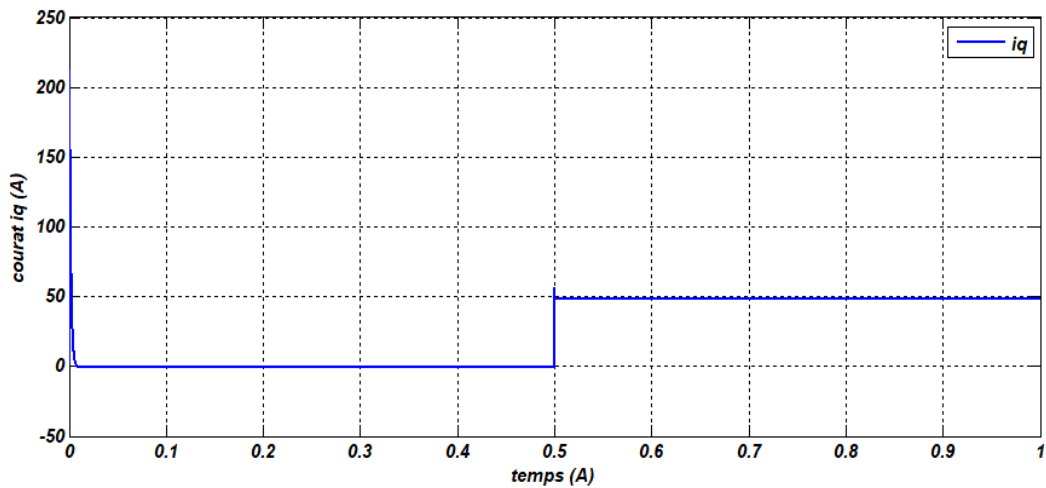


Figure (III.11) : Le courant iq avec une diminution de l'inductance statorique ($-50\%L_s$)

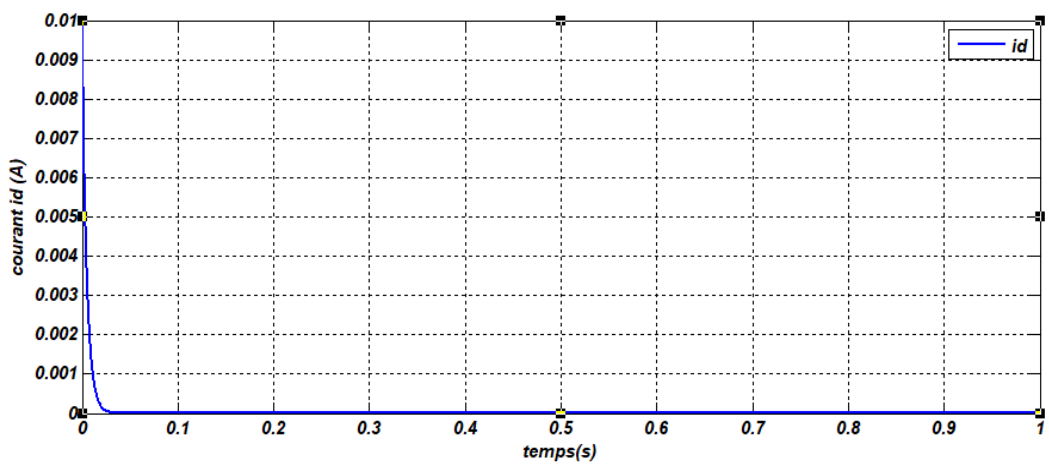


Figure (III.12) : Le courant id avec une diminution de l'inductance statorique ($-50\%L_s$)

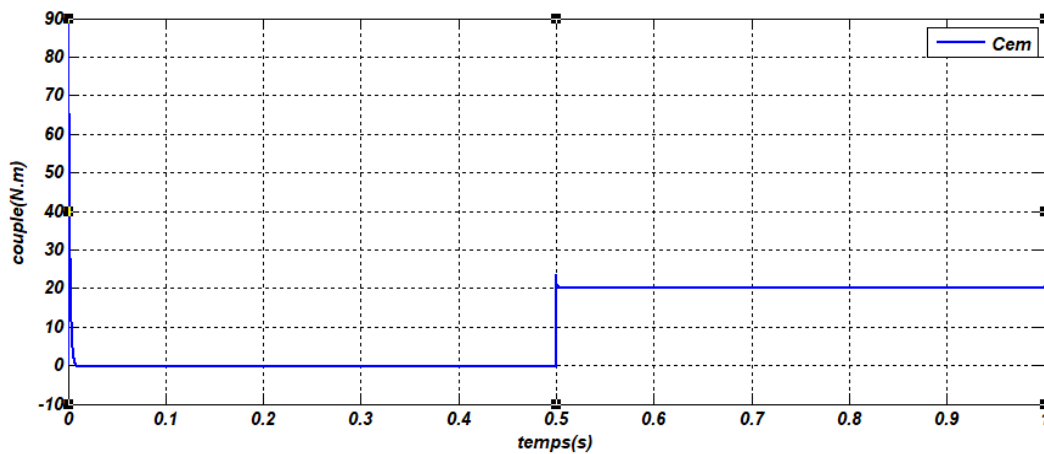


Figure (III.13) : Le couple électromagnétique avec une diminution de l'inductance statorique ($-50\%L_s$)

Les résultats de simulations montrent clairement que la commande par mode glissant appliquée est insensible aux variations paramétriques. Alors, cette commande présente une bonne robustesse vis-à-vis les variations paramétriques.

III.6 ETUDE COMPARATIVE ENTRE LA COMMANDE PAR MODE GLISSANT ET LA COMMANDE BACKSTIPPING

Dans cette section, une étude comparative de la commande avec la technique de mode glissant et celle de Backstipping est faite.

On a choisi la commande par Backstipping puisqu'elle est aussi basée sur la condition de stabilité de Lyapunov donnée par la relation (III-9).

III.6.1 La commande Backstipping du MSAP

III.6.1.1 Introduction

Depuis quelques années, beaucoup de progrès ont été faits dans le domaine de la commande des systèmes non linéaires. La technique du Backstipping fait partie d'une nouvelle commande de système non linéaire. Elle permet, de manière séquentielle et systématique, par le choix d'une fonction de Lyapunov, de déterminer la loi de commande du système. L'avantage principal de cette méthode est de garantir la stabilité du système.

Après une validation du modèle du MSAP, on va appliquer la commande Backstipping qui sera mise en œuvre et validée par la simulation.

III.6.1.2 Choix de la fonction de Lyapunov

La théorie de Lyapunov a été pendant longtemps un outil important dans la commande linéaire aussi bien que la commande non-linéaire. Cependant, son utilisation dans la commande

non-linéaire a été entravée par les difficultés pour trouver une fonction de Lyapunov pour un système donné mais la tâche de trouver une telle fonction a été souvent laissée à l'imagination et à l'expertise du concepteur. Aucune règle générale n'existe à ce jour pour le choix d'une telle fonction.

III.6.1.3 Stratégie de commande Backstipping

Les équations du modèle (III-1) du MSAP peuvent s'écrire sous la forme :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -ax_1 + px_2x_3 + bu_d \\ \dot{x}_2 = -ax_2 - px_1x_3 - pdx_3 + bu_q \\ \dot{x}_3 = k_t x_2 - C_{re} \end{cases} \quad (III-17)$$

Avec : $x_1 = i_d$, $x_2 = i_q$, $x_3 = \Omega$, $a = \frac{R_s}{L_s}$, $b = \frac{1}{L_s}$, $d = \frac{1}{L_s} \varphi_f$, $k_t = \frac{3P}{2J} \varphi_f$,

$$C_{re} = \frac{1}{J} C_r + \frac{B}{J} \Omega$$

Soit les erreurs définies par les expressions :

$$\begin{cases} z_1 = x_3^* - x_3 \\ z_2 = x_2^* - x_2 \\ z_3 = x_1^* - x_1 \end{cases} \quad (III-18)$$

Où (*) représente les valeurs de la référence.

On suppose que C_{re} est négligé parce qu'il est inconnu donc :

$$\dot{x}_3 = k_t x_2 \quad (III-19)$$

La commande Backstipping du MSAP se résume en trois étapes :

➤ ETAP I : "boucle de vitesse"

Pour réaliser la commande du moteur et atteindre la vitesse désirée, nous adoptons la fonction de "Lyapunov" suivante et sa dérivée :

$$V_1 = \frac{1}{2} z_1^2 \quad (III-20)$$

$$\dot{V}_1 = z_1 \dot{z}_1 = z_1 (\dot{x}_3^* - k_t x_2) \quad (III-21)$$

Par conséquent pour assurer que $\dot{V}_1 < 0$ il faut que :

$$x_2^* = \frac{1}{k_t} (\dot{x}_3^* + k_1 z_1) \quad (III-22)$$

Avec ; $k_1 > 0$

Alors ;

$$\dot{V}_1 = -k_1 z_1^2 < 0 \quad (III-23)$$

➤ **ETAPE II : "boucle de couple"**

Pour ce qui suit, l'assurance de stabilité et convergences de la composante i_q à la référence i_q^* , nous conduit à choisir la fonction de Lyapunov et sa dérivé comme suite :

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2}z_2^2 \quad (III-24)$$

$$\dot{V}_2 = \dot{V}_1 + z_2(\dot{x}_2^* + ax_2 + px_1x_3 + pdx_3 - bU_q) \quad (III-25)$$

L'expression (III.25) peut être développée de manière à avoir sa fonction dérivée :

$$\dot{V}_2 = \dot{V}_1 + z_2\left(\frac{1}{k_t}(\ddot{x}_3^* + k_1\dot{z}_1) + ax_2 + px_1x_3 + pdx_3 - bU_q\right) \quad (III-26)$$

Ensuit, pour assurer que $\dot{V}_2 < 0$, on prendre la loi de commande U_q comme suit :

$$U_q = \frac{1}{b}\left(\frac{1}{k_t}(\ddot{x}_3^* + k_1(\dot{x}_3^* - k_t x_2)) + ax_2 + px_1x_3 + pdx_3 + k_2z_2\right) \quad (III-27)$$

Avec $k_2 > 0$.

$$\text{D'où : } \dot{V}_2 = -k_1z_1^2 - k_2z_2^2 < 0 ; \quad k_1 > 0 \text{ et } k_2 > 0 \quad (III-28)$$

➤ **ETAPE III : "boucle de flux"**

Afin d'assurer la commande du courant i_d , la nouvelle fonction de Lyapunov et sa dérivée peut se traduire de la forme :

$$V_3 = V_2 + \frac{1}{2}z_3^2 \quad (III-29)$$

$$\dot{V}_3 = \dot{V}_2 + \dot{z}_3z_3 \quad (III-30)$$

En suivant la même procédure de développement :

$$\dot{V}_3 = \dot{V}_2 + z_3(\dot{x}_1^* + ax_1 - px_2x_3 - bU_d) \quad (III-31)$$

Ce qui va permettre de choisir la loi de commande U_d suivante :

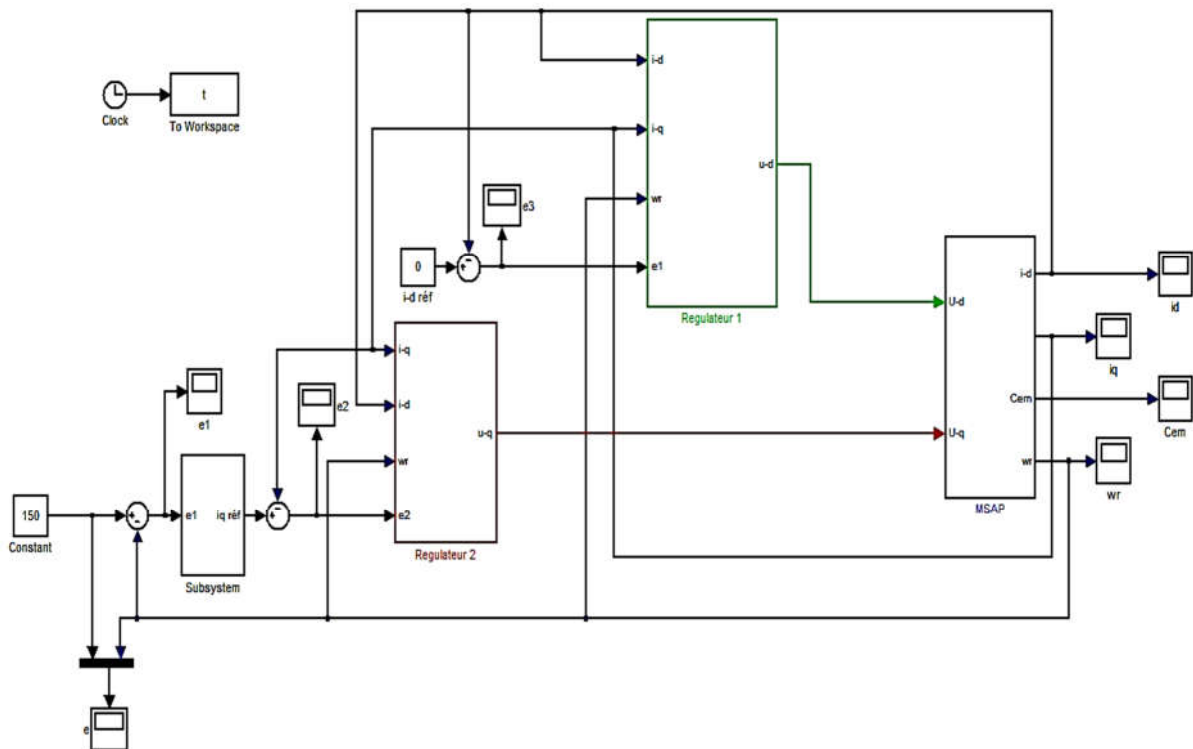
$$U_d = \frac{1}{b}(\dot{x}_1^* + ax_1 - px_2x_3 + k_3z_3) \quad (III-32)$$

Avec $k_3 > 0$.

Ce qui donne :

$$V_3 = -k_1z_1^2 - k_2z_2^2 - k_3z_3^2; \quad (III-33)$$

Où $k_1 > 0, k_2 > 0$ et $k_3 > 0$



La figure (III-14) illustre le schéma bloc de la commande Backstipping du moteur synchrone à aimants permanents.

III.6.1.4 Résultats de la simulation par la commande Backstipping

III.6.1.4.1 Démarrage à vide puis introduction du couple résistante

Les paramètres de commande par mode glissant sont donnés en ANNEXE. Les Figures (III.15) à (III.18) présentent les résultats de la simulation de la commande par mode glissant en appliquant un couple de charge C_r de 20 N.m à l'instant $t=0.5$ s , $\omega_{r\acute{e}f}= 150$ rad/s

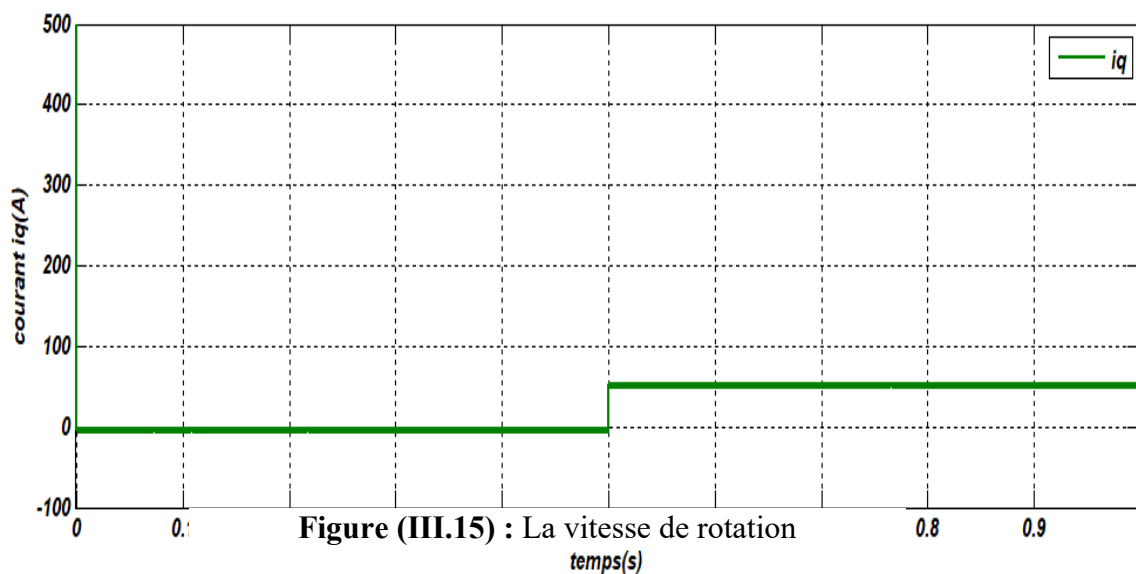


Figure (III.15) : La vitesse de rotation

Figure (III.16) : Le courant iq

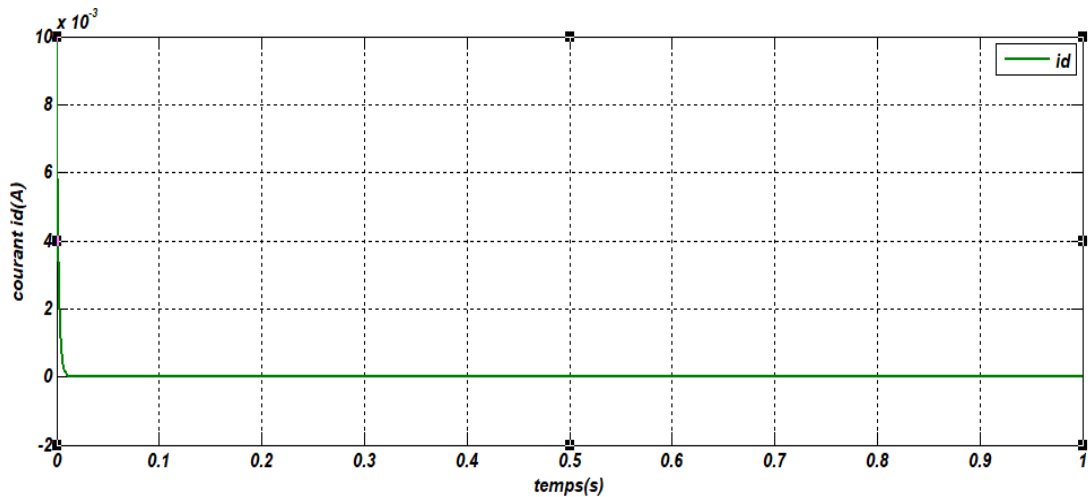
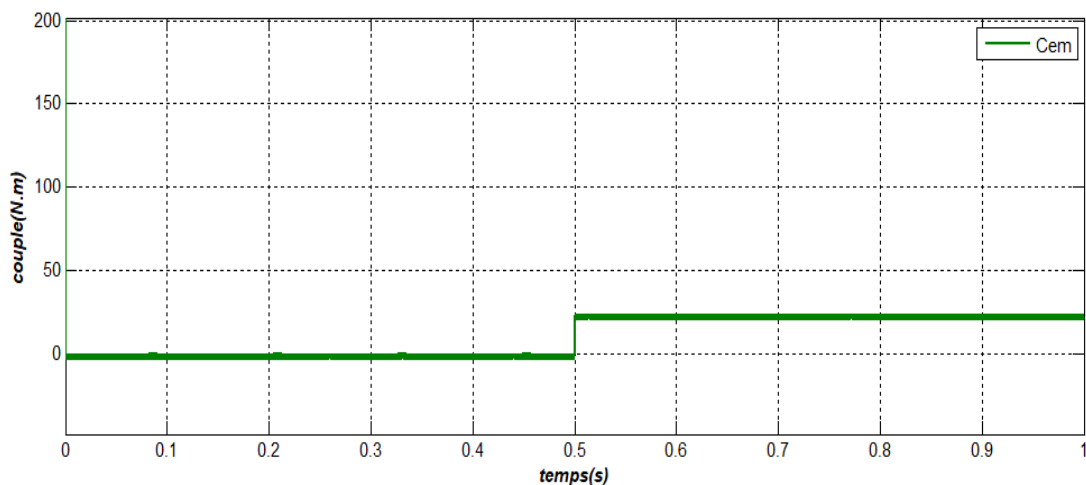
Figure (III.17) : Le courant i_d 

Figure (III.18) : Le couple électromagnétique

Les résultats de la simulation montrent clairement que la vitesse de rotation suit la vitesse de référence dans un temps de réponse court et que l'erreur statique est faible dans la partie de démarrage à vide, en plus aucune divergence n'est observée. Mais, l'erreur provoquée par la perturbation de la charge n'est pas vraiment compensée, ce qui favorise la commande par mode glissant.

III.6.1.4.2 Test de robustesse

En suivant la même procédure avec la commande par mode glissant, on présente donc :

- Test de robustesse avec une augmentation de la résistance statorique ($+200\%R_s$).
- Test de robustesse avec une diminution de l'inductance statorique ($-50\%L_s$).

Les Figures (III.19) à (III.22) présentent les résultats de la simulation de la commande Backstipping du MSAP avec une augmentation de la résistance statorique (+200% R_s).

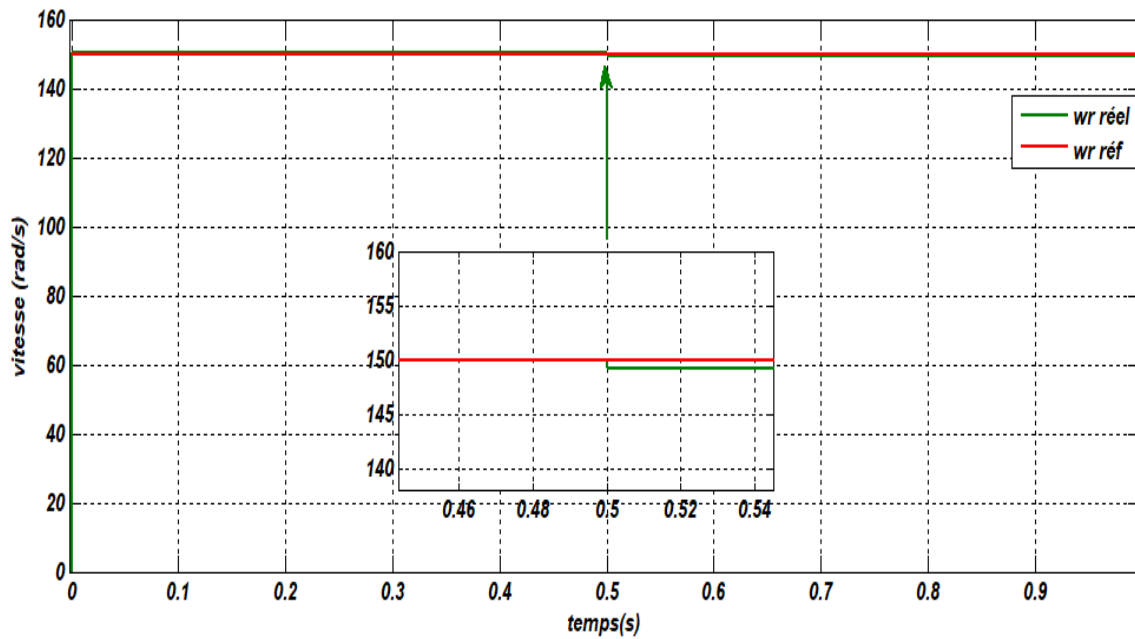


Figure (III.19) : La vitesse de rotation avec une augmentation de la résistance statorique (+200% R_s)

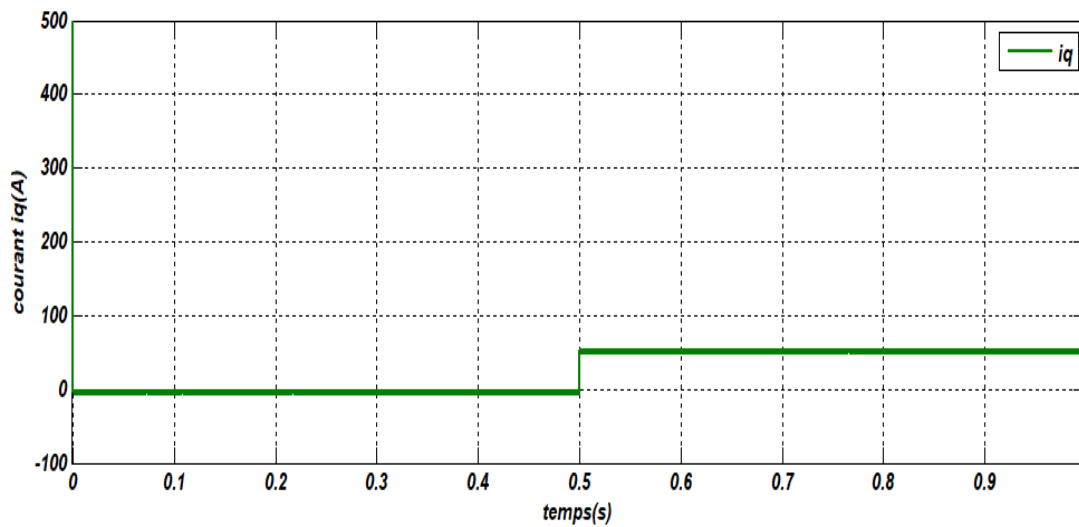


Figure (III.20) : Le courant i_q avec une augmentation de la résistance statorique (+200% R_s).

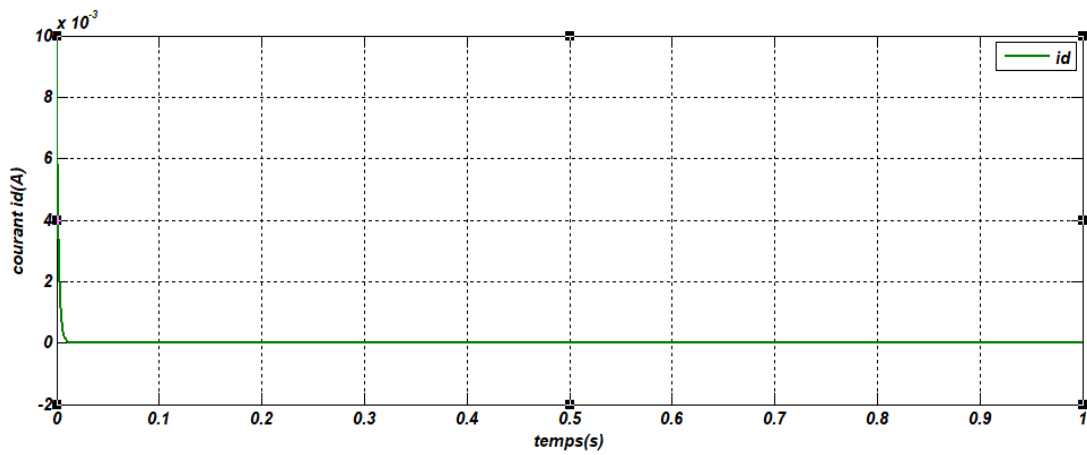


Figure (III.21) : Le courant i_d avec une augmentation de la résistance statorique (+200% R_s).

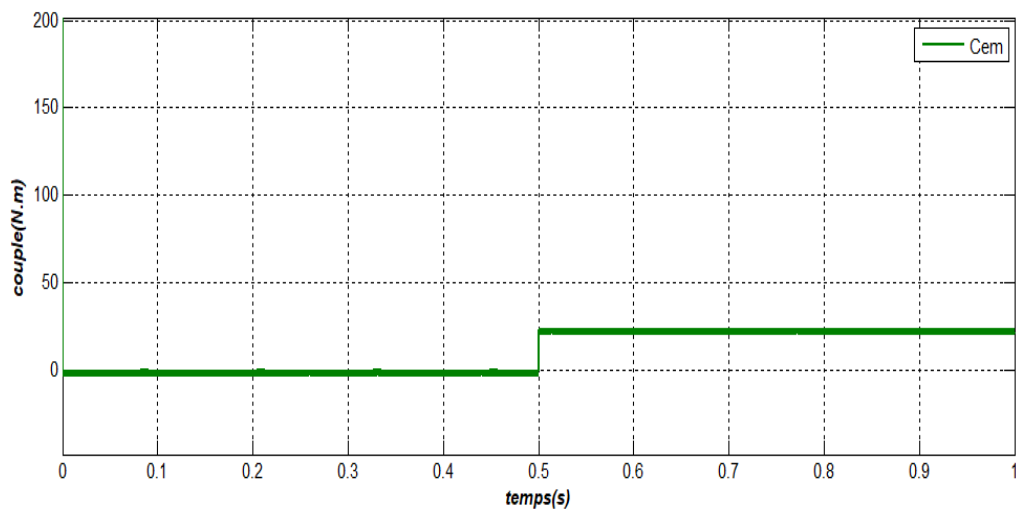


Figure (III.22) : Le couple électromagnétique avec une augmentation de la résistance statorique (+200% R_s).

Les Figures (III.23) à (III.26) présentent les résultats de la simulation de la commande Backstipping du MSAP avec une diminution de l'inductance statorique (-50% L_s).

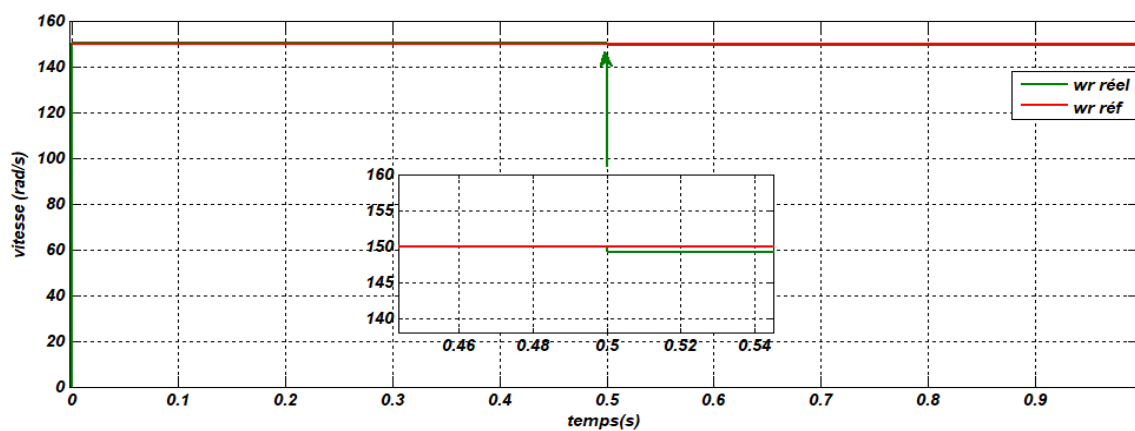


Figure (III.23) : La vitesse de rotation avec une diminution de l'inductance statorique (-50% L_s).

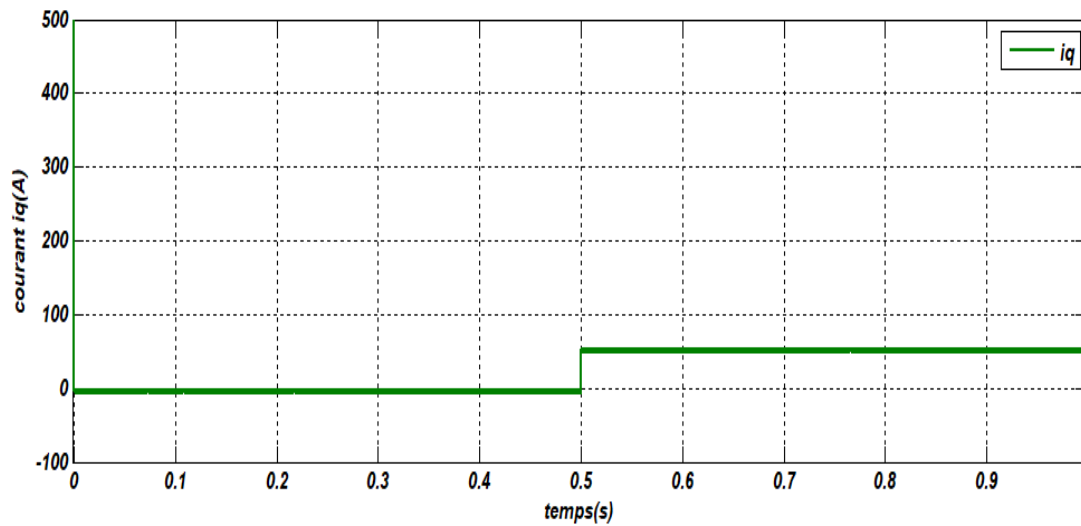


Figure (III.24) : Le courant i_q avec une diminution de l'inductance statorique ($-50\%L_S$).

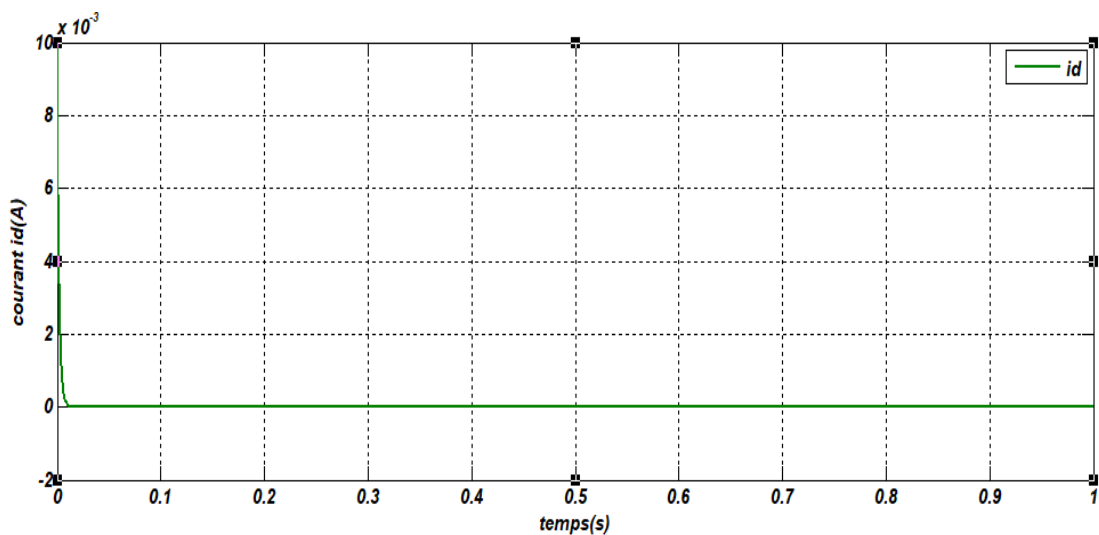


Figure (III.25) : Le courant i_d avec une diminution de l'inductance statorique ($-50\%L_S$).

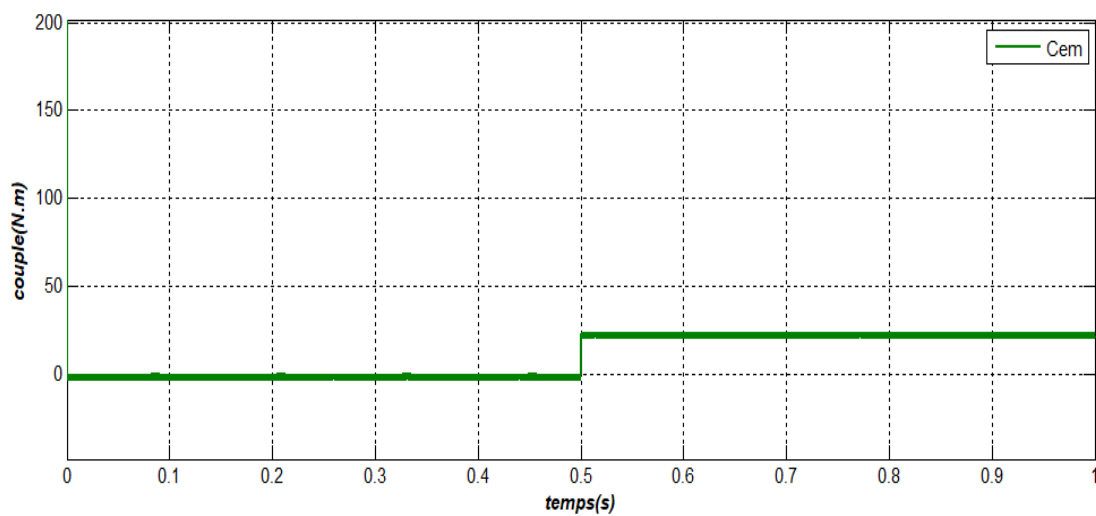


Figure (III.26) : Le couple électromagnétique avec une diminution de l'inductance statorique ($-50\%L_S$).

Les résultats de la simulation montrent que la commande Backstepping appliquée est insensible aux variations paramétriques. Alors, cette commande présente une bonne robustesse vis-à-vis les variations paramétriques.

III.6.2 Comparaison entre la commande par mode glissant et la commande Backstepping du MSAP

D'après les résultats des simulations précédentes, il est clair que les deux techniques de commande assurent la rapidité et la stabilité de système. En plus, elles sont robustes vis-à-vis les variations paramétriques.

Mais pour la précision la commande par mode glissant est plus précise par rapport à la commande Backstepping. Pour éprouver ça, on va utiliser la fonction *MSE (erreur moyenne quadratique)* ce qui signifie l'erreur quadratique moyenne. Avec :

$$MSE(e) = \sum_{i=1}^N \frac{[e(i)]^2}{N} \quad (\text{III-34})$$

N : la longueur de vecteur d'erreur (e)

	A vide	En charge Cr =20N.m	Diminution de Ls ↓ 50 %	Augmentation de Rs ↑ 200%
Mode Glissant	8.7854	8.7913	9.9106	8.79.13
Backstepping	11.1620	11.4313	11.4313	11.4313

Tableau (III.1) : MSE de la commande par mode glissant et de la commande Backstepping

Le tableau (III-1) présente les valeurs du MSE des différents cas des simulations précédentes pour les deux techniques de commande appliquées. Ce qui montre que la commande par mode glissant est plus précise que celle de Backstepping.

III.6 CONCLUSION :

Dans ce chapitre, on a présenté la technique de commande par mode glissant appliquée au MSAP. Les résultats de la simulation montrent clairement que la commande par mode glissant est performante, efficace et insensible aux variations paramétriques.

Par la suite, une étude comparative entre la commande par mode glissant et la commande Backstepping est faite. Ce qui on a permis de montrer la précision de la commande par mode glissant par rapport celle de Backstepping.

Conclusion générale

Conclusion générale

Dans ce mémoire, On a présenté une étude de commande robuste basée sur le mode glissant pour un moteur synchrone à aimants permanents alimentée en tension. Cette étude est considérée comme une alternative à la commande par orientation du flux rotorique, qui présente un inconvénient majeur d'être relativement sensible aux paramètres du moteur. D'autre part, la commande par la technique de mode glissant est intéressante parce qu'elle assure au système La stabilité, La précision, La rapidité

Suite à l'étude de la simulation numérique, on a obtenu plusieurs résultats qui expriment le bon comportement de la machine en termes de poursuite de la vitesse et du couple électromagnétique.

Aussi, on a fait une étude comparative des résultats obtenus avec la commande par mode glissant et ceux obtenus avec la commande de Backstepping en tenant compte du fonctionnement dynamique de la machine. Les réponses obtenues avec la commande par mode glissant sont plus précises que celle du Backstepping.

Finalement, on recommande la poursuite de notre travail de mémoire par une application d'une commande par mode glissant d'ordre supérieur ou bien avec une commande intelligente par exemple (logique floue).

Annexe

PARAMETRES DE LA MSAP

Le moteur synchrone à aimants permanents utilisée dans notre travail ayant les paramètres suivants :

Résistance d'une phase statorique (R_s) = 0.76 Ω

Inductance cyclique sur l'axe direct ($L_d=L_q=L_s$) = 1.8m.H

Nombre de pair de pôles (p) =2

Amplitude des flux des aimants permanents (φ_f) = 0.14 Wb

Moment d'inertie (J) = 1.1×10^{-3} Kg m²

Coefficient de frottement visqueux (B) = 5×10^{-5} N. m. s/rd

Tension (U) = 220 V

Fréquence de réseau (f) = 50 Hz

Couple nominale (C_n) = 8.8 N.m

Puissance nominale (P_n) = 1.38 KW

Courant nominale (I_n) = 6.27 A

Les gains de mode glissant :

$$\begin{cases} K1 = 300 \\ K2 = 200 \\ \lambda_1 = 300 \end{cases} \text{ par tatonnement}$$

Les gains de Backstepping on a:

$$\begin{cases} k1 = 35000 \\ k2 = 90000 \\ k3 = 500 \end{cases} \text{ par tatonnement}$$

Bibliographie

- [1] : **E. Ben Youssef, S. Ouanes**, « Estimation Paramétrique de la Machine Asynchrone à induction », mémoire d'ingénieur de l'université de M'sila, Département d'Electrotechnique, 2009.
- [2] : **B. I. Bakhti**, " Conception d'un observateur par mode glissant d'une machine à induction ", Mémoire d'ingénieur de l'université de M'sila, Département d'Electrotechnique, 2007.
- [3] : **L. Baghli**, " Modélisation et commande de la machine asynchrone ", mémoire master IUFM de Lorraine UHP 2005.
- [4] : **Ph. Ladoux** ; " Variation de Vitesse des Machines à Courant Alternatif ", Cours sur Site (www.google.fr), Variateur de Vitesse d'une Machine Asynchrone).
- [5] : **G. Buche**, " Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone en Environnement de Temps Réel Matlab/Simulink ", Thèse Doctorat, Automatismes Industriels. 2005
- [6] : **D. Benanter, Y. Diaf**, " Modélisation et commande d'un onduleur triphasé pilote par structure multi niveaux " mémoire de Master, université de Ouargla, 2012.
- [7] : **E. Smigiel, G. Sturtzer**, " Modélisation et Commande Des Moteurs Triphasés ", " Commande vectorielle des moteurs synchrones, commande numérique par contrôleurs DSP" ", mémoire master Edition Ellipses, 2000.
- [8] : **N. BOUNASLA** « Commande par Mode de Glissement d'Ordre Supérieur de la Machine Synchrones à Aimants Permanents », mémoire de magister en électrotechnique Université Ferhat ABBAS Sétif 2014.
- [9] : **A. KOBBI, M. DEKKICHE** « Etude comparative entre la commande vectorielle et la commande non linéaire », Mémoire MASTER ACADEMIQUE ; UNIVERSITE KASDI MERBAH OUARGLA ; 2016/2017
- [10] : **AM. Karoui, B. Ammar**, « Détection de défaut statorique par suivi paramétrique d'un moteur synchrone à aimants permanents », Mémoire de Master, Université de Ouargla, 2014.
- [11] : **A. Benbrahim**, « Commande prédictive généralisée d'une machine synchrone à aimants permanents », Mémoire de Magister, Université de Batna, 2009.

Référence bibliographique

- [12] : **N. Choug**, « Etude de la robustesse des contrôleurs flous d'une machine synchrone à aimants permanents », Mémoire de Magister, Université de Batna, 2011
- [13] : **S. ZEGHOUDI**, « Commande par passivité de la machine synchrone a aiment permanent », mémoire master Université Abou Bakr Belkadi – Tlemcen 2014 - **2015**
- [14] : **F. Benchabane**, “ Commande en position et en vitesse par mode de glissement d'un moteur synchrone triphasé à aimants permanents avec minimisation du chattring ”, Mémoire de Magister, Université de Biskra, 2005.
- [15] : **S . Rezgui**, « Commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents MSAP », Mémoire de Master Université Mohamed Khider Biskra 2013 / 2014
- [16] : **O. HAMATA, N. LOUCHEN**, « contribution à la commande vectorielle de la machine synchrone » Mémoire d'ingénieur université de batna 3
- [17] : **S. ISSAOUNI**, « Commande d'axe sans capteur à base d'un moteur synchrone à aimants permanents », Mémoire de Magister en Automatique Laboratoire de commande des processus, ENP 2010/2011
- [18] : **A. KADDOURI**, « Etude d'une commande non-linéaire adaptative d'une machine synchrone à aimants permanents », thèse du grade de Philosophia Docteur (Ph.D.). Département de génie électrique et de génie informatique, faculté des sciences et de génie, université Laval (QUEBEC), Novembre 2000.
- [19] : **T. TOUDJA**, « Commande non linéaire robuste d'un moteur synchrone à aimant permanent », Mémoire magister en électrotechnique, Ecole Nationale Polytechnique-Alger, 2008.
- [20] : **A. TLEMÇANI**, « Contribution à l'application des commandes adaptatives par les systèmes flous à une machine synchrone à aimants permanents alimentée par un convertisseur multicellulaire série », Thèse de doctorat de l'Ecole National Polytechnique d'Alger, 2007.
- [21] : **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 Abbés, 2007.
- [22] : **A. NAIT SGHIR**, « contribution à la commande adaptative neuronale d'une machine synchrone à aiment permanent », Mémoire de magister département génie électrique, école national polytechnique, 16/12/52007

Référence bibliographique

- [23] : **B. TOUATI, M. Moussaoui**, « Commande d'un pendule inversé par mode glissant », diplôme de Master en Automatique Université Abderrahmane Mira – Bejaia 2017
- [24] : **N. BOUNASLA**, « Commande par Mode de Glissement d'Ordre Supérieur de la Machine Synchrone à Aimants Permanents » mémoire Magister en Electrotechnique Université Ferhat ABBAS Sétif 2014
- [25] : **M. Ben Yamina, F. Hamian**, « Contrôle latérale d'un véhicule Avec la technique hybride mode Glissant/ backstepping », mémoire master automatisation Université Dr Tahar Moulay de Saida 2015/2016
- [26] : **T. Ahmed-Ali**, « Quelques notions sur la commande non linéaire par modes glissants et la commande non linéaire de type Backstipping », Mémoire magistère Ecole nationale supérieure des ingénieurs de Caen. Juin 2011.
- [27] : **AID Housseem et AINA Wafaa** « Synthèse de lois de commande non-linéaires pour un entraînement électrique à vitesse variable basé sur un moteur synchrone à aimants permanents », Mémoire Master Automatique Université Abou Bakr Belkadi Tlemcen 2012/2013
- [28] : **H. Djoudi**, « Elaboration d'un contrôleur de traction par mode glissant », Mémoire de fin d'étude d'ingénieur, Batna, 2004.
- [29] : **H. Tamrbed, T. Azarobr** « Réglage par mode glissant d'une machine asynchrone », Mémoire d'ingénieur, Annaba, 2000.
- [30] : **W. Belmenaouar**, « Commande dynamique en mode glissant de la machine synchrone à aimants permanents alimentée en tension », Mémoire de Master Université M'Hamed Bougera-Boumerdes 2017
- [31]: **N. Goléa, A. Goléa, M. Kadjouj** « Backstepping Adaptive Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Drive », Memoire Master, University Oum E l-Bouaghi, Algeria, 2004.

Résumé

Résumé

Les moteurs synchrones à aimants permanents sont de plus en plus utilisés dans les servomécanismes grâce à leurs performances supérieures aux autres moteurs à courants alternatifs. Ce mémoire porte sur la commande du moteur synchrone à aimants permanents. Les résultats de l'étude, exprimés en régime de démarrage et en régime de charge, sont largement présentés et discutés. Lorsque le système à commander est soumis à des forts non linéarités et à des variables temporelles, il faut concevoir des algorithmes de commandes assurant la stabilité et la robustesse du comportement du processus. Le réglage par mode glissant fait partie de ces méthodes de commande robuste. Le dernier chapitre est consacré à la description mathématique de la commande par modes glissants qui sera appliquée à la machine synchrone à aimants permanents pour la régulation des courants statoriques. Ainsi, tant que les conditions de glissement sont assurées, la dynamique du système reste insensible aux variations des paramètres du processus, aux erreurs de modélisation.

Mots-clés : Moteur synchrone à aimants permanents (MSAP), Commande par mode glissants (MG).

Abstract

Synchronous Motors with permanent magnets are increasingly used in servomechanisms because of their superior performance compared to other AC motors. This thesis concerns the control of the synchronous motor with permanent magnets. The results of the study, expressed as start-up and load regime, are widely presented and discussed. When the system to be controlled is subjected to strong nonlinearities and temporal variables, Control algorithms must be designed to ensure the stability and robustness of the process behavior. Sliding mode adjustment is one of those robust control methods. The last chapter is dedicated to the mathematical description of the sliding mode control that will be applied to the permanent magnet synchronous machine for the regulation of stator currents. Thus, as long as the sliding conditions are ensured, the dynamics of the system remains insensitive to variations in the parameters of the process, to modeling errors.

Keywords : Synchronous motor with permanent magnets (MSAP), Sliding mode control (MG).

ملخص:

المحركات المتزامنة مع المغناطيس الدائم تستخدم أكثر فأكثر في الماكينات بسبب أدائها المتفوق على المحركات الأخرى ذات التيار المتناوب، تتعلق هذه الذاكرة بالتحكم في المحرك المتزامن بمغناطيس دائم. وتعرض على نطاق واسع نتائج الدراسة، التي تم التعبير عنها كنظام بدء وحمل، عندما يخضع النظام المطلوب إلى قوى غير الخطية والمتغيرات الزمنية يجب تصميم خوارزميات التحكم لضمان استقرار ومثانة سلوك العملية تعديل وضع الانزلاق هو واحد من طرق التحكم القوية هذه. تم تخصيص الفصل الأخير للوصف الرياضي للتحكم في الوضع المنزلق الذي سيتم تطبيقه على آلة متزامنة مغناطيسية دائمة لتنظيم تيارات الموالي. وبالتالي، ما دامت الظروف المنزلاقة مضمونة، تظل ديناميات النظام غير حساسة للتغيرات في معايير العملية، إلى أخطاء النمذجة.

كلمات مفتاحية: محرك متزامن مع مغناطيس دائم (MSAP)، التحكم في الوضع المنزلق (MG)....