

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'enseignement Supérieur
et de la Recherche scientifique



Université Echahid Hamma Lakhdar d'El-Oued
Faculté de Technologie

Mémoire de Fin d'Étude
En vue de l'obtention du diplôme de
MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et Technologie
Filière : Electrotechnique
Spécialité : Commande Electrique

Thème

**Commande par mode glissant d'ordre
deux d'une machine synchrone à aimants
permanents**

Réalisé par :

Triki Djihad

Mr. Lamouchi zakarai

Mr. Baba arbi Idriss

Mr. Tir Zouhir

Encadré par :

Mr. Baba arbi Idriss

Président

Rapporteur

Examineur

Année Universitaire 2016/2017



بِسْمِ اللّٰهِ الرَّحْمٰنِ الرَّحِیْمِ

{يَرْفَعِ اللّٰهُ الَّذِيْنَ اٰمَنُوْا مِنْكُمْ وَ الَّذِيْنَ اٰتَوْا الْعِلْمَ دَرَجٰتٍ}

[المجادلة : 11]



Remerciements


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

Je exprime ma profonde gratitude à ma parents pour leur encouragement, leur soutien et pour le sacrifice qu'ils ont endurés.

Je tiens à exprimer toute ma gratitude et mes sincères remerciements à Monsieur. Baba Arbi Idris, pour avoir dirigé ce travail, pour ses grandes compétences scientifiques ainsi que pour ses conseils, ses remarques toujours constructives.

Mes sincères remerciements aux messieurs les membres du jury pour l'honneur qu'ils me font en participant au jugement de ce travail.

Je tiens à remercier chaleureusement tous mes collègues et mes collègues pour leur soutien moral me.





Au nom de dieu clément et miséricordieux

Dédicace

*Avant tout, je tien à remercies le bon dieu, et l'unique qui m'offre le courage
et la volonté nécessaire pour affronter les différentes de la vie,*

Je dédie ce modeste travail

A ma mère.

A mon père.

A mes frères et mes sœurs.

A ma touts famille.

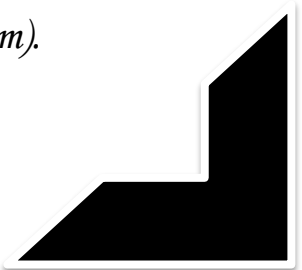
A mes frères de la Ligue Nationale des Etudiants Algériennes.

A mes amis et mes collègues du promotion 2017

« Electrotchenique ».

*Et à mon cher ami " **Boualem sassi** "pour un soutien moral pour
moi.*

A mes féaux amis (chaque un à son nom).



Nomenclature.....	XI
Introduction générale	XII
CHAPITRE I : La machine synchrone à aimants permanents	
Généralités et Modélisation.	
I.1 Introduction:.....	2
I.2 Présentation de la machine synchrone à aimants permanents.....	3
I.2.1 Structure	4
I.2.3 Types des rotors d'une MSAPs.....	5
I.3 Couple des machines synchrones à aimants permanents	5
I.4 Avantages des MSAPs	6
I.5 Inconvénients des MSAPs.....	6
I.5 Avantages des MSAP par rapport aux autres types de machines	6
I.5-1 Moteurs synchrones à aimants - Moteurs à courant continu	7
I.5-2 Moteurs synchrones à aimants – Moteurs synchrone classique.....	7
I.5-3 Moteurs synchrones à aimants - Moteurs asynchrones.....	7
I.6 Domaines d’application des moteurs synchrones	8
I.7 Différents modes d’alimentation des MSAP.....	8
I.7 .1 Alimentation par un Commutateur de Courant	8
I.7 .2 Alimentation par un Onduleur de Tension	9
I.8- Modélisation de la machine synchrone a aimants permanents	9
I. 8.1 Structure générale d’une MSAP	10
I.8.2 Hypothèses simplificatrices	10
I.8.3 Mise en équations de la machine	11
I.8.4 Modèle de la machine synchrone à aimants permanents dans le repère de Park.....	12
I.8.4.1. Equation des flux au système biphasé (d, q)	14
I.8.4 .2. Équation des tensions dans le système biphasé (d, q)	15
I.8.4.3 Expression du couple électromagnétique	15
I.10. Conclusion.....	16

CHAPITRE II: Commande vectorielle de la MSAP

II.1 Introduction	18
II.2-Principe.....	18
II-3 Technique de découplage	19
II-4 Structure globale la commande	19
II-5 Diagramme vectoriel	20
II-6 Calcul des régulateurs	21
II-6.1. Régulateur du courant	21
II.6.2 Régulateur de la vitesse.....	22
II.7.Simulation de la commande vectorielle	23
II.8 .Les résultats de simulation	26
II.9 Conclusion	26

CHAPITRE III: Technique de commande par mode glissant

III.1- Introduction	28
III.2 Objectif de la commande par mode glissant	29
III.3 - Principe du réglage par mode glissant	29
III.4-Systeme a structure variable.....	30
III.4.1 Configuration avec changement de la structure par commutation d'une contre -réaction d'état variable	31
III -4.2 Configuration avec changement de la structure par commutation au niveau de l'organe de commande	32
III.5 Conditions d'existence du mode glissant.....	33
II.6 Théories des modes glissants	34
III. 6.1. Les modes de la trajectoire dans le plan de phase.....	36
III.6.2.Régime glissant idéal.....	36
III.6.3.Régime glissant réel	37
III.7. La conception de l'algorithme de commande par mode de glissement	37
III.7.1.Choix de la surface de glissement.....	38
III.7.2. Conditions de convergence	39
III.7.2.1 Fonction directe de commutation	39
III.7.2.2 .Fonction de LYAPUNOV.....	40
III.7.3. Calcul de la commande.....	40
a. Définition des grandeurs de commande.....	41
b. Expression analytique de la commande.....	42
III.8. Elimination du phénomène de chattering.....	44
III.9.Avantage et inconvénients de la commande par mode glissant.....	45

III.10.Application de la commande par mode de glissement d'ordre 1 à la MSAP.....	46
III.10.1. Stratégie de réglage à trois surfaces.....	47
III.10.1.1.Surface de régulation de la vitesse.....	47
III.10.1.2.Surface de régulation du courant iq.....	48
III.10.1.3.Surface de régulation du courant id.....	48
III.10.2. Simulation et interprétation des résultats.....	49
III.10.2.1.Essai à vide et en charge.....	49
III.10.2.2.Essai de l'inversion de sens de rotation.....	49
III.10.2.3.Essai de variation de la résistance statorique et du couple de charge.....	50
III.10.3.Interprétation des résultats.....	53
III.4.Solution par des modes glissants d'ordre supérieur.....	54
III.5.Conclusion.....	54
CHAPITRE IV : Commande par mode glissant d'ordre deux de la MSAP	
IV.1 Introduction.....	56
IV.2.Principe	56
IV .3.1.mode glissant idéal	58
IV.3.2 .mode glissant réel.....	58
IV.4.Commande par mode glissant d'ordre deux.....	58
IV.5.Exemples de commandes par modes glissants d'ordre 2	60
IV.5.1.Algorithme de Twisting	60
IV.5.2.Algorithme de Super Twisting	63
IV.6. Commande par modes glissants d'ordre deux d'un système non linéaire(Algorithme de Super Twisting).....	64
IV.7. Application de la commande par MGDO 2 à la MSAP	66
IV.7.1.Résultats de simulation	67
IV.7.1.1.Essai à vide et en charge	67
IV.7.1.2.Essai de l'inversion de sens de rotation	67
IV.7.1.3.Essai de variation de la résistance statorique et du couple de charge	68
IV.7.2Etude comparative entre R.MGO 1 et R.MGO 2.....	71
IV 8 Conclusion	72
Conclusion générale.....	74
ANNEXE.....	75
Annexe A.....	75
Bibliographique.....	76

CHAPITRE I

<i>Figure(I.1):Moteur industriel à aimants permanents de quelques kW.....</i>	<i>04</i>
<i>Figure(I.2) : Les trois types de rotor du moteur synchrone.....</i>	<i>05</i>
Figure(I.3):Schéma d'un onduleur de tension triphasé alimentant le stator de La machine.....	09
Figure (I.4) Schéma de la MSAP.....	10
Figure (I.5): Passage de système triphasé ou système biphasé.....	13
Figure (I.6) : Représentation de la MSAP dans le système (d, q).....	18
Figure (I.7) Schéma bloc du modèle de la MSAP dans le repère d, q.....	19

CHAPITRE II

Figure (II.1): schém global de la commande vectorielle de la MSAP	20
Figure(II.2): Diagramme vectoriel de la MSAP.....	21
Figure(.II.3):. Schéma réduite de régulation de courant.....	22
Figure(II.4): Structure de commande par le régulateur (IP)	22
Figure. II.5.: Schéma global de la commande vectorielle de la MSAP.....	24
Fig.II.6.:Résultats de simulation de la commande vectorielle du MSAP pour un démarrage à vide.....	24
Fig.II.7...:Résultats de simulation de la commande vectorielle du MSAP pour en charge...	25

CHAPITRE III

Figure(.III.1.): Système de réglage à structure variable avec changement de la Structure par commutation d'une contre réaction d'état variable	31
Figure(.III.2.): Configuration avec changement de structure par commutation de l'organe de commande.....	32
Figure(.III.3.) : Démonstration du mode de glissement.....	34
Figure(.III.4) : Trajectoires de f^+ et de f^- pour le mode de glissement.....	35
Figure(.III. 5.): Les modes de trajectoire dans le plan de phase.....	36
Figure(.III.6.):glissement idéal.....	37
Figure(III.7.):glissement réel.....	37
Figure(.III.8.): Linéarisation exacte de l'écart	39
.Figure(III.9.): Trajectoire de l'état vis-à-vis la surface de glissement.....	40
Figure(III.10) : Commande appliquée aux systèmes à structure variable.....	41
Figure(III.11):La valeur continue u_{eq} prise par la commande lors de la commutation entre u_{Max} et u_{Min}	42
Figure(III.12.): Représentation de la fonction « SIGN ».....	43
Figure(III.13) Fonction « SAT ».....	45
Figure(III.14): Fonction « SMOOTH ».....	45
Figure(.III.15) : Illustration du phénomène de broutement.....	46
Figure(.III.16):. Bloc Simulink de la commande par mode glissant de la MSAP.....	50
Figure(III.17): Résultats de simulation de R.MGO1 de la MSAP lors d'un démarrage à vide.....	51
Figure(III.15): Résultats de simulation de R.MGO1 de la MSAP lors d'un démarrage à vide suivie d'une application de charge de 5 N.m à $t = 0.5$ s.....	52

Figure(III.16): Résultats de simulation de R.MGO1 de la MSAP pour une inversion du sens de rotation à $t = 1s$52

Figure(III.17): Résultats de simulation de R.MGO1 de la MSAP pour variation la résistance statorique et le couple de charge.....53

CHAPITRE IV

Figure(. IV.1.): Ensemble de glissement d'ordre deux.....59

Figure(IV.2.): Convergence en temps fini de l'algorithme Twisting.....60

Figure(. IV.3.): Schéma bloc de réglage par mode glissement d'ordre2 (Reg. MGO2).....67

Figure(IV.4): Résultats de simulation de R.MGO2 de la MSAP lors d'un démarrage à vide.....68

Figure(. IV.5.): Résultats de simulation de R.MGO2 de la MSAP lors d'un démarrage à vide suivie d'une application de charge de 5 N.m à $t = 0.5 s$79

Figure(. IV.6.): Résultats de simulation de R.MGO2 de la MSAP pour une inversion du sens de rotation à $t = 0.5s$70

Figure(IV.7.): Résultats de simulation de R.MGO2 de la MSAP pour variation la résistance statorique et le couple de charge.....70

Figure(IV.8.): Comparative entre R.MGO1 et R.MGO2.....71

Notations et Abréviations

MSAP	Machine Synchrone à Aimants Permanents.
CSV	Commande à Structure Variable.
PI	Régulateurs classiques (Proportionnelle, Intégrale).
R.MGO1	Régulateur par Mode Glissement d'Ordre 1.
R.MGO2	Régulateur par Mode Glissement d'Ordre 2.
MGOS/ HOSM	Modes Glissants d'Ordres Supérieurs / High Order Sliding Mode.
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion.
A,b, c	Axes liés aux enroulements triphasés.
d,q	Composantes de Park (lié au rotor) directe et quadrature.
α, β	Référentielle fixe lié au stator.
p	Nombre de paires de pôles.
θ	Position angulaire du rotor par rapport au stator.
ω_r	Vitesse électrique du rotor.
ω_{ref}	Vitesse électrique référence.
$[p(\theta)]$	Matrice de transformation de Park.
$[p(\theta)]^{-1}$	Matrice de transformation inverse de Park.
V_a, V_b, V_c	Tension statorique de la phase, ab et c.
V_s	Tension statorique.
V_d, V_q	Tensions statoriques sur l'axe direct et en quadrature.
i_a, i_b, i_c	Courant statorique de la phase, ab et c.
i_s	Courant statorique.
i_d, i_q	Courants statoriques d'axe direct et en quadrature.
L_d, L_q	Inductances d'axe directe et en quadrature.
C_{em}	Couple électromagnétique.
C_r	Couple résistant.
J	Moment d'inertie de la machine.
f_c	Coefficient de frottement.
X_{ref}	Valeur de référence.
S	la surface de glissement
$S(x)$	Variable de glissement.
n	Degré relatif du système.
u	Commande du système.

U_{eq}	Commande équivalente du système.
u_d	Commande discontinue du système.
x	Trajectoire.
x_d	Trajectoire désirée.
CSV	commande à structure variable
MG	Mode de glissement
MC	Mode de convergence
CMGO2	Commande par mode glissant d'ordre deux.



Introduction générale

La machine synchrone à aimants permanents (MSAP) est un actionneur électrique très robuste et présente de faibles moments d'inertie ce qui lui confère une dynamique caractérisée par de très faibles constantes de temps et permet de concevoir des commandes de vitesse, de couple ou de position avec une précision et des performances dynamiques très intéressantes. [A]

Dans la commande des systèmes non linéaires ou ayant des paramètres non constants, les lois de commande classique peuvent être insuffisantes car elles sont non robustes surtout lorsque les exigences sur la précision et autres caractéristiques dynamiques des systèmes sont strictes. On doit faire appel à des lois de commande insensibles aux variations des paramètres, aux perturbations et aux non linéarités.

Dans cet objectif, plusieurs outils sont proposés dans la littérature, dont on cite la commande à structure variable (CSV).

La commande par mode de glissant fait partie de la famille des contrôleurs à structure variable, c.à.d. des commandes commutant entre plusieurs lois de commande différentes. L'importance des contrôleurs par mode glissant réside dans : la grande précision, la réponse dynamique rapide, la stabilité, la simplicité de la conception et l'implantation, et la robustesse vis-à-vis la variation des paramètres internes ou externes.

Le principe de la commande par modes glissants est de contraindre les trajectoires du système à atteindre une surface donnée, surface de glissant, pour ensuite y rester [B].

La commande vectorielle permet d'avoir une dynamique proche de celle de la machine à courant continu, autrement dit, une dynamique asymptotiquement linéaire et découplée.

Cependant, cette structure de commande nécessite que les paramètres de la machine soient précis.

Ceci exige une bonne identification des paramètres. En conséquence, le recours à des algorithmes de commande robuste, pour maintenir un niveau de découplage et de performance acceptable, est nécessaire.[C].

La commande à structure variable (CSV) qui, par sa nature est une commande non linéaire, possède cette robustesse. Le réglage par mode de glissant est fondamentalement une méthode qui force la réponse à glisser le long d'une trajectoire prédéfinie. Cependant, cette technique de commande a un inconvénient de commutation aux hautes fréquences (chattering).[D]

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 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 .

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

Les résultats de notre étude seront présentés par quatre chapitres :

- Dans le premier chapitre, après la description de la machine synchrone à aimants permanents, nous présenterons son modèle mathématique basé sur des hypothèses simplificatrices dans les différents repères. On présentera aussi l'alimentation de la machine par un onduleur de tension commandée par la technique MLI.

- Le second chapitre présente la commande vectorielle de la MSAP pour l'asservissement de vitesse. La vitesse est réglée par un régulateur (PI) et la position par un régulateur à action proportionnelle (P).

- Le troisième chapitre sera consacré à l'application de la commande par mode glissant classique d'ordre un à la MSAP, on a utilisé la stratégie à trois surfaces, l'une pour la vitesse et l'autre pour les courants.

- L'objectif de dernier chapitre est la commande de la MSAP via les modes glissants d'ordres supérieurs, notamment le mode glissant d'ordre deux. Nous donnons quelques définitions formelles des 'MGOS', ainsi que la relation entre le degré relatif et les régimes glissants d'ordres supérieurs. On s'intéresse ici aux modes glissants d'ordres deux, qui constitue but principal de ce travail.



Chapitre I

CHAPITRE I

La machine synchrone à aimants permanents Généralités et Modélisation

La machines synchrones à aimants permanents

Généralité et Modélisation

I.1.Introduction

Les machines synchrones à aimants permanents (MSAP) sont des machines à courant alternatif autopilotées, la caractéristique essentielle de ces machines est que leurs vitesse de rotation est l'image exacte de la fréquence d'alimentation.

Les MSAP sont constituées généralement de :

- Un stator ; bobinages triphasés créant un champ tournant ;
- Un rotor ; l'excitation est obtenue par des aimants permanents montés à la surface du rotor.

La MSAP présente les avantages importantes suivantes:

- Fortes caractéristiques dynamiques (accélération, couple de démarrage) ;
- Une vitesse de rotation élevée ;
- Une bonne durée de vie ;
- Intégration facile dans les applications d'entraînement et d'asservissement ; vue l'encombrement réduit de la machine.
- Absence du collecteur et de balais, ce qui simplifie totalement sa maintenance, et augmente donc sa fiabilité. De plus, le fait que seul son stator soit bobiné, localise les échauffements par effet joules dans sa partie fixe.

L'aimant permanent conserve son état d'aimantation même en présence d'un environnement défavorable, dans lequel se manifestant de nombreux champs antagonistes qu'on qualifie de démagnétisant.

Les aimants permanents peuvent être utilisés comme transducteurs d'une forme d'énergie en une autre forme d'énergie, sans perdre leur propre énergie.

Avec l'application des aimants modernes, les applications sont développées dans la mesure où l'inducteur à aimant pouvait concurrencer l'inducteur bobiné.

Les aimants permanents procurent un certain nombre d'amélioration et d'avantages (inertie faible, couple élevée...) aux machines synchrones à aimants par rapport aux autres types de machines (à courants continu, synchrone à excitation électrique).et La modélisation de la machine synchrone est préméditée aussi bien pour le concepteur que pour l'automaticien. Elle permet l'observation et l'analyse des différentes évolutions de ses grandeurs électriques d'une part et d'autre part l'élaboration des lois de commande.

Un modèle basé sur les équations de cette machine est généralement suffisant pour faire la synthèse de la commande.

Dans ce chapitre, nous allons présenter la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents, ainsi que l'ensemble machine-convertisseur.

I.2 Présentation de la machine synchrone à aimants permanents [1] :

Historiquement, les premiers aimants permanents ont été utilisés au début du 19ème siècle. De performances très modestes à leurs débuts, les progrès réalisés depuis plus d'un siècle ont contribué au développement des machines à aimants.

L'évolution des aimants permanents modernes, qu'ils soient à base d'alliage métalliques ou à Terres rares (par exemple du type manico, samarium cobalt, néodyme fer bore,...) leur a permis d'être utilisés comme inducteurs dans les machines synchrones offrant ainsi beaucoup d'avantages à savoir:

- L'induction de saturation élevée, faible désaimantation, densité de puissance massique élevée, énergie maximale stockée plus grande par rapport aux autres types de machines.
- Dans la machine à aimants permanents MSAP, l'inducteur est remplacé par des aimants, le champ d'excitation peut être également créé par des aimants permanents, ceci présente l'avantage d'éliminer les balais et les pertes rotoriques.
- La machine synchrone à aimants permanents est utilisée largement dans plusieurs applications comme les machines-outils, la robotique, les générateurs aérospatiaux, la traction électrique, ...etc.
- Le domaine d'emploi de la MSAP à l'heure actuelle est de quelques dizaines de Kilowatt à cause des caractéristiques magnétiques des aimants qui peuvent se perdre en dépassant les limites de fonctionnement.

- L'ensemble de ces propriétés leur donne un avantage incontestable dans la motorisation d'actionneurs de forte puissance massique et de hautes performances, notamment dans les systèmes embarqués.



Fig. I.1: Moteur industriel à aimants permanents de quelques kW

I.2.1 Structure

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

Le stator d'une machine synchrone triphasé est constitué de trois enroulements identiques décalés de 120° dans l'espace, logés dans les encoches du circuit magnétique fixe. Ce dernier est feuilleté afin de réduire les courants de Foucault et de limiter les pertes dans le fer.

Il est généralement construit en tôle à base d'alliage fer silicium qui permet l'obtention d'une induction élevée [2].

Au rotor, les enroulements parcourus par un courant continu (dans le cas de la machine à rotor bobiné) sont remplacés par des aimants permanents alternant pôles nord et pôles sud. le flux inducteur balaye les enroulements statorique et y induit des forces électromotrices (f.é.m.) alternatives. L'interaction des champs statorique et rotorique donne naissance à un couple sur l'arbre du moteur et entraîne le moteur à vitesse de rotation synchrone.

I.2.3 Types des rotors d'une MSAP :

Les moteurs synchrones sont classés en trois types d'après l'arrangement des aimants dans le rotor (Figure. I.2) :

-Le moteur synchrone à aimants collés (SPMSM, Surface Permanent Magnet Synchronous Motor).

-Le moteur synchrone à aimants enterrés (IPMSM, Interior Permanent Magnet Synchronous Motor).

-Le moteur synchrone à concentration du flux (SynRM Synchronous Reluctance Motor).

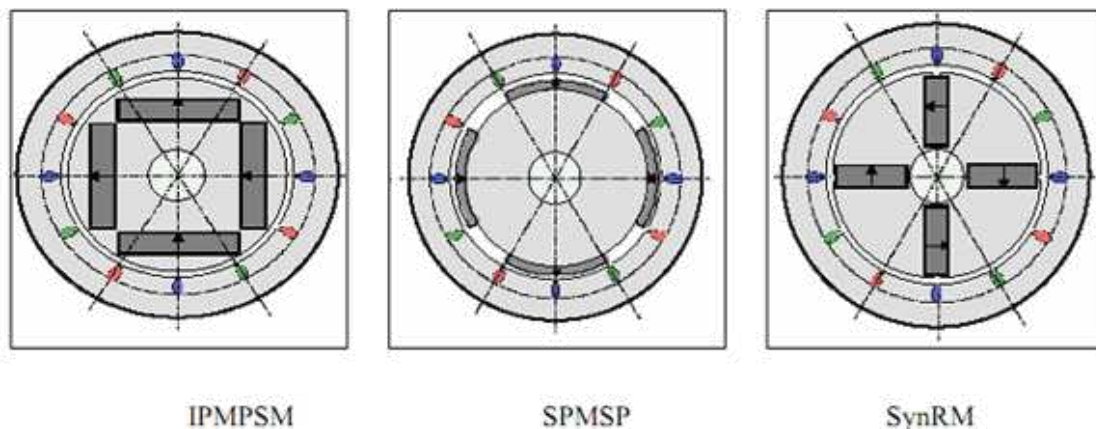


Fig. I.2 : Les trois types de rotor du moteur synchrone

I.2 Couple des machines synchrones à aimants permanents:

On distingue trois types de couple:

-Couple de détente:

Quand les aimants tournent avec le rotor et passent devant les dents du stator, ils rencontrent une réductance variable qui entraîne un couple de valeur moyenne nulle que l'on appelle couple de détente; pour tenter de l'annuler, les encoches peuvent être inclinées d'un pas d'encoche, mais cela rend plus difficile l'opération de bobinage, il est préférable d'incliner les aimants plutôt que les encoches.

-Couple réductance:

Appelé aussi couple de saillance, il est dû aux variations des inductances des enroulements statorique en fonction de la position du rotor. Il faut noter que dans le cas des aimants montés en surface, le flux d'induit rencontre la même réductance quelle que soit la position du rotor , il n'y a pas donc pour ces moteurs de couple de réductance à prendre en compte.

- Couple mutuelle:

Il est dû à l'interaction des deux champs statorique et rotorique.

I.3 Avantages des MSAP [3] [4] :

Lors de la construction des machines synchrones à aimants permanents (MSAP), à la place des bobinages d'excitation offrent beaucoup d'avantages:

- Moins des pertes de cuivre, les pertes viennent surtout du stator d'où le rendement du moteur est améliorées,
- Une faible inertie et un couple massique élevé,
- Une meilleure performance dynamique,
- Construction et maintenance plus simple,

Augmentation de la constante thermique et de la fiabilité, à cause de l'absence de contact bague balais dans ces machines.

Le choix des aimants permanents dépend des facteurs suivants:

- Performance du moteur,
- Poids du moteur,
- Dimension du moteur,
- Rendement du moteur,

I.4 Inconvénients des MSAP :

Commutateur mécanique remplacé par un 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,
- Risque de désaimantation, ce qui limite l'utilisation par les des contraintes comme la température max, courant max....etc,

I.5. Avantages des MSAP par rapport aux autres types de machines :

Un avantage évident de l'utilisation des aimants au niveau de la production du flux est la suppression des pertes par effet joule du système inducteur. On peut montrer dans le cas des machines classiques que l'importance relative de ces pertes par effet joule par rapport à la puissance utile est d'autant plus élevée que la machine est de taille plus réduite. Un autre avantage de l'excitation par aimants, concerne l'amélioration de la sécurité de fonctionnement

certes, les moteurs synchrones à aimants sont intéressants du point de vue puissance, rendement, facteur de puissance et moment d'inertie pour des gammes accessibles à leurs utilisation (coût et fiabilité).

I.5-1 Moteurs synchrones à aimants - Moteurs à courant continu:

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

I.5-2 Moteurs synchrones à aimants - Moteurs synchrone classique:

Les aimants modernes et en particulier les plus performants, tel que les terres rares ont une perméabilité voisine de celle de l'air.

Ceci conduit à un entrefer équivalent plus important que celui obtenu avec les machines synchrones classiques. Cet avantage offre aux moteurs synchrones à aimants une meilleure stabilité.

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

I.5-3 Moteurs synchrones à aimants - Moteurs asynchrones:

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

- Un faible moment d'inertie, ce qui à pour effet de donner une réponse plus rapide pour un couple donné ;
- Un rendement plus élevé que celui des moteurs asynchrones classiques, en effet les pertes joules rotoriques sont négligeables pour les machines à aimants, tandis que les pertes fer rotoriques d'un moteur asynchrone dépendent du glissement ;
- Le moteur à aimants est avantage par sa rusticité, et il n'a pas besoin de requérir à une source de courant d'excitation, ce qui n'est pas le cas pour le moteur asynchrone ;
- Pour les mêmes performances, le moteur est de taille plus réduite, cet avantage permet d'utiliser les machines à aimants là où l'encombrement est limité. Toute fois le moteur asynchrone ne produit pas de couple de détente ce qui est le cas des machines synchrone à aimants [3].

I.6 Domaines d'application des moteurs synchrones [6] :

Le moteur synchrone à aimants permanents est utilisé dans une large gamme de puissance allant de quelques centaines de watts (servomoteurs) à plusieurs MEGA watts (systèmes de propulsion des navires). Dans des applications aussi diverse que le positionnement, la synchronisation, l'entraînement à vitesse variable, et la traction.

- Il fonctionne comme compensateur synchrone,
- Il est utilisé pour les entraînements qui nécessitent une vitesse de rotation constante, tels que les grands ventilateurs, les compresseurs et les pompes centrifuges.

I.7 Différents modes d'alimentation des MSAP:

D'une manière générale, les machines synchrones à aimants permanents (MSAP), alimentées par des onduleurs de tension régulés en courant, fonctionnent en mode sinusoïdal ou rectangulaire. Le choix d'un mode d'alimentation repose sur des critères techniques et économique, des critères de performances et de sûreté de fonctionnement.

Afin d'évaluer ces deux modes d'alimentation, nous allons voir, dans ce paragraphe, les différentes structures de commande utilisant ces deux technique leurs avantages, leurs inconvénients, ainsi que l'état de l'art dans ce domaine [7].

I.7.1 Alimentation par un Commutateur de Courant :

Dans le cas d'une alimentation en courant, le courant doit alors être en avance sur la tension. Pour faciliter ce mode de fonctionnement, la machine doit être surexcitée. En même temps, la commutation peut être aussi forcée, par exemple, au démarrage, les f.é.m. ne sont pas suffisantes pour permettre l'extinction des thyristors. L'alimentation de la machine doit être adaptée aux caractéristiques de celle-ci.

Ainsi, il sera préféré une alimentation en créneaux de courant dans le cas d'une machine qui, lorsque deux de ses phases sont alimentées en série par un courant constant, possède une courbe de couple électromagnétique $C_e(m)$ de forme trapézoïdale (moteur synchrone à aimants sans pièces polaires). Cette alimentation minimise les ondulations de couple (la superposition des courbes de $C_e(m)$ lors des différentes séquences de fonctionnement donne une courbe de couple pratiquement constant).

I.7.2 Alimentation par un Onduleur de Tension :

L'onduleur de tension est un convertisseur statique constitué de cellules de commutation généralement à transistors ou des thyristors GTO pour les grandes puissances, le séquençage imposé aux interrupteurs statiques permet de réaliser un choix précis du vecteur de tension à appliquées aux enroulements statorique de la machine .Il est constitué de trois bras de deux interrupteurs pour chacun. Pour assurer la continuité en courants chaque interrupteur est monté en antiparallèle avec une diode de récupération. Les interrupteurs (K1, K4),(K2, K5), (K3 ,K6) sont contrôlés de manière complémentaire pour éviter le court-circuit de la source [7], [8].

Le schéma structurel d'un tel convertisseur statique alimentant le stator de la machine est illustré par la figure I.3 [8].

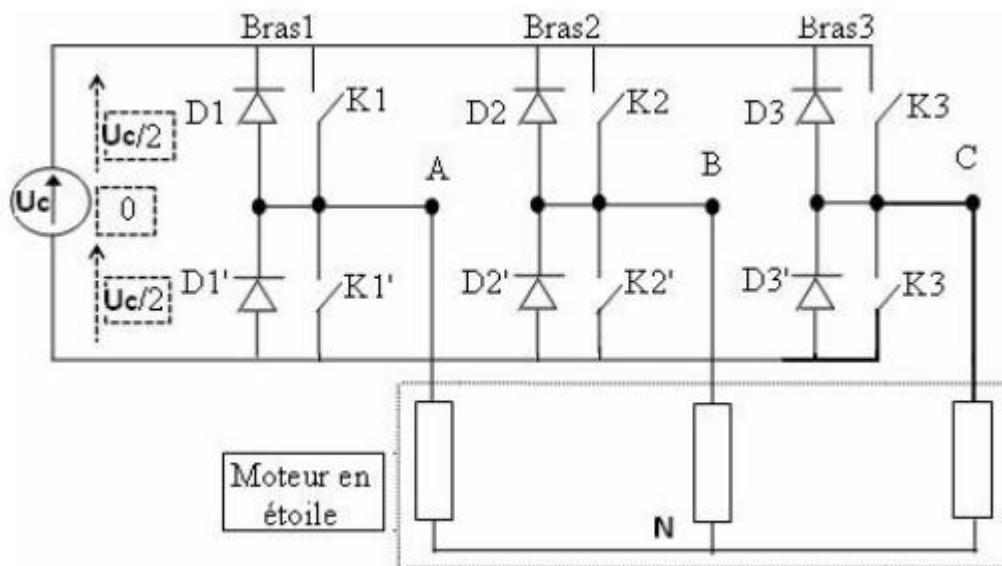


Fig.I.3 : Schéma d'un onduleur de tension triphasé alimentant le stator de la machine

I.8- Modélisation de la MSAP :

Le comportement électrique et dynamique des machines électriques ne peut être étudié que s'il est défini par un modèle mathématique. Pour obtenir ce modèle les hypothèses simplificatrices suivantes sont prises en compte [9] [10] [11]:

- L'absence de saturation dans le circuit magnétique.
- La distribution sinusoïdale de le F.M.M créée par les enroulements du stator.
- L'hystérésis négligée avec les courants de Foucault et l'effet de peau.
- L'effet d'encoche t négligeable.

-La résistance des enroulements ne varie pas avec la température.

Dans ces conditions, on peut établir l'expression de l'équation électrique au stator en convention récepteur et en l'absence d'enroulements amortisseurs sous la forme suivante :

I. 8.1 Structure générale d'une MSAP :

La structure générale d'une machine synchrone bipolaire à aimants permanents est présentée par la figure suivante [12]:

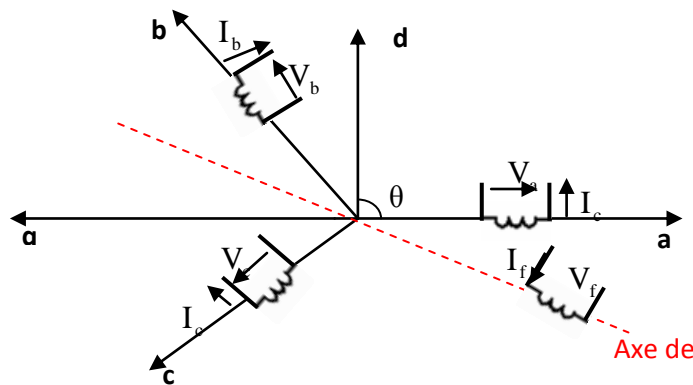


Fig.I.4 : Schéma de la MSAP

Le stator comporte trois phases a, b et c identiques et décalées l'une par rapport à l'autre par un angle électrique de $(\frac{2\pi}{3})$, par contre le rotor comprend deux axes caractérisés par :

- Un axe d'aimantation rotorique longitudinale (d) ;
- Un axe interpolaire en quadrature (q), déphase de $(\frac{\pi}{2})$ par rapport à l'axe (d) ;
- La position du rotor est repérée par l'angle électrique.

$$\theta = \theta_0 + \omega t$$

θ_0 : L'angle électrique initial ;

ω : La pulsation des grandeurs électriques.

I.8.2 Hypothèses simplificatrices:

La machine synchrone à aimants permanents est un système complexe, dont la modélisation obéit aux hypothèses simplificatrices suivantes [13]:

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme, et d'encoche négligeable.
- 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.

➤ La symétrie de la machine.

I.8.3 Mise en équations de la machine :

La figure (I.4) représente schématiquement la MSAP considérée.

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

$$[v_{abc}] = [R_s][i_{abc}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{abc}] \tag{I.1}$$

$$[v_{abc}] = \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}, [R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}, [i_{abc}] = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}, [\Phi_{abc}] = \begin{bmatrix} \Phi_a \\ \Phi_b \\ \Phi_c \end{bmatrix} \tag{I.2}$$

Tel que:

$[v_{abc}] = [v_a, v_b, v_c]^T$: vecteur tension statorique ;

$[i_{abc}] = [i_a, i_b, i_c]^T$: vecteur courant statorique ;

$[R_s] = R_s[I]$ où $[I]$: matrice identité ;

R_s : Résistance de phase statorique ;

Donc le système [II.1] devient :

$$\begin{cases} V_a = R_s i_a + \frac{d[\phi_a]}{dt} \\ V_b = R_s i_b + \frac{d[\phi_b]}{dt} \\ V_c = R_s i_c + \frac{d[\phi_c]}{dt} \end{cases} \tag{I.3}$$

L'équation mécanique s'écrit :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = (C_{em} - C_r - C_f) \tag{I.4}$$

$$C_f = f_c \Omega \tag{I.5}$$

Avec :

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

C_r : Couple résistant ;

C_{em} : Couple électromagnétique ;

C_f : Couple de frottement ;

J : moment d'inertie de la machine tournante ;

P : nombre de paires de pôles ;

ω_r : Vitesse électrique du rotor ;

f_c : Coefficient de frottement.

I.8.4 Modèle de la MSAP dans le repère de Park :

Pour supprimer la non linéarité des équations du modèle précédent, la majorité des travaux utilise la transformation de Park qui consiste à remplacer les enroulements des phases (a, b, c) par deux enroulements (d, q). Cette transformation rend les équations dynamiques des moteurs à courant alternatif plus simples ce qui facilite leurs études et leurs analyses.

La transformation de Park est définie comme suit [14]:

$$[X_{dq0}] = [P_\theta] \cdot [X_{abc}]$$

Où: X peut-être un courant, une tension ou un flux et θ représente la position du rotor.

Les termes X_d, X_q représentent les composantes longitudinale et transversale des variables statorique (tensions, courants, flux et inductances).

Admettons que les axes triphasés sont immobiles par rapport au stator mais que les axes biphasés tournent avec la vitesse ω_r .

Projection du vecteur de courant I sur les axes triphasés (a, b, c) est sur les axes biphasés (d,q).

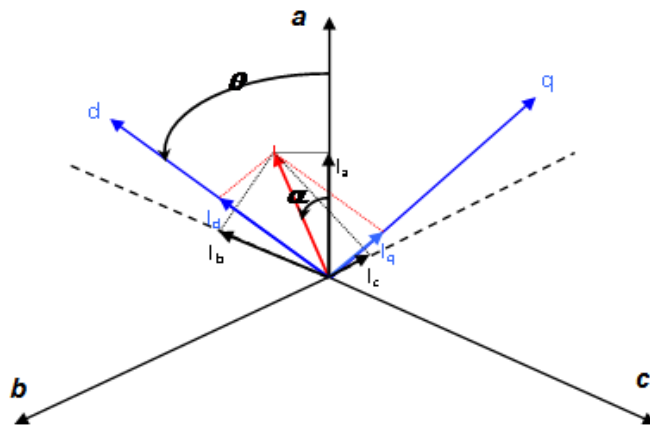


Fig I.5 Passage de système triphasé ou système biphasé.

Avec I_1 : vecteur de courant.

I_a, I_b, I_c : les projections du courant I_1 sur les axes triphasé.

I_d, I_q : les projections du courant I_1 sur les axes biphasé.

$\theta = \int \omega_{\text{coor}} dt$: l'angle entre les axes triphasé et les axes biphasé.

ω_{coor} : la vitesse angulaire de rotation du système d'axes biphasé par rapport au système d'axes triphasé.

α : L'angle entre le vecteur de courant I_1 et l'axe de la phase ' a '.

A partir des projections sur les axes triphasé :

$$\begin{cases} I_a = I_1 \cos(\alpha) \\ I_b = I_1 \cos\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) \\ I_c = I_1 \cos\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{I.6})$$

Et pour les projection sur les axes biphasé :

$$\begin{cases} I_d = I_1 \cos(\theta - \alpha) \\ I_q = I_1 \sin(\theta - \alpha) \end{cases} \quad (\text{I.7})$$

A partir de (1) et (2) on obtient

$$\begin{aligned} I_d &= \frac{2}{3} \left[I_a \cos(\theta) + I_b \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + I_c \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \right]. \\ I_q &= \frac{2}{3} \left[I_a \sin(\theta) + I_b \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + I_c \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \right]. \end{aligned} \quad (\text{I.8})$$

Il faut ajouter l'expression du courant I_0

$$I_0 = \frac{1}{3} [I_a + I_b + I_c]. \quad (\text{I.9})$$

Donc on peut écrire:

$$\Rightarrow \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \sin(\theta) & \sin(\theta - 2\pi/3) & \sin(\theta + 2\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix}. \quad (\text{I.10})$$

D'où la matrice de passage :

$$\Rightarrow [P](\theta) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \sin(\theta) & \sin(\theta - 2\pi/3) & \sin(\theta + 2\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \quad (\text{I.11})$$

$[P](\theta)$: Matrice de PARK.

Le passage des grandeurs (a, b, c) aux grandeurs (d, q, 0) s'écrit :

$$[F_{d,q,0}] = [P](\theta)[F_{a,b,c}] \quad (\text{I.12})$$

Avec F : représente la matrice colonne relative .

I.8.4.1. Equation des flux au système biphasé (d, q) :

$$\begin{bmatrix} \varphi_a \\ \varphi_b \\ \varphi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L & M & M \\ M & L & M \\ M & M & L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} + \varphi_f \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix}. \quad (\text{I.13})$$

$$[P^{-1}](\theta) \begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \\ \varphi_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L & M & M \\ M & L & M \\ M & M & L \end{bmatrix} [P^{-1}](\theta) \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_0 \end{bmatrix} + \varphi_f \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (\text{I.14})$$

On multiplie par la matrice $[P](\theta)$ on obtient

$$\begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \\ \varphi_0 \end{bmatrix} = [P](\theta) \begin{bmatrix} L & M & M \\ M & L & M \\ M & M & L \end{bmatrix} [P^{-1}](\theta) \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_c \end{bmatrix} + \varphi_f [P](\theta) \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (\text{I.15})$$

Après développement:

$$\Rightarrow \begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \\ \varphi_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Ld & 0 & 0 \\ 0 & Lq & 0 \\ 0 & 0 & L0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_0 \end{bmatrix} + \varphi_f \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (\text{I.16})$$

Les équations du flux d'axe directe (d) et en quadratique (q) s'écrivent :

$$\Rightarrow \begin{cases} \varphi_d = L_d * I_d + \varphi_f. \\ \varphi_q = L_q * I_q \end{cases} \quad (I.17)$$

I.8.4.2. Équation des tensions dans le système biphasé (d, q) :

On a :

$$\begin{bmatrix} Va \\ Vb \\ vc \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Ia \\ Ib \\ Ic \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi a \\ \varphi b \\ \varphi c \end{bmatrix}. \quad (I.18)$$

Dans le système (d, q) :

$$[P^{-1}](\theta) \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} [P^{-1}](\theta) \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_0 \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} [P^{-1}](\theta) \begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \\ \varphi_0 \end{bmatrix}. \quad (I.19)$$

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_0 \end{bmatrix} + [P](\theta) \frac{d\theta}{dt} [P^{-1}](\theta) \begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \\ \varphi_0 \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \\ \varphi_0 \end{bmatrix}. \quad (I.20)$$

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_0 \end{bmatrix} + \frac{d\theta}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \\ \varphi_0 \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \\ \varphi_0 \end{bmatrix}. \quad (I.21)$$

$$\Rightarrow \begin{cases} Vd = R_s . Id + \frac{d\phi d}{dt} - \frac{d\theta}{dt} . \phi q \\ Vq = R_s . Iq + \frac{d\phi q}{dt} + \frac{d\theta}{dt} . \phi d \end{cases} \quad (I.22)$$

$$\Rightarrow \begin{cases} Vd = R_s . Id + Ld \frac{dId}{dt} - \omega . Lq Iq . \\ Vq = R_s . Iq + Lq \frac{dIq}{dt} + \omega (Ld Id + \phi f) . \end{cases} \quad (I.23)$$

I.8.4.3 Expression du couple électromagnétique:

La connaissance du couple électromagnétique est essentielle pour l'étude de la machine et sa commande et l'expression de ce terme est exprimée par:

$$C_e = \frac{3}{2}P[(L_d - L_q)I_d I_q + \Phi_f I_q] \tag{I.24}$$

Ce système d'équations est plus simple que celui donné en (I-1) sauf qu'il est toujours non linéaire.

En déduisant la forme finale des équations du MSAP dans le référentiel d – q avec i_d , i_q et ω_r comme variables d'état :

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = -\frac{R}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} P\omega_r i_q + \frac{1}{L_d} u_d \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{R}{L_q} i_q - \frac{L_d}{L_q} P\omega_r i_d - \frac{\varphi_f}{L_q} P\omega_r + \frac{1}{L_q} u_q \\ \frac{d\omega_r}{dt} = \frac{3P}{2J} (\varphi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q) - \frac{1}{J} C_r - \frac{f}{J} \omega_r \end{cases} \tag{I.25}$$

À noter que si le moteur est à entrefer constant ($L_d - L_q = 0$) le modèle sera encore plus simple comme l'indique le système d'équations suivant:

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = -\frac{R}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} P\omega_r i_q + \frac{1}{L_d} u_d \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{R}{L_q} i_q - \frac{L_d}{L_q} P\omega_r i_d - \frac{\varphi_f}{L_q} P\omega_r + \frac{1}{L_q} u_q \\ \frac{d\omega_r}{dt} = \frac{3P}{2J} \varphi_f i_q - \frac{1}{J} C_r - \frac{f}{J} \omega_r \end{cases} \tag{I.26}$$

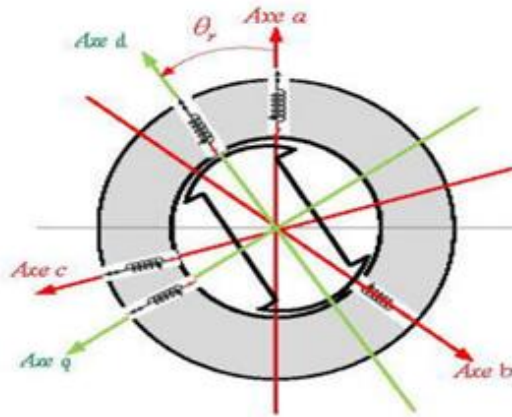


Fig I.6 : Représentation de la MSAP dans le système (d, q)

I.8.4. 4 Schéma bloc :

On peut représenter la MSAP par un bloc diagramme illustré par la figure(I.7).

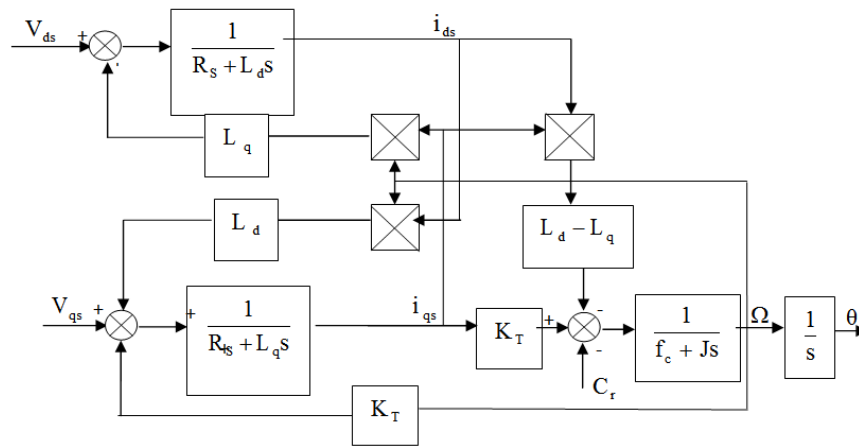


Fig.I.7: Schéma bloc du modèle de la MSAP dans le repère d, q

I.9 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté le modèle dynamique du moteur synchrone à aimants permanents. Le modèle triphasé est de nos jours rarement utilisé à cause de sa complexité et du fort couplage de ses équations. On y montre qu'à l'aide de la transformation de Park, le modèle devient plus simple et les non-linéarités sont réduites au nombre de trois. Les équations obtenues par la transformation de Park engendrent des phénomènes identiques aux phénomènes liés à la machine à courant continu, ce qui confirme l'analogie entre les deux modèles.



Chapitre II

Chapitre II

Commande vectorielle de la MSAP

Commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents MSAP

II.1. Introduction :

La commande des machines à courant alternatif est difficile du fait qu'il existe un couplage complexe entre le flux et le couple. Cette difficulté a encouragé le développement de plusieurs techniques de commande afin que ces machines se comportent comme des machines à courant continu, caractérisées par un découplage naturel du flux et du couple. Parmi ces techniques de commande, la commande vectorielle est la plus connue [15].

Ce chapitre présente la commande vectorielle appliquée à la MSAP. La boucle de courant et la boucle de vitesse sont régulées à l'aide de correcteurs PI. Des résultats de simulation sont présentés pour montrer les performances de la régulation proposée.

Afin de remédier à ces lacunes on introduit la machine synchrone à aimant permanent dans divers applications grâce aux avantages suivants :

- Une structure simple et robuste ;
- Un rendement élevé ;
- Une robustesse vis à vis des surcharges...etc.

L'inconvénient de ces machines réside dans la difficulté de les commander, et cela à cause du couplage complexe entre le stator et le rotor. Afin de résoudre ce problème, on utilise la commande par orientation du champ.

A partir du modèle de la MSAP, les régulateurs de vitesse et de position peuvent être synthétisés au moyen de techniques classiques développées pour les systèmes linéaires.

II.2-Principe :

Le principe de la commande vectorielle avec alimentation en tension et commande en courant permet d'imposer le couple. Or, quel que soit le but de la commande (régulation de couple, de vitesse ou de position), le contrôle des courants reste cependant nécessaire. Ceci est dû au fait que les courants représentent des grandeurs mesurables. Leur maîtrise assure le contrôle vectoriel et garantit, par conséquent, la protection contre les risques liés aux surcharges et aux pointes de courant en régime transitoire tout en saturant, bien entendu, les valeurs de référence.

L'objectif principal de la commande vectorielle des MSAP est donc de contrôler le couple de manière optimale selon un critère choisi [16].

II-3 Technique de découplage:

Les lois de commande vectorielle des machines alimentée en tensions présente des couplages entre les actions sur les axes (d) et(q) .dans un repère (d) et (q) avec l'axe (d) aligné sur le flux rotoriques, on a les équations suivantes [17] , [18], [19].

$$\begin{cases} V_d = \left(L_d \frac{di_d}{dt} + r_s i_d \right) - w_r L_q i_q \\ V_q = \left(L_q \frac{di_q}{dt} + r_s i_q \right) + w_r L_d i_d + w_r \phi_f \end{cases} \quad (II.1)$$

Pour découpler l'évolution des courants id, iq par rapport aux commandes, on va définir des termes de compensation Femd , Femq telle que :

$$\begin{cases} V_d = V_1 - F_{emd} \\ V_q = V_1 + F_{emd} \end{cases} \quad (II.2)$$

$$\begin{cases} V_{d1} = L_d \frac{di_d}{dt} + r_s i_d \\ V_{q1} = L_q \frac{di_q}{dt} + r_s i_q \end{cases} \quad (II.3)$$

$$\begin{cases} F_{emd} = w_r L_q i_q \\ F_{emd} = w_r (L_d i_d + \phi_f) \end{cases} \quad (II.4)$$

II-4 Structure globale la commande :

La référence du courant direct Id* est fixée égale a zéro et la sortie du régulateur de vitesse Iq* constitue la référence du couple Cem*. Les références des courants Iq* et Id* sont comparées séparément avec les courants réels mesurés de la machine id et iq.

Les erreurs des courants sont appliquées à l'entrée des régulateurs classiques de type PI.

Un bloc de découplage génère les tensions de références v_d^* et v_q^* . Le système est muni d'une boucle de régulation de vitesse, qui permet de générer la référence de courant I_q^* . Cette référence est limitée au courant maximal. Par contre, le courant I_d^* est imposé nul dans ce cas.

Les sorties du Bloc de découplage v_d^* et v_q^* passent par une transformation biphasé vers triphasé se qui nous donne les trois tensions de référence v_a^* , v_b^* et v_c^* de la commande MLI, et qui doit comparés avec une porteuse triangulaire pour générer les signaux de l'onduleur à MLI.

La figure II.1 représente le schéma global de la commande vectorielle en vitesse d'une machine synchrone à aimants permanents dans le repère (d, q).

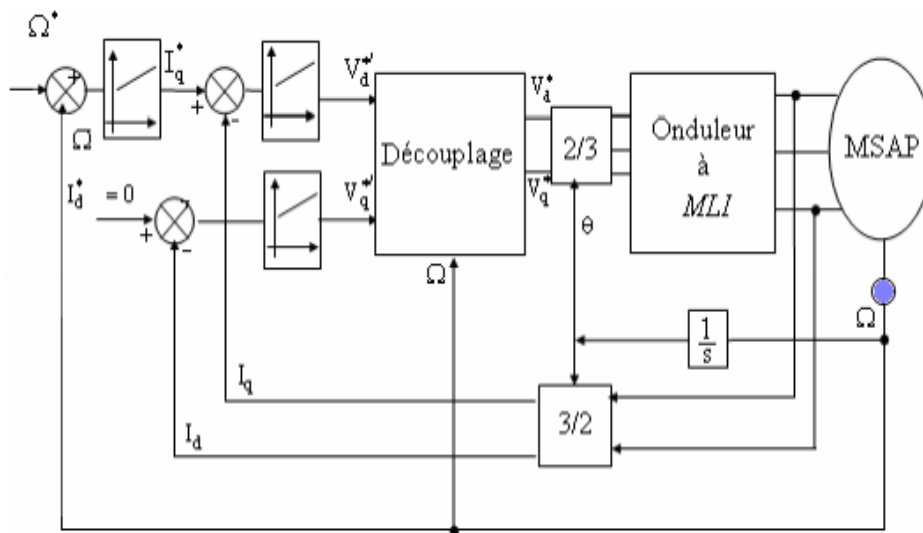


Fig. II. 1 : Schéma global de la commande vectorielle de la MSAP.

II-5 Diagramme vectoriel:

Le diagramme vectoriel de la machine synchrone à aimants permanents est basé sur la détermination des caractéristiques de la machine c'est-à-dire les équations de cette machine.

Les équations qui définissent les fonctionnements de la machine déduites des équations suivantes :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} - L_q \omega_r i_{qs} + L_d \frac{di_{ds}}{dt} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + L_d \omega_r i_{ds} + L_q \frac{di_{qs}}{dt} + \phi_f \omega_r \end{cases} \quad (II.5)$$

A partir des équations précédentes (II.1), on aura :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} - X_{qs} i_{qs} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + X_{ds} i_{ds} + X_{qs} i_{qs} + E_0 \end{cases} \quad (II.6)$$

E_0 : Représente la FEM a vide, $E_0 = \phi_f \omega_r$

X_{ds}, X_{qs} : Réactances longitudinale et transversale

En se basant sur les équations (II.2), on peut tracer le diagramme vectoriel [20].

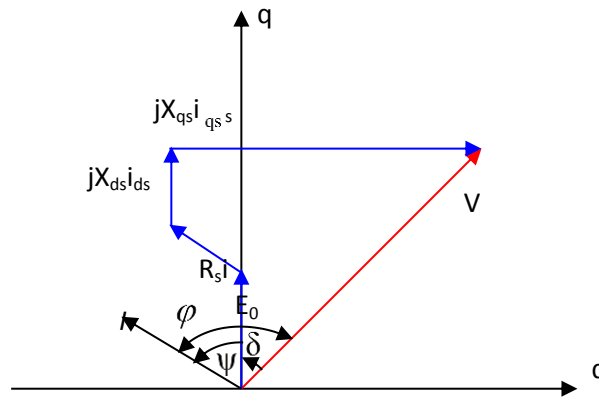


Fig II.2: Diagramme vectoriel de la MSAP .

$$V = [V_{ds}, V_{qs}] ;$$

$$I = [I_{ds}, I_{qs}] ;$$

ψ : Déphasage du courant par rapport à la force électromotrice ;

φ : Déphasage du courant par rapport à la tension ;

δ : Déphasage entre la tension et la FEM.

II-6 Calcul des régulateurs:

La régulation est effectuée à l'aide des régulateurs de type PI ou PID (proportionnelle, intégrale, dérivée). Les algorithmes, même les plus performants, sont toujours une combinaison de ces actions. Nous avons adopté un régulateur proportionnel intégral (PI). Dont le coefficient intégral K_i sert de réduire l'écart entre la consigne et la grandeur régulée donc de réduire le dépassement. Comme le terme

proportionnel K_p permet le réglage de la rapidité du système et donc le temps de réponse.

II-6.1. Régulateur du courant:

La boucle de régulation se présentée comme suite :

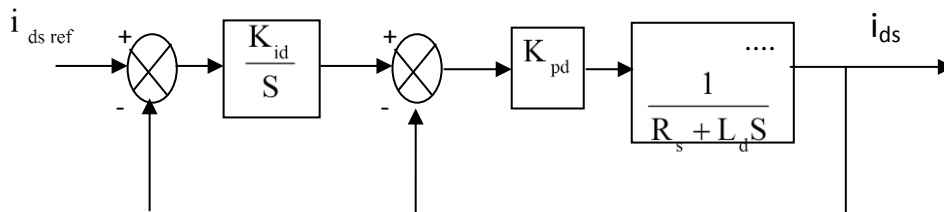


Fig .II.3.: Schéma réduite de régulation de courant

La fonction de transfert est donnée par :

$$F_{ids} = \frac{K_{pds} K_{id}}{L_d S^2 + (K_{pd} + R_s) S + K_{id} K_{pd}} \tag{II.7}$$

En suivant les mêmes étapes dans le cas de la régulation de vitesse, on a :

$$\begin{cases} K_{pd} = 2 \rho L_d - R_s \\ K_{i\Omega} = \frac{2 \rho^2 L_d}{K_{pd}} \end{cases} \tag{II.8}$$

II.6.2 Régulateur de la vitesse:

La boucle de régulation se présentée comme suite :

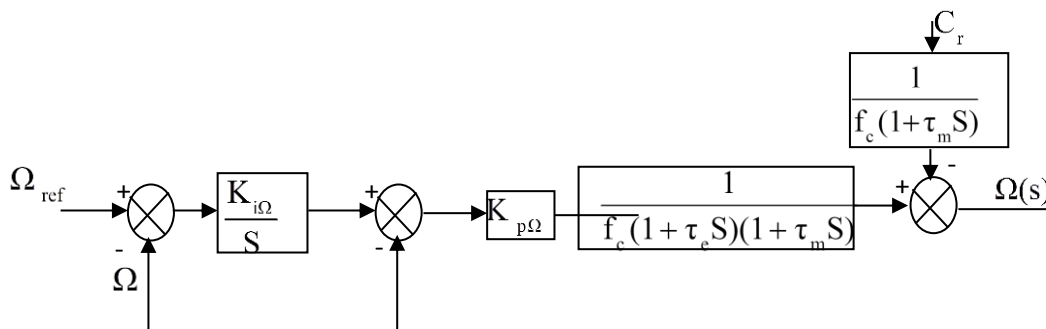


Fig II.4: Structure de commande par le régulateur (PI)

La fonction de transfert est donnée par :

$$F(s) = \frac{K_{i\Omega} \cdot K_{p\Omega}}{J S^2 + (f_c + K_{p\Omega}) S + K_{i\Omega} \cdot K_{p\Omega}} \quad (\text{II.9})$$

En imposant une paire de pôles complexe conjugués :

. Le polynôme caractéristique désiré en boucle fermée s'écrit $S_{1,2} = \rho \pm j\rho$

comme suit :

$$\begin{cases} V_d = V_1 - F_{emd} \\ V_q = V_1 + F_{emd} \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

$$\begin{cases} V_{d1} = L_d \frac{di_d}{dt} + r_s i_d \end{cases} \quad (\text{II.11})$$

$$\begin{cases} V_{q1} = L_q \frac{di_q}{dt} + r_s i_q \end{cases} \quad (\text{II.12})$$

$$\begin{cases} F_{emd} = w_r L_q i_q \\ F_{emd} = w_r (L_d i_d + \varphi_f) \end{cases} \quad (\text{II.13})$$

$$\rho(s) = S^2 + 2\rho S + 2\rho^2$$

Par identification, nous obtenons les paramètres du régulateur (IP) :

$$\begin{cases} K_{p\Omega} = 2J\rho - f_c \\ K_{i\Omega} = \frac{2\rho^2 J}{K_{p\Omega}} \end{cases} \quad (\text{II.14})$$

II.7.Simulation de la commande vectorielle :

On effectue un démarrage à vide de la MSAP puis on applique un échelon de valeur $C_r = 5 \text{ N.m}$ à l'instant $t = 0.5 \text{ s}$. La charge est éliminée. La consigne de vitesse est de 100 rad/s jusqu'à l'instant $t = 5 \text{ s}$, puis le sens de rotation est inversé.

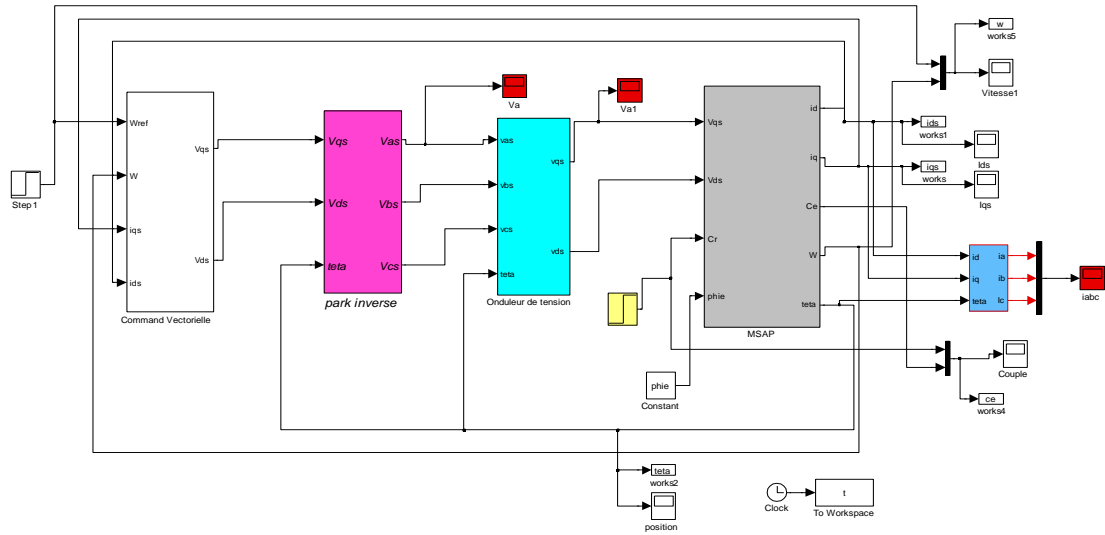


Fig. II.5.: Schéma global de la commande vectorielle de la MSAP

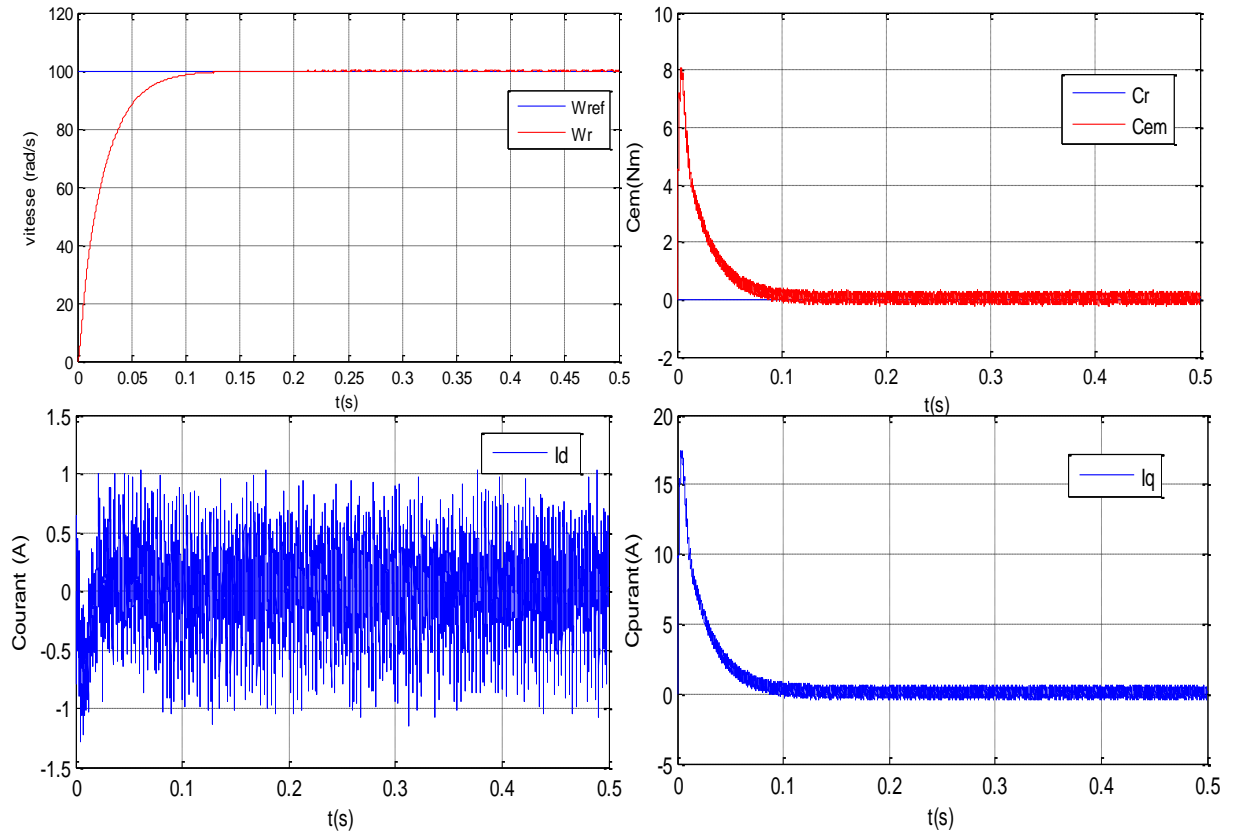


Fig.II.6: Résultats de simulation de la commande vectorielle du MSAP pour un démarrage à vide.

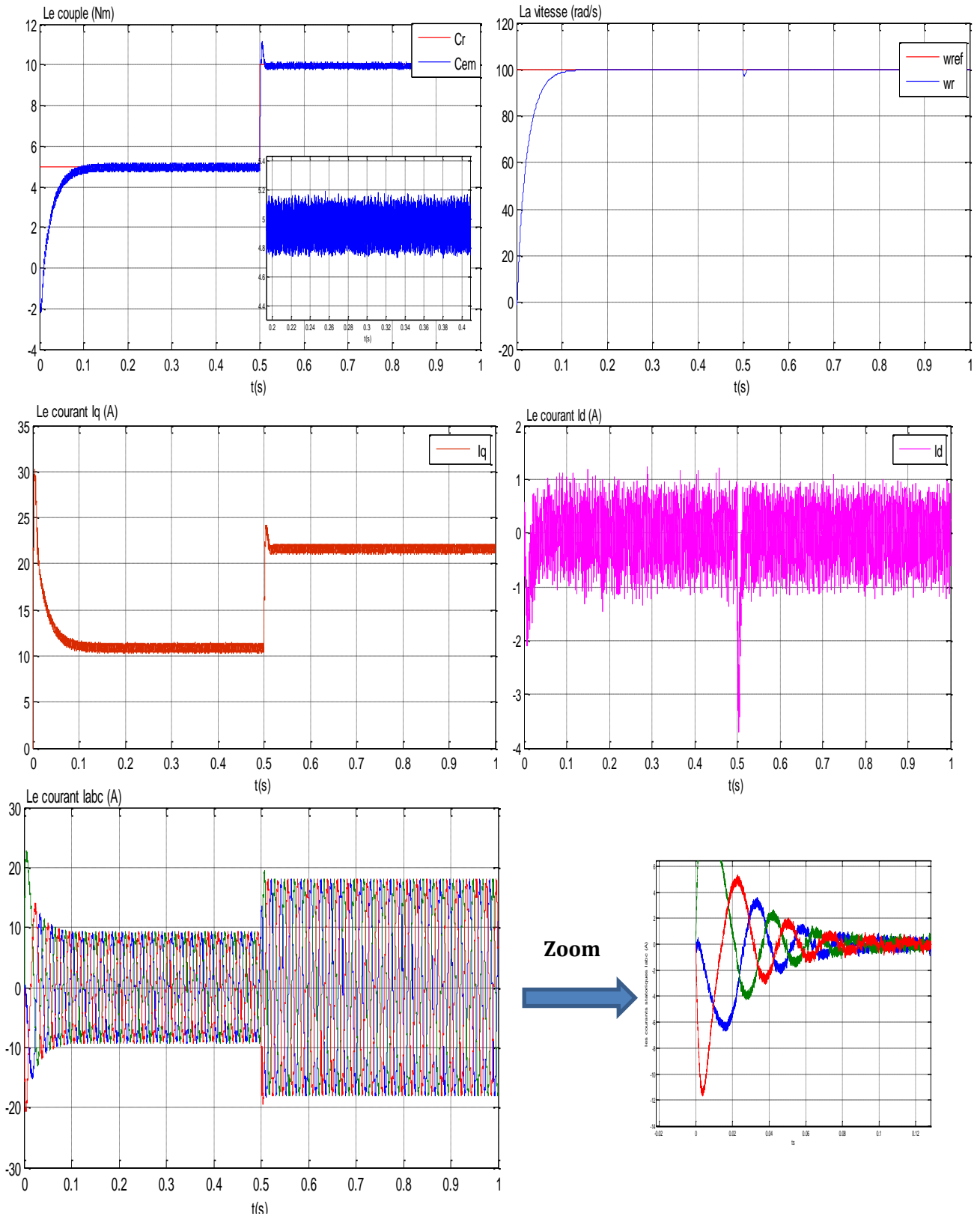


Fig.II.7.:Résultats de simulation de la commande vectorielle du MSAP pour en charge.

II.8 .Les résultats de simulation:

L'allure de la vitesse suit parfaitement sa référence qui est atteinte rapidement sans dépassement avec une petite perturbation lorsque on applique un couple résistant a $t= 0.5$.

L'effet de la perturbation est rapidement éliminé et que le couple électromagnétique se stabilise à la valeur du couple de charge 5 N.m, une réaction négative est observée lors de l'inversion du sens de rotation et puis le couple rejoint son trajectoire de référence.

La réponse des deux composantes du courant montre bien le découplage introduit par la commande vectorielle de la MSAP le couple et commandé par une simple action sur le courant i_q , alors que i_d est fixé égale = 0A.

II.9 Conclusion :

Dans ce chapitre on a vu l'application de la commande vectorielle sur la MSAP cette stratégie qui nous permet de faire un découplage entre le couple et le flux pour assurer une commande efficace et robuste.

Une autre fois on a distingué que les régulateurs classiques (PI) donne toujours des meilleurs résultats pour un réglage de vitesse et sans dépassement mais l'inconvénient majeur de ses régulateurs reste la sensibilité aux incertitudes paramétriques de la machine et leurs variations .

Les régulateurs PI dépendent fortement des paramètres de la machine et de la charge.

Ceci nécessite une identification paramétrique correcte en vue d'une régulation performante.

Il est donc nécessaire de recourir à une commande robuste telle que la commande par mode de glissement qui est le sujet du chapitre suivant.



Chapitre III

Chapitre III
**Technique de commande par mode
glissant**

Technique de commande par mode glissant

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 algorithmes de commande classiques par exemple à action 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 algorithmes de commande assurant la robustesse du comportement du processus vis-à-vis des incertitudes sur les paramètres et leurs variations.[21]

En générale, les techniques de commande sont demandées dans le but de résoudre le problème des variations paramétriques, avec une erreur statique nulle, une réponse rapide, donc un système de contrôle stable et robuste. Parmi ces techniques, on trouve la commande par mode de glissant connue par sa simplicité et sa robustesse. Cette dernière a été inventée pour la première fois en Union Soviétique (Emalynov, 1950). Par la suite, des travaux ont été repris ailleurs, soit pour compléter l'étude théorique, soit pour étudier quelques applications possibles.[23]

Au début des années 80, la commande des systèmes à structure variable par mode de glissant est devenue très intéressante et attractive, elle est considérée comme l'une des approches les plus simples pour la commande des systèmes ayant un modèle imprécis grâce aux avantages qu'elle présente (robustesse vis-à-vis des paramètres variables, une très haute précision, une bonne stabilité, un temps de réponse très faible)[24]

La commande par mode de glissant (en anglais : SLIDING MODE), est un mode de fonctionnement particulier des systèmes de réglage à structures variables (S.S.V). Elle est caractérisée par la discontinuité de la commande aux passages par une surface de commutation. Toute repose donc sur le choix approprié de cette surface de commutation appelée encore surface de glissant. [22].

III.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 pour suit, régulation et stabilité ;
- Déterminer un loi de commande (commutation), $U(X, t)$ qui est capable d'attirer toutes les trajectoires d'état vers la surface de glissant et les maintenir sur cette surface.

III.3 - Principe du réglage par mode glissant :

La technique des modes glissants consiste à amener la trajectoire d'état d'un système vers la surface de glissant 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 glissant. Parmi les propriétés des modes glissants[25] :

- La trajectoire d'état du système en mode de glissant 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 glissant 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 glissant est déterminée uniquement par le choix des coefficients de la surface de glissant.

– Soit le système dynamique non-linéaire analytique suivant [25] :

$$\frac{dx}{dt} = F(x, t) + g(x, t)U \quad (\text{III.1})$$

Où $x \in X$, un ouvert de \mathbb{R}^n et U est la fonction de commande (discontinue).

$U : \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}$, $F(x, t)$ et $g(x, t)$; des champs des vecteurs définis dans un ouvert de \mathbb{R}^n ,

avec $g(x, t) \neq 0, \forall : x \in X$.

Soit s une fonction continue $s : x \rightarrow \mathbb{R}$; dont le gradient est non nul sur x , l'ensemble :

$s = \{x \in \mathbb{R}^n : s(x) = 0\}$, définie une surface régulière de dimension $(n - 1)$ dans x , appelée aussi surface de glissant.

Une condition nécessaire pour l'existence des régimes glissants est que la condition de transversalité (3), doit être localement satisfaite sur s .

$$L_g s \neq 0 \tag{III.2}$$

Si le régime glissant existe localement sur s alors :

$$L_g s < 0 \tag{III.3}$$

La condition nécessaire et suffisante d'existence locale des régimes glissants est donnée par le système :

$$\begin{cases} (L_g + g U_{\min} s) + \frac{\partial s}{\partial t} < 0 & \text{si } s \rightarrow 0^+ \\ (L_g + g U_{\max} s) + \frac{\partial s}{\partial t} > 0 & \text{si } s \rightarrow 0^- \end{cases} \tag{III.4}$$

où : $L_g s$, est la dérivée de Lie de la quantité s suivant le champs de vecteur g est donnée par :

$$L_g s = \frac{\partial s}{\partial x} g, \quad \frac{\partial s}{\partial x} = \begin{bmatrix} \frac{\partial s}{\partial x_1} \\ \vdots \\ \frac{\partial s}{\partial x_n} \end{bmatrix} \tag{III.5}$$

A partir du système d'inégalité (III.4), on arrive à donner les états du système (III.1) par les paramètres de celui-ci, ceci nous conduit donc à délimiter le domaine d'existence des régimes glissants [26].

III.4-Systeme a structure variable :

Dans le système de réglage à structure variable, on peut distinguer deux configurations de base différente [23]:

- La première configuration change la structure par commutation d'une contre-réaction d'état variable,
- La deuxième configuration change la structure par commutation au niveau de l'organe de commande.

III.4.1 Configuration avec changement de la structure par commutation d'une contre -réaction d'état variable :

L'organe de commande reçoit dans ce cas une tension de commande u_{cm} qui commute rapidement entre deux variables U_{cm1} et U_{cm2} , voir «Fig.III.1», ce qui peut provoquer des fortes sollicitations de l'organe de commande, cet inconvénient empêche très souvent une réalisation pratique de cette configuration .

pratique de cette configuration[28] .

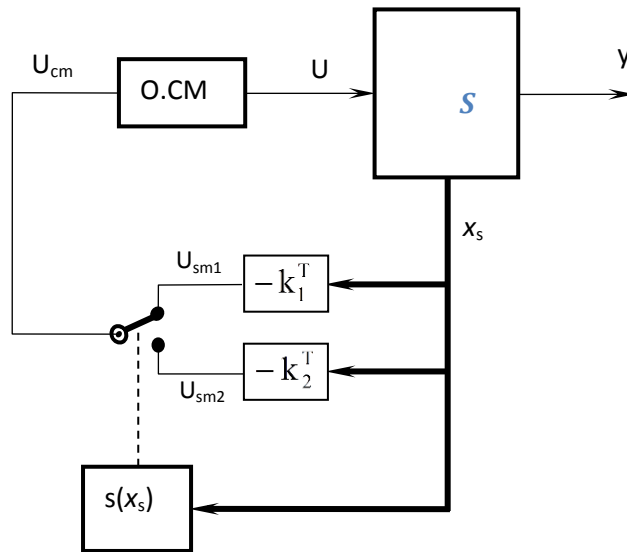


Fig.III.1.: Système de réglage à structure variable avec changement de la Structure par commutation d'une contre réaction d'état variable.

O.C.M : organe de commande ;

s: système à commander ;

$s(x_s)$: surface de glissant ;

u_{cm} : tension de commande ;

x_s : vecteur d'état global de dimension n_s .

Suivant que $s(x_s)$ est positif ou négatif, la commande U est donnée par :

$$U_{cm} = \begin{cases} U_{cm1} = -k_1^T x_s & \text{pour } s(x_s) > 0 \\ U_{cm2} = -k_2^T x_s & \text{pour } s(x_s) < 0 \end{cases} \quad (III.6)$$

$k_{1,2}^T$: Gains du retour d'état.

II-4.2 Configuration avec changement de la structure par commutation au niveau de l'organe de commande:

Dans ce cas l'organe de commande (O.CM) doit être conçu de sorte que la grandeur de commande u ne prenne que les deux valeurs U_{max} et U_{min} . La commutation entre ces deux valeurs est imposée par la loi de commutation selon :

$$U = \begin{cases} U_{max} & \text{si } s(x) > 0 \\ U_{min} & \text{si } s(x) < 0 \end{cases} \quad (III.7)$$

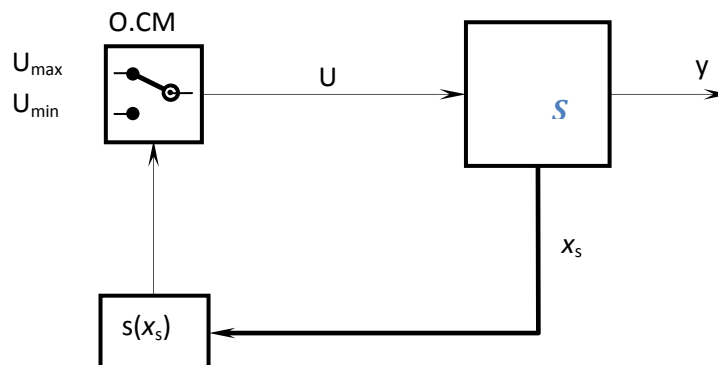


Fig.III.2.: Configuration avec changement de structure par commutation de l'organe de commande.

Cette configuration nécessite un organe de commande qui possède une action à deux positions avec une commutation rapide d'une position à l'autre. L'électronique de puissance met à disposition un organe de commande qui répond parfaitement aux exigences posées ; c'est le variateur de courant continu à pulsation ; ce dernier est utilisé pour

alimenter des moteurs à courant continu, il y a aussi des onduleurs monophasées ou triphasées à pulsation, qui sont employés pour l'alimentation du stator des machines à courant alternatif[23].

III.5 Conditions d'existence du mode glissant:

On les conditions de convergence permettent aux dynamiques du système dans le plan de phase de converger vers la surface de glissant.

Le mode glissant existe lorsque les commutations ont lieu continûment entre U_{max} et U_{min} , ce phénomène est illustré dans la «Fig.III.3», pour le cas d'un système de réglage du deuxième ordre avec les deux grandeurs d'état x_{S1} et x_{S2} [27].

On admet d'abord une hystérèse sur la loi de commutation $s(x_S) = 0$ (droite en trait mixte) les droites décalées parallèlement de $\pm \Delta s'_h$. Une trajectoire avec $U = U_{max}$ touche au point «a» le seuil de basculement inférieur. Si avec $U = U_{min}$ la trajectoire est orientée vers l'intérieure de la zone de hystérèse, elle touche au point «b» le seuil de basculement supérieure au à lieu une commutation sur $U = U_{max}$. Si la trajectoire est de nouveau orientée vers l'intérieure, elle touche au point «c» le seuil de basculement inférieure et ainsi de suite. Il y a donc un mouvement continu à l'intérieure la zone de l'hystérèse.

Ce mouvement s'approche du régime stationnaire dans une certaine zone où des commutations continues existent. La fréquence de commutation est finie par la suite, on supposera une hystérèse infiniment petite, dans un tel cas, la loi de commutation fait un mouvement infiniment petit autour de :

$$s(x_S) = -k_S^T x_S + \varpi k_w = 0. \tag{III.8}$$

Par conséquent le vecteur d'état x_S suit une trajectoire qui respecte cette condition, la fréquence est alors infiniment élevée.

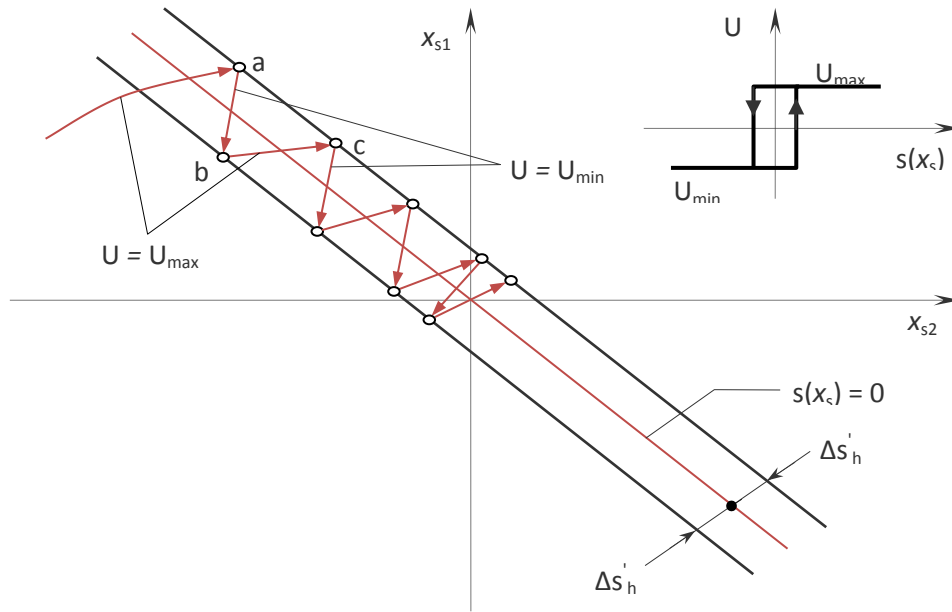


Fig.III.3. : Démonstration du mode de glissant.

III.6 Théories des modes glissants :

Les systèmes à structure variable sont caractérisés par le choix d'une fonction et d'une logique de commutation appropriée .Ce choix assure à tout instant la commutation entre ces structures .

La combinaison des propriétés de chacune de ces structures permet d'imposer le comportement désiré au système global[29].

Comme il a été présenté précédemment, la commande par le mode glissant est un cas particulier de la commande à structure variable appliquée à des systèmes décrits par l'équation suivante (on se limite au cas $n = 2$) :

$$\dot{x} = f = \begin{cases} f^+(x, u^+) & \text{si } S(x,t) > 0 \\ f^-(x, u^-) & \text{si } S(x,t) < 0 \end{cases} \quad (\text{III.9})$$

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

$$u = \begin{cases} u^+ & \text{si } S(x, t) > 0 \\ u^- & \text{si } S(x, t) < 0 \end{cases} \quad (\text{III.10})$$

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

La surface de commutation S_0 est définie comme suite :

$$S_0 = \{x(t) / S(x, t) = 0\} \quad (\text{III.11})$$

Ici, on a choisi une surface de glissant sur laquelle le système commute; c'est la surface sur laquelle le système suit l'évolution désirée. En général, la variété de commutation est de dimension égale à «n » moins le nombre de fonction de commutation disponible (dans le cas de la commande, c'est le nombre de sorties à stabiliser).

Les trajectoires associées à la fonction f se résument en trois configurations où sont décrites les évolutions temporelles :

- La première configuration représente des trajectoires de f^+ et f^- qui mettent en évidence un phénomène de répulsion de celles-ci vis-à-vis de la surface de commutation S_0 .
- La deuxième configuration représente des trajectoires où il existe des phénomènes d'attraction pour f^+ (respectivement pour f^-) et de répulsion pour f^- (respectivement pour f^+).
- La troisième configuration «**Fig.III.4**» représente des trajectoires de f^+ et f^- qui convergent vers la surface de commutation S_0 , et qui ont la particularité de glisser sur celle-ci. Ce phénomène est appelé «mode de glissant »

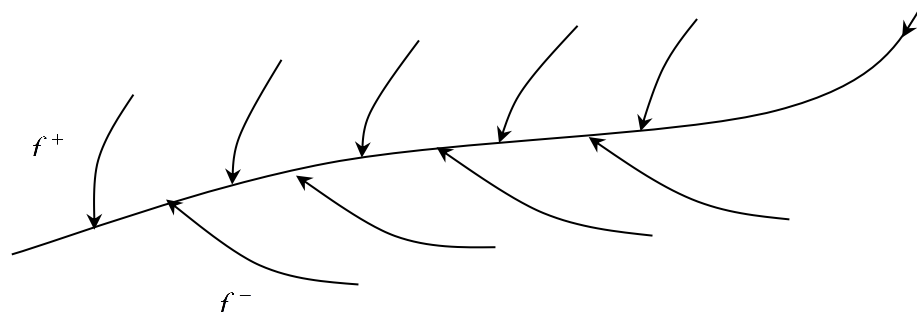


Fig .III.4 : Trajectoires de f^+ et de f^- pour le mode de glissant.

III. 6.1. Les modes de la trajectoire dans le plan de phase:

La technique de la commande par mode glissant consiste à ramener la trajectoire d'état d'un système vers la surface de glissant et de la faire commuter à l'aide d'une logique de commutation appropriée jusqu'au point d'équilibre. Cette trajectoire est constituée de trois parties distinctes «**Fig.III.5**» [29] :

- ◆ **Le mode de convergence (MC) :** Dont la variable à réguler se déplace à partir du point d'équilibre initial, en d'autres termes c'est le comportement durant lequel la variable à réguler se déplace à partir d'un état initial vers la surface de commutation[29].
- ◆ **Mode de glissant (MG) :** C'est le mouvement (comportement) du système le long de la surface de commutation .La dynamique dans ce mode dépend du choix de la surface de glissant .Il apparaît quand la commande ramène l'état x sur la surface de commutation et s'efforce de l'y maintenir[29].
- ◆ **Le mode de régime permanent (MRP) :** Il est nécessaire pour l'étude du Comportement d'un système autour du point d'équilibre.

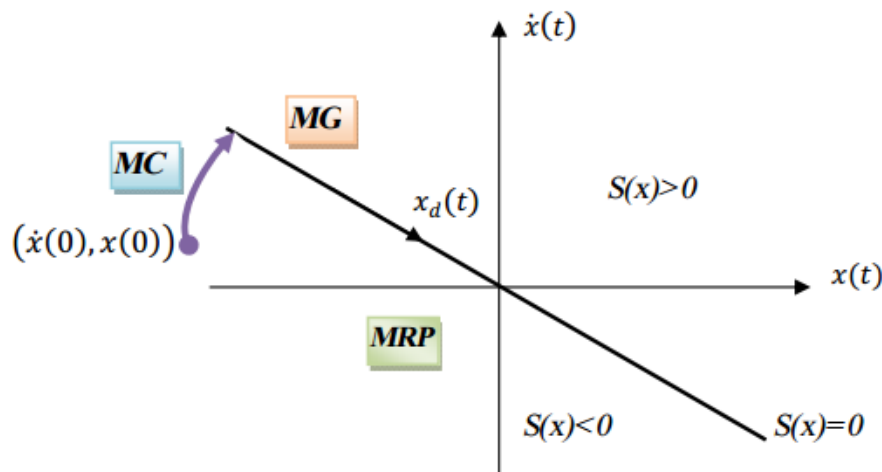


Fig.III. 5.: Les modes de trajectoire dans le plan de phase

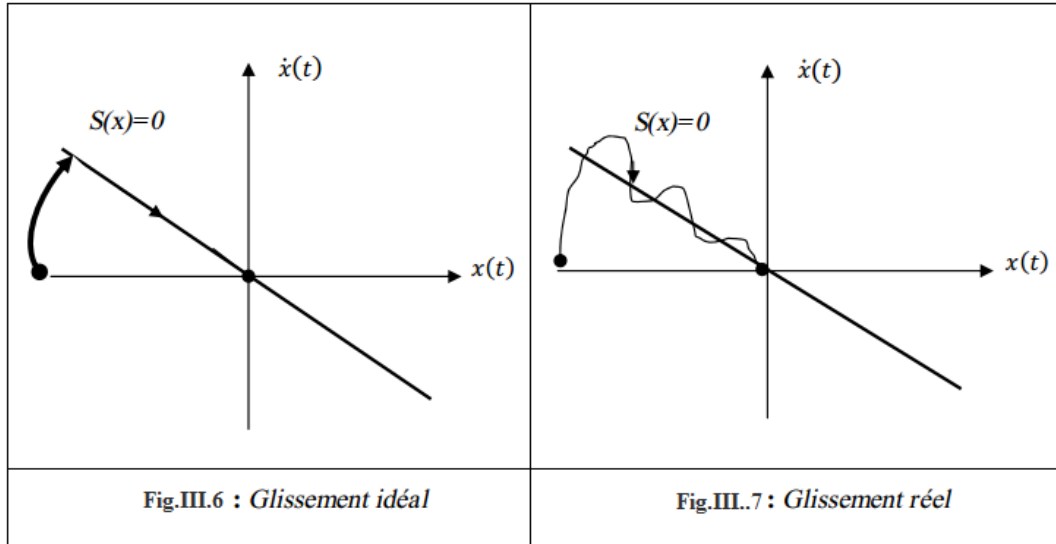
III.6.2.Régime glissant idéal:

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«Fig.III.6».

III.6.3.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 «Fig.III.7».



III.7. La conception de l'algorithme de commande par mode de glissant:

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

1. Le choix de la surface.
2. L'établissement des conditions d'existence de la convergence.
3. La détermination de la loi de commande.

III.7.1.Choix de la surface de glissant:

Le choix de la surface de glissant concerne non seulement le nombre nécessaire de ces surfaces mais également leur forme .En fonction de l'application et de l'objectif visé .En général, pour un système défini par l'équation d'état suivant :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(x,t) + g(x,t)u(t) \\ y = C^t x, \quad y \in R^m \end{cases} \tag{III.12}$$

Il faut choisir « m » surfaces de glissant pour un vecteur y de dimension « m ». En ce qui concerne la forme de la surface, deux possibilités se présentent ; soit dans le plan de phase ou dans l'espace d'état. Dans ce dernier cas, on trouve la méthode dite «loi de commutation par contre réaction d'état», Celle ci utilise les concepts du réglage par contre réaction d'état pour synthétiser la loi de commutation. Son inconvénient majeur réside dans le fait qu'elle présente une réponse transitoire lente et de conception très difficile.

Dans le cas du traitement dans l'espace de phase, la fonction de commutation est une fonction scalaire, telle que la variable à régler glisse sur cette surface pour atteindre l'origine du plan de phase. Ainsi, la surface $S(x)$ représente le comportement dynamique désiré du système. **J. J. Slotine** propose une forme

d'équation générale pour déterminer la surface de glissant qui assure la convergence d'une variable vers sa valeur désirée[29] :

$$S(x) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda_x\right)^{r-1} e(x) \quad (\text{III.13})$$

Avec :

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

λ_x : Une constante positive qui interprète la bande passante du contrôle désiré.

r : Degré relatif, égale au nombre de fois qu'il fait dériver la sortie pour faire apparaître la commande.

$$\text{Pour } r = 1, \quad S(x) = e(x).$$

$$\text{Pour } r = 2, \quad S(x) = \lambda_x e(x) + \dot{e}(x).$$

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

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

En d'autre terme, 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 .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 ».

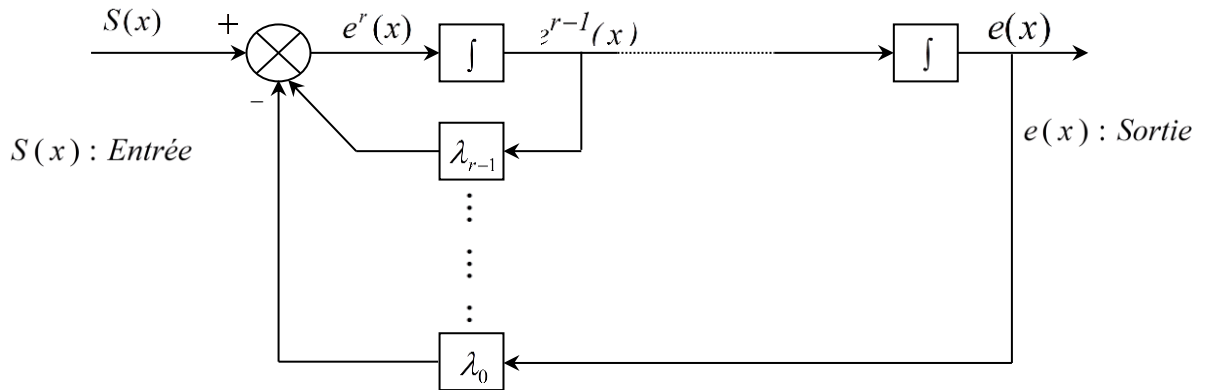


Fig.III.8 : Linéarisation exacte de l'écart.

III.7.2. Conditions de convergence :

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

III.7.2.1 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 est donnée par :

$$\dot{S}(x) \cdot S(x) < 0 \tag{III.14}$$

III.7.2.2 .Fonction de LYAPUNOV:

La fonction de LYAPUNOV, C'est une fonction scalaire positive ; $V(x) > 0$, pour les variables d'état du système. Elle est utilisée pour estimer les performances de la commande pour l'étude de la robustesse, elle garantit la stabilité du système non linéaire et l'attraction de la variable à contrôler vers sa valeur de référence; Cette fonction est généralement utilisée

pour garantir la stabilité des systèmes non linéaires. elle a la forme suivante [23] :

$$V(x) = \frac{1}{2} s^2(x) \quad (\text{III.15})$$

La dérivée de cette fonction est :

$$\dot{V}(s) = s(x) \dot{s}(x) \quad (\text{III.16})$$

Pour que la fonction de LYAPUNOV décroisse, il suffit d'assurer la condition:

$$\dot{V}(x) = s(x) \dot{s}(x) < 0 \quad (\text{III.17})$$

Cette équation montre que le carré de la distance vers la surface, mesuré par $S^2(x)$, diminue tout le temps, contraignant la trajectoire du système à se diriger vers la surface des deux cotés (Figure .06) .Cette condition suppose un régime glissant idéal.

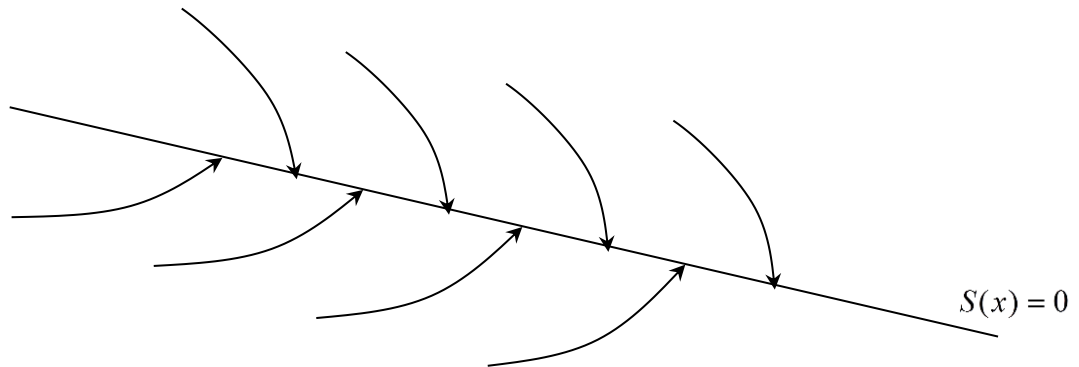


Fig III.9.: Trajectoire de l'état vis-à-vis la surface de glissant.

III.7.3. Calcul de la commande:

Une fois la surface de glissant 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 glissant (Fig 9) .Dans ce cas, des oscillations de très haute fréquence appelées « *broutement* » ou « *Chattering* » apparaissent dans le mode de glissant[29].

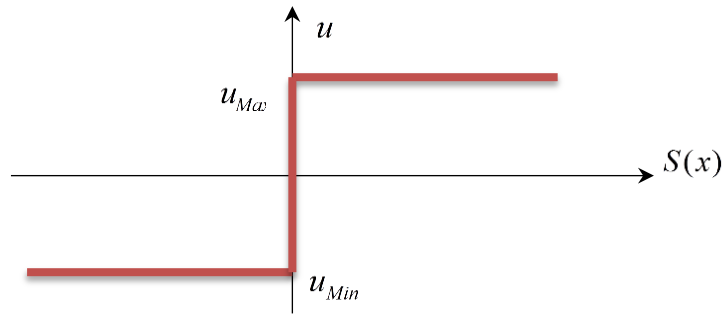


Fig III.10 : Commande appliquée aux systèmes à structure variable.

a. Définition des grandeurs de commande:

Comme il a été vu précédemment, la surface de glissant 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.

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 glissant, car elle est utilisée pour rejeter les perturbations extérieures.

Nous posons donc :

$$\mathbf{u}(t) = \mathbf{u}_{eq}(t) + \mathbf{u}_N \quad (\text{III.18})$$

$\mathbf{u}_{eq}(t)$ 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 glissant est décrit par :

$$\dot{S}(x) = 0$$

$\mathbf{u}_N(t)$ Est un terme introduit pour satisfaire la condition de convergence $S(x)\dot{S}(x) < 0$. 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 glissant et il est donné par : $\dot{S}(x) = \mathbf{u}_N$

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} .

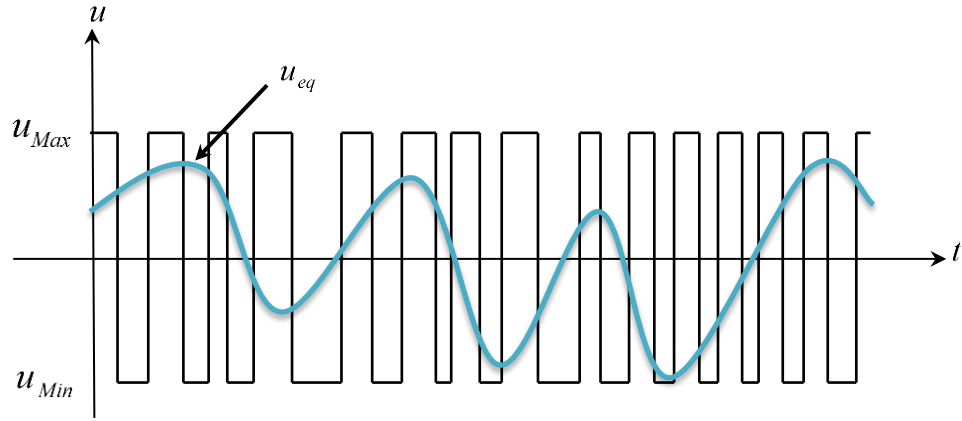


Fig III.11: La valeur continue u_{eq} prise par la commande lors de la commutation entre u_{Max} et u_{Min} .

b. Expression analytique de la commande :

Nous nous intéressons au calcul de la commande équivalente et par la suite au calcul la commande attractive du système défini dans l'espace d'état par l'équation (III-18).

$$\dot{x}(t) = f(x,t) + g(x,t)u(t) \tag{III.19}$$

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

$$u(t) = u_{eq}(t) + u_N \tag{III.20}$$

Nous avons :

$$\dot{S}(x) = \frac{dS}{dt} = \frac{\partial S}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} \{f(x,t) + g(x,t)u_{eq}(t)\} + \frac{\partial S}{\partial x} \{g(x,t)u_N\} \tag{III.21}$$

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

$$u_{eq}(t) = \left\{ \frac{\partial S}{\partial x} f(x,t) \right\}^{-1} \left\{ \frac{\partial S}{\partial x} f(x,t) \right\}, \quad u_N = 0 \tag{III.22}$$

Durant le mode de convergence, en remplaçant le terme u_{eq} par sa valeur (20) dans l'équation (17). Donc, nous obtenons une nouvelle expression de la dérivée de la surface, soit :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} \{g(x,t)u_N\} \quad (\text{III.23})$$

Le problème revient à trouver u_N tel quel :

$$S(x)\dot{S}(x) = S(x) \frac{\partial S}{\partial x} \{g(x,t)u_N\} < 0 \quad (\text{III.24})$$

La solution la plus simple est de choisir u_N sous la forme de relais (Fig 9) .Dans ce cas, la commande s'écrit comme suit :

$$u_N = K \cdot \text{sign}(S(x)) \quad (\text{III.25})$$

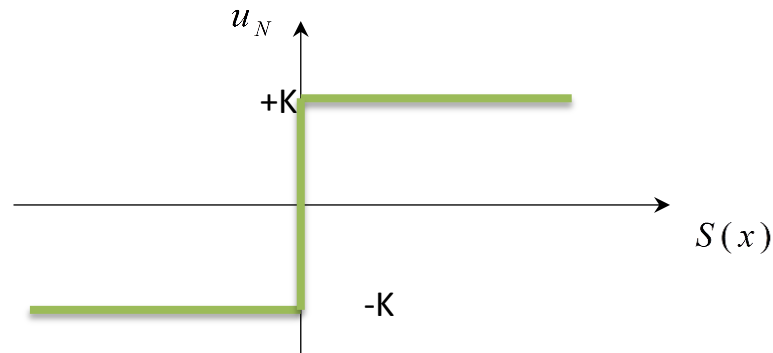


Fig III.12.: Représentation de la fonction « SIGN »

En remplaçant l'expression (III.23) dans (III.22), on obtient :

$$S(x)\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} g(x,t)K|S(x)| < 0 \quad (\text{III.26})$$

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 (III.24) .Le choix de ce gain est très influent car, s'il est très petit le temps de réponse sera très long et, s'il est choisi très grand, nous aurons des fortes oscillations au niveau de l'organe de la commande .Ces oscillations peuvent exciter les dynamiques négligées (phénomène de Chattering), ou même détériorer l'organe de commande.

III.8. Elimination du phénomène de chattering:

Le phénomène de Chattering est provoqué par une commutation non infiniment rapide de la commande quand les techniques des modes glissants sont utilisées .Ce phénomène est indésirable car il ajoute au spectre de la commande des composantes de haute fréquence[29].

Le broutement (phénomène de Chattering) peut être réduit en remplaçant la fonction « *sign* » par une fonction de saturation adéquate qui filtre les hautes fréquences .On donne ci-dessous un exemple de fonction de saturation (Fig 11.12) :

- Fonction **SAT** :

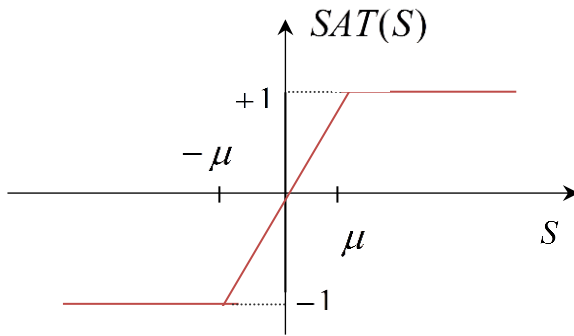
$$\begin{cases} Sat(S) = 1 & si \ S > \mu \\ Sat(S) = -1 & si \ S < -\mu \\ Sat(S) = \frac{S}{\mu} & si \ |S| < \mu \end{cases} \quad (III.27)$$

μ : Un paramètre petit et positif.

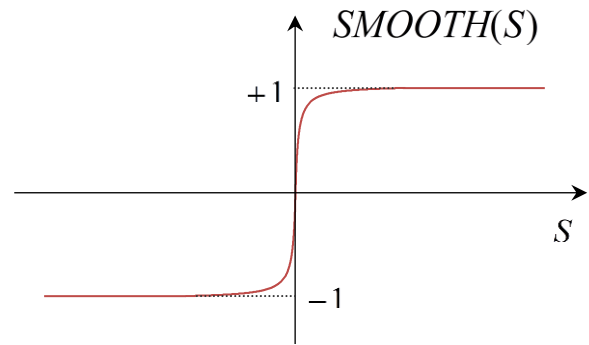
- Fonction **SMOOTH** :

On peut aussi remplacer la fonction « *sign* » par une fonction de classe C^1 .On donne ci-dessous un exemple de ce type de fonction (Fig 12) ; soit :

$$Smooth(S) = \frac{S}{|S| + \mu}$$



FigIII.13: Fonction « SAT »



FigIII.14: Fonction « SMOOTH »

D'autres méthodes sont proposées pour limiter ce phénomène dont on cite[30]:

- Commande adoucie avec seuil F .
- Commande continue avec composante intégrale f .
- Commande continue avec logique floue f .
- L'utilisation d'une surface augmentée (super twi Sting).

III.9. Avantage et inconvénients de la commande par mode glissant:

Il y'a plusieurs avantages pour la commande par mode glissant : la précision, stabilité simplicité, faible temps de réponse et la robustesse. Ceci lui permet d'être particulièrement adaptée pour traiter les systèmes qui ont des modèles mal connus, soit a cause de problèmes d'identifications des paramètres, soit a cause de la simplification sur modèle des systèmes.

Néanmoins, elle présente aussi des inconvénients car cette technique fait appel à un effort grand de commande, chose qui peut détériorer les organes de commande.

De plus, en réalité, on n'a pas le glissant idéal sur la surface mais des zigzags autour de engendre celle-ci. Ce phénomène est appelé 'broutement' ou encore 'chattering', il plusieurs effet indésirable sur la qualité et la réalisation de la commande et sur le système représente ce phénomène.6comme la (Fig.III.15).

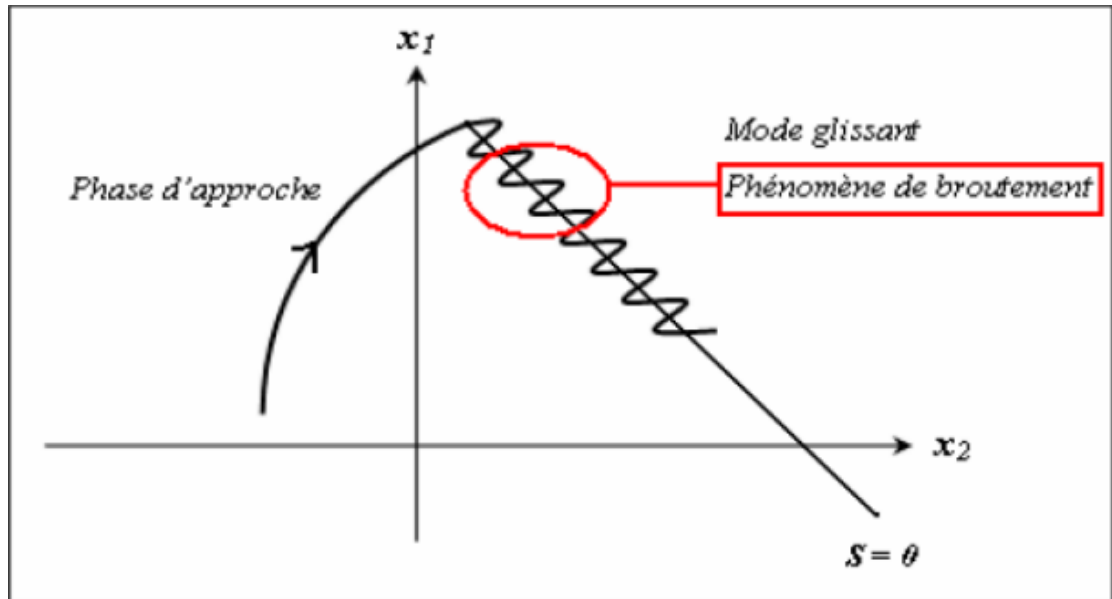


Fig.III.15 : Illustration du phénomène de broutement

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 [31]. La deuxième c'est l'utilisation d'algorithmes de commande par mode de glissant d'ordre supérieur [32], cette dernière solution a permis la réduction ou même l'atténuation du phénomène de chattering tout en gardant les propriétés de robustesse et la etc...convergence en temps fini [33].

III.10. Application de la commande par mode de glissant d'ordre 1 à la MSAP:

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

$$\begin{cases} \frac{d i_{id}}{dt} = \dot{i}_d = -\frac{R_s}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} p \varpi_r i_q + \frac{1}{L_d} u_d \\ \frac{d i_{iq}}{dt} = \dot{i}_q = -\frac{R_s}{L_q} i_q + \frac{L_d}{L_q} p \varpi_r i_d + \frac{1}{L_q} u_q \\ \frac{d \varpi_r}{dt} = \dot{\varpi}_r = \frac{p(L_d - L_q) i_d + p \varphi_f}{L_d} i_q - \frac{1}{J} C_r - \frac{f}{J} \varpi_r \end{cases} \quad (III.28)$$

III.10.1. Stratégie de réglage à trois surfaces:

La Figure (III.16) présente le schéma du réglage par mode glissant d'ordre1 (MGO1) utilisant le principe de la méthode de réglage en cascade (structure de trois surfaces). la de boucle interne permet de contrôler les courants, tandis que la boucle externe permet . contrôler la vitesse

III.10.1.1.Surface de régulation de la vitesse:

On remarque que d'après l'équation (III.29), le degré relatif de la vitesse W_r avec I_q est égal , Dans ce cas, l'erreur de réglage est choisie comme la surface:

$$s(\varpi_r) = \varpi_{ref} - \varpi_r \quad (III.29)$$

La dérivée de la surface est:

$$\begin{cases} s^*(\varpi_r) = \dot{\varpi}_{ref} - \frac{p(L_d - L_q) i_d + p \varphi_f}{J} + \frac{1}{J} C_r + \frac{f}{J} \varpi_r \\ i_q = i_{qeq} + i_{qN} \end{cases} \quad (III.30)$$

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

$$s(\varpi_r) = 0 \Rightarrow s^*(\varpi_r) = 0 \quad \text{Et} \quad i_{qN} = 0$$

Donc, on déduit la commande équivalente à partir de l'équation (III.31):

$$i_{qeq} = \frac{\dot{\varpi}_{ref} + \frac{f}{J} \varpi_r + \frac{1}{J} C_r}{\frac{p(L_d - L_q)}{J} i_d + p \frac{\varphi_f}{J}} \quad (III.31)$$

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

$$V \dot{(\omega_r)} = S(\omega_r) S \dot{(\omega_r)} < 0 \tag{III.32}$$

Si en remplace l'équation (III.19) dans (III.17), on obtient (III.33):

$$\dot{S}(\omega_r) = - \left[\frac{p(L_d - L_q)}{J} i_d + p\varphi_f \right] i_{qN} \tag{III.33}$$

Alors:

$$i_{qN} = K_{\omega_r} \text{sign}(S(\omega_r)) \tag{III.34}$$

K_{ω_r} Gain positif.:

III.10.1.2.Surface de régulation du courant iq:

La surface de glissant est choisie comme:

$$S(i_q) = i_{qref} - i_q \tag{III.35}$$

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

$$\begin{cases} V_{qeq} = \left(\dot{i}_{qref} + \frac{R_s}{L_q} p\omega_r i_d + \frac{p\varphi_f}{L_q} \right) L_q \\ V_{qN} = k_q \text{sign}(S(i_q)) \end{cases} \tag{III.36}$$

K_q : Gain positif

III.10.1.3.Surface de régulation du courant id:

La surface de glissant est choisie comme:

$$i_d = i_{dref} - i_d \tag{III.38}$$

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

$$\begin{cases} V_{deq} = \left(\dot{i}_{dref} + \frac{R_s}{L_d} p w_r i_q + \frac{p \varphi_f}{L_d} \right) L_d \\ V_{dn} = k_d \text{sign}(S(i_d)) \end{cases} \quad (\text{III.39})$$

K_d : Gain positif

III.10.2. Simulation et interprétation des résultats:

Afin de tester les performances et la robustesse de la commande par mode glissant de la MSAP, des séries de simulations numériques similaires à celles réalisées dans le chapitre précédent ont été effectuées:

III.10.2.1. Essai à vide et en charge:

La figure (III.17) et figure (III.18) représentent les résultats de simulation de l'essai à vide et en charge du MSAP, pour un échelon de consigne de 100 rad/s, et suivie d'une application de charge de 5 N.m à partir de $t=0.5s$. On remarque que:

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

III.10.2.2. Essai de l'inversion de sens de rotation:

La figure(III.19), nous avons inversé le sens de rotation de +100 rad/s à -100 rad/s à l'instant $t=1s$ sans charge. On constate que la vitesse suit parfaitement sa référence qui est atteinte très rapidement, lors de l'inversion, la vitesse diminue à cause du fonctionnement de la machine en génératrice délivrant un couple électromagnétique résistant qui sert à freiner

la machine . Puis lorsque la rotation s’inverse la machine fonctionne comme moteur, la vitesse augmente

jusqu'a ce qu'elle atteigne sa nouvelle référence de -100 rad/s. donc on peut dire que la robustesse de cette commande est garantie vis-à-vis de ce fonctionnement.

III.10.2.3.Essai de variation de la résistance statorique et du couple de charge:

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

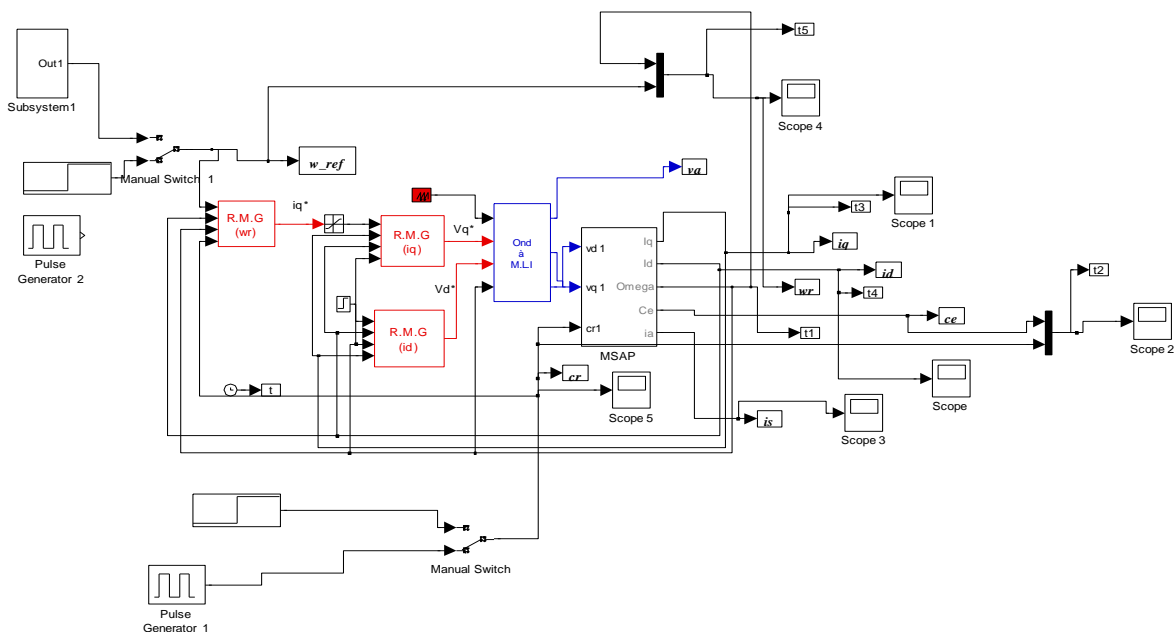
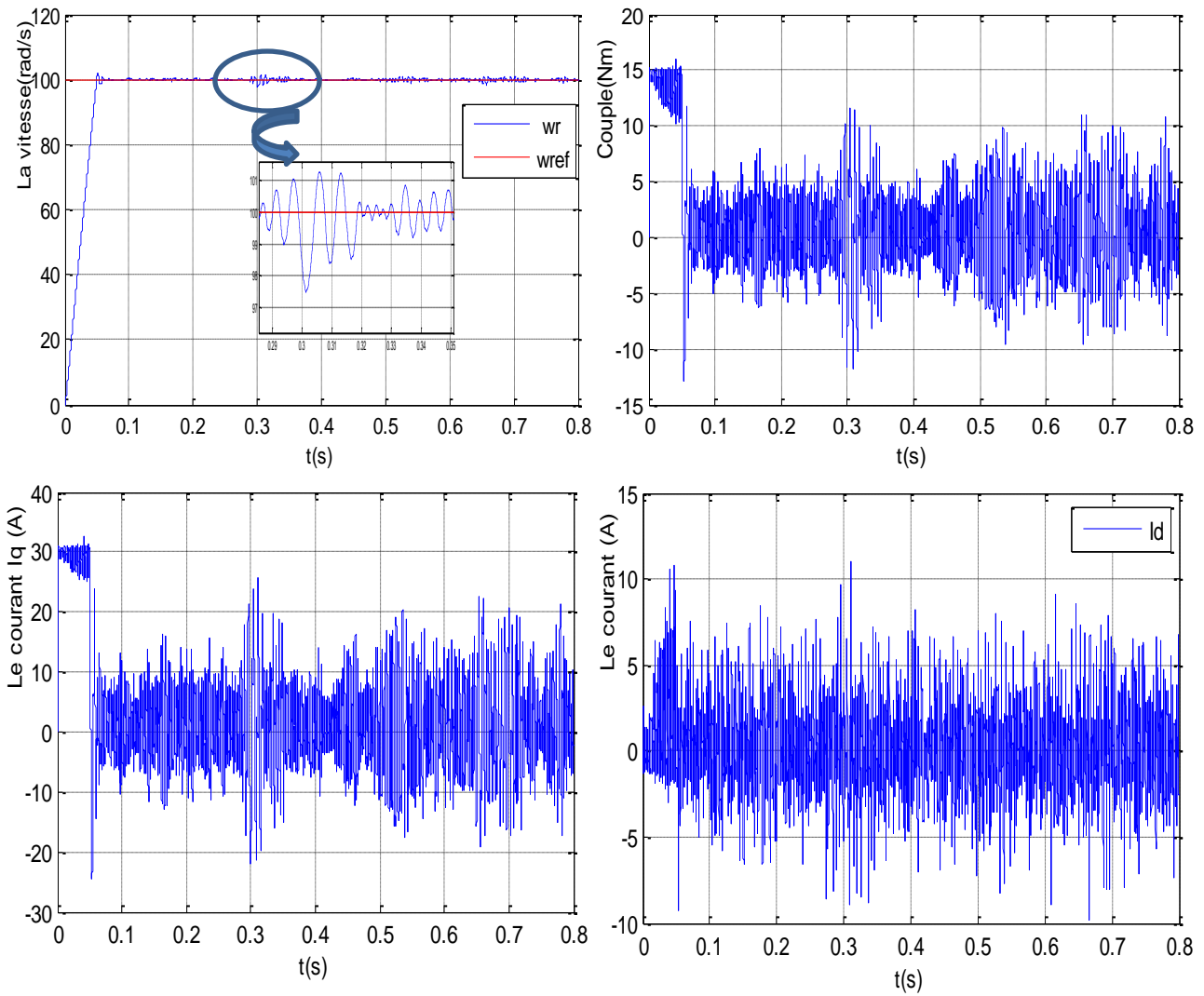
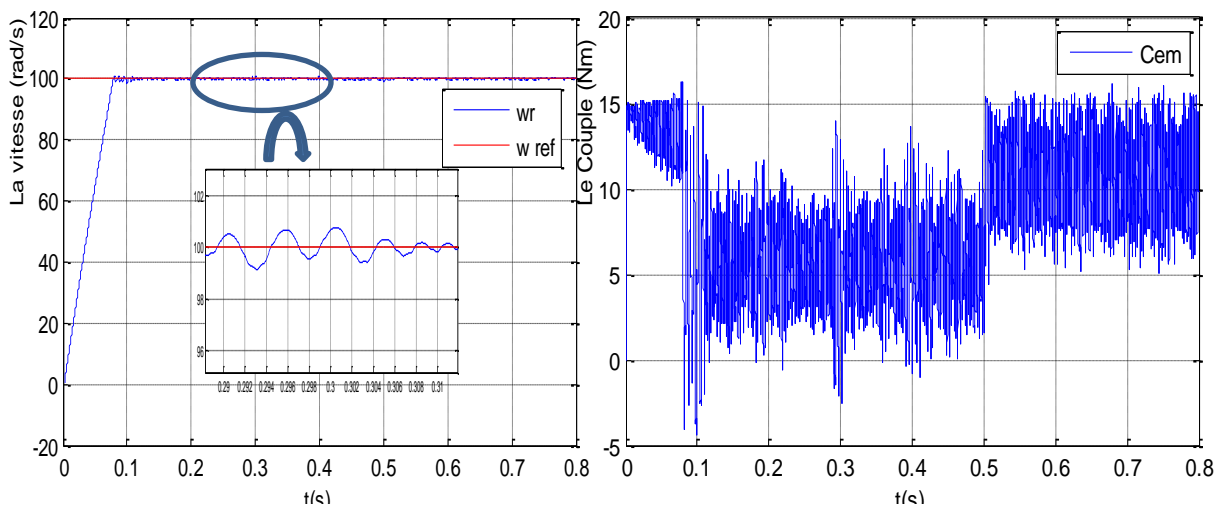
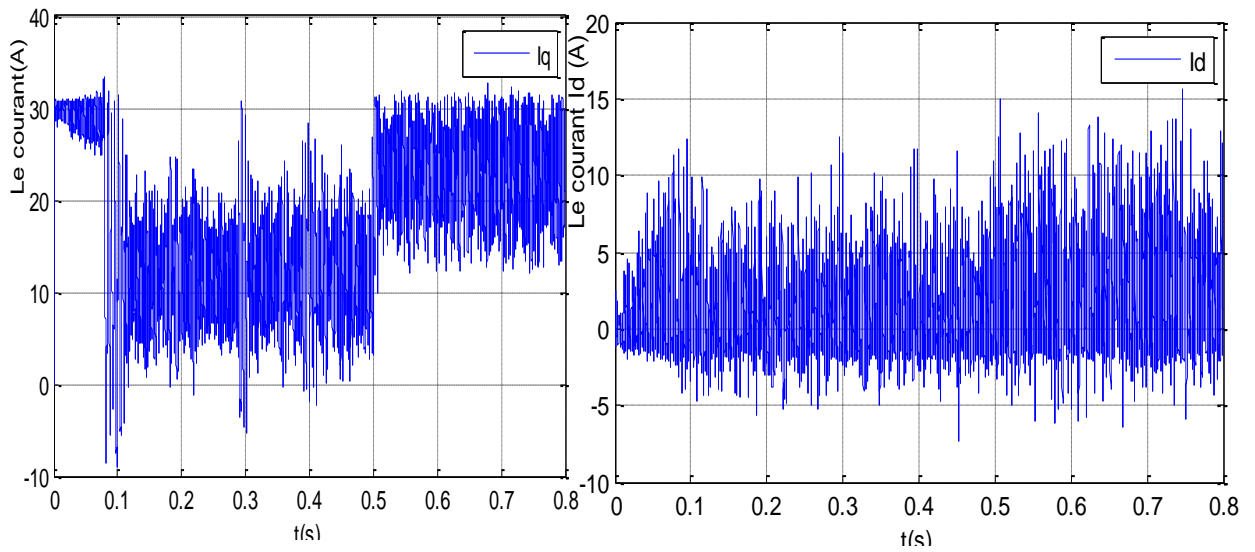


Fig.III.16.: Bloc Simulink de la commande par mode glissant de la MSAP

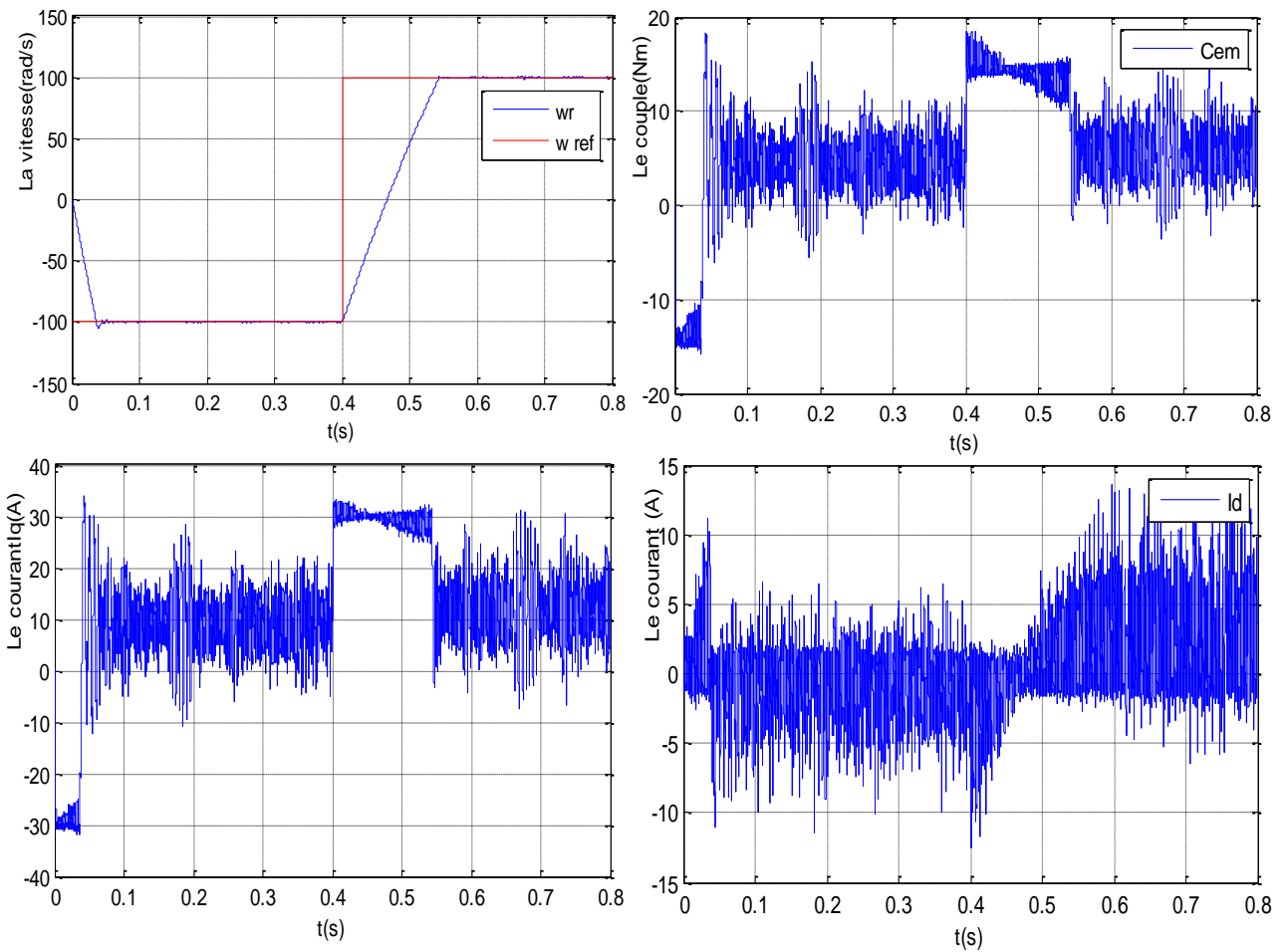


FigIII.17: Résultats de simulation de R.MGO1 de la MSAP lors d'un démarrage à vide.

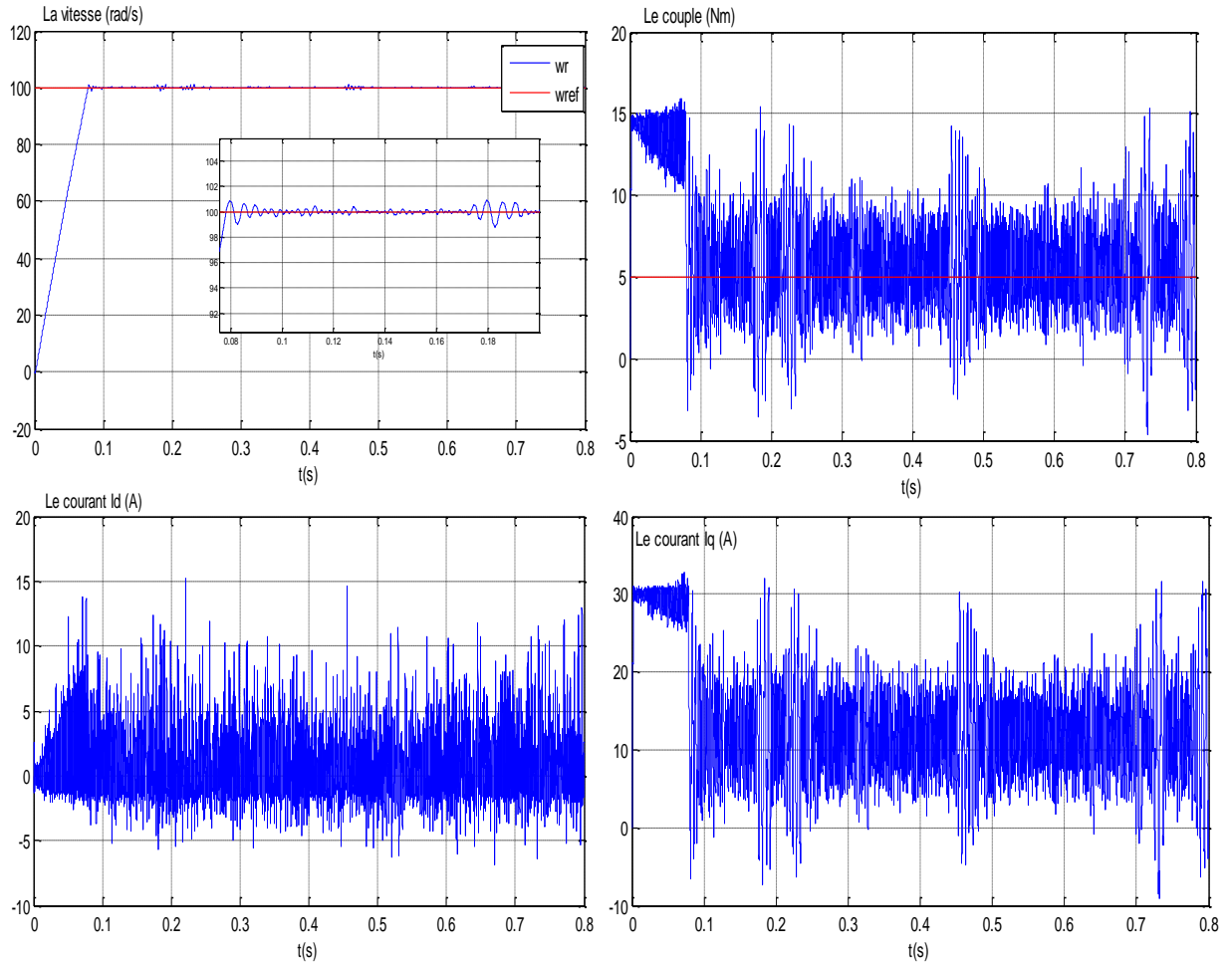




FigIII.18: Résultats de simulation de R.MGO1 de la MSAP lors d'un démarrage à vide suivie d'une application de charge de 5 N.m à $t = 0.5$ s.



FigIII.19: Résultats de simulation de R.MGO1 de la MSAP pour une inversion du sens de rotation à $t = 0.5$ s.



FigIII.20 : Résultats de simulation de R.MGO1 de la MSAP pour variation l a résistance statorique et le couple de charge.

III.10.3. Interprétation des résultats:

Les différentes simulations faites nous permettent de constater que :

- Le rejet de perturbation est très rapide ;
- Un temps de réponse très faible ;
- Une erreur statique pratiquement nulle ;
- Un découplage réalisé avec succès par le maintien de i_d nul ;

Le système répond positivement à ce test, il est insensible aux perturbations internes et externes, cette commande présente une bonne robustesse qui donne des performances plus élevées que de la commande vectorielle.

III.4.Solution par des modes glissants d'ordre supérieur :

Les modes glissants d'ordre supérieur ont été introduits pour pallier au problème du chattering tout en gardant les propriétés de convergence en temps fini et de robustesse des commandes par modes glissants classiques.

Dans cette approche, le terme discontinu n'apparaît plus directement dans l'expression de la commande synthétisée mais dans une de ses dérivées supérieures ce qui a le mérite de réduire le Chattering.

III.5.Conclusion:

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

La commande par mode glissant montre de bonnes performances en suivi et en régulation de la vitesse (rapidité de réponse sans dépassement, sans erreur statique et un rejet de perturbation instantané)

Le point fort de cette technique de régulation est la simplicité de mise en oeuvre et la robustesse même en présence des perturbations internes et externes avec un temps de réponse très faible.

Finalement, on peut conclure que la caractéristique essentielle de cette technique est la capacité de robustesse dans tout le régime permanent, néanmoins cette robustesse reste limitée par un inconvénient du réglage qui réside dans l'existence d'une loi de contrôle discontinu produisant l'effet de «Chattering».



Chapitre IV

Chapitre IV

Commande par mode glissant d'ordre deux de la MSAP

Commande par mode glissant d'ordre deux de la MSAP

IV.1- Introduction:

Dans le but de réduire ou d'éliminer le phénomène de réticence de la commande par mode glissant d'ordre 1, de nombreuses solutions ont été proposées [1], comme la solution de couche limite. Une nouvelle solution basée sur la théorie des modes glissants d'ordre supérieur conduit à des lois de commande relativement simples et permet de réduire le phénomène de réticence, tout en conservant les performances du système. Ceux-ci sont caractérisés par une commande discontinue agissant sur les dérivées d'ordre supérieur de la variable de glissant, préservant les principaux avantages de la précédente approche. Ils réduisent le phénomène de réticence en garantissant même une meilleure précision de convergence par rapport aux imperfections du modèle ou d'organes de commande. L'ordre de glissant caractérise en particulier le degré de continuité des dynamiques du système au voisinage de la surface et correspond au nombre de dérivées continues de la variable à contraindre. Pour cela, des algorithmes de commande capables de générer des modes glissants de tout ordre doivent être synthétisés [34].

Le chattering étant repoussé sur les dérivées d'ordres supérieurs, il cesse alors de présenter les inconvénients suscités. Les principaux avantages de cette commande sont [35]:

- Garder les avantages du régime glissant d'ordre un,
- Suppression du phénomène de Chattering dans la plupart des systèmes,
- Amélioration des performances de la commande en terme de précision.

IV.2.Principe :

La méthode par modes glissants d'ordre un offre déjà de bonnes propriétés, telles que sa simplicité d'application, ses bonnes performances et sa robustesse.

Parallèlement , les modes glissants d'ordres supérieurs ont été développés spécialement

dans l'objectif de réduire ou d'éliminer la réticence mais tout en conservant les performances et la robustesse de la méthode d'ordre un.

Considérons un système non linéaire dont la dynamique est décrite par le système différentiel suivant:

$$\dot{x} = f(x, t) + g(x, t)u \tag{IV.1}$$

$$s = (t, x) \tag{IV.2}$$

Où:

$x = (x_1, x_2, \dots, x_n) \in D \subset R^n$ est le vecteur d'état du système, f est une fonction supposée suffisamment différentiable, s représente la surface de glissant.

L'ensemble de glissant d'ordre r par rapport à la surface de glissant s est défini par:

$$s_r = [x \in X : s = \dot{s} = \dots s^{(r-1)} = 0] \tag{IV.3}$$

Nous définissons de cette manière, un ensemble de dimension n-r.

On dit que la loi de commande u est un algorithme glissant idéal d'ordre r par rapport à S_r si elle génère un mode d'ordre r sur s_r , c'est à dire:

$$s = \dot{s} = \dots s^{(r-1)} = 0 \tag{IV.4}$$

On peut considérer qu'en régime glissant le système est régi par la dynamique équivalente (comme pour un mode glissant classique):

$$\dot{x} = f(x, t) + g(x, t)u_{eq} \tag{IV.5}$$

Où :

u_{eq} est la commande équivalente qui est obtenue en résolvant l'équation, supposée avoir une solution unique, et pour une surface de glissant s de degré relatif égal a:

$$s^{(p)}(t, x, u_{eq}) = 0 \tag{IV.6}$$

IV .3.Modes glissants idéaux et réels:

Dans la littérature nous trouvons deux types de modes glissants d'ordre n idéaux et réels.

IV .3.1mode glissant idéal :

La trajectoire $(t, x(t))$ ayant pour condition initiale $(0, x_0)$ est une trajectoire à modes glissants idéaux d'ordre n par rapport à la surface $S=0$, s'il existe $t_1 > 0$ tel que $\forall t \geq t_1$, les égalités suivantes soient vérifiées : $\left(s = \dot{s} = \dots = s^{(n-1)} = 0 \right)$

La notion de modes glissants idéaux n'a pour but que d'exprimer une solution théorique, mathématiquement possible mais irréalisable pratiquement (à cause des imperfections et des limitations physiques des organes de commutation). Elle permet d'atteindre de façon plus lisse la surface de contrainte. Ceci est généralement lié au phénomène d'intégration des discontinuités de la commande.

IV.3.2 Mode glissant réel:

Une commande par modes glissants réels sur $S=0$ est dite d'ordre $n > 0$ par rapport à une fonction à valeur réelle $\gamma(\varepsilon)$, tels que si $\varepsilon \rightarrow 0 \Rightarrow \gamma(\varepsilon) \rightarrow 0$ si pour n'importe quel ensemble compact appartenant au domaine de définition, il existe $t > 0$ et une constante $c > 0$ telle que $\forall t > t_1$ l'inégalité suivante soit vérifiée:

$|(s(t, x(t, \varepsilon)))| \leq C |\gamma(\varepsilon)|^n$, est classiquement soit un retard (ou dynamique négligée) soit une imprécision sur la connaissance de l'état du système.

La notion de modes glissants réels permet d'exprimer la dépendance de l'algorithme à modes glissants par rapport aux imperfections physiques du système réel (retard d'un actionneur, échantillonnage de la mesure, gain non infini de la fonction signe en zéro, etc...).

IV.4. Commande par mode glissant d'ordre deux :

Considérons un système non linéaire décrit par :

$$\dot{x} = f(x, t) + g(x, t).u \quad (\text{IV.7})$$

L'objectif est d'établir un régime glissant d'ordre deux par rapport à s , en imposant aux trajectoires d'état du système à évoluer au bout d'un temps fini sur l'ensemble.

$$S_2 \text{ et à ne plus le quitter ensuite : } s_2 = \left\{ x : s = \dot{s} = 0 \right\} \quad (\text{IV.8})$$

Ceci est réalisé par une commande agissant sur la dérivée seconde de la variable de glissant qui, de manière générale, peut s'écrire sous la forme :

$$\ddot{S} = \varphi(x, t) + \phi(x, t) \cdot v \tag{IV.9}$$

Avec

- $v = \dot{u}$ dans le cas où le système (IV.1) est de degré relatif $n=1$ par rapport à s ,

c.à.d. $\frac{\partial \dot{s}}{\partial u} \neq 0$

- $v = u$ dans le cas où le système (IV.1) est de degré relatif $n=2$ par rapport à s ,

c.à.d. $\frac{\partial \ddot{s}}{\partial u} \neq 0$

Afin de réaliser des algorithmes par modes glissants d'ordre deux, il est nécessaire de vérifier l'hypothèse de travail suivante pour valider l'atteignabilité de la surface de glissant et la bornitude de la variable \dot{s} :

Les fonctions incertaines $\phi(x, t)$ et $\varphi(x, t)$ sont bornées. il existe quatre constantes positives s_0, c_0, k_m et K_M telles que, dans un voisinage $|s(x, t)| < s_0$ les inégalités suivantes soient vérifiées :

$$|\varphi(x, t)| < C_0 \text{ et } 0 < K_m \leq \phi(x, t) \leq K_M$$

Les hypothèses énoncées ci-dessus impliquent que la dérivée seconde de la fonction de commutation est uniformément bornée dans un certain domaine (Et) pour l'entrée considérée.

En respectant les conditions déjà définies, nous pouvons écrire que toute solution relative à l'équation (IV.9) satisfait l'inclusion différentielle suivante [34] :

$$\ddot{s} \in [-C_0, C_0] + [K_m, K_M] \cdot v \tag{IV.10}$$

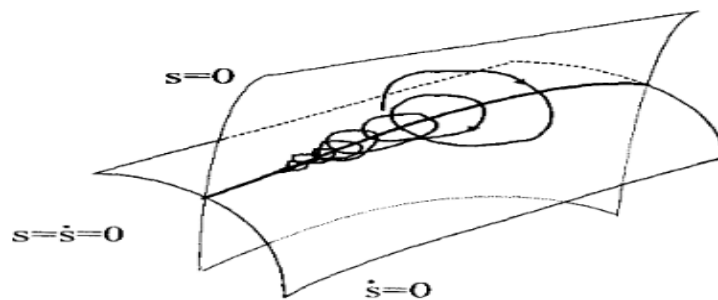


Fig. IV.1.: Ensemble de glissant d'ordre deux

IV.5..Exemples de commandes par modes glissants d'ordre 2 :

Dans la littérature, plusieurs algorithmes modes glissants d'ordre 2 ont été introduits

Parmi ces algorithmes, on cite :

-Algorithme du Twisting.

-Algorithme du Super Twisting.

-Algorithme du prescribed convergence law (Algorithme avec une loi de convergence prédéfinie). [35].

IV.5.1.Algorithme de Twisting :

Cet algorithme a été défini comme le premier contrôleur par mode glissant d'ordre supérieur. Cet algorithme twiste autour de l'origine du plan de glissant d'ordre deux est appelé Twisting en raison de sa convergence en temps fini vers l'origine du plan de phase

(s, \dot{s}) , avec un nombre infini de rotation, voir (Fig.IV.2).

Son principe de fonctionnement est la commutation de l'amplitude de la commande entre deux valeurs v_m et V_M de telle façon que l'abscisse et l'ordonnée soient croisées de plus en plus vers l'origine [35-36].

Son expression pour un système de degré relatif 2 est :

$$u = -r_1 \cdot \text{sign}(s) - r_2 \cdot \text{sign}(s^{\cdot}) \quad \text{Avec} \quad r_2 > r_1 > 0 \quad (\text{IV.11})$$



Fig IV.2.: Convergence en temps fini de l'algorithme Twisting.

Afin de détailler les algorithmes en régime glissant du second ordre, les fonctions f et S de l'expression que les seules informations disponibles à l'instant t sont, la commande $u(t)$, la surface $S(t, x)$ et le signe de la dérivée par rapport au temps de S . La dérivée de S . [34]:

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} S(t, x) = \frac{\partial}{\partial t} S(t, x) + \frac{\partial}{\partial x} S(t, x) \frac{dx}{dt} \\ \dot{S} = \frac{\partial}{\partial t} S(t, x) + \frac{\partial}{\partial x} S(t, x) f(t, x, u) \end{cases} \quad (\text{IV.12})$$

La dérivée seconde de S :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \dot{S}(t, x, u) = \frac{\partial}{\partial t} \dot{S}(t, x, u) + \frac{\partial}{\partial x} \dot{S}(t, x, u) \frac{dx}{dt} + \frac{\partial}{\partial u} \dot{S}(t, x, u) \frac{du}{dt} \\ \ddot{S} = \frac{\partial}{\partial t} \dot{S}(t, x, u) + \frac{\partial}{\partial x} \dot{S}(t, x, u) f(t, x, u) + \frac{\partial}{\partial u} \dot{S}(t, x, u) \dot{u} \end{cases} \quad (\text{IV.13})$$

On pose :

$$\begin{cases} \psi(t, x, u) = \frac{\partial}{\partial t} \dot{S}(t, x, u) + \frac{\partial}{\partial u} \dot{S}(t, x, u) f(t, x, u) \\ \zeta(t, x) = \frac{\partial}{\partial u} \dot{S}(t, x, u) \end{cases} \quad (\text{IV.14})$$

Nous allons reprendre le système $y_1 = S$ et $y_2 = \dot{S}$. Maintenant le problème de la commande est de stabiliser en temps fini le système du deuxième ordre suivant [36] :

$$\begin{cases} y_1 = y_2 \\ \dot{y}_2 = \psi(t, x) + \zeta(t, x) \dot{u} \end{cases} \quad (\text{IV.15})$$

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

$$\phi > 0, |\psi| \leq \phi, 0 < \Gamma_m \leq \zeta \leq \Gamma_m \quad (\text{IV.16})$$

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

$$\dot{u} = \begin{cases} -u & \text{si } |u| > 1 \\ -V_m \operatorname{sgn}(S) & \text{si } S \dot{S} \leq 0, |u| \leq 1 \\ -V_M \operatorname{sgn}(S) & \text{si } S \dot{S} > 0, |u| \leq 1 \end{cases} \quad (\text{IV.17})$$

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

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

$$\begin{cases} -V_m \operatorname{sgn}(\dot{S}) & \text{si } S \dot{S} \leq 0, \\ -V_M & \text{si } S \dot{S} > 0, \end{cases} \quad (\text{IV.18})$$

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

$$\begin{cases} V_M > V_m, \\ V_m > \frac{4\Gamma_m}{S_0}, \\ V_m > \frac{\phi}{\Gamma_m}, \\ V_m > \frac{\phi}{\Gamma_m}, \\ \Gamma_m V_m - \phi > \Gamma_m V_m + \phi. \end{cases} \quad (\text{IV.19})$$

Si dans la pratique la dérivée de la surface S n'est pas mesurable, son signe peut être estimé par le signe de la dérivée de la surface S dans un intervalle de temps Δ_t .

Le $\operatorname{sgn}(\dot{S}(t))$ est calculé par l'expression $\operatorname{sgn}(\dot{S}(t) - S(t - \Delta_t))$.

En considérant les incertitudes du système et les intervalles de temps entre les croisements successifs de l'axe des abscisses, il est possible de définir la borne supérieure du temps de convergence du système [36] :

$$t_{tw \infty} \leq t_{M1} + \Theta_{tw} \frac{1}{1 - \Theta_{tw}} \sqrt{|y_{1M1}|} \quad (\text{IV.20})$$

Où y_{1M1} est la valeur de la surface S quand l'axe des abscisses est traversé pour la première fois, t_{M1} est la valeur de temps à cet instant. Les expressions Θ_{tw} et θ_{tw} sont données par les formules suivantes :

$$\begin{cases} \Theta_{tw} = \sqrt{2} \frac{\Gamma_m V_m + \Gamma_M V_m}{(\Gamma_m V_M - \phi) \sqrt{\Gamma_M V_m + \phi}} \\ \theta_{tw} = \sqrt{\frac{\Gamma_m V_M + \phi}{\Gamma_M V_m - \phi}} \end{cases} \quad (\text{IV.21})$$

IV.5.2.Algorithme de Super Twisting :

Cet algorithme a été proposé par Levant.

$$u = u_1 + u_2 \tag{IV.22}$$

$$\dot{u}_1 = -W \text{sign}(s) \tag{IV.23}$$

$$u_2 : \begin{cases} -\hat{\lambda}_s^\rho \text{sign}(s) \dots \dots \dots si : \dot{s}.s \leq 0 \\ -\hat{\lambda}_s^\rho \text{sign}(s) \dots \dots \dots si : \dot{s}.s > 0 \end{cases} \tag{IV.24}$$

La condition suffisante pour la convergence en temps fini est:

$$w > \frac{C_0}{K_m} \tag{IV.25}$$

$$\hat{\lambda}^2 \geq \frac{4C_0 K_M (w + C_0)}{k_m^2 k_m (W - C_0)} \tag{IV.26}$$

$$0 < \rho < 0.5 \tag{IV.27}$$

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

$$\begin{cases} u = -\lambda |S|^{1/2} \text{sgn}(S) + u_1 \\ \dot{u}_1 = -w \text{sgn}(S) \end{cases} \tag{IV.28}$$

L'intérêt de cet algorithme est qu'il très robuste, elle n'a pas besoin d'information sur la dérivée de S. A cause de cette caractéristique en peut réduire les nombres de capteurs du système, ainsi que le temps de calcul.[36]

IV.6. Commande par mode glissant d'ordre deux d'un système non linéaire (Algorithme de Super Twisting):

Dans cette section, nous allons décrire les différentes étapes pour la mise en œuvre de la commande à base de l'algorithme du Super-Twisting du système non linéaire d'ordre n . La commande sera appliquée afin de contraindre la sortie du système y à suivre une trajectoire de référence y_r et que l'erreur de poursuite converge vers zéro en présence d'incertitudes et de perturbations. Pour cela la surface de glissant donnée par Slotine (IV.29) sera employée pour le calcul de la variable de glissant. Cette équation peut être réécrite sous la forme d'une somme binomiale comme suit[36] :

$$\sigma(x, t) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda \right)^{(n-1)} e \quad (\text{IV.29})$$

$$\sigma(x, t) = \sum_{k=0}^{n-1} \frac{(n-1)!}{k!(n-k-1)!} \left(\frac{\partial}{\partial t} \right)^{(n-k-1)} \lambda^k e \quad (\text{IV.30})$$

La dérivée de σ par rapport au temps est donnée par :

$$\begin{aligned} \sigma'(x, t) &= \sum_{k=0}^{n-1} \frac{(n-1)!}{k!(n-k-1)!} \left(\frac{\partial}{\partial t} \right)^{(n-k-1)} \lambda^k e \\ &= (y_r - y)^{(n)} + \delta_\sigma \end{aligned} \quad (\text{IV.31})$$

Où:

$$\delta_\sigma = \sum_{k=1}^{n-1} \frac{(n-1)!}{k!(n-k-1)!} \left(\frac{\partial}{\partial t} \right)^{(n-k-1)} \lambda^k e . \text{ En substituant par l'expression de la dérivée à}$$

l'ordre n de la sortie du système (IV.1) dans la dérivée de σ , on obtient :

$$\sigma'(x, t) = (x, t) = \delta_\sigma + y_r^{(n)} - f_0(x) - g_0(x)u - D \quad (\text{IV.32})$$

En s'appuyant sur les conditions d'invariance de la surface de glissant, la commande équivalente est obtenue en annulant σ' :

$$u_{eq} = g_0(x)^{-1} [y_r^{(n)} - f_0(x) + \delta_\sigma] \quad (\text{IV.33})$$

En plus de la commande équivalente, la commande globale se compose des deux termes du Super-Twisting u_1 et u_2 . Après avoir regroupé les différentes composantes, la commande globale sera donnée par :

$$u = g_0(x)^{-1} \left[y_r^{(n)} - f_0(x) + \delta_\sigma + \int_0^t \alpha \text{sign}(\alpha) dt + \beta |\sigma|^{0.5} \text{sign}(\sigma) \right] \quad (\text{IV.34})$$

Afin de satisfaire la condition de transition (IV.37) et tester la stabilité et la robustesse en boucle fermée, Levant a considéré la deuxième dérivée de la surface de glissant:

$$\dot{\sigma}(x, t) = \varphi + e \dot{u} \quad (\text{IV.35})$$

Avec $\varphi = \delta_\sigma - y_r^{(n+1)} + f_0(x) + D + g_0(x)u$ et $e = g_0(x)$ sont des fonctions non linéaires mal connues mais bornées $\Delta > 0$, $|\varphi| \leq \Delta$, $0 < \Gamma_m \leq e \leq \Gamma_M$. Dans son étude Levant n'a pas pris en compte la somme des perturbations et d'incertitudes D ni de sa dérivée, et il a donné les conditions suffisantes de convergence en temps fini vers la surface de glissant:

$$\alpha > \frac{\Delta}{\Gamma_m}, \beta \geq \frac{4\Delta}{\Gamma_m^2} \frac{\Gamma_M (\alpha + \Delta)}{\Gamma_m (\alpha - \Delta)} \quad (\text{IV.36})$$

Si l'on remplace par l'expression de la commande dans la dérivée de la surface, la condition de η -attractivité (IV.37) sera satisfaite si les gains de commande sont choisis de sorte à satisfaire l'inégalité :

$$\alpha t + \beta |\sigma|^{0.5} \geq \eta + D_M \quad (\text{IV.37})$$

En régime permanent, on aura $\sigma = 0$, le choix de ces conditions suffisantes va nous permettre facilement de satisfaire la condition (IV.37). Cependant, pour un choix optimal de α et β en phase d'approche, la connaissance des bornes supérieures de D et de sa dérivée qui dépendent de la commande u comme indiqué par (IV.38) s'imposent. Néanmoins, même si ce problème est résolu, la présence de la fonction $\text{sign}(\sigma)$ provoque un phénomène de chattering. Même s'il est d'un ordre moins important que dans la commande par modes glissants classiques, il est toujours résiduel. Dans la littérature nous retrouvons une variété de preuve de stabilité de cet algorithme.

La preuve originale donnée par Levant est une preuve géométrique basée sur l'intégration numérique du pire cas indiquant pour un jeu de coefficients (α, β) donné s'il est toujours stable ou pas. Une autre méthode, consiste à intégrer analytiquement le cas le plus défavorable. Cette procédure nécessite d'intégrer un majorant, qui forme une enveloppe des trajectoires. Cette preuve donne des conditions analytiques, contrairement à la précédente, mais légèrement plus conservatives. Une troisième méthode consiste à utiliser des fonctions de Lyapunov. Ces preuves sont les plus conservatives, ne prouvant la stabilité que pour des

valeurs de coefficients assez élevées, mais sont les plus faciles à généraliser à des algorithmes similaires.

Il reste à souligner qu'aucune de ces méthodes ne donne une solution pour le calcul de la valeur optimale des gains de commande (α, β) . Même si les valeurs de ces coefficients ont un impact sur l'optimisation de l'énergie du signal de commande, sur la réduction du chattering et même sur la stabilité en boucle fermée.

Selon l'usage de l'algorithme, en commande, pour avoir un bon comportement transitoire, la valeur des gains doit être plus grande que le strict nécessaire pour assurer la stabilité.

En revanche s'il est utilisé en guise de dérivateur, les coefficients doivent être les plus faibles possible, car ils peuvent perturber l'estimation de la dérivée.

IV.7. Application de la commande par mode glissant d'ordre 2 à la MSAP :

Le schéma de la commande par mode glissant d'ordre 2 (MGO2) est représenté sur la Figure (IV.3). En utilisant le principe de la méthode de réglage en cascade (structure de trois surfaces), la boucle interne permet de contrôler les courants, tandis que la boucle externe permet de contrôler la vitesse.

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

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

$$u = \begin{cases} -u & \text{si } |u| > 1 \\ -V_m \operatorname{sgn}(S) & \text{si } S \dot{S} \leq 0, |u| \leq 1 \\ -V_M \operatorname{sgn}(S) & \text{si } S \dot{S} > 0, |u| \leq 1 \end{cases} \quad (\text{IV.38})$$

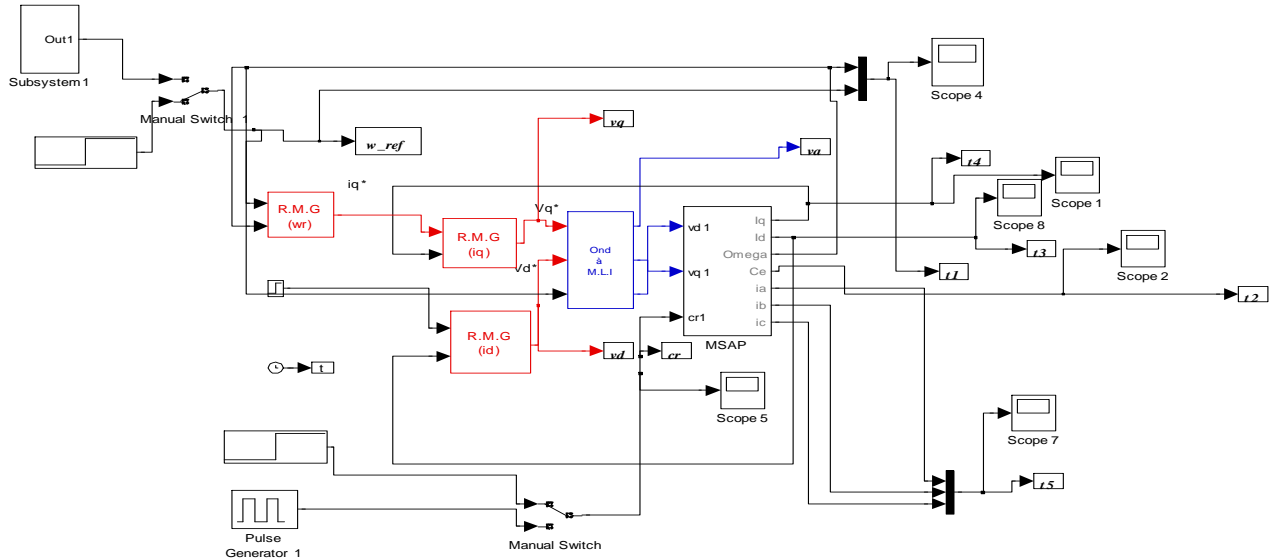


Fig .IV.3.: Le schéma de la commande par mode glissant d'ordre deux de la MSAP.

IV.7.1.Résultats de simulation :

Afin de tester les performances et la robustesse de la commande par mode glissant d'ordre2 basé sur l’algorithme de Twisting de la MSAP, des séries de simulations numériques similaires à celles réalisées dans le chapitre précédent.

IV.7.1.1.Essai à vide et en charge :

La figure IV.4 et figure IV.5 représentent les résultats de simulation de l’essai à vide et en charge du MSAP, pour un échelon de consigne de 100 rad/s, et suivie d'une application de charge de 5 N.m à partir de t=0.5s. On remarque que :

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

*Le couple subit au moment du démarrage un pic, puis atteint rapidement la valeur du couple résistant avant et après l’application de la charge, Un découplage réalisé avec succès par le maintien de i_d nul,

IV.7.1.2.Essai de l’inversion de sens de rotation :

La figure IV.6, nous avons inversé le sens de rotation de +100 rad/s à -100 rad/s à l’instant t=1s sans charge. Les résultats de simulation montrent que la vitesse suit parfaitement

sa référence qui est atteinte très rapidement. L'erreur provoquée par la perturbation de la charge est compensée instantanément. L'inversion du sens de rotation permet de déduire que la commande est robuste.

IV.7.1.3. Essai de variation de la résistance statorique et du couple de charge :

La résistance statorique de la machine varie lorsque la température des enroulements augmente suite à une application de la charge par exemple. De ce fait, la machine est démarrée à vide, puis à l'instant $t=0.5s$, on applique un couple résistant $C_r=5 N.m$. À l'instant $t=0.5s$, on augmente de la valeur de la résistance statorique de $+50%$ de sa valeur nominale par exemple. A partir de la figure IV.7, on constate que le système répond positivement à ce test, il est insensible aux perturbations internes et externes, cette commande présente une bonne robustesse.

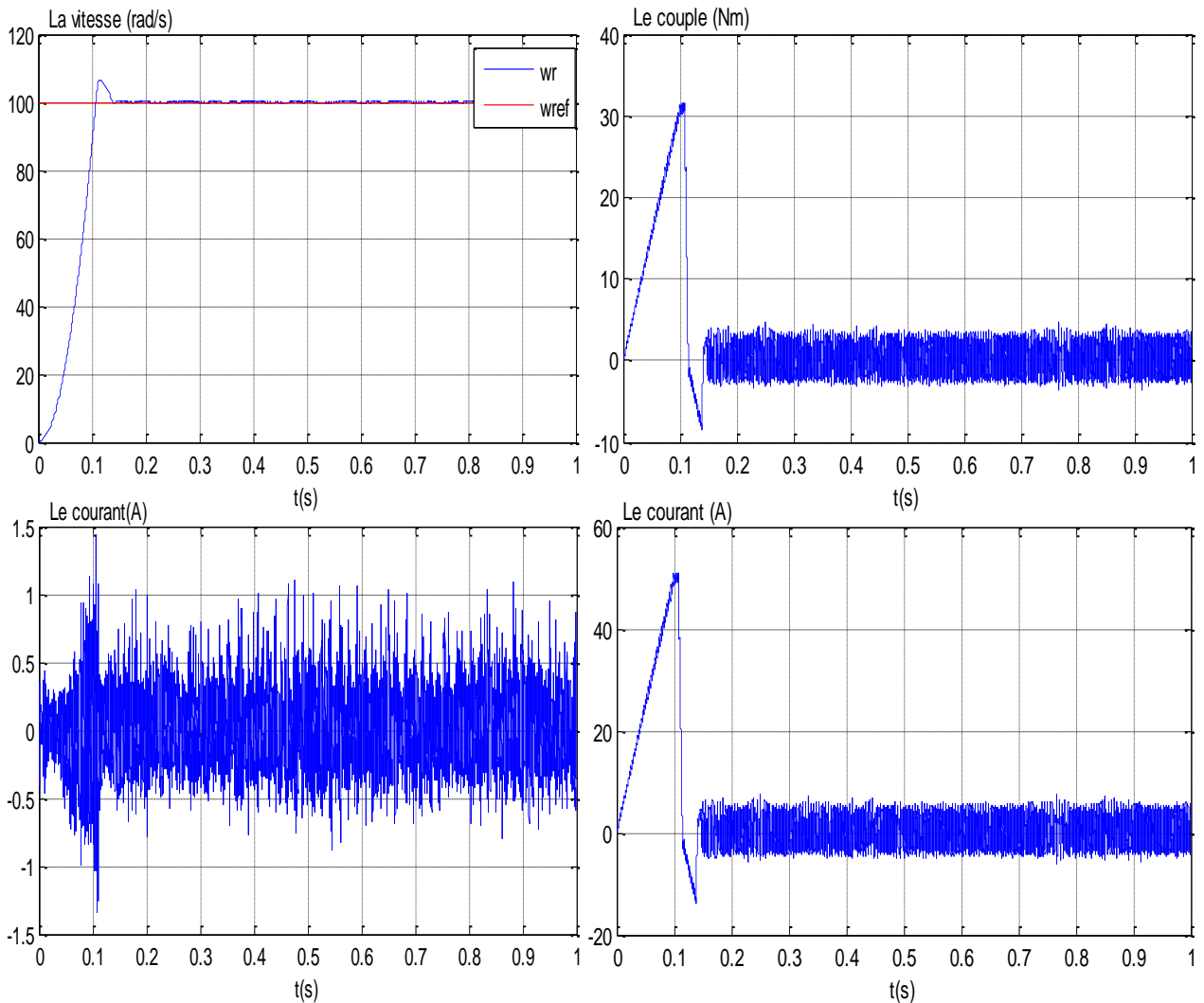


Fig IV.4: Résultats de simulation de R.MGO2 de la MSAP lors d'un démarrage à vide.

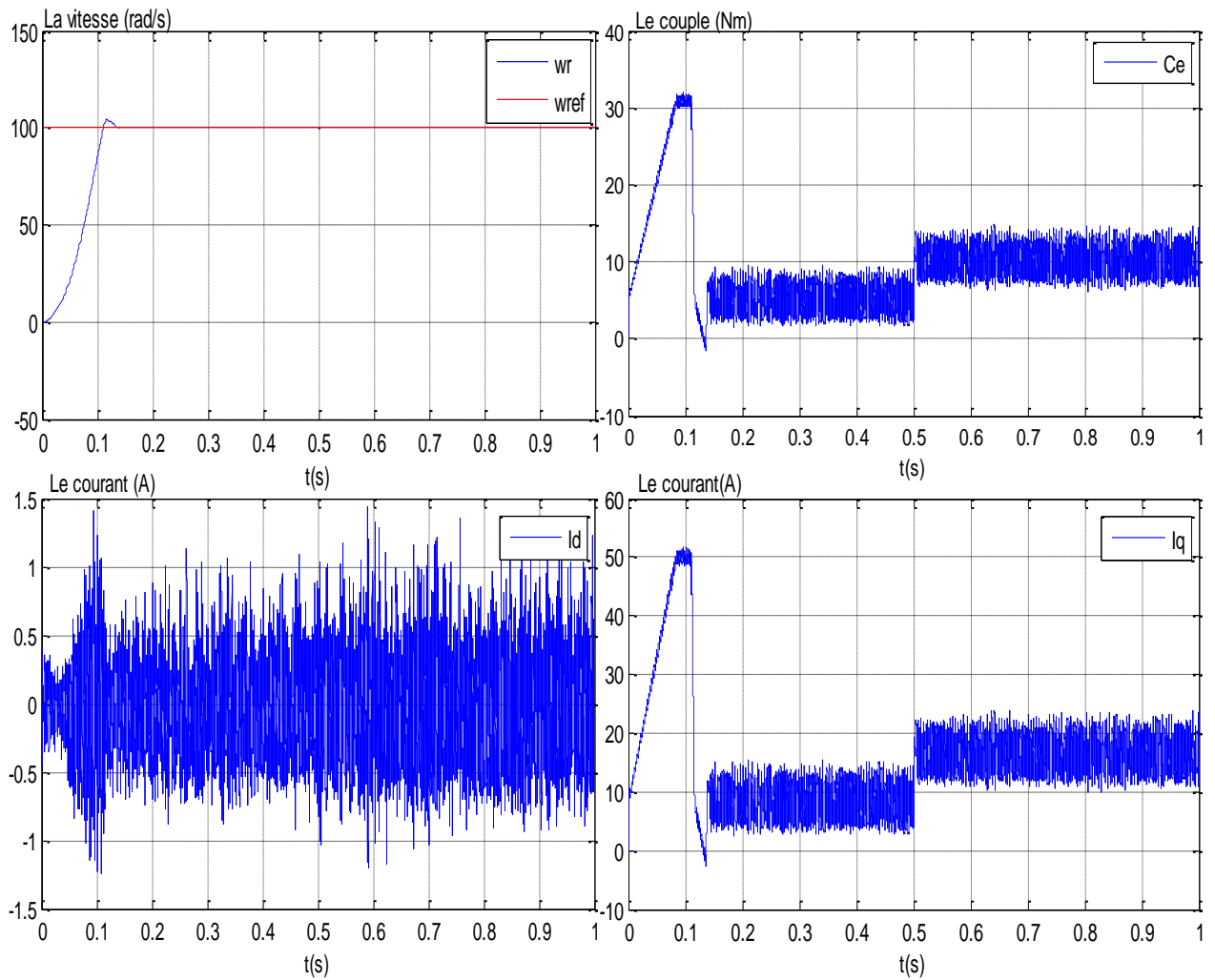
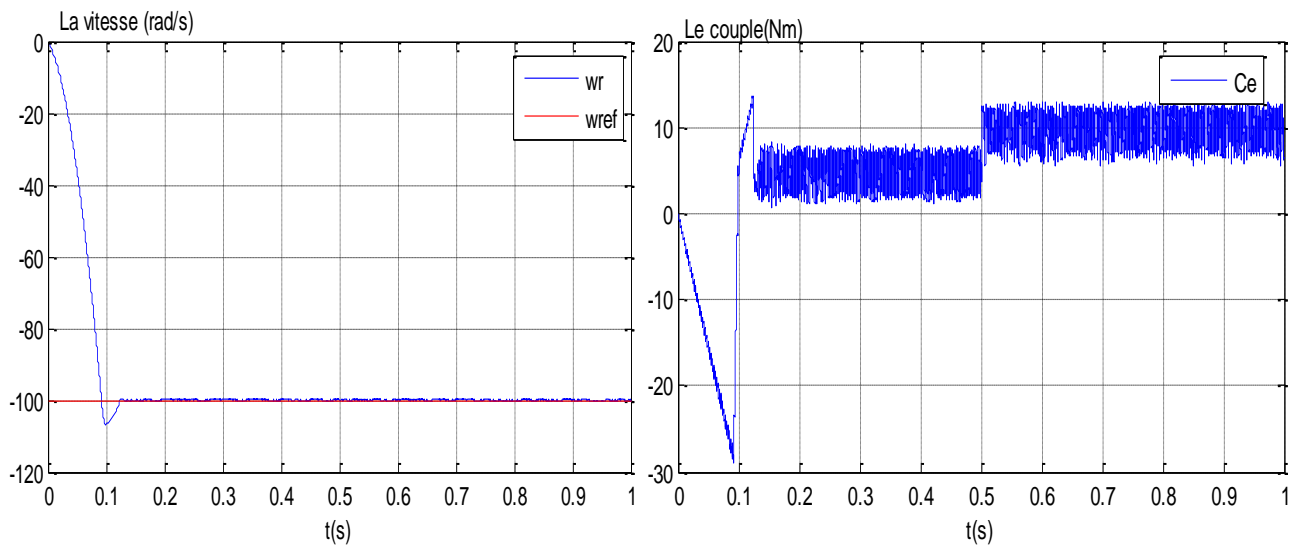


Fig. IV.5.: Résultats de simulation de R.MGO2 de la MSAP lors d'un démarrage à vide suivie d'une application de charge de 5 N.m à $t = 0.5$ s



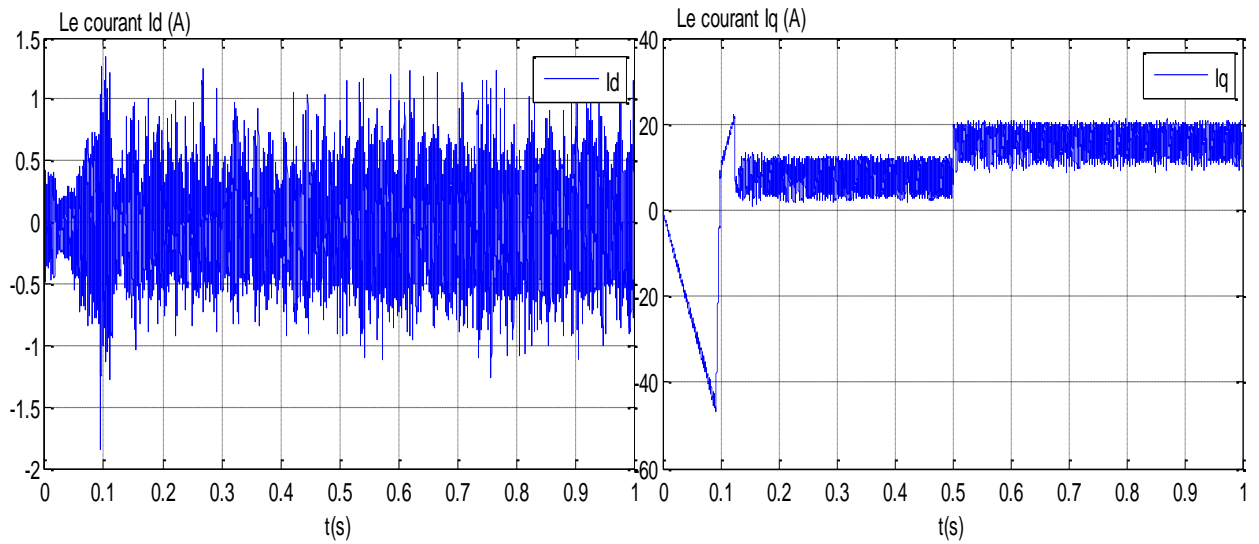


Fig. IV.6.: Résultats de simulation de R.MGO2 de la MSAP pour une inversion du sens de rotation à $t = 0.5s$.

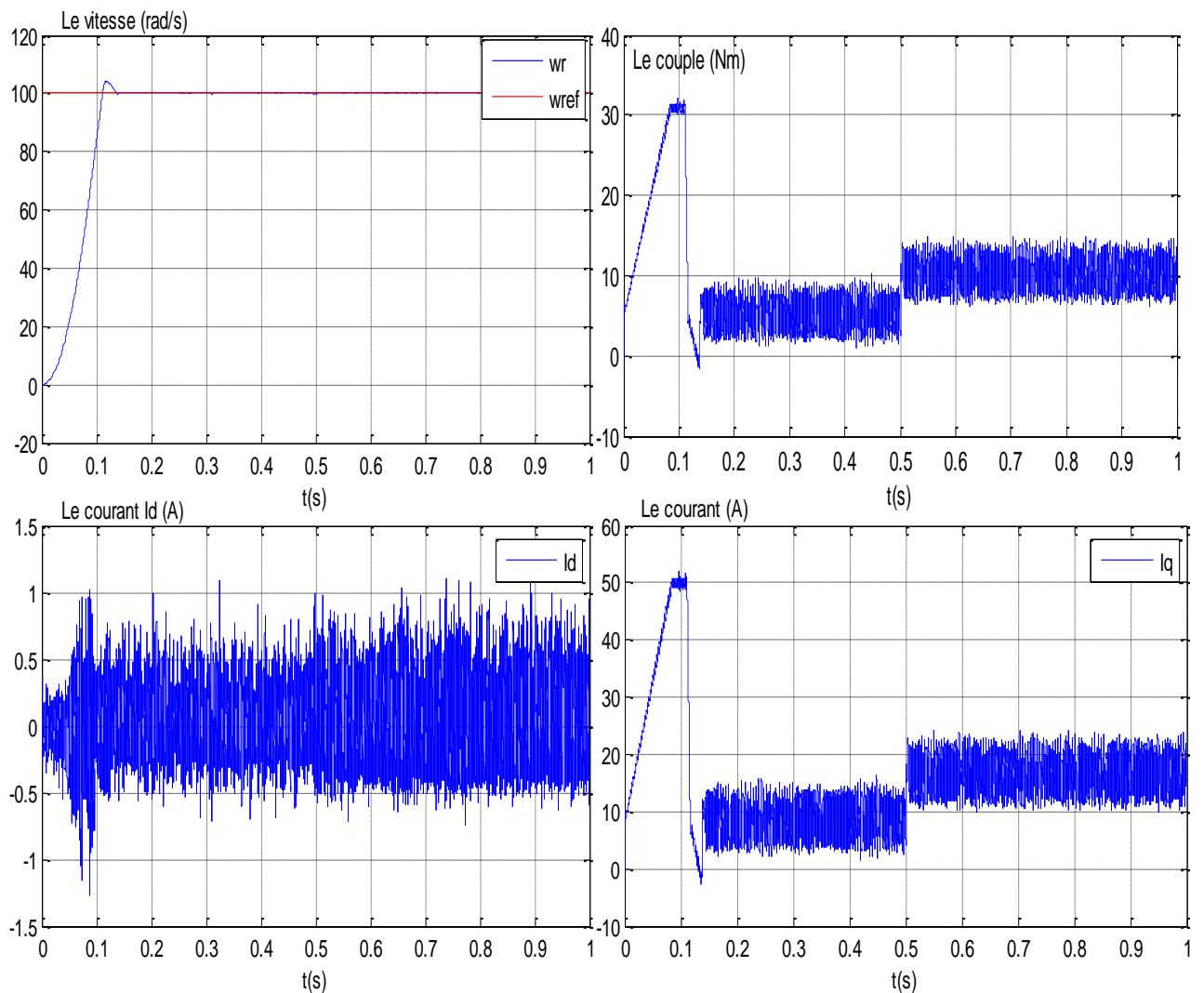


Fig IV.7.: Résultats de simulation de R.MGO2 de la MSAP pour variation la résistance statorique et le couple de charge.

IV.7.2 Etude comparative entre R.MGO 1 et R.MGO 2:

La figure (IV.8.) représente la vitesse et le couple de la MSAP, pour une vitesse de référence de 100 rad/s, et suivie d'une application de charge de 5 N.m à l'instant $t=0.2s$ et $t=0.5s$. On remarque que :

➡ l'allure de la vitesse dans les deux types de commande possède une caractéristique presque linéaire et atteint la vitesse de référence sans dépassement dans un temps de réponse très petit. L'application de la charge ne constate presque aucune influence sur

➡ l'allure de la vitesse, : les réponses du couple électromagnétique dans les deux cas de commande sont comparées. Il est clair que le R.MGO2 utilisant l'algorithme de Twisting réduit le broutement existant dans le cas de R.MGO1.

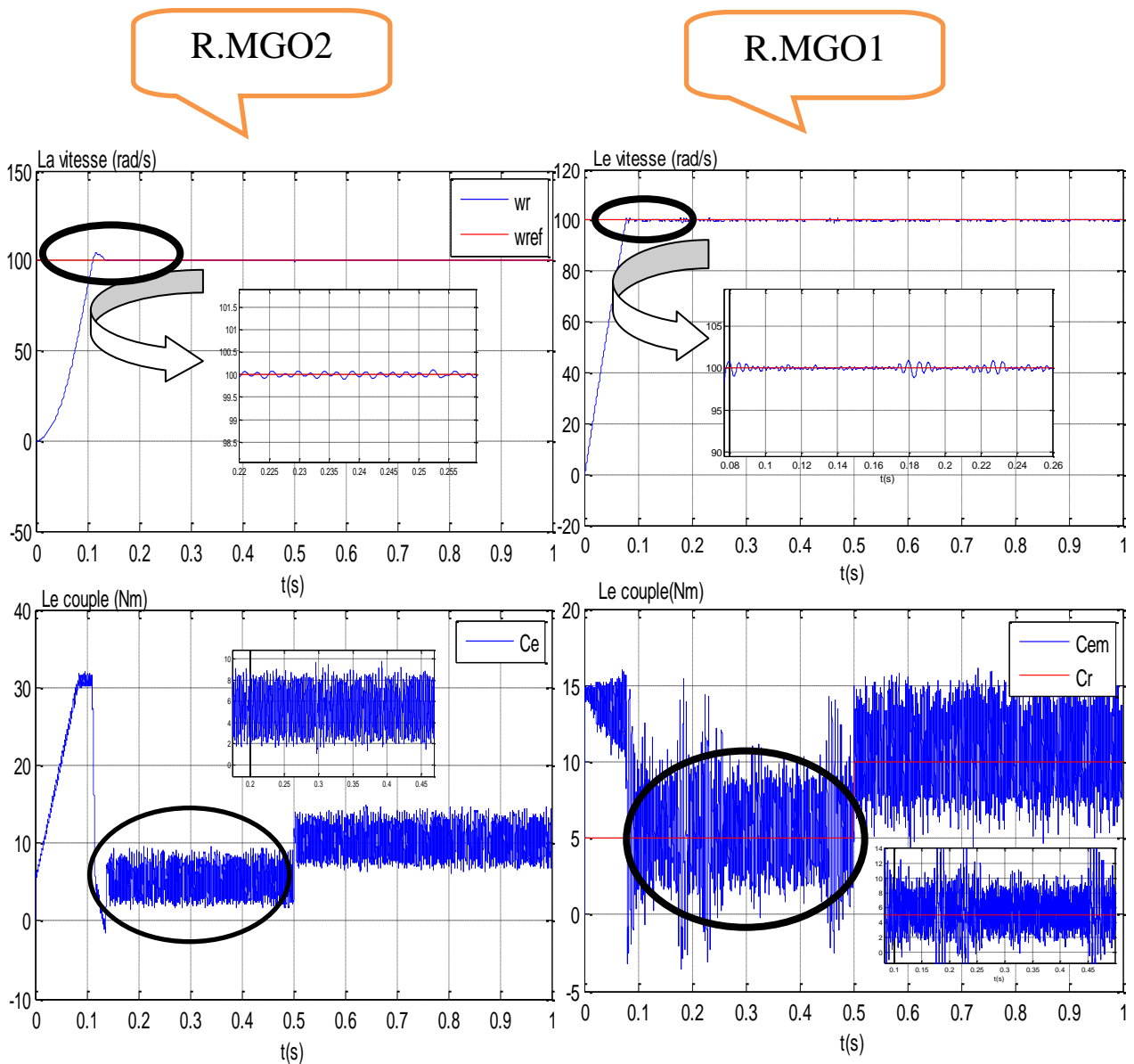


Fig.IV.8.: comparative entre R.MGO 1 et R.MGO 2

IV.8.Conclusion:

Dans ce chapitre, nous avons traité le problème de poursuite des systèmes non linéaires perturbés, Dans un second temps, nous avons introduit la commande par modes glissants d'ordre supérieure ainsi que certaines notions essentielles. En plus de conserver la robustesse, les modes glissants d'ordre supérieur se distinguent par rapport à ceux d'ordre un, par leur aptitude à atténuer le chattering. La généralisation des modes glissants d'ordre un aux modes glissants d'ordre supérieur, est caractérisée par le choix d'une commande discontinue agissant non pas sur la surface de glissant mais sur ses dérivées supérieures. Malgré les performances qu'ils manifestent, ils sont pénalisés par l'information élevée dont ils ont besoin sur les variables du système, et celles impliquées dans le calcul de la surface de glissant et de ses dérivées.

Enfin, on a présenté une étude comparative entre R.MGO2 et R.MGO1 de la MSAP. L'avantage de R.MGO2 basée sur l'algorithme de Twisting est traduit par la réduction de broutement et en même temps sauvegarder les priorités principales du mode glissant d'ordre simple.



Conclusion générale

Le travail présenté dans ce mémoire porte sur l'étude des structures de réglage classique et moderne de la vitesse de la MSAP alimentée par un onduleur de tension commandée par la technique MLI.

Nous avons commencé par une étude générale sur les aimants permanents et ses applications au niveau de la MSAP. L'excitation de cette machine permet une suppression des pertes par effet de Joule et une réduction de l'encombrement.

La synthèse d'une technique de réglage robuste basée sur le mode glissant classique d'ordre un et le mode glissant d'ordre supérieure, pour la régulation de la vitesse d'une machine synchrone triphasée à aimants permanents.

Dans le troisième chapitre, on a présenté en premier lieu la commande par mode glissant, son principe, ses propriétés de robustesse ainsi que ses inconvénients. En appliquant la méthode de la commande équivalente sur la machine synchrone à aimant permanent, il est intéressant de prouver la stabilité asymptotique en boucle fermée quand les paramètres du modèle changent. Ce point va être illustré de façon théorique en faisant appel à la théorie de stabilité de Lyapunov. Une comparaison est enfin déduite pour déterminer les avantages et inconvénients de la commande de cette machine par des techniques de commande non linéaire.

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

L'avènement de mode glissant d'ordre supérieur a permis son implémentation dans de domaine très restrictifs tels que la robotique, l'aéronautique et surtout dans l'application militaire ou l'insensibilité aux incertitudes est d'une importance primordiale.

La mise en œuvre de l'algorithme de commande par mode glissant d'ordre deux, a permis à travers le application proposée, de valider la pertinence d'une telle approche.

Pour remédier à ce problème on a fait appel à une autre technique de commande qui est appelée la commande par mode glissant d'ordre supérieur. Elle est basée sur l'algorithme « Twisting Algorithme » permettant de concevoir une commande robuste face aux variations paramétrique et réduire le phénomène de chattering. Des résultats de simulation sont présentés pour montrer la qualité des performances obtenues.

Annexe A

• Paramètres du MSAP utilisé :

Puissance nominal	$P_n=1500 \text{ w}$
Tension nominal	$V_n=380 \text{ v}$
Résistance d'une phase statorique	$R_s=3.4 \Omega$
Inductance cyclique	$L_d=L_q=0.0066 \text{ H}$
Flux des aimants	$=0.1564 \text{ wb } \varphi_f$
Moment d'inertie	$J=0.00176 \text{ Nms /rd}$
Coefficient de frottement	$f_c=0.00038818 \text{ Ns /rd}$
Couple résistant nominal	$C_r = 5 \text{ Nm}$
Nombre de paires de pôles	$P=3$

Table 1 – Paramètres nominaux du MSAP étudié.

[A] Mr. NABTI Khalil " Stratégies de commande et techniques intelligentes appliquées aux machines de type synchrone " Université Mentouri Constantine. 14 / 12 / 2010.

[B] Mr. Deghboudj Imen " COMMANDE DES SYSTEMES NON LINEAIRES PAR MODE GLISSANT D'ORDRE SUPERIEUR" Université Constantine1.21/11/2013.

[C] Mr. BENCHABANE Fateh " Commande en position et en vitesse par mode de glissement d'un moteur synchrone triphasé à aimants permanents avec minimisation du chattering" Université Mohammed khider de Biskra . 2005.

[D] Mr. Hemmami Mohammed Ilyes " Commande sans capteur de vitesse d'un moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) par l'utilisation de la commande directe du couple et d'un observateur de vitesse à mode glissant" Université Mohammed khider de Biskra.

[1] [BER 02] Bernard, N. "Machine synchrone : de la boucle ouverte a l'autopilotage Ecole Normale Supérieure de Cachan Campus de KerLann – 35170

BRUZ, Revue 3EI, n° 30, septembre 2002.

[2] LAC 07] G. LACOMBE "Définition et Réalisation d'une Nouvelle Génération de ,Logiciels pour la Conception des Moteurs Futurs" ; Thèse de doctorat Institut National Polytechnique de Grenoble, 2007.

"[3] [BOU 05] Bouchereb, C. "Contrôle direct du couple des machines synchrones. Thèse de magistère en électrotechnique, université de Batna, 2005.

[4] [AME 03] Ameer, A. "Commande sans capteur de vitesse par DTC d'une machine synchrone à aimants doté d'un observateur d'ordre complet à mode glissant". Thèse de magistère en électrotechnique université de Batna .2003

[5]. L Khelfi- F. Adjeroud« Étude et réalisation d'une MSAP PFE – Université Farhet Abbas, Setif 1997.

[6] [JBG 98] J. Bonal, G. Suguier, "Entraînement électriques à vitesse variable"

Edition tec.doc, paris, cedex 08 décembre 1998.

[7] [HAC 95] B. Hacéne "Contribution à la Commande des Machines Synchrones à Aimants Permanents" Thèse de Doctorat, L'institut National Polytechnique de Lorraine. juin 1995.

[8] Carlos D.A.M, " Contrôle direct du couple d'une machine asynchrone alimentée par Convertisseur multi niveaux à fréquence imposée, " Thèse doctorat de l'institut national polytechnique de Toulouse, 15 Décembre 2000.

[9] Lahouel Dalila, ' Commande Non Linéaire Adaptative D'une Machine synchrone à aimants permanents. Thèse de Magister Université de BATNA.

à [10] Fadli Ouahiba "Modélisation commande non linéaire de l'association machine synchrone aimant permanent – Onduleur de tension à trois niveaux", Thèse de Magister Université de BATNA.

[11] Babak NAHID MOBARAKEH "Commande vectorielle sans capteur mécanique ligne" des Machine Synchrone à Aimants : Méthodes, convergence, robustesse identification "en des paramètres. Thèse de Doctorat France

[12] A. Selloum « Commande équivalente en vitesse et en position d'une MSAP » PFE- Université Ferhat Abbes, Setif 2002.

[13] [SEB 03] : M.Sebaa "Etude et comparative entre les différentes méthodes de commande d'une machine synchrone à aimants permanents ", Mémoire de magister ENSET-Oran.2003.

[14] Azzeddine Kaddouri, "Etude d'une Commande Non Linéaire Adaptative de la machine Synchrone à Aimants Permanents", Université Laval, Québec, 2000.

[15] R. Sadouni, " Commande par mode glissant flou d'une machine asynchrone à double étoile", Thèse de Magister, Université de Sidi Bel Abbès, 2010

[16] S.Hassaine.A;A; Naassani,S,Moreau,and,B Mazari "Contrubition a by sliding mode of paremanent magnet synchronous machine "2007.

[17][MAS 07] A. MASSOUM "Contribution à la Commande Singulièrement]

Perturbée d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents" ; Thèse de Doctorat, Université Djilali Liabes de Sidi-Bel-Abbès, 2007.

[18][RET 08] J.M. RETIF "Commande Vectorielle des Machines Asynchrones et Synchrones" ; Notes de Cours, Institut National des Sciences Appliquées de Lyon (INSA), 2008

[19][KHA 06] F. KHATOUNIAN "Contribution à la Modélisation, l'Identification et la Commande d'une Interface Haptique à un Degré de Liberté Entraînée par une Machine Synchrone à Aimants Permanents" ; Thèse de Doctorat, Ecole Normale Supérieure de Cachan, 2006.

[20] M. Kerouaz « Commande vectorielle d'une machine synchrone à aimants permanents alimentée par onduleur de tension » PFE- Université Badji Mokhtar, Annaba 2000.

"[21] [TAM 00] : H. Tamrbed, T. Azarobr "Réglage par mode glissant d'une machine asynchrone". Thèse d'ingénieur, Annaba, 2000

[22] [PLE 07] F. Plestan, A. Glumineau, G.J. Bazani, "New robust position control of a synchronous motor by high order sliding mode," 46th IEEE Conference on Decision and Control, pp.3697-3702, 12-14 Dec 2007.

[23] LAIEB FADILA, GERROUCHE HAKIMA "Etude comparative de la commande par mode glissant et la commande vectorielle d'une machine asynchrone". Univ. M'sila, 2004.

[24] K. Benchaïba "Commande de la machine asynchrone par mode de glissement ; Apport de la logique pour la réduction du phénomène « Chattering »" Thèse de magister en électrotechnique, ingénieur d'état en électrotechnique. Univ. Batna, 2003.

[25] BACHIR B.R "Synthèse commande équivalente par mode du glissement par orientation du champ". Génie électrique, Ecole nationale polytechnique d'Alger, 1994.

[26] THESE D'ETAT M. SAID N. SAID, "Contribution à la commande vectorielle d'une machine asynchrone" soutenue en juillet 1999 à Batna.

[27] H. Bühler, "Réglage par mode de glissement". Première édition, Presses polytechniques romandes, Lausanne, 1986.

- [28] H.Buhler, “*Réglage par mode de glissement*“, presses polytechniques romandes, 1986.
- [29] M.Kasmi et M.Laouodi Djamel, “*Approche discrète de la commande par mode glissement de la machine asynchrone*“, Mémoire d’ingénieur d’état en Génie Electrique, EMP.2000.
- [30][BOS85] B. K.Bose, ‘Sliding mode control for induction motor.’ IEEE IAS Annual Meeting, 1985. p 479-486.
- [31] G. Bondarev, S.A. Bondarev, N.Y. Kostyerva, and V. I. Utkin, “Sliding modes in . . .systems with asymptotic state observers”, Automation and remote control, vol. 46, no pp. 679-684, 1985 ,6
- [32] S. V Emelyanov, S. V. Korovin, and L. V. Levant, “Higher sliding modes in the .binary control systems,”, Soviet Physics, Doklady, vol. 31, no. 4, pp. 291-293, 1986
- [33]. LEVANT, “SIDING ORDER AND SLIDING ACCURACY IN SLIDING MODE CONTROL,” INTERNATIONAL JOURNAL OF CONTROL, VOL. 58, PP. 1247-1263, 1993.
- [34] M r. Deghboudj Imen " COMMANDE DES SYSTEMES NON LINEAIRES PAR MODE GLISSANT D’ORDRE SUPERIEUR" MEMOIRE de Magister en Electronique 2013
- [35] M r. Noureddine BOUNASLA "Commande par Mode de Glissement d’Ordre Supérieur de la Machine Synchrone à Aimants Permanents" Mémoire de Magister en Electrotechnique2014
- [36] M r. Malik MANCEUR "Commande robuste des systèmes non linaires complexes' 'thèse de doctorat de l'Université de Reims Champagne-Ardenne 12 juin 2012

Résumé :

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

Mots clés:

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

ملخص:

يقدم هذا البحث دراسة نمذجة و تحكم في ماكينة ذات متزامنة مغناطيس دائم مغذاة بعاكس التيار الكهربائي متحكم فيه بواسطة استراتيجيات التعديل الشعاعي إن طريقة التحكم بتوجيه التدفق بإستعمال الضابط التقليدي تتميز بعدة سلبيات مثل الحساسية للترددات وتغيرات متغيرات الآلة . لهذا السبب قمنا بتطبيق عدة تقنيات ضبط قوية : النمط الإنزلاقي الكلاسيكي والنمط الإنزلاقي من الدرجة الثانية (خوارزمية Twisting). هذا الأخير يتميز بدقة المتابعة والتقليص المعتبر للإهتزازات . نتائج المحاكاة المتحصل عليها أثبتت فعالية وجودت التقنيات المقترحة .

الكلمات المفتاحية:

ماكينة متزامنة ذات مغناطيس دائم . التعديل الشعاعي . التحكم بتوجيه التدفق . النمط الإنزلاقي الكلاسيكي . النمط الإنزلاقي من الدرجة الثانية .