



République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



## Université de Batna

Faculté de Technologie

Département d'Electrotechnique

Laboratoire des Systèmes Propulsion-Induction

Electromagnétiques, LSP-IE, Batna' 2000

# THESE

En vue de l'obtention du diplôme de Doctorat en Sciences

Présentée Par :

Mr : Fezzani Amor

*(Ing., Magister en Électrotechnique de l'Université de Batna)*

*Attaché de recherche, CDER, UREAR, Ghardaïa.*

## *Thème*

*Commande Robuste de la Machine Synchrone à Aimants  
Permanents*

Soutenue le : 07/11/2015.....Devant le Jury composé de :

<b>NAIT-SAID Nasreddine</b>	<b>Professeur</b>	<b>Université de Batna</b>	<b>Président</b>
<b>DRID Said</b>	<b>Professeur</b>	<b>Université de Batna</b>	<b>Rapporteur</b>
<b>MAKOUF Abdessalam</b>	<b>Professeur</b>	<b>Université de Batna</b>	<b>Co-Rapporteur</b>
<b>BETKA Achour</b>	<b>Professeur</b>	<b>Université de Biskra</b>	<b>Examineur</b>
<b>GOLEA Amar</b>	<b>Professeur</b>	<b>Université de Biskra</b>	<b>Examineur</b>
<b>KOUZOU Abdellah</b>	<b>MCA</b>	<b>Université de Djelfa</b>	<b>Examineur</b>

**THEME**

**Commande Robuste de la Machine  
Synchrone à aimants Permanents**

## *Dédicace*

*A Mes parents, Mes Frères et Sœurs*

*A mon épouse, la seule personne qui a partagé  
avec moi les moments d'inquiétude avant ceux de joie,  
pendant tout ces années.*

*A mes chers enfants :*

*Meriem*

*Ibrahim*

*Mohammed Ayoub*

*A tous je dédie ce Travail*

## **Remerciements**

*Cette thèse a été préparé au sein du Laboratoire des Systèmes Propulsion-Induction Electromagnétique, LSP-IE de l'Université de Batna, 2000 .*

*Je suis particulièrement sensible à l'honneur que m'a fait Monsieur **S. DRID**, Professeur de l'enseignement supérieur de l'Université de Batna ,d'accepter d'être rapporteur de cette thèse et pour la confiance et l'intérêt qu'il m'a témoignés tout au long de la réalisation de ce travail.*

*Qu'il me soit permis d'exprimer à Monsieur **A. MAKOUF**, Professeur de l'enseignement supérieur de l'Université de Batna ma gratitude pour son importante participation dans l'élaboration de ce travail. Ses fructueuses connaissances et expériences ont été pour moi une source constante de savoir.*

*Je tiens à exprimer ma sincère gratitude à Monsieur **N. NAIT-SAID**, Professeur de l'enseignement supérieur de l'Université de Batna, pour m'avoir fait l'honneur de présider le jury de ma thèse. Je le remercie sincèrement pour les conseils et les encouragements qu'il m'a prodigués tout au long de ma formation.*

*Mes sincères et vifs remerciements vont aussi à Monsieur **A. BETKA**, Professeur de l'enseignement supérieur de l'Université de Biskra d'avoir accepté d'examiner ce travail avec intérêt et de participer au jury de soutenance.*

*Mes remerciements vont également à Monsieur **A. GOLEA**, Professeur de l'enseignement supérieur de l'Université de Biskra d'avoir accepté d'examiner ce travail et de l'évaluer, en tant que membre de Jury.*

*Je désire aussi remercier chaleureusement Monsieur **A. KOUZOU**, Maître de conférences à l'Université de Djelfa, pour l'honneur qu'il me fait en acceptant de participer à la commission d'examen de ce travail.*

*Je tiens à remercier également l'ensemble des enseignants du département électrotechnique de l'université de Batna.*

*A cette occasion, je témoigne ma reconnaissance à toute personne m'ayant aidé de près ou de loin à l'élaboration de ce travail.*

*A.Fezzani*

## **Commande Robuste de la Machine Synchrone à Aimants Permanents**

**Résumé**— Le travail présenté dans cette thèse porte sur les lois de commande non linéaire robuste dédiées aux moteurs synchrones à aimants permanents. Nous avons présenté deux aspects, le premier aspect concerne la commande par modes glissants d'ordre supérieur et plus précisément aux modes glissants d'ordre deux. Un autre type de commande utilisant un concept différent de linéarisation a été abordé. Cette technique repose principalement sur la notion des systèmes plats associée à des régulateurs auto-ajustable type Linéaire à Paramètres Variant (LPV). Elle a pour ambition de proposer un outil de synthèse et d'analyse des lois de commande robuste des systèmes non linéaires en utilisant le concept de platitude. Dans un premier temps, nous avons proposé une approche destinée à la modélisation des systèmes non linéaires plats perturbés sous forme de systèmes LPV. L'approche est basée sur un changement de coordonnées sur les sorties plates, sur un difféomorphisme et sur le développement en série de Taylor. L'approche permet d'abord de déterminer en boucle ouverte, en tenant compte de certains objectifs, les trajectoires de références des sorties plates du système et des commandes nominales associées. Elle permet ensuite d'obtenir un modèle, non linéaire, du comportement dynamique de l'écart (l'erreur entre le modèle de référence et modèle nominale) des trajectoires induit par des erreurs de modèle ou des perturbations exogènes. Après linéarisation du modèle non linéaire de l'écart le long des trajectoires de références des sorties plates, le comportement dynamique du modèle linéarisé obtenu est représenté par un modèle LPV. Dans un second temps l'utilisation des outils de la commande robuste, à base des LMI et la modélisation polytopique, vont nous permettre d'obtenir une loi de commande LPV assurant la stabilité et les performances du système.

**Mots Clés**— moteur synchrone à aimants permanents, théorie de Lyapunov, modes glissants d'ordre supérieur, platitude, LPV, modélisation polytopique, régulateur auto-ajustable.

## Robust Control of PMSM

**Abstract**— The work presented in this thesis focuses on the non-linear robust control laws devoted to synchronous permanent magnet motors. We have presented two aspects, the first aspect relates to the control of higher order sliding modes and specifically for second order sliding mode. Another type of control using a different concept of linearization was discussed. This technique is mainly based on the concept of flat systems associated with self-scheduled controllers type LPV. Its ambition is to offer a tool for synthesis and robust control laws analysis of nonlinear systems using the concept of flatness. Initially, the methodology consists in formulating the nonlinear flat uncertain system as a Linear Parameter Varying (LPV) system. The approach is based on a coordinate change on the flat outputs, on a diffeomorphism and the Taylor series development. The first approach allows determining open loop, taking into account certain objectives, the system of flat outputs the reference trajectories and the associated nominal commands. It then provides a model, nonlinear, dynamic behavior of the difference (the error between the reference model and nominal model) of trajectories induced by external disturbances. A first order linearization of the nonlinear error model is performed along the reference trajectory in order to formulate the nonlinear system as a Linear Parameter Varying (LPV) system. Secondly the use of the tools of robust control, LMI based and polytopic modeling, will allow us to achieve LPV control law ensuring the stability and system performance.

**Index Terms**— permanents magnet synchronous motor (PMSM), Lyapunov theory, higher order sliding mode, flatness, LPV, parameter variation, polytopic modeling, self-scheduled LPV controller.

## **Table des Matières**

<b>Remerciements</b> .....	I
<b>Résumé</b> .....	II
<b>Abstract</b> .....	III
<b>Table des matières</b> .....	IV
<b>Notations et symboles</b> .....	10
<b>Introduction Générale</b> .....	12

### **Chapitre I**

#### **Commandes conventionnelles de la MSAP**

I.1 Introduction .....	23
I.2 Modélisation de la MSAP .....	23
I.2.1 Equations du stator .....	24
I.2.2 Couple électromagnétique .....	25
I.2.3 Equation mécanique .....	25
I.3 Modélisation du convertisseur statique .....	26
I.4 Commande scalaire .....	28
I.4.1 Simulation .....	29
I.5 Commande vectorielle par PI .....	33
I.5.1 Découplage statique .....	34
I.5.2 Régulation du courant .....	35
I.5.3 Régulation de la vitesse .....	36
I.5.4 Simulation .....	36
I.6 Commande par linéarisation entrées-sorties .....	39
I.6.1 Principe de linéarisation entrées-sorties .....	40
I.6.2 Application à la MSAP .....	41
I.6.2.1 Conception de la loi de Commande .....	41
I.6.2.1.1 Degré relatif du courant .....	41
I.6.2.1.2 Degré relatif de la vitesse .....	42
I.6.2.2 Calcul des régulateurs par placement de pôles .....	43
I.6.3 Simulation .....	43
I.7 Conclusion .....	45
I.8 Références .....	46

## **Chapitre II**

### **Commande Non-linéaire Robuste par Mode Glissant de la MSAP**

II.1 Introduction.....	47
II.2 Commande par mode de glissement.....	48
II.2.1 Commande par mode glissant classique.....	48
II.2.2 Concepts de base.....	49
II.2.3 Synthèse de la loi de commande par mode glissant.....	50
II.3 Commande basée sur la théorie de Lyapunov.....	50
II.3.1 Méthode directe de Lyapunov.....	50
II.3.2 Définition.....	51
II.3.3 Application à la MSAP.....	51
II.3.4 Résultats de simulation.....	54
II.4 Commande par Mode de Glissement d'ordre supérieur.....	57
II.4.1 Modes glissants idéaux et réels.....	57
II.4.2 Commande par Mode de glissement d'Ordre Deux.....	58
II.4.3 Application à la MSAP.....	60
II.4.3.1 Modes glissants d'ordre UN.....	60
II.4.3.2 Modes glissants d'ordre deux.....	61
II.4.3.3 Algorithme de Super Twisting.....	61
II.4.4 Simulation.....	63
II.5 Conclusion.....	69
II.6 Références.....	70

## **Chapitre Trois**

### **Commande plate associe à une régulation LPV de la MSAP**

III.1 Introduction.....	72
III.2 Commande plate.....	73
III.2.1 Définition de la platitude d'un système non linéaire.....	74
III.2.2 Platitude du modèle.....	74
III.2.3 Planification de trajectoires de référence.....	76
III.2.4 Trajectoire de références pour une machine synchrone.....	77
III.2.5 Poursuite robuste de trajectoire des systèmes plats.....	79
III.2.6 Estimateur de couple résistant.....	81
III.2.7 Détermination du modèle non linéaire de l'écart de trajectoire.....	83
III.3 LPV Modèle.....	85
III.3.1 La classe des modèles polytopiques.....	85
III.3.2 Systèmes LPV affine.....	86
III.3.3 Systèmes LPV polytopiques.....	86
III.3.4 Modélisation sous forme LPV/polytopiques de l'écart.....	87
III.3.5 Performance d'un système asservi.....	90

III.4 Méthodologies de synthèse du régulateur.....	91
III.4.1 Synthèse par la méthode des sensibilités mixtes.....	91
III.4.2 Synthèse par la méthode de loop-shaping.....	91
III.5 Synthèse du contrôleur LPV : Approche de modélisation Polytopique.....	92
III.6 Résultats de Simulation.....	96
III.7 Etude Comparative entre les Différent Lois de Commande.....	101
III.8 Conclusion.....	103
III.9 Références.....	104

## **Chapitre Quatre**

### **Commande Sans Capteur de vitesse da la MSAP**

IV.1 Introduction.....	107
IV.2 Observateurs.....	109
IV.2.1 Filtre de Kalman.....	109
IV.2.1.1 Modèle stochastique.....	110
IV.2.1.2 Filtre de Kalman standard.....	112
IV.2.1.3 Détermination des covariances de bruit et mesure Q, R.....	112
IV.2.1.4 Filtre de Kalman étendu.....	113
IV.2.2 Application du filtre de Kalman à l'estimation de la vitesse de rotation.....	114
IV.2.3 Simulation.....	114
IV.3 Observateurs à structure variable.....	118
IV.3.1 Observateur mode glissant d'ordre deux.....	118
IV.3.1.1 Partie théorique.....	118
IV.3.1.2 Observateur de vitesse.....	119
IV.3.1.3 Résultats de Simulation.....	120
IV. 4 Le Dispositif expérimental.....	124
IV. 4.1 Présentation du banc d'essai.....	124
IV.4.1.1 Partie puissance.....	124
IV.4.1.2 Partie commande.....	125
IV.4.1.3 Acquisition des mesures.....	126
IV. 4.2 Résultats expérimentaux.....	127
IV.5 Conclusion.....	129
IV.6 Références.....	130
<b>Conclusion Générale.....</b>	<b>134</b>
<b>Annexes.....</b>	<b>138</b>

## *Notations et symboles*

<i>MSAP</i>	<i>Moteur synchrone a aimant permanent</i>
<i>MLI</i>	<i>Modulation de largeur d'impulsion</i>
<i>IGBT</i>	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor (en anglais)</i>
<i>MOS</i>	<i>MOSFETs</i>
<i>GOT</i>	<i>Gate Turn-Off</i>
<i>CV</i>	<i>Commande Vectorielle</i>
<i>L.E.S</i>	<i>Commande par linéarisation entrées sorties</i>
<i>LMI.</i>	<i>Linear Matrix Inequalities (Inégalité Matricielle Linéaire)</i>
<i>CMG</i>	<i>Commande par Mode de Glissement</i>
<i>CMGOS</i>	<i>Commande par Mode de Glissement d'Ordre supérieur</i>
<i>CMGOD</i>	<i>Commande par Mode de Glissement d'Ordre deux</i>
<i>LTV</i>	<i>Modèle Linéaire Variant dans le Temps</i>
<i>LPV</i>	<i>Modèle Linéaire à Paramètres Variants</i>
<i>LFT</i>	<i>Linear Fractional Transformaton (Transformation Linéaire Fractionnaire)</i>
<i>PWM</i>	<i>Pulse Width Modulation</i>
<i>MRAS</i>	<i>Model Référence Adaptative System (en anglais)</i>
<i>FKE</i>	<i>Filtre de Kalman Etendu</i>
<i>FCEM</i>	<i>Force Contre électromotrice</i>
<i>fmm</i>	<i>Force Magnétomotrice</i>
$L_f h$	<i>Dérivée de Lie</i>
<i>I</i>	<i>Matrice identité d'ordre deux</i>
<i>PI</i>	<i>Proportionnel Intégral</i>
<i>d,q</i>	<i>Indices pour les composantes de Park directe et quadrature</i>
<i>(^)</i>	<i>Signe de valeur estimée</i>
<i>ref</i>	<i>Signe de valeur de référence</i>
$v_d, v_q$	<i>Tension statorique dans le référentiel (d,q)</i>
$i_d, i_q$	<i>Courant statorique dans le référentiel (d,q)</i>
$\Phi_d, \Phi_q$	<i>Flux dans le référentiel (d,q)</i>
$\Phi_f$	<i>Flux d'excitation constant des aimants permanents</i>
$\Omega$	<i>Vitesse de rotation mécanique du rotor [rad / s]</i>
<i>s</i>	<i>Opérateur de Laplace</i>
$L_d$	<i>Inductance propre cyclique rotorique [H]</i>

$L_q$	<i>Inductance propre cyclique statorique [H]</i>
$R_s$	<i>Résistance statorique [<math>\Omega</math>]</i>
$T_e$	<i>Couple électromagnétique [Nm]</i>
$T_L$	<i>Couple mécanique résistant (couple de charge) [Nm]</i>
$f_m$	<i>Coefficient de frottement visqueux [SI] où [Nm.s/rad]</i>
$J_m$	<i>Moment d'inertie de l'entraînement [kg.m<sup>2</sup>]</i>
$p$	<i>Nombre de paire de pôles</i>
$U_c$	<i>Tension de l'étage continu de l'onduleur [V]</i>
$V_p$	<i>Amplitude de la porteuse [V]</i>
$\bar{I}_s$	<i>Vecteur complexe du courant statorique</i>
$n$	<i>l'ordre du système</i>
$x$	<i>Variable à régler</i>
$V$	<i>Fonction définie positive</i>
$S$	<i>Surface de glissement</i>
$H_\infty$	<i>Matrice Hamiltonienne</i>
$\gamma$	<i>Coefficient de coût ou indice de robustesse</i>
$G(s)$	<i>Modèle augmenté</i>
$W_i(s)$	<i>entrée/sortie <math>i^{eme}</math> Filtres de pondération sur le</i>
$X$	<i>Vecteur d'état</i>
$Y$	<i>Vecteur d'observation</i>
$W_k$	<i>Bruit d'état</i>
$V$	<i>Bruit de mesure</i>
$X$	<i>Vecteur d'état</i>
$Y$	<i>Vecteur d'observation</i>
$Q$	<i>Matrice de covariance de bruit d'état</i>
$R$	<i>Matrice de covariance de bruit de mesure</i>
$E\{\cdot\}$	<i>Espérance mathématique</i>
<i>RTI</i>	<i>Real Time Interface</i>
<i>SVPWM</i>	<i>Space Vector Pulse Width Modulation</i>

---

○ *D'autres notations spécifiques peuvent être définies dans les chapitres, s'il y a lieu.*

## **Introduction générale**

### **1. Contextes et problématiques**

Le moteur à courant continu présente une très grande souplesse à la commande qui s'explique par le découplage naturel entre le flux et le couple. Cependant, ce type de moteur souffre d'une faible durée de vie à cause du système balais collecteur et d'une puissance massique limitée. C'est pour cela qu'il a été surclassé par d'autres machines, telles que la machine synchrone ou la machine à induction [1] [2].

Actuellement, le moteur synchrone à aimant permanent est très apprécié dans les applications industrielles vu sa grande robustesse électromécanique, son rendement et sa puissance massique élevée.

De plus, l'inconvénient de la complexité de la commande du moteur synchrone a été réduite par la puissance croissante des calculateurs (microprocesseurs, DSP, FPGA...) et aussi par la diminution du coût, de la taille et de la technologie des onduleurs. Cela a permis l'application des algorithmes de commande assurant [15]:

- la maximisation du rendement du moteur et son convertisseur dans l'espace couple-vitesse;
- les bonnes performances dynamiques;
- la prise en compte des contraintes électromagnétiques (limitation du courant d'appel, limitation de la tension continue alimentant l'onduleur);
- la minimisation des ondulations du couple.

D'autres points faibles de la machine synchrone subsistent encore et résident dans son fonctionnement et les difficultés au niveau de la commande liées aux non linéarités de son modèle dynamique avec forte interaction entre les différentes grandeurs.

L'entraînement à vitesse variable est un besoin qui se généralise dans tous les secteurs de l'industrie. Le développement de nouvelles commandes a apporté aux processus industriels d'énormes avantages, en accroissant leurs performances, en facilitant leurs automatisations, en réduisant leurs maintenances, leurs consommations en énergie et en augmentant leurs taux de disponibilité [4] [5].

En effet, les techniques de commande avancées servent, en particulier, à résoudre des problèmes liés à des situations où les techniques de régulation classique (régulation par des PID) s'avèrent inefficaces. Jusqu'à présent, la majorité des méthodes de commande dédiées au

moteur synchrone à aimants permanents ont comme objectifs, l'asservissement de la vitesse et la régulation du courant. De nombreuses autres stratégies de commande ont été étudiées et testées sur ce type de machine pour élargir son champ d'utilisation. Le rejet des perturbations non mesurables, le respect des contraintes physiques et la robustesse vis-à-vis des incertitudes paramétriques sont des exigences recherchés par la mise en oeuvre d'algorithmes de contrôle de hautes performances.

Lors de ces dernières années, grâce à son faible coût d'exploitation, la commande scalaire [6] a montré une grande efficacité et a permis au moteur synchrone d'occuper une grande place dans le monde industriel. Elle consiste à contrôler le couple par la régulation de l'amplitude des tensions statoriques obtenu par le régulateur proportionnel-intégrateur (PI) de la vitesse. Cependant, cette stratégie de contrôle souffre d'un inconvénient majeur. En effet, ses performances dynamiques sont limitées à cause du couplage entre le flux et le couple électromagnétique.

Pour remédier à ce problème, les chercheurs ont développé la commande vectorielle [6] à [7]. C'est une approche de commande qui est élaborée à partir du modèle de Park (d, q). Ainsi, elle consiste à orienter le référentiel (d, q) de manière à linéariser au mieux le modèle de la machine, ce qui rend le comportement de la machine synchrone à aimants permanents analogue à celui de la machine à courant continu. Par conséquent, la régulation du courant devient insensible à la variation du couple, et ce, tant en régime transitoire que permanent. Le principe du contrôle vectoriel reste d'une très grande efficacité pour la synthèse d'une loi de commande simple et moins coûteuse, car il conduit à la linéarisation du modèle de la machine, et de ce fait, à la facilité de la mise en oeuvre d'une structure de contrôle.

En général, il existe une grande diversité d'approches possibles pour développer la commande d'une machine synchrone à aimants permanents. Les différences entre les approches dépendent de plusieurs facteurs tels que les variables à contrôler, la structure du bouclage choisi, la méthode de synthèse utilisée et le type de modèle utilisé pour cette synthèse. Dans ce contexte, différents régulateurs émanant de la théorie de l'automatique des systèmes linéaires ont déjà été étudiés et exploités pour le moteur synchrone à aimants permanents.

Nous citerons au passage : le régulateur PI [8], [9], la commande  $H_\infty$  [10], [11], la commande par retour d'état, le mode glissant [12] et [13], la commande optimale [14], le contrôle prédictif [15],... Des expériences pratiques ont parfois été réalisées et il s'est avéré

que ces techniques ne sont pas réellement en compétition et chaque approche peut être très efficace pour des applications bien spécifiques.

En ce qui concerne la commande par retour d'état, l'un des succès incontestables de cette stratégie réside dans son formalisme mathématique pour la linéarisation des modèles non linéaires. En effet, la linéarisation permet d'obtenir un modèle qui est simple et facile à utiliser pour la synthèse d'une loi de commande. Cependant, l'inconvénient majeur de cette approche réside dans le fait qu'elle se base sur les paramètres du modèle. Par conséquent, l'absence de la mesure du couple résistant et l'existence de paramètres incertains peut déformer la compensation de la non linéarité du système, ce qui pourrait entraîner une dégradation du comportement du système bouclé. Pour résoudre ce problème, une solution particulière est donnée depuis quelques années par une commande robuste émanant de la théorie de Lyapunov. Cette théorie basée sur l'étude de la stabilité offre une synthèse systématique de régulateur stabilisant le système.

Cependant, les meilleures performances ont été obtenues avec des commandes non linéaires [14] [15]. Parmi ces travaux, on peut citer les commandes par modes glissants qui font partie des commandes robustes face aux perturbations et aux incertitudes paramétriques. Ce type de commande non linéaire fait partie des commandes à structure variable (CSV). La caractéristique principale d'une commande par modes glissants est sa structure variable avec commutation sous certaines conditions prédéfinies lors de la synthèse de part et d'autre d'une surface choisie a priori, appelée surface de glissement.

Le but de cette commande est de forcer la dynamique du système à poursuivre une trajectoire définie par l'équation de la surface. On utilise une commande discontinue pour assurer le maintien des variables d'état sur cette surface en dépit des incertitudes et des perturbations ; le système se trouve alors en régime glissant. La mise en oeuvre d'une telle commande est relativement simple et ne nécessite pas une représentation exacte du processus, ce qui est un avantage considérable.

Néanmoins, l'utilisation de cette technique de commande a longtemps été limitée par les oscillations dues à la commutation de la commande discontinue. Ces oscillations connues sous le nom de broutement (*en anglais: chattering*) dégradent la qualité de la poursuite de trajectoire et sollicitent de manière énergique les actionneurs [16]. Pour remédier à ce phénomène, plusieurs solutions ont été étudiées telles que l'augmentation de la fréquence de commutation qui assure une commutation progressive [17] [18]. Il est également possible de remplacer la fonction "signe" présente dans la loi de commande par une approximation continue de type grand gain dans un proche voisinage de la surface [19] [20]. Cette méthode

est appelée couche limite (boundary layer). Une autre méthode consiste à utiliser une commande par modes glissants d'ordre supérieur [21], [22], [23] et [24]. Le principe des commandes par modes glissants d'ordre supérieur est issu des modes glissants d'ordre un, ce qui correspond aux modes glissants classiques développés dans [25], [26]. Dans cette technique, la commande agit sur les dérivées d'ordre supérieur de la surface de glissement. Cette technique a été appliquée dans plusieurs domaines et permet d'obtenir une grande précision dans le placement en position.

Au début des années quatre-vingt dix, Fliess et al ont introduit dans [28, 29, 30] une nouvelle vision de l'inversion dynamique des systèmes non linéaires, basée sur la notion de platitude (différentielle). La platitude trouve tout son intérêt dans le cadre du problème de la planification de trajectoires en permettant un paramétrage de toutes les trajectoires du système en fonction des sorties plates et d'un nombre fini de leurs dérivées [30]. Elle permet la construction d'un contrôle, en boucle ouverte, permettant de faire passer un système d'un état initial à un état final, tous les deux supposés connus. Cette approche évite ainsi la résolution pas à pas des équations différentielles non linéaires du système.

La présence des perturbations exogènes et d'incertitudes de modélisation nécessite une boucle de rétroaction pour la poursuite des trajectoires. Différentes approches de synthèse et d'analyse de lois de commande robuste ont été proposées Bennani [31], Hagenmeyer [32], Cazaurang [33] et Lavigne [34], [35] et [36]. La loi de commande sera déterminée à partir d'un schéma de synthèse pour lequel les objectifs de régulation et de poursuite sont séparés : schéma générique de commande à deux degrés de liberté [37] [38], [39] et [40] [41].

Dans ce mémoire, son utilisation sera élargie au cas des systèmes non linéaires différentiellement plats. On montrera en particulier que ce schéma permet de justifier l'utilisation de l'approche de linéarisation tangente pour compenser les erreurs paramétriques de modèle, dans le cadre de la synthèse de la boucle de régulation. La loi de commande ainsi obtenue est linéaire, car le signal issu du régulateur est introduit directement au niveau de l'entrée de commande du système non linéaire [41].

Récemment, la modélisation LPV a été utilisée pour caractériser le comportement d'une classe particulière de systèmes non linéaires que sont les systèmes plats. Les travaux sur le contrôle des systèmes LPV ont été inspirés par les résultats d'analyse et de synthèse de la commande robuste des systèmes LTI (Linéaire à Temps Invariant).

On peut les regrouper en deux familles :

La première est basée sur une extension du théorème du petit gain. Elle a été introduite par Apkarian et al. (1995). La dépendance dans les paramètres variants du procédé et du

correcteur s'exprime sous une forme linéaire fractionnelle (LFT) et l'existence d'un correcteur est caractérisée par la résolution d'un ensemble d'inégalités matricielles linéaires (LMI). La seconde repose sur l'utilisation d'une fonction de Lyapunov quadratique.

Le contrôleur sur laquelle nous nous appuyerons est le régulateur  $H_\infty$  appliquée aux systèmes Linéaires à Paramètres Variants, qui est aujourd'hui un axe de recherche prédominant. Notre objectif est d'appliquer la stratégie de commande robuste utilisant l'approche LPV au problème spécifique d'une MSAP commandée en vitesse. Il s'agit d'une généralisation de la méthode de synthèse directe au cas des systèmes modélisés sous forme LPV.

Le problème de la commande sans capteur mécanique de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) est un problème très étudié dans le domaine de l'électrotechnique. Afin d'élargir la vision de la commande robuste, Nous nous sommes également intéressés à la commande en vitesse sans capteur de la MSAP cela permettra de réduire l'instrumentation du système de contrôle de la machine et à partir de là réduire le coût de l'installation et sa fragilité.

## 2. Objectifs

Ce travail consiste à étudier et appliquer des techniques modernes pour réaliser et d'implanter des commandes de machines synchrones à aimants permanents avec un haut niveau de performance.

- ***Le premier objectif*** est l'élaboration de lois de commandes robustes telle que la commande non linéaire a structure variable par mode glissant d'ordre deux (super twisting) avec pour idée maîtresse l'étude expérimentale de la régulation d'une machine synchrone à aimants permanents.
- ***Le deuxième objectif*** que nous nous sommes fixé pour ce travail de recherche peut se résumer à déterminer des commandes robustes et performantes, relativement simples à mettre à œuvre et adaptées aux systèmes non linéaire. Lorsque la partie commande du processus est faiblement perturbée, les commandes classiques à action Proportionnelle Intégrale Dérivée, peuvent s'avérer suffisantes si les exigences en précision et performance du système ne sont pas trop sévères. Dans le cas contraire, il faut concevoir des algorithmes de commande assurant une robustesse du comportement du processus vis-à-vis des incertitudes sur les paramètres et leurs variations. Dans ce contexte, je me suis impliqué dans les récentes avancées liées aux méthodes basées sur

la résolution de LMIs appliquées aux systèmes LPV. Mes principales contributions concernent la mise en oeuvre de méthodes innovantes, utilisant des outils de l'automatique moderne, pour piloter la machine synchrone à aimants permanents.

- **Le troisième objectif** concerne la commande sans capteur mécanique. La commande requiert l'installation d'un codeur incrémental afin de mesurer la vitesse et/ou la position rotorique. L'association de ce codeur entraîne un surcoût qui peut être plus important que celui de la machine pour les faibles puissances. Il faut de plus prévoir une place supplémentaire pour l'installation du codeur. Chose qui n'est pas toujours souhaitable ou possible. Enfin, la fiabilité du système diminue à cause de ce dispositif fragile qui requiert un soin particulier pour lui-même et pour sa connectique. C'est à partir de cette constatation que l'idée d'éliminer le codeur incrémental est née et que les recherches sur la commande sans capteur de la machine synchrone ont commencé. Pour atteindre ce but nous proposons l'estimation de la vitesse par deux méthodes : la première par un filtre de Kalman, la deuxième par un observateur mode glissant d'ordre deux

### **3. Organisation de la thèse**

Dans **le chapitre un**, en premier lieu, nous présenterons une modélisation de la machine à aimant permanent s'appuyant sur la transformation de Park puis une représentation d'état en vue de la commande. On donne ensuite la modélisation de l'onduleur de tension triphasé, ce dernier est commandé par la technique de Modulation de Largeur d'Impulsions (*MLI*). Dans un deuxième temps, nous exposerons quelques stratégies de commande pour le moteur synchrone à aimants permanents, telles que la commande scalaire, la commande vectorielle, la commande par linéarisation entrées-sorties. Il est à noter que ce chapitre n'inclut pas toutes les stratégies, de commande de la machine, qui existent, mais seulement quelques-unes qui font intervenir des concepts de linéarisation et de non-linéarité et celles qui sont utilisées dans l'industrie.

**Le Chapitre deux** s'intéresse à la commande basée sur les techniques des modes glissants. Une commande par modes glissants d'ordre supérieur à convergence en temps fini sera développée. Nous décrirons en particulier les algorithmes dédiés aux modes glissants d'ordre deux. Il s'agit d'une commande basée sur le concept d'"super twisting algorithme". Divers résultats de simulation ont permis d'illustrer cette approche.

**Le chapitre trois** constitue une des contributions originales de ce mémoire. L'approche exposée dans ce chapitre fondée sur la linéarisation exacte par anticipation basée sur le schéma à deux degrés de liberté et sur la formalisation d'un comportement dynamique caractérisé par un modèle LPV. La linéarisation exacte par anticipation basée sur la platitude permet de générer les différentes trajectoires de référence de l'état et de la commande associée pour un modèle fixe. On peut ensuite obtenir un modèle non linéaire du comportement dynamique de l'erreur (entre le modèle nominale et le modèle perturbé). Par la suite on linéarise le modèle non linéaire de l'erreur le long de trajectoire nominale (référence) afin d'obtenir un comportement dynamique caractérisé par un modèle LPV. Les outils utilisés sont basés sur l'algèbre de Lie, le changement de coordonnées sur les sorties plates, le difféomorphisme et sur la linéarisation au premier ordre le long des trajectoires de références des sorties plates. La deuxième partie de ce chapitre est intégralement consacrée à l'utilisation des outils de synthèse LPV, afin d'obtenir une loi de commande robuste aux incertitudes et aux variations paramétriques. Elle contribuera également à diminuer l'effet de l'écart existant entre le modèle nominal (trajectoire de référence) et le modèle incertain (trajectoire réelle). Pour la modélisation, notre choix portera sur l'approche polytopique qui nous semble la plus naturelle pour caractériser le comportement d'un système LPV. Pour démarrer ce chapitre, l'accent est mis sur la construction du polytope dans lequel évoluent les paramètres variants dans le temps, Une synthèse du régulateur LPV/polytopique par l'outil LMI toolbox. L'intérêt des méthodes basées sur des LMI vient du fait que ces dernières peuvent être résolues en utilisant la programmation convexe. Avec cette approche, on n'est plus limité aux problèmes ayant une solution analytique. En résolvant ces inégalités, on obtient un domaine de solutions faisables, c'est-à-dire de solutions satisfaisant ces LMI, plus vaste que celui généré par la recherche de solutions analytiques. En utilisant le fait qu'une inégalité possède d'avantage de solutions qu'une égalité, il est possible d'employer les degrés de liberté supplémentaires pour inclure d'autres objectifs que ceux initialement retenus. Enfin, nous exposons les principaux résultats des essais de simulations effectués.

**Le Chapitre quatre** traite le sujet de la commande sans capteur mécanique afin de réduire le coût de l'instrumentation, d'avoir la possibilité de fonctionner en mode dégradé et d'améliorer la fiabilité du système. Pour ce faire, nous commençons par exposer deux approches permettant d'estimer la vitesse de rotation du rotor. La première est basée sur un filtre de *Kalman* étendu et la deuxième sur un observateur par modes glissants d'ordre deux.

Pour valider les approches citées, nous effectuerons des testes de simulation à l'aide de SIMULINK sous MATLAB et aussi expérimentaux afin de comparer leurs performances.

Enfin une conclusion générale sera donnée à la fin de la thèse pour récapituler tous les résultats significatifs auxquelles on a abouti, ainsi que les perspectives pour l'amélioration de ce travail dans le futur.

#### **4. Références**

- [1] B.K. Bose, "Power Electronics and AC Drives," New Jersey: Prentice-Hall Edition, Englewood Cliffs.1986, p.402.
- [2] S. Wade, M.W. Dunnigan and B.W. Williams, "Improving the Accuracy of the Rotor Resistance Estimate for Vector-Controlled Induction Machines," IEE Proc.-Electr. Power Appl., Vol. 144, No.5, Sept. 1997, pp. 285-294.
- [3] M Haberberger and Friedrich W. Fuchs, "Novel Protection Strategy for Current Interruptions in IGBT Current Source Inverters," 35th Annual IEEE Power Electr. Specialists Conf., Germany., 2004, pp. 558-564.
- [4] D. BOUDANA, " Etude des performances de réglage dans l'espace d'état appliqués à la machine synchrone autopilotée alimentée en courant,"Thèse de Magister, USTHB, Alger 1995.
- [5] R. CHAUPRADE, F. MILSANT, "Commande Electronique des moteurs a courant alternatif," Ed. Eyrolles 1980.
- [6] G. Grellet et G. Clerc, " Actionneurs électriques, " Eyrolles, France, 1996.
- [7] D. Novotny, W. et R.D. Lorenz, "Introduction to field orientation and high performance AC drives," IEEE-IAS Tutorial Course, 1986.
- [8] C.Y Du et G.R. Yu , "Optimal PI Control of a Permanent Magnet Synchronous Motor Using Particle Swarm Optimization ,"IEEE Computer Society, Proceedings of the Second International Conference on Innovative Computing, Information and Control, Washington DC, USA, 2007, pp.255.
- [9] Y. Ming , G. Yang, X. Dian-Guo et Y.Yong , " On-line Self tuning of PI Controller for PMSM Drives Based on the Iterative Learning Control," IEEE 20th Annual, Applied Power Electronics Conference and Exposition, vol. 3, 6-10 March 2005, pp. 1889 - 1893.

- [10] T.L Hsien , Y.Y. Sun et M.C. Tsai, “ Hoo control for a sensorless permanent-magnet synchronous drive,” IEE Proceedings, Electric Power Applications, vol. 144, no. 3, May 1997, pp. 173-181.
- [11] L.C Baik, K.H Kim et M.J Youn, “Robust nonlinear speed control of PM synchronous motor using boundary layer integral sliding mode control technique IEEE Transactions on Control Systems Technology,”vol. 8, no. 1, January 2000, pp. 47 – 54.
- [12] B. Zhang et Y. Li, “PMSM sliding mode control system based on model reference adaptive control,” Power Electronics and Motion Control Conference, the Third International, vol. 1, 2000, pp. 336 - 341.
- [13] A. Kaddouri, “Etude d’une commande non linéaire adaptative d’une machine synchrone à aimants permanents,” Thèse de doctorat, Université LAVAL, QUEBEC, 2000.
- [14] R. Errouissi, “Contribution à la commande prédictive non linéaire d’une machine synchrone à aimants permanents,” Thèse de doctorat, Université QUEBEC à CHICOUTIMI, juin 2010.
- [15] V.I. Utkin, J. Guldner, and J. Shi, “Sliding modes control in electromechanical systems,” Taylor-Francis, 1999.
- [16] J. J. E. Slotine. “Sliding mode controller design for nonlinear system,” International Journal of Control, 40(2) :421–434, 1984
- [17] D.S. Neculescu, J.M. Skovvronski, and H. Shaban-Zanjani. “Low speed motioncontrol of a mechanical system,” Dynamics and control, 4:307–322, 1993.
- [18] F. Chang et al., “Position control of DC motors via variable structure systems control: A chattering alleviation approach,” IEEE Trans. Ind.Electron., vol. 37, pp. 452–459, Dec. 1990
- [19] J. Zhang and T. Barton, “Robustness enhancement of dc drives with a smooth optimal sliding-mode control,” IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 27, pp. 686–693, Aug. 1991.
- [20] S.V. Emel’yanov, S.V. Korovin, and L.V. Levantovsky. “High order sliding modes in control system,” Differential Equations, 29(11):1627–1647, 1993.
- [21] S.V. Emel’yanov, S.V. Korovin, and L.V. Levantovsky, “Drift algorithm in control of uncertain processes,” Problems of Control and Information Theory, 15(6):1-11, 1986.
- [22] T. Floquet. Contributions à la commande par modes glissants d’ordre supérieur,” PhD thesis, Université de Lille I, 2000.

- [23] G. Bartolini, A. Ferrara, A. Levant, and E. Usai “On second order sliding mode controllers,” In young, K.D., Ozguner, U.(Eds.), *Variable structure systems, sliding mode and nonlinear control*, Lecture notes in control and information sciences , vol.247, pp. 329–350, London: Springer 1999.
- [24] A. Levant, “Sliding order and sliding accuracy in sliding mode control,” *International Journal of Control*, 58:1247–1263, 1993.
- [25] A. Levant, “Variable measurement step in 2-sliding control,” *Kybernetika*, 36(1):77–93, 2000.
- [26] A. Girin, “Contribution a la commande non linéaire d'un système électropneumatique pour une utilisation aéronautique : application sur un benchmark dédié,” Thèse de doctorat, Université de NANTES, 2007.
- [27] M. Fliess, J. Lévine, Ph. Martin, and P. Rouchon, “Sur les systèmes non linéaires différentiellement plats,” *C.R .Acad. Paris, I-315* :619-624, 1992.
- [28] M. Fliess, J. Lévine, Ph. Martin, and P. Rouchon. “On differentially flat nonlinear systems,” In *Proc. IFAC-Symposium NOLCOS'92, Bordeaux*, pp. 408-412, 1992.
- [29] Ph. Martin, “Contribution à l'étude des systèmes différentiellement plats,” Thèse Sci. Ecole des Mines de Paris, 102 p, 1992.
- [30] H. Sira-Ramirez, S. K Agrawal. “Differentially Flat Systems. Marcel Dekker edition. New York. 2004.
- [31] S. Bennani and G. Looye. Flight Control Law Design for a Civil Aircraft using Robust Dynamic Inversion,”*IEEE/SMC-CESA98*, pp. 998-1004, Tunisia, April 1998.
- [32] V. Hagenmeyer, “poursuite de trajectoire par commande non linéaires robuste fondée sur la platitude différentielle,” Thèse de doctorat, Université Paris XI - Supélec, 2002.
- [33] F. Cazaukang, “Commande robuste des systèmes plats application à la commande d'une machine synchrone,” Thèse de doctoral, Bordeaux I France, 1997.
- [34] L. Lavigne, “Outils d'analyse et de synthèse des lois de commande robuste des systèmes dynamique plats,” Thèse de doctorat, Université Bordeaux I., 2003
- [35] M. Zerar, “Contribution à la caractérisation LPV d'une class de systèmes non linéaires pour la synthèse de lois de poursuite robuste \_application à un système spatial\_,” Thèse de doctorat, Bordeaux I., France, 2006.
- [36] H. Bourles, “qualification et amélioration de la robustesse des régulateurs multivariables, application au pilotage d'avion,” Thèse de docteur ingénieur, Institut National Polytechnique de Grenoble, 1982.

- [37] B. Bergeon, M. Monson and S. Ygorra, “Sequential synthesis of multiple reference model control,” Proc. ACC, San Diego, pp. 3041-3043, 1990.
- [38] S. Ygorra, F. Cazaurang, and B. Bergeon, “Anti-windup control plants with input saturation,” in Proc. CESA96. Lille, July 1996.
- [39] B. Bergeon, “Commande monovariante robuste  $H^\infty$  et QFT,” APII vol. 28.2, pp.159-178, 1994.
- [40] E. Prempain, “Contribution du schéma à modèles de référence multiples aux lois de commande robustes multivariées  $H^\infty$  et  $\mu$ -synthèse,” Thèse, Université Bordeaux I, 1995.
- [41] M. Zerar, F. Cazaurang and A. Zolghadri, “Modélisation des systèmes non linéaires plats perturbés mono-entrée sous forme LPV,” CIFA .2004, 22-24 Novembre 2004, Douz, Tunisie.
- [42] P. Apkarian, P. Gahinet, and G. Becker, “Self-scheduled  $H^\infty$  control of linear parameter-varying systems: A design example,” Automatica, vol. 31, pp. 1251-1261, 1995.

## **Chapitre Un:**

### **Commandes conventionnelles de la MSAP**

#### **I. Introduction**

En raison de sa puissance massique élevée, la machine synchrone à aimants permanents a bien mérité sa place dans les applications nécessitant des performances dynamiques et statiques très élevées. Son principal avantage réside dans l'absence de contacts électrique glissants, ce qui conduit à une structure simple et fiable. Cette simplicité s'accompagne toutefois d'une grande complexité physique liée aux interactions électromagnétique entre le stator et le rotor. Cette machine présente des difficultés au niveau de la commande à cause de la non linéarité de son modèle dynamique. De plus ses variables d'états ne sont pas toutes mesurables et sous l'influence des variations paramétrique.

Le système d'entraînement de la machine synchrone à aimants permanents intègre l'alimentation, le convertisseur statique, la machine et la commande indispensable au fonctionnement de l'ensemble. De ce fait, une modélisation de la machine synchrone à aimants permanents, destinée aussi bien à l'étude de son comportement qu'à la mise en place des lois de commande, est nécessaire pour le bon fonctionnement du processus d'entraînement.

Ce chapitre comporte la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents en vue de la commande. Ensuite, un bref aperçu de l'alimentation et de l'onduleur MLI est donné. La première partie concerne la commande scalaire v/f. La seconde partie est consacrée à la présentation de la commande vectorielle dont la régulation est conçue par deux manières différentes (par PI classique et par linéarisation entrées-sorties). Les outils de la géométrie différentielle permettent la linéarisation et le découplage du comportement entrées-sorties de la machine. Cependant, l'inconvénient majeur de cette approche réside dans le fait qu'elle se base sur les paramètres du modèle. Enfin, nous clôturons ce chapitre par une conclusion.

#### **I.2 Modélisation de la MSAP**

On choisit le référentiel de Park  $(d, q)$  lie au rotor [1,2]. Le modèle de Park est en fait un repère diphasé équivalent du repère triphasé, plus simple à manipuler car les grandeurs évoluent de façons continues.

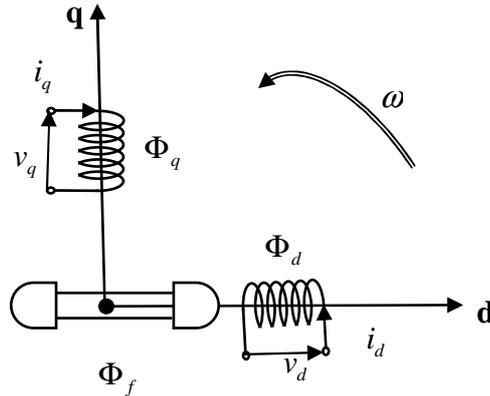


Fig. (I-1): Représentation biphasé de la MSAP.

Dans cette partie nous présentons d'abord les hypothèses de modélisation des MSAP. Pour les machines à rotor saillant, on suppose que la répartition spatiale des forces magnétomotrices (fmm) est sinusoïdale. Pour la machine à rotor lisse, les inductances propres et mutuelles inductances entre phases des bobines statorique sont indépendantes de la position rotorique.

Avant la mise en équation de la machine synchrone à aimants permanents dans les axes d, q prenons en compte les hypothèses suivantes [4]:

- La machine est triphasée et équilibrée.
- Le matériau magnétique n'est pas saturé (les inductances ne sont pas fonction du courant).
- La perméabilité du fer est supposée infinie.
- La distribution du champ magnétique générée par les aimants est sinusoïdale.
- La distribution des enroulements statorique est sinusoïdale.
- Le couple de détente de la machine (interaction magnétique entre les encoches statorique et les aimants) est considéré comme nul.

### I.2.1 Equations du stator

Les équations suivantes représentent le modèle de Park du stator.

$$\begin{aligned}
 v_d &= R_s i_d + \frac{d\Phi_d}{dt} - p\Omega\Phi_q \\
 v_q &= R_s i_q + \frac{d\Phi_q}{dt} + p\Omega\Phi_d \\
 \Phi_d &= L_d i_d + \Phi_f \\
 \Phi_q &= L_q i_q
 \end{aligned} \tag{I-1}$$

## I.2.2 Couple électromagnétique

L'expression du couple électromagnétique s'écrit sous la forme.

$$T_e = p[(L_d - L_q)I_q I_d + \Phi_f I_q] \quad (I-2)$$

### I.2.2.1 Equation mécanique

L'équation dynamique des parties tournantes s'écrit :

$$J_m \frac{d\Omega}{dt} = T_e - T_L - f_m \Omega \quad (I-3)$$

$$\frac{d\theta}{dt} = \Omega$$

A partir du système (I-1), la forme finale des équations qui régissent le fonctionnement dynamique de la machine synchrone à aimant permanent dans le système d'axe (d-q).

Peut être écrit sous la forme suivante :

$$\frac{di_d}{dt} = -\frac{R_s}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} i_q p\Omega + \frac{v_d}{L_d} \quad (I-4)$$

$$\frac{di_q}{dt} = -\frac{R_s}{L_q} i_q - \frac{L_d}{L_q} p\Omega i_d - \frac{\Phi_f}{L_q} p\Omega + \frac{v_q}{L_q}$$

La figure (I-2) représente le schéma bloc de la MSAP qui correspond aux équations (I-1) (I-2) et (I-3) dont les entrées sont les tensions statorique et les sorties sont les courants du stator, le couple électromagnétique et la vitesse mécanique avec le couple de charge comme perturbation.

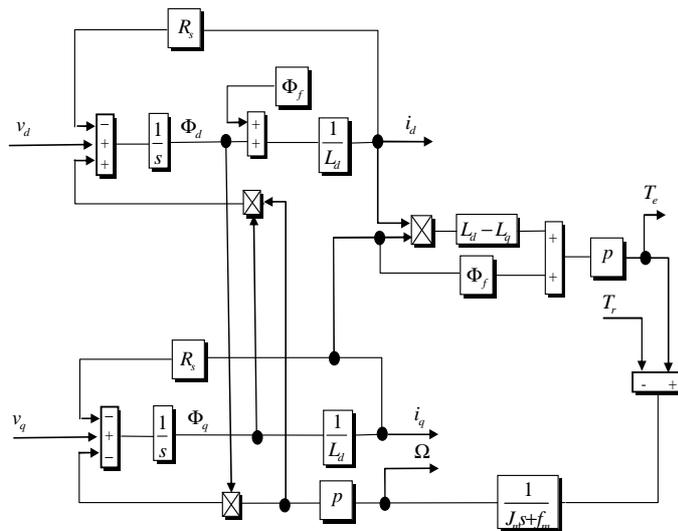


Fig. (I-2): Schéma bloc du modèle de la MSAP.

Le modèle de la MSAP peut être réécrit d'une manière compacte comme suit :

$$\begin{aligned} \dot{X} &= f_r(x) + g_d(x)v_d + g_q(x)v_q \\ y &= h(x) \end{aligned} \quad (I-5)$$

Avec:

$$f_r(x) = \begin{bmatrix} a_{11}x_1 + a_{12}x_2x_3 \\ a_{21}x_2 + a_{22}x_1x_3 + a_{23}x_3 \\ a_{31}x_1x_2 + a_{32}x_2 + a_{33}x_3 + a_{34}T_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_{r1} \\ f_{r2} \\ f_{r3} \end{bmatrix} \quad (I-6)$$

et

$$g_d = \begin{pmatrix} \lambda_d \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}, g_q(x) = \begin{pmatrix} 0 \\ \lambda_q \\ 0 \end{pmatrix}; v_s = [v_d \quad v_q]^T \quad [x_1 \quad x_2 \quad x_3] = [i_d \quad i_q \quad \Omega]^T$$

$$a_{11} = -\frac{R_s}{L_d}, a_{12} = \frac{L_q}{L_d} p, a_{21} = -\frac{R_s}{L_q}, a_{22} = -\frac{L_d}{L_q} p, a_{23} = -\frac{\Phi_f}{L_q} p; a_{31} = \frac{p}{J_m} (L_d - L_q), a_{32} = \frac{p}{J_m} \Phi_f,$$

$$a_{33} = -\frac{f_m}{J_m}, a_{34} = -\frac{1}{J_m}, \lambda_d = 1/L_d, \lambda_q = 1/L_q.$$

### I.3 Modélisation du convertisseur statique

La machine synchrone à aimants permanents est souvent alimentée par un convertisseur statique, figure (I-3).

Pour évaluer les tensions par phase, prenons en compte les hypothèses suivantes :

- La source d'alimentation est continue, de puissance illimitée ou suffisamment grande.
- Chaque bras est composé de deux interrupteurs parfaits aux états (bloqué ou passant) complémentaires.
- Les temps morts nécessaires pour éviter les courts-circuits sont négligés.
- La MSAP est couplée en étoile.
- Le neutre de la machine n'est pas connecté au point milieu. La somme des courants statorique est donc nulle.
- La charge est supposée équilibrée.
- Les tensions de sortie  $V_{Ao}, V_{Bo}$  et  $V_{Co}$  sont référencées par rapport à un point milieu fixe.

On note  $K_A, K_B, K_C$  les interrupteurs du haut, et  $K'_A, K'_B, K'_C$  les interrupteurs du bas (ces interrupteurs peuvent être réalisés avec des transistors MOS, IGBT ou GTO munis d'une diode en anti-parallèle suivant la puissance à transmettre).

L'onduleur est commandé à partir des grandeurs logiques  $C_i \{i = A, B, C\}$ .

- si  $C_i = 1$ , alors  $K_i$  est fermée et  $K'_i$  est ouvert,
- si  $C_i = 0$ , alors  $K_i$  est ouvert et  $K'_i$  est fermée.

Les tensions composées  $U_{AB}, U_{BC}, U_{CA}$  sont obtenues à partir des sorties de l'onduleur comme suit :

$$\begin{cases} U_{AB} = V_{Ao} - V_{Bo} \\ U_{BC} = V_{Bo} - V_{Co} \\ U_{CA} = V_{Co} - V_{Ao} \end{cases} \quad (\text{I-7})$$

Où  $V_{Ao}, V_{Bo}, V_{Co}$  sont les tensions simples des phases.

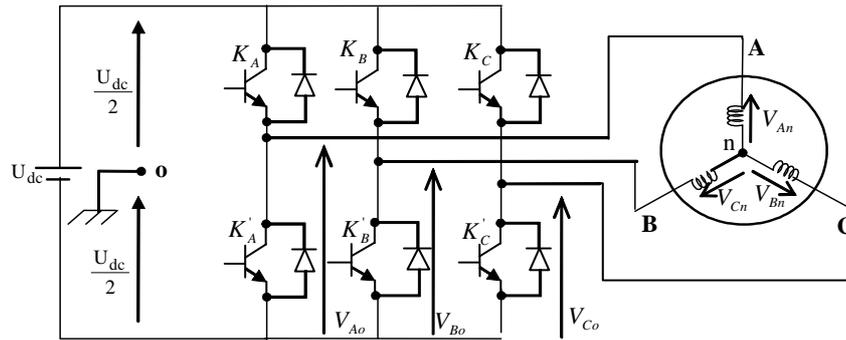


Fig. (I-3): Représentation de l'ensemble onduleur MSAP.

Puisque les tensions simples des phases de la machine ont une somme nulle, on peut obtenir les relations suivantes :

$$\begin{cases} V_{An} = 1/3[U_{AB} - U_{CA}] \\ V_{Bn} = 1/3[U_{BC} - U_{AB}] \\ V_{Cn} = 1/3[U_{CA} - U_{BC}] \end{cases} \quad (\text{I-8})$$

En introduisant la tension du neutre de la machine par rapport au point de référence  $O$  On aboutit à :

$$\begin{cases} V_{An} + V_{no} = V_{Ao} \\ V_{Bn} + V_{no} = V_{Bo} \\ V_{Cn} + V_{no} = V_{Co} \end{cases} \quad (\text{I-9})$$

Donc, on peut déduire que :

$$V_{no} = \frac{1}{3}(V_{Ao} + V_{Bo} + V_{Co}) \quad (I-10)$$

Pour une commutation idéale on obtient :

$$V_{io} = C_i U_{dc} - \frac{U_{dc}}{2} \quad (I-11)$$

On a donc :

$$\begin{cases} V_{Ao} = (C_A - 0.5)U_{dc} \\ V_{Bo} = (C_B - 0.5)U_{dc} \\ V_{Co} = (C_C - 0.5)U_{dc} \end{cases} \quad (I-12)$$

En remplaçant (I-10) dans (I-9), on aboutit à :

$$\begin{cases} V_{An} = \frac{2}{3}V_{Ao} - \frac{1}{3}V_{Bo} - \frac{1}{3}V_{Co} \\ V_{Bn} = -\frac{1}{3}V_{Ao} + \frac{2}{3}V_{Bo} - \frac{1}{3}V_{Co} \\ V_{Cn} = \frac{-1}{3}V_{Ao} - \frac{1}{3}V_{Bo} + \frac{2}{3}V_{Co} \end{cases} \quad (I-13)$$

En remplaçant (I-12) dans (I-13), on déduit :

$$\begin{bmatrix} V_{An} \\ V_{Bn} \\ V_{Cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} U_{dc} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_A \\ C_B \\ C_C \end{bmatrix} \quad (I-14)$$

Il est nécessaire d'établir des stratégies de commande de l'onduleur telle que la tension générée soit proche de la forme sinusoïdale avec un faible taux d'harmoniques. La stratégie la plus utilisée est la commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI). Plusieurs types de modulation de largeur d'impulsion sont utilisées (MLI naturelle ou intersective, MLI avec contrôle d'amplitude, MLI vectorielle, ...etc).

## **I.4 Commande scalaire**

Plusieurs commandes scalaires existent selon que l'on agit sur le courant ou sur la tension. Elles dépendent surtout de la topologie de l'actionneur utilisé (onduleur de tension ou du courant). La commande scalaire consiste à contrôler le couple par la régulation de l'amplitude des tensions statorique, c'est la commande en  $v/f$  (V sur f) qui est la plus utilisée.

Avec l'algorithme  $v/f$ , on s'arrange pour faire évoluer l'amplitude et la fréquence de la tension d'alimentation du moteur tel que leur rapport reste constant. Pour ce faire, on utilise le modèle établi en régime permanent.

L'algorithme de contrôle délivre deux consignes, à savoir :

- L'amplitude des tensions de référence : l'erreur entre la vitesse de référence et la vitesse de rotation est introduite dans un régulateur, la sortie du régulateur élabore l'amplitude de tension de référence ;
- Le déphasage des tensions par rapport aux forces électromotrices : il est indispensable, car il permet à la machine de fonctionner à son couple maximal ou à un facteur de puissance unitaire [16].

Il est connu que la force contre-électromotrice dans les enroulements est proportionnelle à la rotation de vitesse du rotor. Si le flux magnétique produit par le rotor  $\Phi$  est constant, la tension appliquée aux enroulements de la machine est approximativement à cette vitesse.

$$V \approx E = 2\pi f\Phi \quad (\text{I-15})$$

La sélection d'une courbe  $v/f$  approprié joue un rôle très important dans le démarrage et l'accélération de la machine sans à-coup.

La figure (I-4) montre une courbe de tension typique en fonction de la vitesse de la machine. Selon l'équation (I-15), la ligne en pointillé correspond à la tension théorique de l'exploitation d'une machine en mode  $V / f$ .

Par conséquent, la tension de commande réelle est représentée par la courbe solide. Une fois la synchronisation entre le flux de stator et le flux du rotor est établie, la tension de commande serait proportionnelle à la fréquence du rotor, Fig. (I-4).

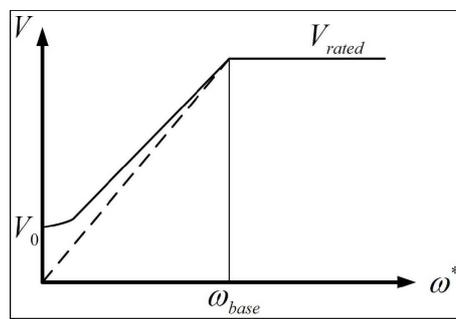


Figure (I-4): la loi de commande  $V/f$ .

### **I.4.1 Simulation**

Les performances des commandes proposées ont été testées par simulation sur une machine de 3Kw dont les paramètres sont donnés en annexe 1. La figure (I-5) montre les profils de

vitesse, du couple de charge et de variation des paramètres.

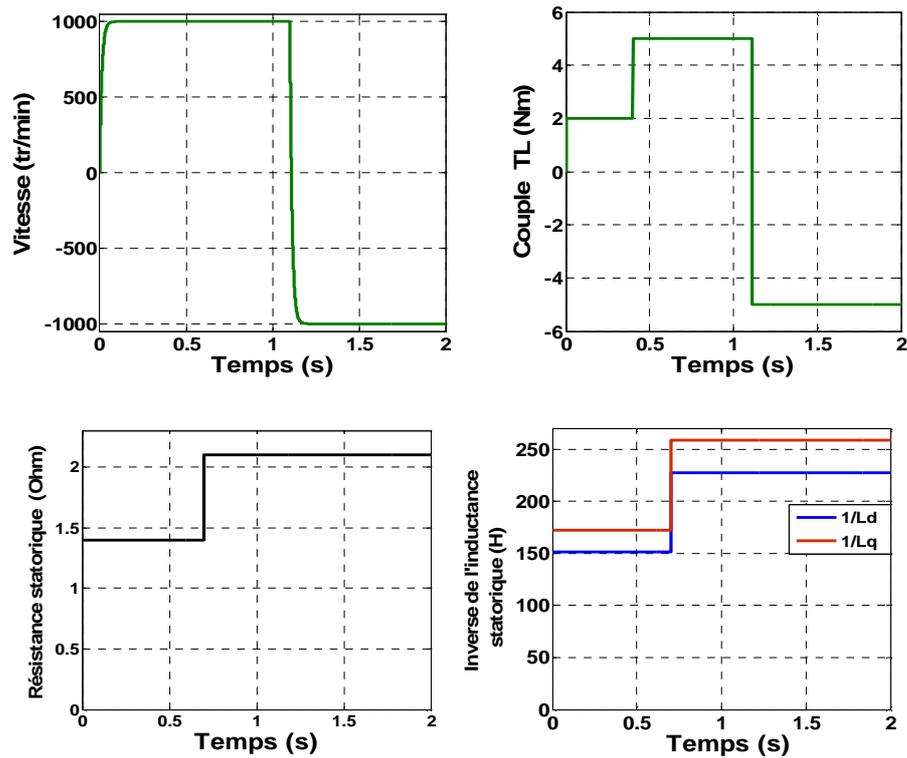


Fig. (I-5): Profile de vitesse, du couple de charge et de la variation des paramètres.

La figure (I-6) représente le schéma de principe de la commande scalaire d'une machine synchrone à aimants permanents alimentée en tension.

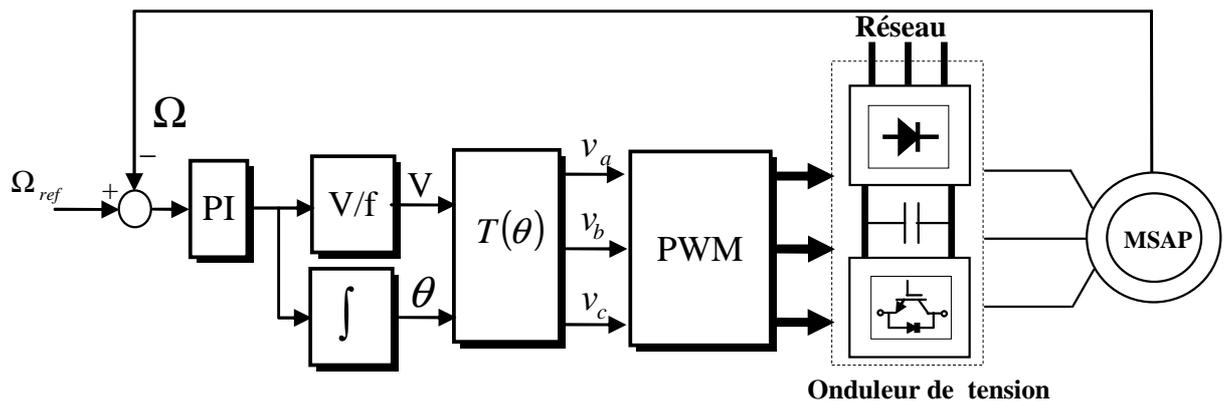


Fig. (I-6): Schéma de principe de la commande scalaire d'une machine synchrone à aimants permanents.

Le modèle mathématique de la MSAP à commande scalaire a été implémenté sous Simulink et les premiers résultats de simulation sont donnés dans la figure (I-7). Elle montre que les performances de poursuite de la vitesse sous les contraintes de courant sont satisfaisantes. La

chute relative de la vitesse à un couple de charge nominale est de 0.5%, l'erreur de vitesse est de 2 rad/s avec un temps de réponse à 95% de:  $t_{r_{95\%}} = 38.1ms$ . Un tel mode de contrôle du moteur donne des résultats satisfaisants, notamment en régime permanent si la pulsation d'alimentation du moteur est inférieure à la bande passante des boucles de courant

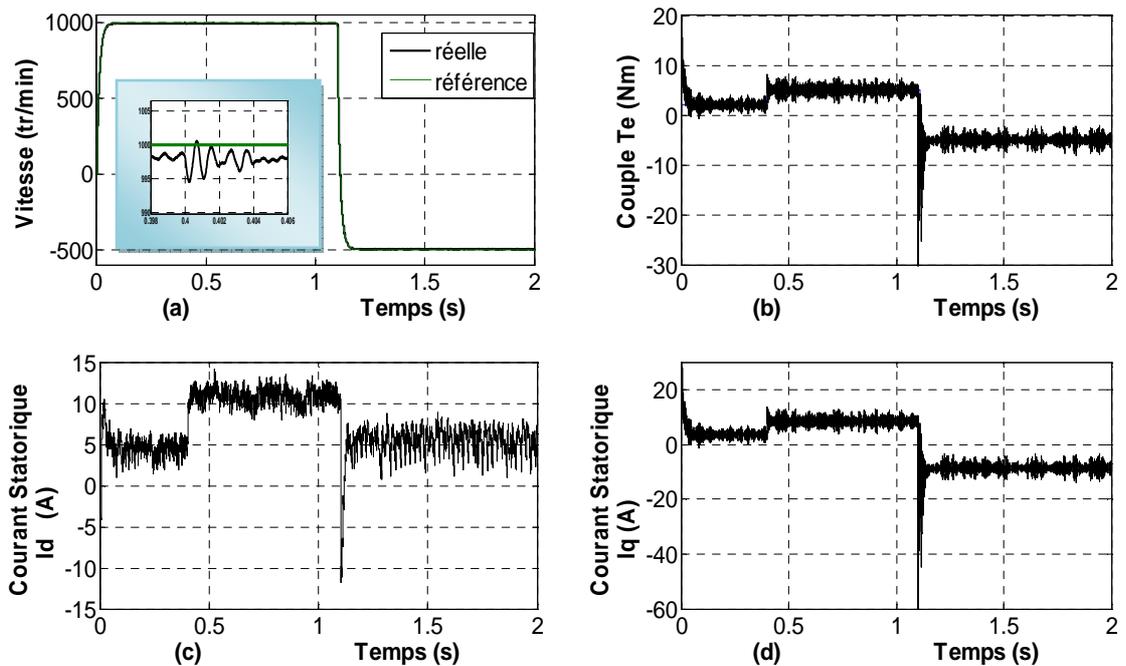


Fig. (I-7) : Performances de la Commande scalaire : a) Vitesse de rotation; b) Couple électromagnétique; c) Courant statorique  $I_d$ ; d) Courant statorique  $I_q$ .

Pour montrer la robustesse de la commande scalaire, la résistance et les inductances du stator subiront respectivement des augmentations de 50% par rapport à leurs valeurs normales telles qu'il définit sur la figure (I-5). Les variations paramétriques n'ont pas affecté la qualité de la commande (Figure (I-8)) à vitesse élevée. La poursuite en vitesse et le rejet de la perturbation paramétrique sont bien pris par la loi de commande scalaire.

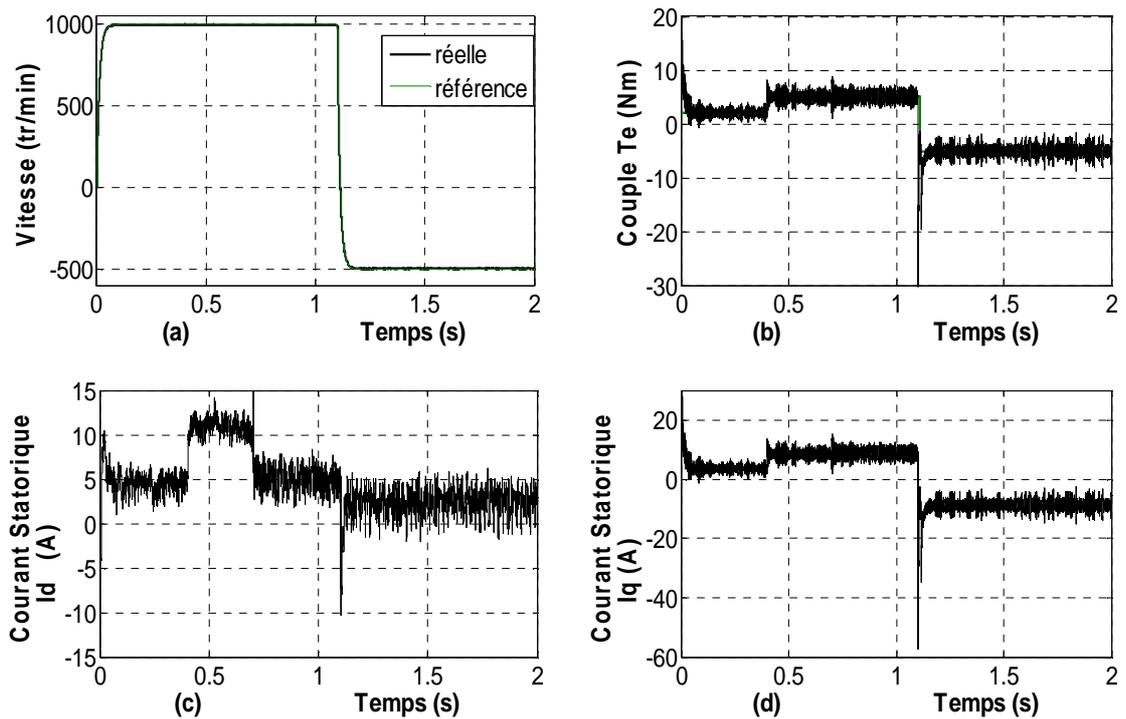


Fig. (I-8) : Test de robustesse de la commande scalaire : a) Vitesse ;b) Couple  $T_e$  ;c) Courant  $I_d$  ;d) Courant  $I_q$  avec  $\Delta R_s = R_s + 50\%$  ,  $\Delta L_d = L_d + 50\%$  et  $\Delta L_q = L_q + 50\%$  à instant  $t=0.7s$ .

Le but des essais à basse vitesse est de tester la stabilité du système suite à une variation de la charge et aux variations paramétriques. Le fonctionnement du moteur à basse vitesse est plus difficilement maîtrisable que celui à vitesse élevée.

La figure (I-9) illustre le suivi de la trajectoire en basse vitesse. On constate la dégradation des performances de la commande, en présence des variations paramétrique.

La figure (I-10) montre l'existence d'une erreur statique de vitesse. D'autre part on remarque que la vitesse est bruitée par rapport aux cas précédant.

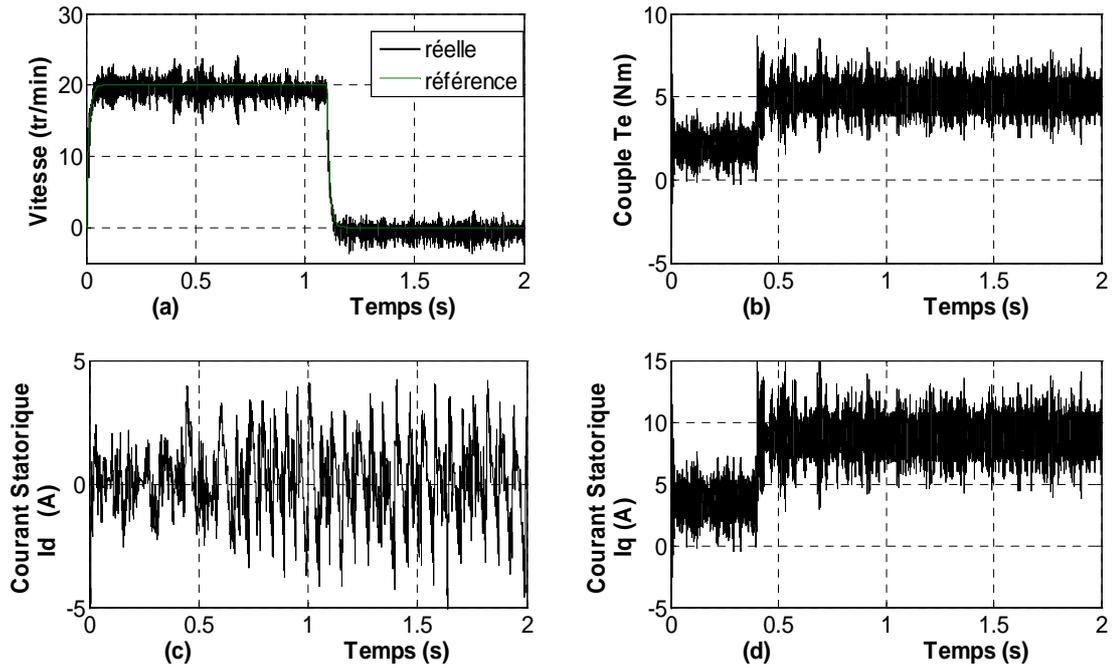


Fig. (I-9) : Test de robustesse de la commande scalaire : a) Vitesse ;b) Couple  $T_e$  ;c) Courant  $I_d$  ;d) Courant  $I_q$  (faible vitesse).

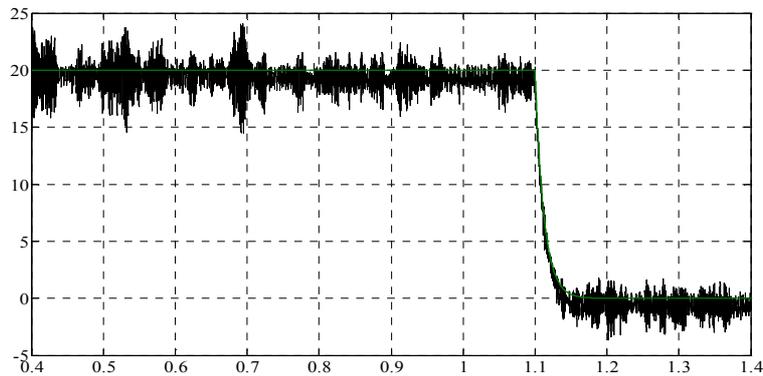


Fig. (I-10): Zoom effectué sur la réponse de la vitesse.

## I.5 Commande vectorielle par PI

Les commandes vectorielles pour machines synchrones ont été développées afin d'améliorer les performances en régime dynamique. Elles reposent sur le modèle de Park de la machine et permettent une meilleure dynamique dans le contrôle du couple [1-5]. L'application de la commande vectorielle nécessite que l'axe de la composante  $i_q$  soit en quadrature par rapport au flux rotorique par conséquent, la composante  $i_d$  du courant statorique doit être linéaire au flux rotorique. Si le courant  $i_d$  est dans la même direction que le flux rotorique, le flux statorique suivant l'axe (d) s'ajoute au flux des aimants, ce qui donne

une augmentation au flux d'entrefer. D'autre part, si le courant  $i_d$  est négatif, le flux statorique sera en opposition à celui du rotor, ce qui donne une diminution du flux d'entrefer (défluxage). Le courant  $i_d$  doit être nul, lorsque le système travaille à couple constant.

D'après le système (I-1) les équations de la MSAP dans le référentiel lié au rotor seront données par :

$$\begin{aligned} v_d &= L_d \frac{di_d}{dt} + R_s i_d - L_q i_q p\Omega \\ v_q &= L_q \frac{di_q}{dt} + R_s i_q - L_d p\Omega i_d - \Phi_f p\Omega \end{aligned} \quad (I-16)$$

Ces équations peuvent être exploitées telles quelles pour réaliser la commande vectorielle mais l'inconvénient réside dans la présence de dérivateur et des termes de couplage entre les axes d-q.

### **I.5.1 Découplage statique**

La complexité de la commande des machines synchrones à aimants permanents réside dans la non linéarité du modèle de la machine et le couplage existant entre les axes dq .

Après application de la transformation de Laplace au système (I-16) on trouve :

$$\begin{aligned} V_q &= (R_s + sL_d)I_d - p\Omega L_q I_q \\ V_d &= (R_s + sL_d)I_q + p\Omega L_d I_d + p\Omega \Phi_f \end{aligned} \quad (I-17)$$

Dans le but d'obtenir un bon découplage entre les grandeurs suivant les axes d et q, on définit des nouvelles tensions transformées comme suit :

Les termes  $p\Omega L_d I_q$ ,  $p\Omega \Phi_f$  et  $p\Omega L_q I_d$  correspondent aux termes de couplage entre les axes dq .

Une solution consiste à ajouter des tensions identiques mais de signes opposés à la sortie des régulateurs de courant de manière à séparer les boucles de régulations d'axes  $d$  et  $q$  comme la montre la figure (I-11).

Cette stratégie est appelée découplage par compensation.

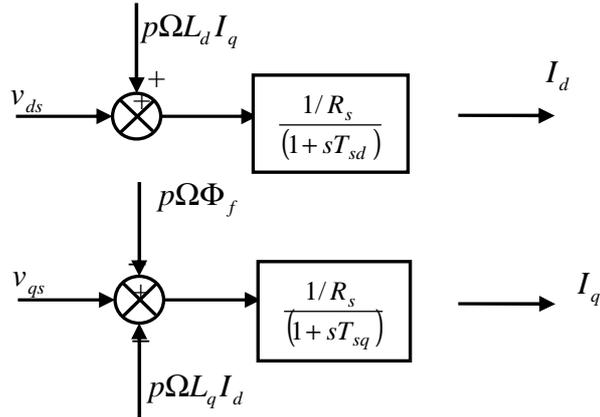


Fig. (I-11) : Description de couplage.

### I.5.2 Régulation du courant

La structure des régulateurs PI est donnée par ;

$$PI_{d;q} : \begin{cases} K_d(s) = \frac{k_{pd}s + k_{id}}{s} \\ K_q(s) = \frac{k_{pq}s + k_{iq}}{s} \end{cases} \quad (I-18)$$

Par imposition des constantes de temps  $\tau_{sd}$  et  $\tau_{sq}$  respectivement pour les dynamiques des courants  $I_d$  et  $I_q$  et par compensation des pôles par zéros des régulateurs, on obtient pour le

courant  $I_d$  :  $k_{id} = \frac{R_s}{\tau_{sd}}$  ;  $k_{pd} = \frac{R_s}{\tau_{sd}} T_{sd}$ .

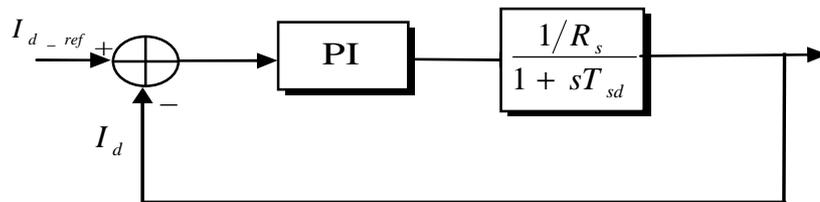


Fig. (I-12) : Schéma fonctionnel de la régulation du courant  $I_d$ .

De même pour le courant  $I_q$  : les coefficients du régulateur sont :  $k_{iq} = \frac{R_s}{\tau_{sq}}$ ,  $k_{pq} = \frac{R_s}{\tau_{sq}} T_{sq}$ .

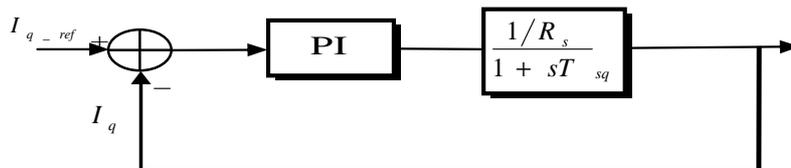


Fig. (I-13) : Schéma fonctionnel de la régulation du courant  $I_q$ .

Généralement, les constantes de temps du système  $\tau_{sd}$  et  $\tau_{sq}$  sont choisies plus petites que celles du système en boucle ouverte.

### I.5.3 Régulation de la vitesse

L'objectif de la régulation de la vitesse est de pouvoir rejeter la perturbation due au couple résistant de la machine. La vitesse peut être contrôlée au moyen d'un régulateur PI dont les paramètres peuvent être calculés à partir de la figure (I-14).

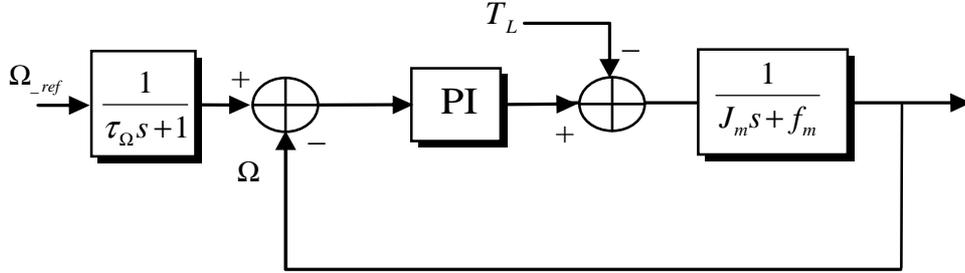


Fig. (I-14): Schéma fonctionnel de la régulation de la vitesse  $\Omega$ .

La fonction de transfert de la Laplace de la vitesse en boucle fermée donne:

$$\frac{\Omega}{\Omega_{ref}} = \frac{\left(\frac{1}{J_m s + f_m}\right) \left(K_{p\Omega} + \frac{K_{i\Omega}}{s}\right)}{1 + \left(\frac{1}{J_m s + f_m}\right) \left(K_{p\Omega} + \frac{K_{i\Omega}}{s}\right)} = \frac{1 + \tau_{\Omega} s}{1 + \left(\tau_{\Omega} + \frac{f_m}{K_{i\Omega}}\right) s + \frac{J_m}{K_{i\Omega}} s^2} \quad \text{avec} \quad \tau_{\Omega} = \frac{K_{p\Omega}}{K_{i\Omega}}$$

Cette fonction de transfert possède une dynamique de deuxième ordre. En identifiant le dénominateur à la forme canonique  $(1 + \frac{2\zeta}{\omega_0} s + \frac{1}{\omega_0^2} s^2)$ , nous avons à résoudre le système :

$$\begin{cases} \frac{J_m}{K_{i\Omega}} = \frac{1}{\omega_0^2} \\ \frac{2\zeta}{\omega_0} = \tau_{\Omega} + \frac{f_m}{K_{i\Omega}} \end{cases}$$

Pour un amortissement critique  $\zeta = 1$  on obtient

$$\begin{cases} K_{p\Omega} = \tau_{\Omega} K_{i\Omega} \\ K_{i\Omega} = \frac{4J_m}{\tau_{\Omega}^2} \end{cases} \quad \text{et} \quad \tau_{\Omega} = \frac{t_{rep}(5\%)}{3} \quad (\text{I-19})$$

### I.5.4 Simulation

La figure (I-15) représente le schéma de principe de la commande vectorielle d'une machine synchrone à aimants permanents alimentée en tension. Les principaux constituants dans ce type de commande sont la boucle de régulation de vitesse, celles des courants  $I_d$  et  $I_q$ , le bloc de calcul de  $\theta_s$  et les transformations directe et inverse.

La vitesse est régulée à travers la boucle externe du bloc. La sortie de son régulateur est le courant de référence  $I_{q\_ref}$ . Ce dernier est comparé à la valeur  $I_q$  issue de la mesure des courants réels. L'erreur sollicite l'entrée du régulateur dont la sortie est la tension de référence  $v_{q\_ref}$ .

On parallèle avec cette boucle interne, on trouve une boucle de régulation de  $I_d$ . La sortie du régulateur de  $I_d$  donne la tension de référence  $v_{d\_ref}$ . Les deux tensions de références  $v_{d\_ref}$  et  $v_{q\_ref}$  sont alors transformées en grandeurs statorique  $v_{\alpha\_ref}$  et  $v_{\beta\_ref}$ , à l'aide de la transformation de Park.

L'onduleur à MLI applique des créneaux de tension à la machine dont les valeurs moyennes sur une période de MLI correspondent aux valeurs  $v_{A\_ref}$ ,  $v_{B\_ref}$  et  $v_{C\_ref}$ . Après transformation de PARK des courants  $i_A$ ,  $i_B$  et  $i_C$  nous obtenons les courants  $I_d$  et  $I_q$ , qu'on utilise pour la régulation des courants. En parallèle, l'angle  $\theta_s$  est calculé à partir d'une mesure de vitesse mécanique  $\Omega$ . C'est cet angle qui sera utilisé dans les transformations directes et inverses.

Parmi les stratégies de commande vectorielle appliquées à une machine synchrone à aimants permanents, il y'a celle qui consiste à imposer une référence du courant direct  $I_d$  à zéro.

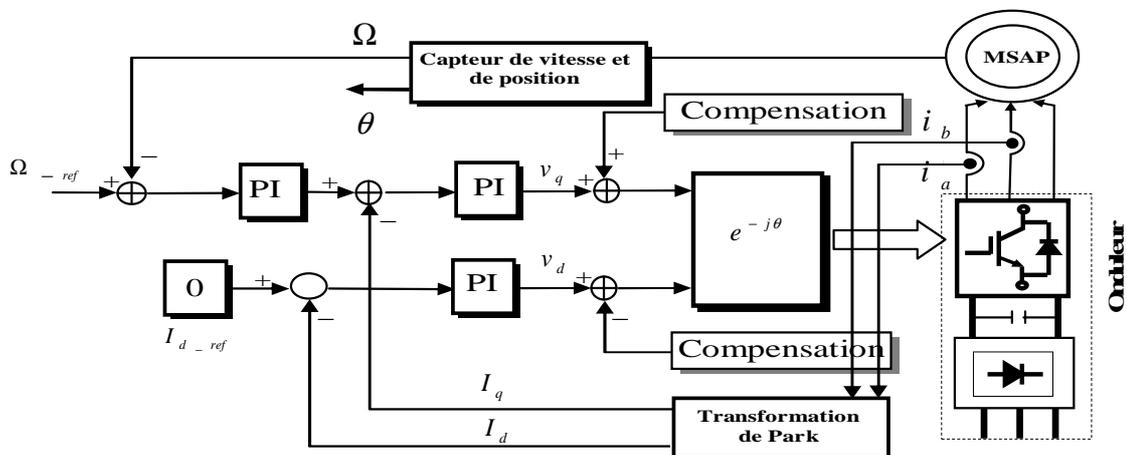


Fig. (I-15): Schéma de Principe de la Commande vectorielle d'une machine synchrone à aimants permanents.

La figure (I-16) illustre les résultats de simulation de la commande vectorielle. Elle montre que les performances de poursuite de la vitesse sous les contraintes de courant sont très satisfaisantes. Nous remarquons aussi que la composante directe du courant  $I_d$  est maintenue à zéro et le courant est bien maîtrisé en régime transitoire. La chute relative de la vitesse à un couple de charge nominale est de 0.9% et le temps d'établissement est de 6.5ms. La vitesse

présente des oscillations autour de la vitesse de référence pendant toute la durée de simulation avec un temps de réponse à 95% de:  $t_{r_{95\%}} = 37.4ms$ .

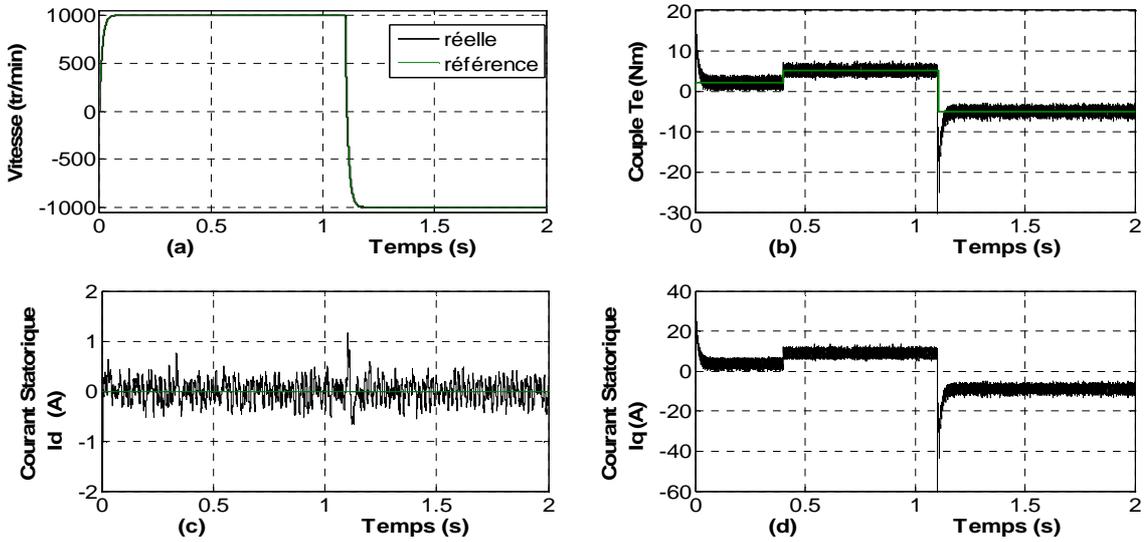


Fig. (I-16): Performances de la commande vectorielle utilisant un régulateur PI: a) vitesse de rotation b) Couple électromagnétique c) Courant statorique  $I_d$  d) Courant statorique  $I_q$ .

Pour montrer la robustesse de la commande vectorielle par PI, les simulations ont été effectués dans les mêmes conditions précédentes (figure (I-5)). Les variations paramétriques n'ont pas affecté la qualité de la commande à vitesse élevée (Figure (I-17)).

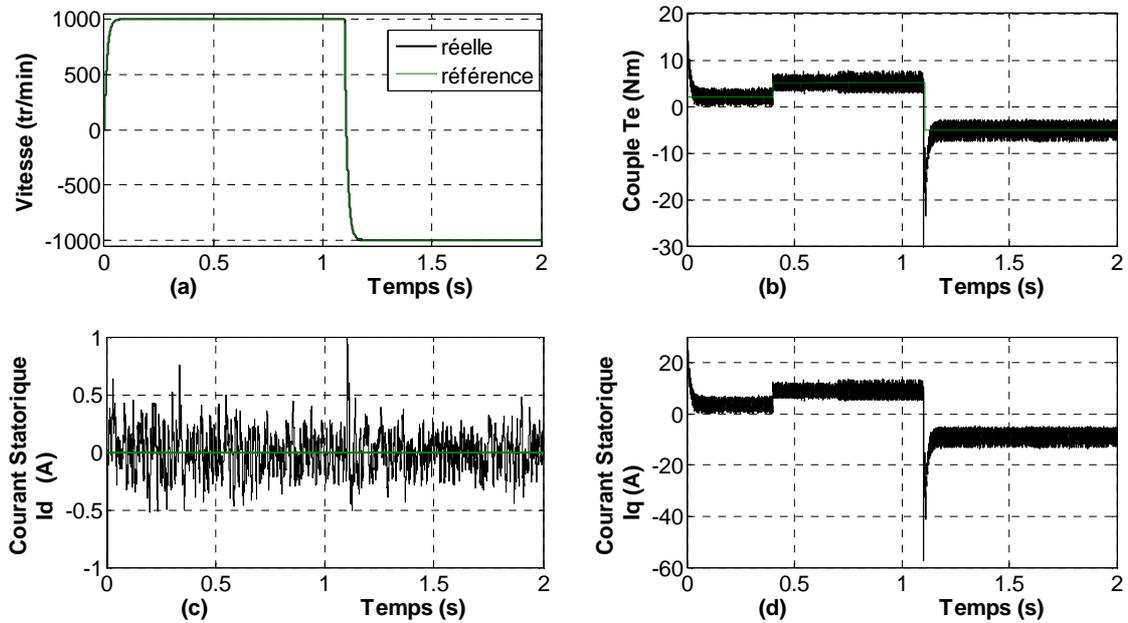


Fig. (I-17): Test de robustesse de la Commande vectorielle utilisant un régulateur PI: a) Vitesse ;b) Couple  $T_e$ ;c) Courant  $I_d$  ;d) Courant  $I_q$  avec  $\Delta R_s = R_s + 50\%$ ,  $\Delta L_d = L_d + 50\%$  et  $\Delta L_q = L_q + 50\%$  à instant  $t=0.7s$ .

La figure (I-18) illustre le suivi de la trajectoire en basse vitesse. Les variations paramétriques n'influent pas sur la dynamique de la vitesse, mais elle présente des ondulations importantes au niveau de la vitesse. On constate qu'une mauvaise identification ou estimation des paramètres de la machine dégrade son comportement et peut conduire à une instabilité du système.

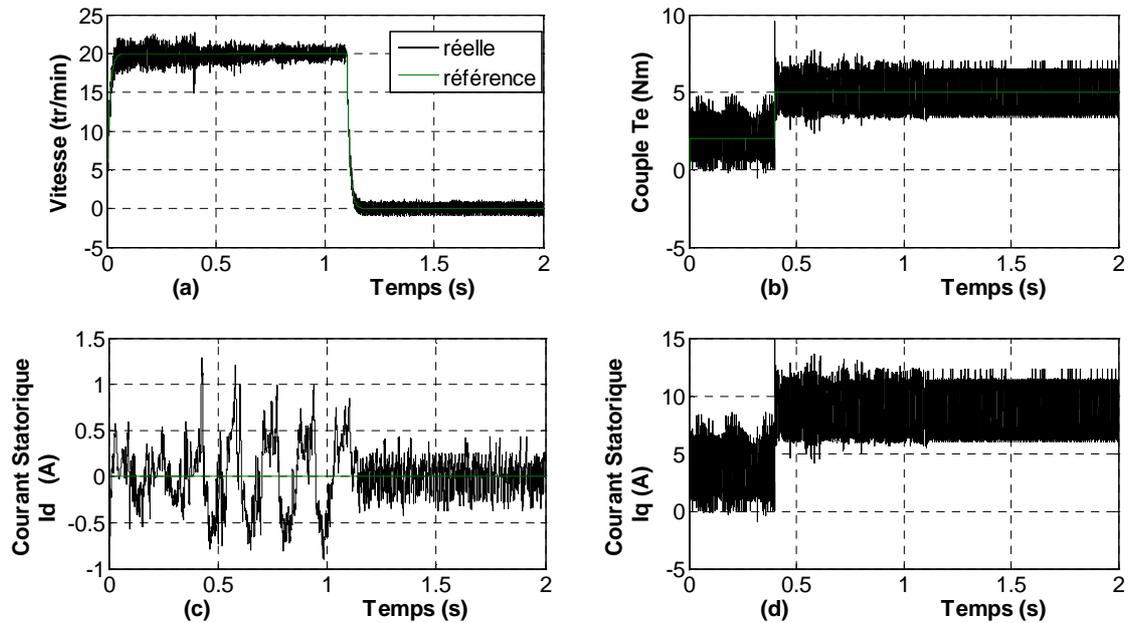


Fig. (I-18): Test de robustesse de la Commande vectorielle utilisant un régulateur PI: a) Vitesse ;b) Couple  $T_e$ ;c) Courant  $I_d$  ;d) Courant  $I_q$  (faible vitesse).

## I.6 Commande par linéarisation entrées-sorties

Les régulateurs conventionnels type PI largement utilisés dans les structures de commande, sont insuffisants pour répondre aux performances exigées par le cahier de charge. Ils sont sujets à une détérioration des performances en présence des perturbations de charge et des variations paramétriques.

Pour palier à ces dégradations, l'utilisation d'une commande par linéarisation Entrées-sorties (L.E.S), par une contre réaction d'état non linéaire, permet de décomposer le modèle de la machine en deux sous-systèmes mono variables linéaires et indépendants.

Le suivi des trajectoires de référence est basé sur le principe de l'imposition optimale des pôles [1,2] cette technique de contrôle présente l'avantage de commander le couple même en régime défluxé. Cependant, les études ont montré que les performances de cette approche restent insatisfaisantes face aux incertitudes paramétriques et aux perturbations externes non mesurables.

### I.6.1 Principe de linéarisation entrées-sorties

Dans les deux dernières décennies, la théorie de la commande par retour d'état non linéaire a connu des développements significatifs. Cette méthode se base sur la recherche d'un retour d'état transformant le modèle non linéaire initial en un système d'équations linéaires au sens entrées sorties [9] et [10]. Une fois que le bouclage linéarisant est fait, nous faisons appel à toute la panoplie de la commande linéaire pour atteindre les performances désirées.

La figure (I-19) représente le schéma de principe de la commande non linéaire entre sortie par bouclage statique.

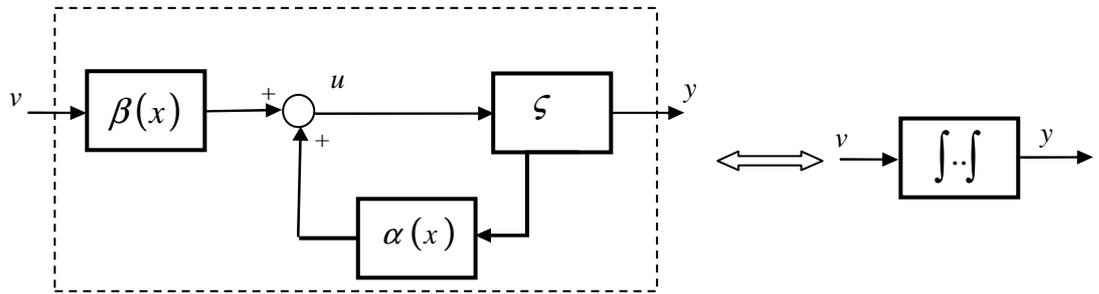


Fig. (I-19): Représentation schématique de la linéarisation entrées-sorties.

Considérons le système non linéaire suivant :

$$\begin{aligned} \dot{x} &= f(x, t) + g(x, t)v_s \\ y &= h(x) \end{aligned} \tag{I-20}$$

Avec  $y \in R$  la sortie à contrôler.

$f$  et  $g$  des fonctions supposées suffisamment différentiables.

L'idée est de générer des équations linéaires entre la sortie  $y$  et une certaine entrée  $v$  à travers un difféomorphisme  $z = \Phi(x)$  constitué de la sortie et de ses dérivées par rapport au temps jusqu'à l'ordre  $n - 1$  lorsque le degré relatif  $r$  associé à ce système est égal à  $n$ .

$$\begin{aligned} y_1 &= \Phi(x)_1 = h(x) \\ y_2 &= \Phi(x)_2 = L_f h(x) \\ &\vdots \\ \Phi(x)_r &= L_f^{r-1} h(x) \end{aligned}$$

Procédons à la transformation des coordonnées suivante :

$$\begin{aligned} \dot{y}_1 &= y_2 \\ \dot{y}_2 &= y_3 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & \vdots \\ & \dot{y}_{n-1} = y_n \\ & \dot{y}_n = a(\Phi^{-1}(y)) + b(\Phi^{-1}(y))u \end{aligned} \quad (\text{I-21})$$

On montre que pour (I-21) la loi de commande est :

$$u = \alpha(x) + \beta(x)v = \frac{1}{b(\Phi^{-1}(y))} (v - a(\Phi^{-1}(y))) \quad (\text{I-22})$$

ou  $b(\Phi^{-1}(x)) \neq 0$

Le contrôle permet de linéariser le système qui devient de la forme :

$$\dot{y}_{n-1} = y_n ; \dot{y}_n = v \quad (\text{I-23})$$

## **I.6.2 Application à la MSAP**

### **I.6.2.1 Conception de la Loi de Commande**

La condition de linéarisation permettant de vérifier si un système non linéaire admet une linéarisation entrée sortie est l'ordre du degré relatif du système [3] [5]. Les variables à contrôler sont le courant  $I_d$  et vitesse de rotation. Les grandeurs  $I_d$  et  $I_q$ , correspondant au courant statorique sont exprimés dans le référentiel rotorique. Les tensions,  $v_d$  et  $v_q$  correspondant aux tensions diphasés statorique sont exprimées dans le référentiel rotorique.

#### **I.6.2.1.1 Degré relatif du courant**

Soit la première sortie :

$$y_1 = h_1(x) = x_2 = I_d \quad (\text{I-24})$$

En la dérivant par rapport au temps, on aura :

$$\begin{aligned} \dot{y}_1 &= L_f h_1(x) + L_{g_d} h_1(x)v_d + L_{g_q} h_1(x)v_q \\ \dot{y}_1 &= \frac{\partial h_1}{\partial x} f_1(x) + \frac{\partial h_1}{\partial x} g_d(x)v_d + \frac{\partial h_1}{\partial x} g_q(x)v_q \\ \dot{y}_1 &= a_{11}x_1 + a_{12}x_2x_3 + \lambda_d v_d \end{aligned} \quad (\text{I-25})$$

On remarque l'apparition des commandes  $v_d$  dans l'expression de  $\dot{y}_1$ , pour cette sortie, un degré relatif  $\delta_1 = 1$

### I.6.2.1.2. Degré relatif de la vitesse

Pour la deuxième sortie, on a :

$$y_2 = h_2(x) = x_3 = \Omega$$

$$\dot{y}_2 = L_f h_2(x) + L_{g_d} h_2(x)v_d + L_{g_q} h_2(x)v_q$$

$$\dot{y}_2 = \frac{\partial h_2}{\partial x} f_3(x) + \frac{\partial h_2}{\partial x} g_d(x)v_d + \frac{\partial h_2}{\partial x} g_q(x)v_q$$

$$\dot{y}_2 = a_{31}x_1x_2 + a_{32}x_2 + a_{33}x_3 + a_{34}T_L \quad (I-26)$$

Aucune commande n'apparaît on est donc obligé de dériver une autre fois.

$$\ddot{y}_2 = L_f^2 h_2(x) + L_{g_d} (L_f h_2(x))v_d + L_{g_q} (L_f h_2(x))v_q$$

$$\ddot{y}_2 = a_{31}x_2f_1(x) + (a_{32} + a_{31}x_1)f_2(x) + a_{33}f_3(x) + a_{34}\dot{T}_L + a_{33}a_{34}T_L + \lambda_d a_{31}x_2v_d + \lambda_q (a_{32} + a_{31}x_1)v_q \quad (I-27)$$

Ainsi, le degré relatif  $\delta_2$  associé à  $y_2$  est égal à 2.

Le degré relatif total est  $\delta = \delta_1 + \delta_2 = 3$  et donc nous effectuons une linéarisation exacte.

A partir de (I-25) et (I-26), on a l'expression des commandes suivantes :

$$\begin{bmatrix} \dot{y}_1 \\ \dot{y}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_f h_1(x) \\ L_f^2 h_2(x) \end{bmatrix} + D(x) \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} \quad (I-28)$$

Avec

$$D(x) = \begin{bmatrix} L_{g_d} h_1(x) & L_{g_q} h_1(x) \\ L_g L_f h_2(x) & L_{g_d} L_f h_2(x) \end{bmatrix}$$

Où  $D(x)$  matrice de découplage.

La matrice  $D(x)$  n'est pas singulière tant que :

$$\text{Det}[D(x)] = \lambda_d \lambda_q (a_{32} + a_{31}x_1) \neq 0$$

La linéarisation entre sortie par retour d'état du système est donnée par la commande suivante :

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = D^{-1}(x) \begin{bmatrix} (-L_f h_1(x)) & (v_1) \\ (-L_f^2 h_2(x)) & (v_2) \end{bmatrix} \quad (I-29)$$

Où  $v = [v_1 \ v_2]^T$  est le nouveau vecteur d'entrée.

Les nouvelles entrées  $v = [v_1 \ v_2]^T$  doivent être conçus pour nous assurer que :

$$\begin{cases} \lim_{t \rightarrow +\infty} (I_d - I_{d\_ref}) = 0 \\ \lim_{t \rightarrow +\infty} (\Omega - \Omega_{ref}) = 0 \end{cases}$$

### I.6.2.2 Calcul des régulateurs par placement de pôles

Pour assurer une parfaite régulation du courant et de la vitesse vers leurs références respectives  $I_{d\_ref}$  et  $\Omega_{ref}$  les variables de commande sont calculé de la manière suivantes [3] [5]:

$$\begin{aligned} v_1 &= k_{11}(I_{d\_ref} - I_d) \\ v_2 &= k_{12}(\Omega_{ref} - \Omega) + k_{22}(\dot{\Omega}_{ref} - \dot{\Omega}) + \ddot{\Omega}_{ref} \end{aligned} \quad (I-30)$$

Les coefficients  $k_{11}, k_{12}, k_{22}$  sont choisis de sorte que le système (I-30) soit polynôme D'HURWITZ.

### I.6.3 Simulation

La structure de la commande par linéarisation entrée-sortie est donnée par la figure (I-20), les choix des sorties ayant été présentés dans la section précédente.

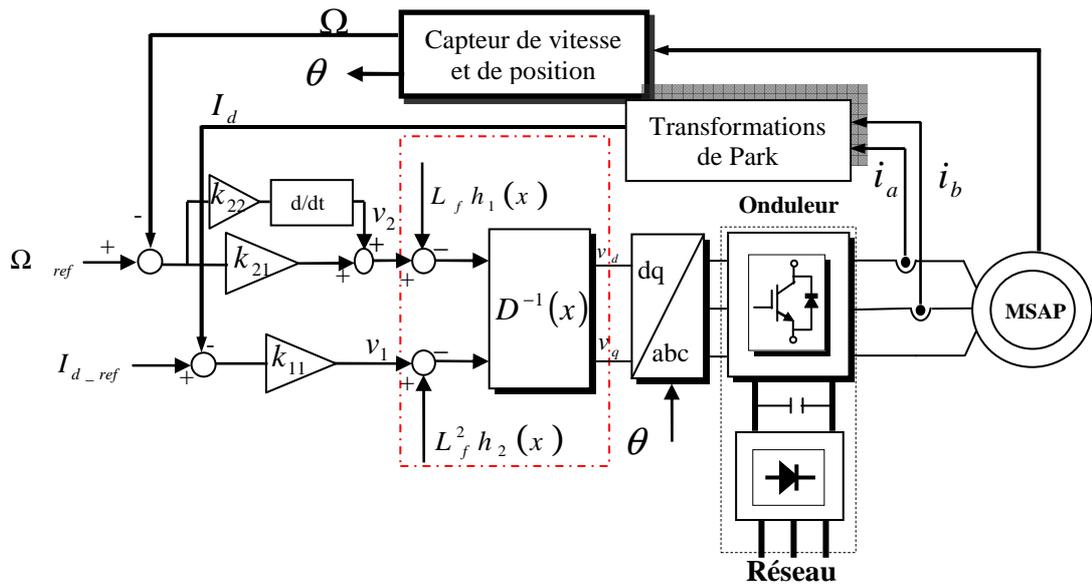


Fig. (I-20): Schéma de Principe de la commande par linéarisation Entrées-sorties objectif de sortie vitesse et courant direct  $I_d$ .

Les résultats de simulation présente sur la figure (I-21) montrent bien que la vitesse suit parfaitement sa référence sans dépassement avec un faible temps de réponse et le courant  $I_d$  suit sa référence après des pics dus au démarrage L'application des échelons de couple résistant (à l'instant  $t=0.0s$  et à  $t=0.4 s$ ) permet d'observer le comportement de commande

face à un rejet de perturbation. Les courants sont dans les limites tolérables par la machine. L'erreur de vitesse est de 5 rad/s avec un temps de réponse à 95% de:  $t_{r_{95\%}} = 38.1ms$ .

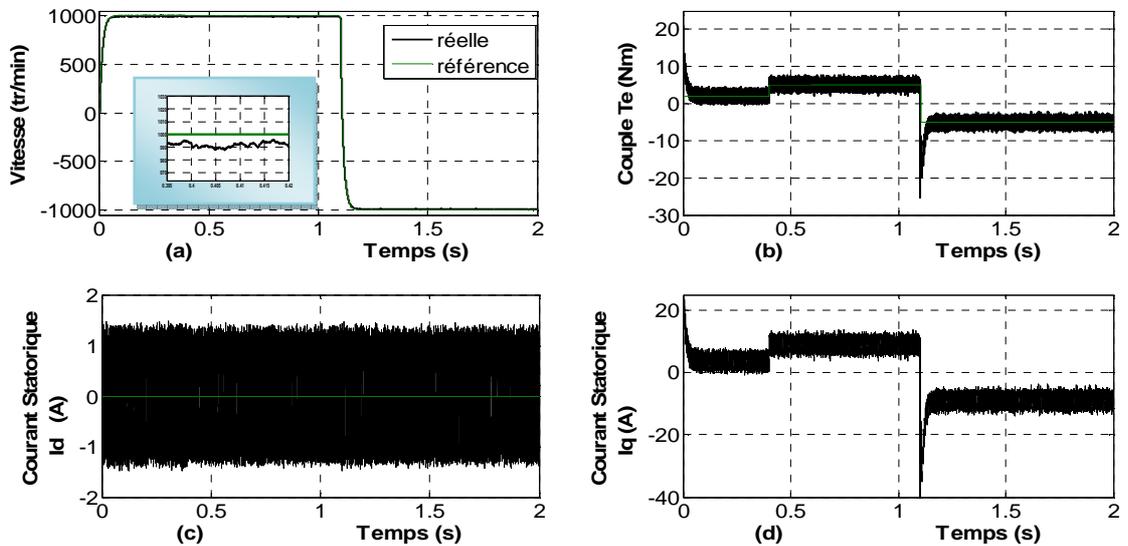


Fig. (I-21): Performances de la commande par linéarisation entrées- sorties: a) Vitesse de rotation b) Couple électromagnétique; c) Courant statorique  $I_d$ ; d) Courant statorique  $I_q$ .

Afin de tester la robustesse vis à vis des variations paramétriques, nous reprenons les mêmes profils de références du paragraphe I.4.1 (figure (I-5)). Les variations paramétriques n'ont pas affecté la qualité de la commande à vitesse nominale (Figure (I-22)).

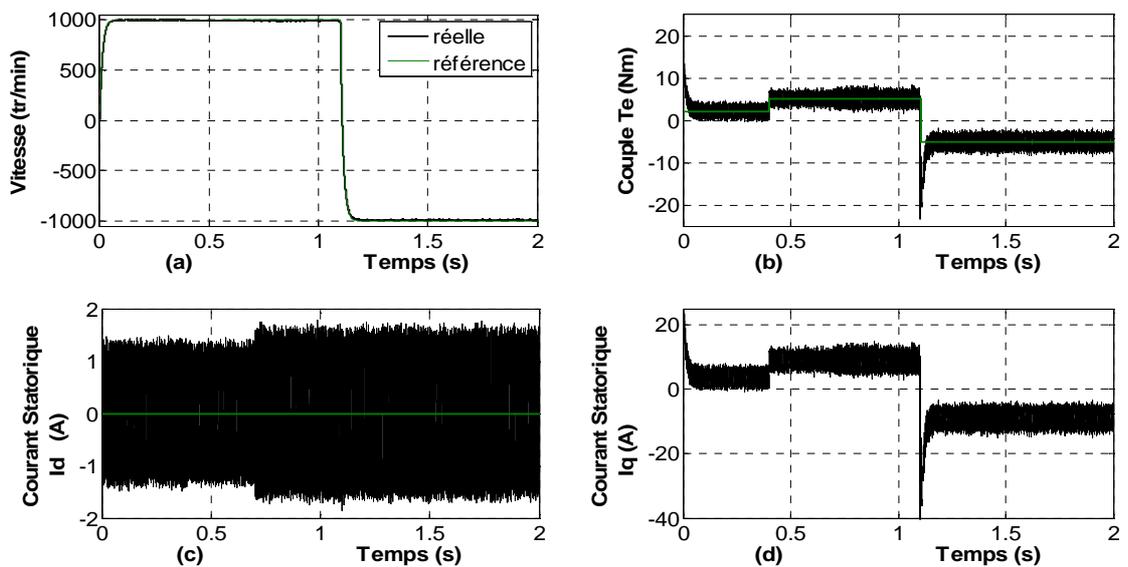


Fig. (I-22): Test de robustesse de la commande vectorielle par linéarisation Entrée- sortie: a) Vitesse ;b) Couple  $T_e$ . c) Courant  $I_d$  ;d) Courant  $I_q$  avec  $\Delta R_s = R_s + 50\%$ ,  $\Delta L_d = L_d + 50\%$  et  $\Delta L_q = L_q + 50\%$  à instant  $t=0.7s$ .

La figure (I-23) illustre le suivi de la trajectoire en basse vitesse elle montre l'existence d'une erreur statique de vitesse. On constate la dégradation des performances de la commande, en présence des variations paramétriques d'où la nécessité de trouver une commande robuste face aux variations paramétriques.

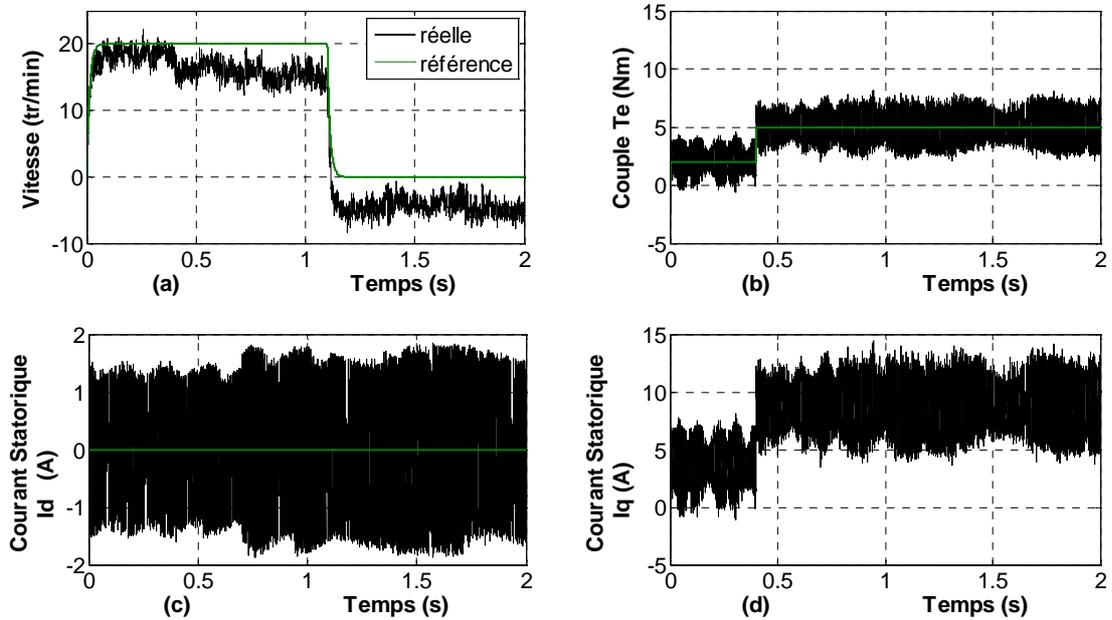


Fig. (I-23): Tests de robustesse de la commande par linéarisation Entrée- Sortie : a) Vitesse ;b) Couple  $T_e$  ;c) Courant  $I_d$  ;d) Courant  $I_q$  (faible vitesse).

## I.7 Conclusion

Dans ce chapitre, des essais de simulation ont été effectués pour évaluer quelques lois de commande pour le moteur synchrone à aimants permanents ; à savoir : la commande scalaire, la commande vectorielle et la commande par linéarisation entrées-sorties.

En ce qui concerne la commande scalaire et la commande vectorielle, elles sont robustes vis-à-vis du couple de charge. Cependant, il est connu que ces stratégies ne permettent pas d'offrir de bonnes performances lors de la poursuite de trajectoires.

Du côté de la commande non linéaire, à savoir la commande linéarisante, elle convient parfaitement pour la poursuite de trajectoires. Néanmoins, les performances dépendent fortement de la valeur du couple de charge, qui est supposée connue, et des paramètres de la machine. Pour pallier ce problème, on va utiliser une commande robuste pour obtenir de hauts niveaux de performances et de stabilité.

## **I.8 Références**

- [1] M. Bodson, J. Chiasson, and R. Novotnak, “High performance induction motor control via input output linearization,” *IEEE. Cont. Syst Mag.*, Vol, 14, pp. 25–33, 1994.
- [2] T.K. Boukas and T.G. Habetler “High performance induction motor speed control using exact feedback linearization with state and state derivative feedback,” *IEEE Trans. On Power Electronics* Vol, 19, no. 4, pp. 1022–1028, 2004.
- [3] T. V. Raumer, J. M. Dion and L. Dugard, “Combined nonlinear controller and full order observer design for induction motor,” *IEEE, IECON’94 Conference Bologna* 5–9, September 1994.
- [4] M.S. Carriere, “synthèses croisée de régulateurs et observateurs pour le contrôle robuste de la machine synchrone,” *Thèse de doctorat, Université de Toulouse*, Mai 2010.
- [5] G. Sturtzer, E. Smigiel, “Modélisation et commande des moteurs triphasés,” *Edition Ellipes*. 2000.
- [6] M. Bodson and J. Chiasson, “Differential-Geometric Methods,” *International Journal Robust and Nonlinear Control*, pp. 923–954, 1998.
- [7] H. Khalil, “Nonlinear systems” *Prentice–Hall*, 2ed edition 1996, Printed in USA.
- [8] P. Pillay and Krishnan, “Modeling, simulation and analysis of permanent magnet motor drives, part I: the permanent magnet motor drive,” *IEEE Trans. On Industry applications*, Vol, 25, no. 2, pp. 265–273, March. /April 1989.
- [9] A. Isidori, “Nonlinear control systems an Introduction,” *Springer –Verlag, Berlin*, 1989.
- [10] A. Isidori, “Nonlinear control systems,” 3rd, *Springer –Verlag, New York*, 1995.
- [11] S. S. Sastry, “Nonlinear systems: Analysis, Stability and Control. *Springer*, 1999.
- [12] F. Lamnabhi-Lagarrique et P. Rouchon. *Commandes non linéaires*. Lavoisier, 2003.
- [13] H.K. Khalil, “Nonlinear systems,” *Prentice–Hall*, 2002.
- [14] A. Kaddouri, “Etude d’une commande non linéaire adaptative d’une machine synchrone à aimants permanents,” *Thèse de doctorat, Université LAVAL, QUEBEC*, 2000.
- [15] R. Errouissi, “Contribution à la commande prédictive non linéaire d’une machine synchrone à aimants permanents,” *Thèse de doctorat, Université QUEBEC à CHICOUTIMI*, juin 2010.
- [16] A.C El Hathout, “Contribution à la stabilisation des systèmes mécaniques sous actionnés,” *Thèse de doctorat, Université Aboubeker Belkaid Telemcen, Algerie*, Mai 2011.

## **Chapitre Deux:**

### **Commande Non-linéaire Robuste par Mode Glissant de la MSAP**

#### **II. 1 Introduction**

Historiquement, l'approche de la commande par mode de glissement a été développée pour la première fois en Union soviétique durant les années 1950. Depuis, de nombreux travaux ont été consacrés à ce mode de commande. Concernant les livres de références on trouve celui d'Utkin [1] qui traite les bases de cette commande par mode de glissement.

Il est à noter que le réglage par mode glissement est un mode de fonctionnement particulier des systèmes de réglage à structure variable. La commande par mode glissant est une approche consistant à ramener la trajectoire d'état d'un système vers la surface de glissement choisie et de faire commuter jusqu'au point d'équilibre.

La mise en œuvre de la commande par modes glissants nécessite principalement deux étapes, le choix de la surface et l'établissement des conditions de convergence. L'avantage d'une telle approche est qu'elle est très robuste par rapport aux perturbations et généralement très simple à implanter.

L'inconvénient majeur des modes glissants classique du premier ordre est l'apparition de chattering ou broutement [2], [3], [4] et [5]. La cause principale de ce broutement a été identifiée comme étant la présence de dynamiques parasites non modélisées dans le dispositif de commutation [6].

Pour pallier à ce problème, trois grandes approches ont été proposées : La première c'est l'utilisation d'une approximation linéaire. La deuxième c'est l'utilisation d'un observateur d'état asymptotique [6]. Et enfin c'est l'utilisation d'algorithmes de commande d'ordre supérieur [7]. 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 [2] [8] [9].

Dans ce chapitre, nous allons présenter en général la commande par modes glissants. Après avoir introduit le concept de base de la commande par modes glissants d'ordre un, nous allons nous intéresser à la commande par modes glissants d'ordre supérieur et plus précisément aux modes glissants d'ordre deux. Après l'introduction de la notion de modes glissants d'ordre supérieur, nous nous intéresserons à un algorithme qui fait partie des commandes par modes glissants d'ordre deux appelés "Super-Twisting". La méthode est exposée et validée par simulation.

## II.2 Commande par mode de glissement

La théorie des systèmes à structure variable et des modes de glissement (MG) est une approche de commande non linéaire, caractérisée par des commandes discontinues. L'intérêt récent à cette approche de commande est dû essentiellement à la disponibilité d'interrupteurs rapides et de microprocesseur de plus en plus performants permettant la commande en temps réel des systèmes dynamiques [10].

### II.2.1 Commande par mode glissant classique

Le principe de la commande par mode glissant est de contraindre le système à atteindre une surface donnée (la surface étant définie par un ensemble de relation statique entre les variables d'état du système) pour, ensuite, y rester (voir figure (II-1)).

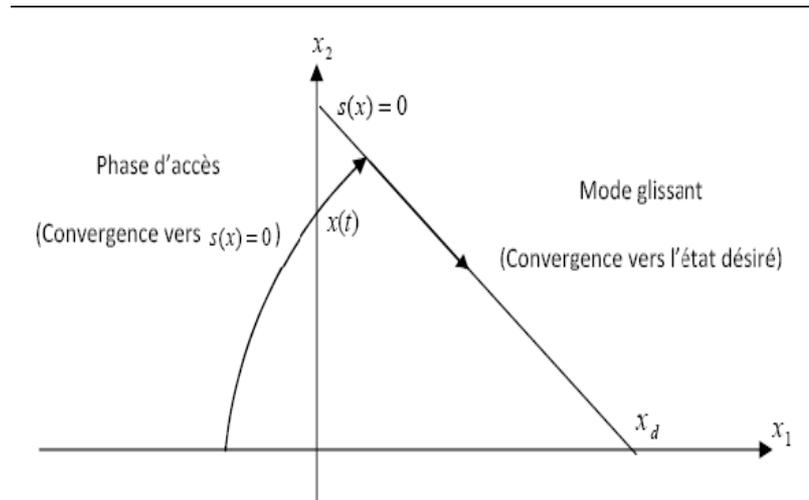


Fig. (II-1): Trajectoire d'état dans le plan de phase.

L'inconvénient majeur de la commande par mode glissant classique réside dans les oscillations appelées Chattering (voir Fig. (II-2)). Les deux principales raisons à l'origine de ce phénomène sont :

- Les retards de commutation au niveau de la commande.
- La présence de dynamique « parasites » en série avec les systèmes commandés.

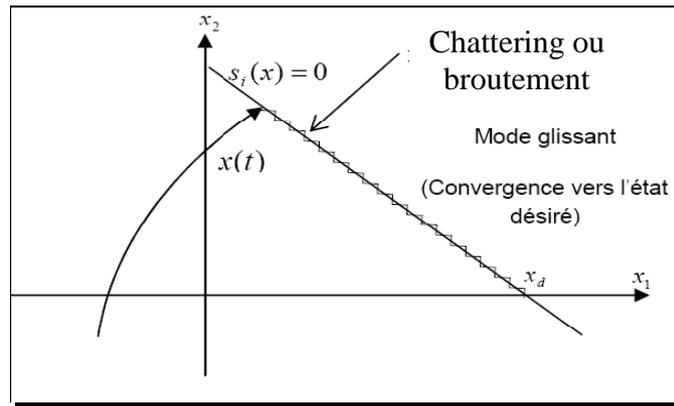


Fig. (II-2): Phénomène de chattering ou Broutement.

Une autre cause de broutement, notamment sur la commande, est le bruit de mesure. En effet, une erreur de mesure quand l'état est très proche de la surface de glissement peut entraîner une erreur de signe de la commande, car cette dernière croit à tort que le système se trouve de l'autre côté de la surface. Ce phénomène est amplifié par la nécessité d'avoir des observateurs ou dérivateurs rapides, donc filtrant pour la mesure [11].

### II.2.2 Concepts de base

Le principe de la commande par modes glissants est de contraindre l'état du système à atteindre en temps fini une hyper-surface (dans l'espace d'état) donnée pour ensuite y rester. Cette hyper-surface étant une relation entre les variables d'état du système. Elle définit une équation différentielle, et donc détermine totalement la dynamique du système, pourvu qu'il reste sur cette hyper-surface.

La synthèse d'une loi de commande par modes glissants se développe en deux phases :

- Une surface sera déterminée en fonction des objectifs de commande et des propriétés statiques et dynamique désirées.
- Synthèse des lois de commande à commutation amenant le système d'un état initial vers l'hyper-surface de glissement sur une trajectoire d'état en temps fini.

La conception des commandes par mode de glissement prend en compte les problèmes de la stabilité et les bonnes performances de façon systématique dans son approche. La forme générale de la surface choisie en mode glissant est donnée par :

$$s(x,t) = \left( \frac{d}{dt} + k \right)^{r-1} e(x) \tag{II-1}$$

avec:

- $x$  : Variable à régler,  
 $e(x)$  : L'écart de la variable à régler,  
 $k$  : Constant positive, le choix  $k$  garantit un polynôme d'Hurwitz.  
 $r$  : Degré relatif de la variable à régler

Le régime glissant est atteint quand  $s(x)=0$ . C'est une équation différentielle linéaire autonome dont la réponse  $e(x)$  tend vers zéro pour un choix correct du gain  $k$ .

### II.2.3 Synthèse de la loi de commande par mode glissant

Il existe plusieurs méthodes pour concevoir la loi de commande par modes glissants dans notre cas on a choisie celle basée sur le deuxième théorème de Lyapunov.

Soit la fonction de Lyapunov candidate suivante :

$$V = 0.5S^T S \quad (\text{II-2})$$

L'objectif étant de déterminer une loi de commande tel que  $\dot{V} < 0$  le long de trajectoire du système.

$$\dot{S}^T S < 0 \quad \forall x \in \theta \quad (\text{II-3})$$

Pour une convergence en temps fini, la condition (II-3) qui ne garantit qu'une convergence asymptotique vers la surface de glissement est remplacée par une condition plus restrictive dite de  $q$  attractive et donnée dans [12] :

$$\dot{S}^T S < -q|S| \quad \forall x \in \theta \quad (\text{II-4})$$

Où

$q$  est une constante positive et  $S$  la surface de glissement.

## II.3 Commande basée sur la théorie de Lyapunov

La théorie de Lyapunov est considérée comme un pilier de l'automatique et de la stabilité des équations différentielles ordinaires en général. L'exposé original de la théorie de Lyapunov date de 1892 et traite de l'étude du comportement des solutions d'équation différentielle pour des conditions initiales différentes [10].

### II.3.1 Méthode directe de Lyapunov

Le principe de cette méthode est une extension mathématique du phénomène physique suivant : si l'énergie totale (de signe positif) d'un système électrique ne fait que décroître (dissipée de façon continue) alors le système tend à rejoindre une configuration à énergie

minimale (voire même l'état d'équilibre). Autrement dit, pour conclure quant à la stabilité d'un système, il suffit d'examiner les variations d'une certaine fonction scalaire dite de Lyapunov sans avoir besoin de la solution explicite du système [10].

L'utilisation de cette méthode exige une méthodologie systématique pour la conception de la loi de commande. En effet, cette technique est basée sur l'utilisation de la fonction de Lyapunov pour l'étude de la stabilité. L'objectif est de trouver une loi de commande qui rend la dérivée de cette fonction, choisie, définie ou semi définie négative.

### II.3.2 Définition

Une fonction définie positive est une fonction  $V(x) ; R^N \rightarrow R$  tel que  $V(x) \geq 0 ; \forall x \neq 0$  et  $V(0) = 0$  lorsque  $x = 0$ .

La méthode directe de Lyapunov permet de conclure quant à la stabilité d'un état d'équilibre, le signe d'une fonction  $V(x)$ , ( $V(0) = 0; V(\infty) = \infty$ ), appelée fonction de Lyapunov, et celui de sa dérivée temporelle  $\dot{V}(x) = \frac{dV(x)}{dt}$  donnent une information sur la stabilité du système  $V(x) \geq 0 ; \forall x \neq 0$  et  $\dot{V}(x) < 0$ , le système est asymptotiquement stable.

Le problème de stabilisation consiste à maintenir le système autour d'un point équilibre  $y_{ref}$ . Il s'agit de construire des lois de commande dites stabilisantes telles que  $y_{ref}$  soit un point d'équilibre asymptotiquement stable du système.

Les techniques de commande permettant de construire des lois de commande pour la stabilisation des systèmes sont nombreuses et variées [1], [5], [7], [9].

### II.3.3 Application à la MSAP

Les variables à contrôler sont le courant statorique directe  $I_d$  et le courant statorique en quadrature  $I_q$ .

L'équation (I-4) peut être mise sur la forme

$$\begin{aligned} \frac{di_d}{dt} &= \lambda_d v_d + f_1 \\ \frac{di_q}{dt} &= \lambda_q v_q + f_2 \end{aligned} \tag{II-5}$$

Pour réaliser la convergence des courants statoriques vers leurs références  $I_d \rightarrow I_{d\_ref}$  et  $I_q \rightarrow I_{q\_ref}$ , la loi de commande est déterminée de la fonction de Lyapunov candidate  $V = 0.5 \mathcal{E}^T \mathcal{E}$ .

L'objectif étant déterminé une loi de commande tel que  $\dot{V} \leq 0$  le long de trajectoire du système soit  $\dot{V} = \varepsilon^T \varepsilon \leq 0$ .

On considère la fonction candidate de Lyapunov définie positive suivante [3]:

$$V = \frac{1}{2}(I_d - I_{d\_ref})^2 + \frac{1}{2}(I_q - I_{q\_ref})^2 \geq 0 \quad (\text{II-6})$$

Sa dérivée est donnée par:

$$\dot{V} = (I_d - I_{d\_ref})(\dot{I}_d - \dot{I}_{d\_ref}) + (I_q - I_{q\_ref})(\dot{I}_q - \dot{I}_{q\_ref}) \quad (\text{II-7})$$

Substituant (II-5) dans (II-7) donne:

$$\dot{V} = (I_d - I_{d\_ref})(\lambda_d v_d + f_1 - \dot{I}_{d\_ref}) + (I_q - I_{q\_ref})(\lambda_q v_q + f_2 - \dot{I}_{q\_ref}) \quad (\text{II-8})$$

Pour assurer la négativité de (II-8) la loi de commande est définie telles que:

$$\begin{aligned} v_d &= \frac{1}{\lambda_d} \left( -f_1 + \dot{I}_{d\_ref} - K_1(I_d - I_{d\_ref}) \right) \\ v_q &= \frac{1}{\lambda_q} \left( -f_2 + \dot{I}_{q\_ref} - K_2(I_q - I_{q\_ref}) \right) \end{aligned} \quad (\text{II-9})$$

Par conséquent, en remplaçant (II-9) dans (II-8), il vient:

$$\dot{V} = -K_1(I_d - I_{d\_ref})^2 - K_2(I_q - I_{q\_ref})^2 < 0$$

La dérivée de la fonction de Lyapunov est négative, et par conséquent, la loi de commande (II-9) garantit la stabilité du système (II-5) si les gains  $K_i$  ( $i=1,2$ ) sont évidemment positifs.

Les nouvelles entrées  $(v_d, v_q)$  doivent être conçues pour nous assurer que :

$$\begin{cases} \lim_{t \rightarrow +\infty} (I_d - I_{d\_ref}) = 0 \\ \lim_{t \rightarrow +\infty} (I_q - I_{q\_ref}) = 0 \end{cases}$$

Pour la synthèse de la loi de commande, on considère que toutes les grandeurs sont mesurables et que les variations des paramètres du moteur sont bornées.

Dans ce qui suit, une commande robuste par retour d'états sera conçue afin de résoudre le problème des incertitudes du modèle et aux bruits de mesure. Les incertitudes de modèle pour ce cas sont considérées globalement comme des fonctions non-linéaires.

Les fonctions dans (II-5) peuvent être écrites comme suit :

$$f_i = \hat{f}_i + \Delta f_i \quad (\text{II-10})$$

Avec :  $\hat{f}_i$  : Fonction de retour d'états non-linéaire estimée,  $f_i$  : Fonction de retour d'états

non-linéaire réelle ;  $|\Delta f_i|$  : incertitude sur  $f_i$  dû au variations paramétriques autour de  $\hat{f}_i$  ; où :

$i = 1, 2$ .

Nous supposons que toutes les  $|\Delta f_i|$  sont bornées comme suit:  $|\Delta f_i| < \beta_i$  où  $\beta_i$  sont des limites connues. Les paramètres  $\beta_i$  sont déduits à partir de la parfaite connaissance de la machine (expertise) d'où l'on peut employer un nombre suffisamment grand pour satisfaire cette contrainte  $|\Delta f_i| < \beta_i$  .

En remplaçant (II-10) dans (II-5), nous obtenons

$$\begin{cases} \frac{dI_d}{dt} = \lambda_d v_d + \hat{f}_1 + \Delta f_1 \\ \frac{dI_q}{dt} = \lambda_q v_q + \hat{f}_2 + \Delta f_2 \end{cases} \quad (\text{II-11})$$

Pour réaliser la convergence des courants statoriques vers leurs références  $I_d \rightarrow I_{d\_ref}$  et  $I_q \rightarrow I_{q\_ref}$  en tenant compte des dérives paramétriques, la commande robuste des courants statoriques est assurée par des contrôleurs mode glissant choisi comme suit :

$$\begin{cases} v_d = -\hat{f}_1 + \dot{I}_{d\_ref} - K_1(I_d - I_{d\_ref}) - K_{11} \text{sgn}(I_d - I_{d\_ref}) \\ v_q = -\hat{f}_2 + \dot{I}_{q\_ref} - K_2(I_q - I_{q\_ref}) - K_{22} \text{sgn}(I_q - I_{q\_ref}) \end{cases} \quad (\text{II-12})$$

Où  $K_{ii} < \beta_i$ ,  $K_i > 0$  et  $i=1,2$ .

La dérivée de la fonction de Lyapunov (II-7), liée à la dynamique des courants (II-11), pour la nouvelle commande est:

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 = & (I_d - I_{d\_ref}) (\Delta f_1 - K_{11} \text{sign}(I_d - I_{d\_ref})) \\ & + (I_q - I_{q\_ref}) (\Delta f_2 - K_{22} \text{sign}(I_q - I_{q\_ref})) + \dot{V} < 0 \end{aligned} \quad (\text{II-13})$$

Par conséquent les variations  $\Delta f_i$  peuvent être absorbées en garantissant la stabilité du système si et seulement si les conditions suivantes sont satisfaites :

$$K_{11} > |\Delta f_1|$$

$$K_{22} > |\Delta f_2|$$

Dans ce cas, nous pouvons écrire:

$$\dot{V}_1 < \dot{V} < 0 \quad (\text{II-14})$$

La loi de commande donnée par (II-12) garantit par conséquent la stabilité du processus pour toutes les variations  $\Delta f_i$ . Le contrôleur robuste, résultant de (II-12), sera donné par la figure (II-3).

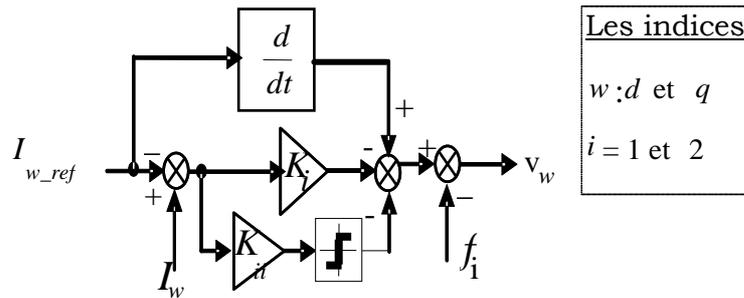


Fig. (II-3): Schéma de conception du contrôleur robuste.

### II.3.4 Résultats de simulation

La figure. (II-4) présente le schéma de principe de la commande proposée. Le comportement du système à été simulé en utilisant le Logiciel Matlab-Simulink.

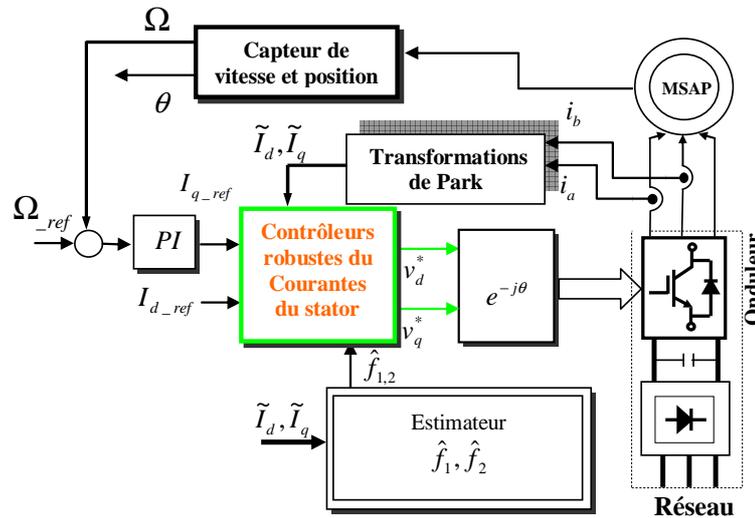


Fig. (II-4): Schéma de Principe de la Commande proposée.

Les résultats de simulations présentés sur la figure (II-5) montrent bien que la vitesse suit parfaitement sa référence sans dépassement avec un faible temps de réponse et le courant  $I_d$  suit sa référence après des pics dus au démarrage. L'application des échelons de couple résistant (à l'instant  $t=0.0s$  et à  $t=0.4 s$ ) permet d'observer le comportement du contrôleur robuste lors du rejet d'une perturbation. Les courants sont dans les limites tolérables, la chute relative de la vitesse à un couple de charge nominale est de 0.3% et le temps d'établissement est de 20ms. L'erreur de vitesse est de 0.015 rad/s. avec un temps de réponse à 95% de:

$$t_{95\%} = 36.7 s .$$

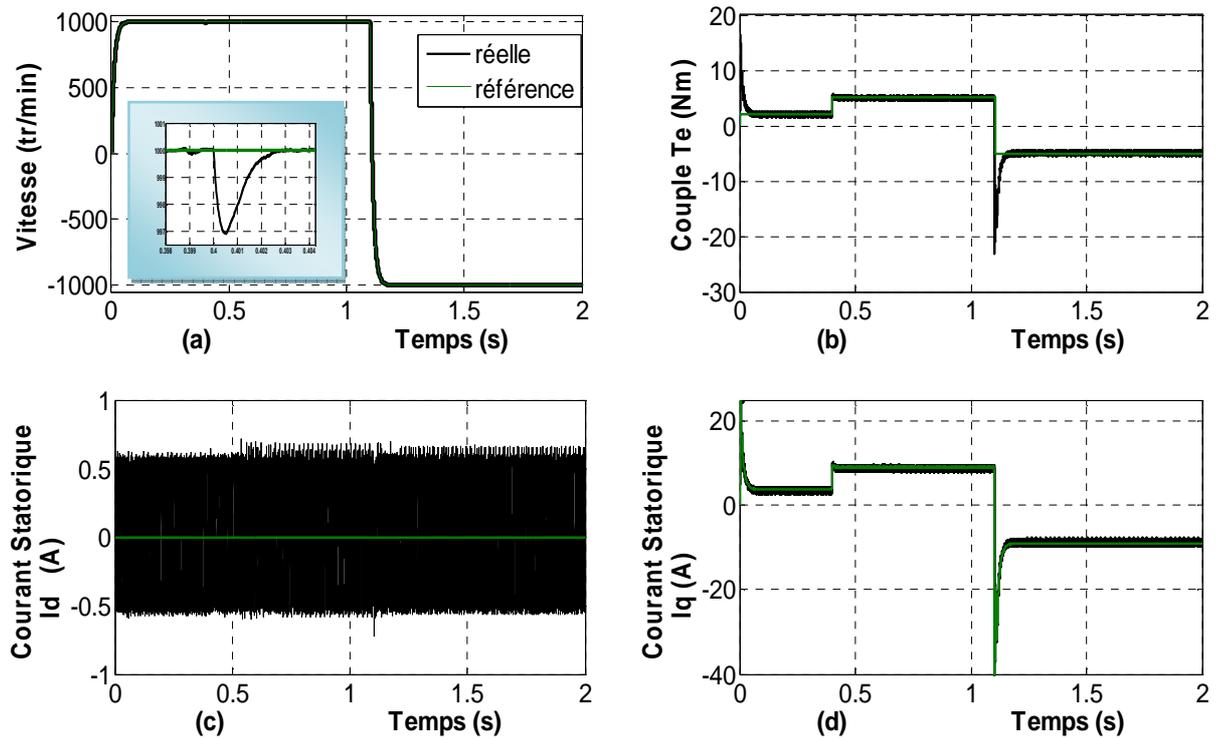


Fig. (II-5): Performances de la Commande non linéaire basée sur la théorie de Lyapunov : a) Vitesse de rotation ; b) Couple électromagnétique ; c) Courant statorique  $I_d$  ; d) Courant statorique  $I_q$ .

Pour montrer la robustesse de la commande non linéaire basée sur la théorie de Lyapunov, nous reprenons les mêmes profils de références du paragraphe I.4.1 du chapitre I (figure (I-5)). Il est clair que la poursuite en vitesse (avec une erreur statique pratiquement nulle) et le rejet de la perturbation de charge sont bien pris en charge par la loi de commande déduite de la théorie de Lyapunov.

A partir des résultats présentés dans la figure (II.6), on peut constater la grande performance de la commande basée sur la théorie de Lyapunov vérifiée par le découplage entre la composante directe et quadrature de courant.

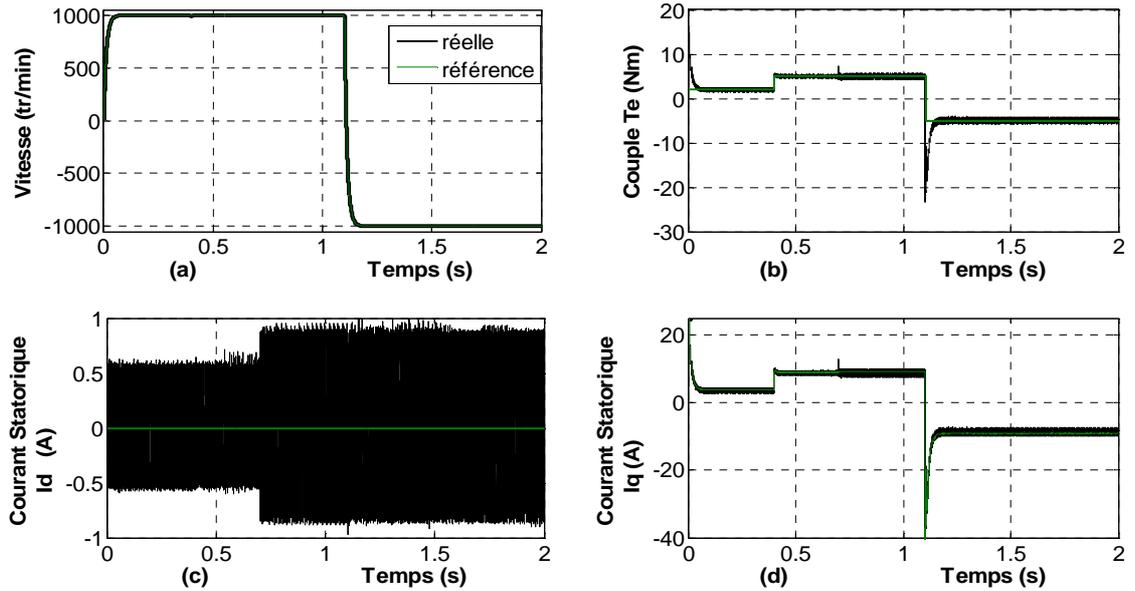


Fig. (II-6) Tests de robustesse de la CM basée sur la théorie de Lyapunov : a) Vitesse ;b) Couple  $T_e$  ;c) Courant  $I_d$  ;d) Courant  $I_q$  avec  $\Delta R_s = R_s + 50\%$  ,  $\Delta L_d = L_d + 50\%$  et  $\Delta L_q = L_q + 50\%$  à instant  $t=1.1s$ .

La figure (II.7) montre le suivi de la trajectoire en basse vitesse. La poursuite en vitesse est bonne et un peu sensible aux perturbations introduites par le couple de charge. La commande testée présente un bon suivi de référence même à faible vitesse (20 tr/min).

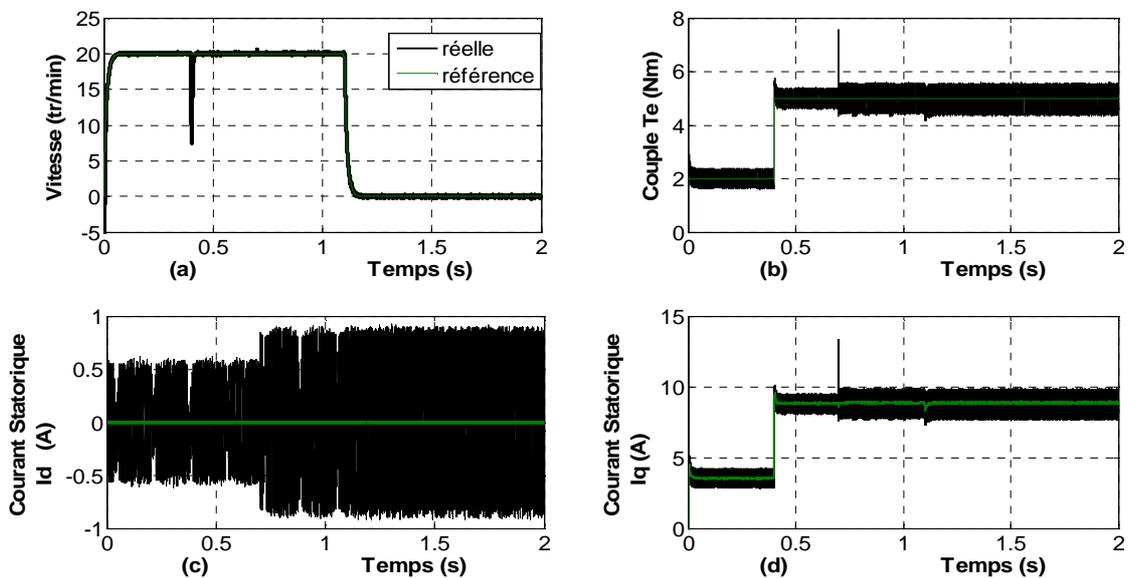


Fig. (II-7) : Test de robustesse de la CM Basée sur la théorie de Lyapunov : a) Vitesse ;b) Couple  $T_e$  ;c) Courant  $I_d$  ;d) Courant  $I_q$  (faible vitesse).

## II.4 Commande par Mode de Glissement d'ordre supérieur

Le principe des modes glissants d'ordre supérieur est issu des modes glissants d'ordre un, ce qui correspond aux modes glissants classiques développés dans [13,14]. Dans cette technique, la commande agit sur les dérivées d'ordre supérieur de la surface de glissement.

Une commande par modes glissants d'ordre quelconque utilisable quelque soit le modèle du système utilisé est proposée dans [15]. Les travaux présentés dans [16], [17] [18], [19] et [20] proposent une commande par modes glissants d'ordre supérieur.

La commande par modes glissants d'ordre supérieur offre de très bonnes propriétés de robustesse ; cependant, l'absence de conditions de convergences nécessaires\ ou suffisantes en rend le réglage souvent complexe, surtout lorsqu'il s'agit d'atteindre des performances bien spécifiques pour le système boucle. C'est pourquoi, pour l'application ciblée ici il a été nécessaire d'utiliser des algorithmes de commandes garantissant un régime glissant d'ordre supérieur, assurant une convergence en temps fini grâce à un réglage simple des paramètres de la loi de commande.

### II.4.1 Modes glissants idéaux et réels.

L'objectif de la synthèse d'une commande par mode de glissement d'ordre supérieur (CMGOS) est de contraindre les trajectoires du système non linéaire à évoluer en un temps fini sur l'ensemble des surfaces de glissement d'ordre  $r$  défini par 
$$S^r = \{x \in R^n \mid S = \dot{S} = \dots S^{r-1} = 0\}$$

avec

$S^i$  : La  $i^{ème}$  dérivée de la surface  $S$  par rapport au temps.

$r$  : Ordre réel de mode de glissement par rapport à  $S$ .

Outre la conservation des propriétés de robustesse, cette technique permet de réduire le phénomène de broutement et d'obtenir de meilleures performances. En d'autres termes, si nous avons une période d'échantillonnage  $\tau$ , la précision sera de l'ordre de  $O(\tau^2)$ , alors qu'elle ne serait que de l'ordre de  $O(\tau)$  pour le premier ordre. En effet, supposons que le fait que le système soit de degré relatif  $p$  par rapport à la variable de glissement. Si le mode de glissement d'ordre  $r$  est choisie tel que  $p \leq r - 1$ , l'algorithme de génération de la commande discontinue est appliqué à  $u^{r-p}$ , par conséquent l'entrée réelle du système sera continu.

Un mode de glissement idéal n'existe pas dans la pratique puisque cela impliquerait que le contrôle commute à une fréquence infinie. En raison des limites technologiques tels que les

retards de commutation et / ou l'effets des constantes de temps pour des petits actionneurs, cette fréquence est finie. Ainsi, le mouvement n'a lieu que dans un quartier de la rampe coulissante et est appelé un véritable ordre élevé mode glissant.

Une proposition pour satisfaire les relations suivantes peut être donnée ;

$$|S| = O(\tau^r), |\dot{S}| = O(\tau^{r-1}), \dots, |S^{(r-1)}| = O(\tau)$$

Où

$\tau$  Est la période d'échantillonnage

A partir de cette proposition, on peut constater que plus l'ordre du mode de glissement est le plus précis plus la convergence sur  $S = 0$  sera rapide.

### II.4.2 Commande par mode glissant d'ordre deux

Dans cette partie, nous allons nous intéresser aux algorithmes par modes glissants d'ordre deux,

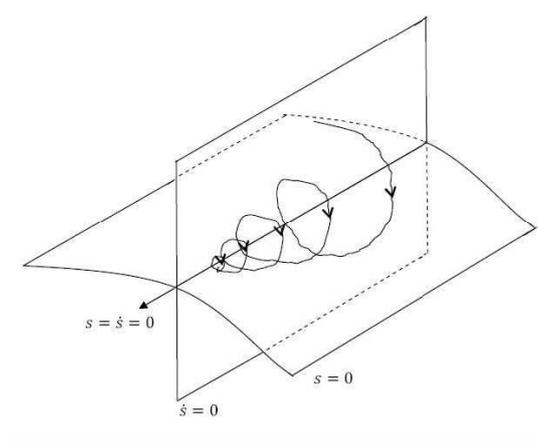


Fig. (II-8). Ensemble de glissement d'ordre deux.

L'ordre de glissement 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, figure (II-8). Pour cela, des algorithmes de commande capables de générer des régimes glissants de tout ordre doivent être synthétisés. Ces algorithmes considèrent, l'entrée  $v_s$  du système comme nouvelle variable d'état, tandis qu'ils utilisent sa dérivé  $\dot{v}_s$  comme commande actuelle [2], [7], [21].

Dans ce cas  $\dot{v}_s$  doit dominer dans l'équation de  $\ddot{S}$ . Cependant, en général, l'expression de  $\ddot{S}$  contient des termes en  $v_s$ . Ainsi,  $\dot{v}_s$  doit dominer  $v_s$  lui-même, ce qui semble problématique.

Heureusement, au voisinage du mode glissant d'ordre deux,  $v_s$  est près de la commande

équivalent [1] définie de l'équation  $\dot{S} = 0$  et est indépendante de  $v_s$ . Ainsi, l'approche est toujours valide dans le voisinage de la variété  $S = \dot{S} = 0$  [22].

Considérons le système non linéaire suivant :

$$\begin{aligned} \dot{x} &= f(x, t) + g(x, t)v_s \\ y &= h(x) \\ S_i &= S_i(x, t) \end{aligned} \tag{II-15}$$

Pour lesquelles,

- $y \in R$  la sortie à contrôler.
- $f(x, t) \in R, g(x, t) \in R$  des fonctions supposées suffisamment différentiables.
- $S_i = S_i(x, t)$ : Surface de glissement.

La dérivée seconde de  $S_i(t)$  peut être exprimée par :

$$\ddot{S}_i = \varphi_{A_i}(t, S, \dot{S}) + \phi(t, S, \dot{S})v_s(t) \tag{II-16}$$

Avant d'établir les algorithmes par modes glissants d'ordre deux il est nécessaire de vérifier certaines hypothèses de travail comme dans [21].

Pour valider l'atteignabilité de la surface de glissement et la bornitude de la surface  $\ddot{S}$ .

- La commande  $v_s$  est une fonction bornée  $|v_s| \leq V_{sm}, \forall t$  avec  $V_{sm}$  une constante réelle positive.
- Supposons qu'il existe  $v_{s1}$  dans  $[0, V_{sm}]$  tel que pour toute fonction continue  $v_s(t)$  avec  $|v_s| > v_{s1}, \forall t$ , alors on a  $S(t)v_s(t) > 0$  pour un ensemble fini de  $t$ . Ainsi, la commande  $v_s = -V_{sm} \text{sign}(S(t_0))$ , où  $t_0$  est l'initial, permet d'atteindre la surface de glissement  $S = 0$  en temps fini.
- Il existe des constantes positives  $S_{oi}, k_{m_i}, K_{M_i}, \beta_{0st_i}$  tel que  $\forall x \in R^n$  et  $|S_i(t, x)| < S_{oi}$ .

Le système vérifie les conditions suivantes [21]:

$$\begin{aligned} 0 < k_{m_i} &\leq |\phi(t, S, \dot{S})| \leq K_{M_i} \\ |\varphi_{A_i}(x, t)| &< \beta_{0st_i} \end{aligned} \tag{II-17}$$

Suite à cela, il existe une loi de commande  $v_s = \gamma(S, \dot{S})$  permettant de rejoindre, en temps fini, la surface  $S^2 = \{x : S = \dot{S} = 0\}$  représentée par l'origine (0,0) dans le plan  $(S, \dot{S})$ .

## II.4.3 Application à la MSAP

### II.4.3.1 Modes glissants d'ordre UN

L'objectif de l'application de cette dernière est le suivi de trajectoires, en ne disposant que du courant et de la vitesse comme retour d'information mesurée. Cela consiste à contrôler les sorties suivantes décrites dans le vecteur  $y = [I_d \quad \Omega]^T$ .

Il s'agit de construire une commande  $v(t)$  pour forcer les états du système à atteindre les surfaces de glissement suivantes  $S = [S_1 \quad S_2]^T$  données par (II-18) et y rester.

Soit :

$$S = \begin{bmatrix} k_1(I_d - I_{d\_ref}) \\ k_2(\Omega - \Omega_{ref}) + (\dot{\Omega} - \dot{\Omega}_{ref}) \end{bmatrix} \quad (II-18)$$

Par dérivation nous obtenons

$$\dot{S} = \begin{bmatrix} k_1(\dot{I}_d - \dot{I}_{d\_ref}) \\ k_2(\dot{\Omega} - \dot{\Omega}_{ref}) + (\ddot{\Omega} - \ddot{\Omega}_{ref}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{s}_1 \\ \dot{s}_2 \end{bmatrix} \quad (II-19)$$

Pour la synthèse de la commande, le couple de charge  $T_L$  est considéré comme une perturbation bornée ainsi que sa dérivée  $|T_L(t)| < T_L, |\dot{T}_L(t)| < T_{L1}$ .

La dynamique de la surface est donnée par :

$$\dot{S} = \begin{bmatrix} \dot{s}_1 \\ \dot{s}_2 \end{bmatrix} = F + Dv_s \quad (II-20)$$

avec:

$$F = \begin{bmatrix} k_1 f_1 - k_1 \dot{I}_{d\_ref} \\ a_{31} f_1 x_2 + (a_{32} + a_{31} x_1) f_2 + (k_2 + a_{32}) f_3 + a_{33} a_{34} T_L + a_{34} \dot{T}_L \\ -k_2 \dot{\Omega}_{ref} - \ddot{\Omega}_{ref} \end{bmatrix} \quad (II-21)$$

$$D = \begin{bmatrix} k_1 \lambda_d & 0 \\ a_{31} \lambda_d x_2 & a_{32} + a_{31} \lambda_q x_1 \end{bmatrix} \quad (II-22)$$

La loi de commande est déterminée à partir de la fonction de Lyapunov candidate  $V = 0.5S^T S$  de telle sorte que  $\dot{V} < 0$  assurant la stabilité le long de la trajectoire du système soit  $\dot{V} = S^T \dot{S} < 0$ .

En supposant que  $D$  soit inversible, la loi de commande sera donnée sous la forme :

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix} = -D^{-1}F - D^{-1} \begin{bmatrix} \lambda_1 & 0 \\ 0 & \lambda_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \text{sign}(S_1) \\ \text{sign}(S_2) \end{bmatrix} \quad (\text{II-23})$$

Avec  $\lambda_1$  et  $\lambda_2$  deux constantes positives.

### II.4.3.2. Modes glissants d'ordre deux

La stratégie de commande par mode glissant d'ordre deux qui sera élaborée doit répondre aux objectifs décrits dans l'introduction.

Dans ce cadre, nous considérons la surface suivante :

$$S_i = \begin{bmatrix} k_1(I_d - I_{d\_ref}) \\ k_2(\Omega - \Omega_{ref}) + (\dot{\Omega} - \dot{\Omega}_{ref}) \end{bmatrix} \quad (\text{II-24})$$

Par dérivations successives de S, nous obtenons :

$$\ddot{S}_i = \begin{bmatrix} k_1(\ddot{I}_d - \ddot{I}_{d\_ref}) \\ k_2(\ddot{\Omega} - \ddot{\Omega}_{ref}) + (\ddot{\Omega} - \ddot{\Omega}_{ref}) \end{bmatrix} \quad (\text{II-25})$$

La dynamique de la surface est alors donnée par :

$$\ddot{S} = \begin{bmatrix} \ddot{s}_1 \\ \ddot{s}_2 \end{bmatrix} = \dot{F}_1 + D\dot{v}_s \quad (\text{II-26})$$

avec

$$\dot{F}_1 = \dot{F} + D\dot{v}_s \quad , \quad \dot{v}_s = \begin{bmatrix} \dot{v}_{ds} \\ \dot{v}_{qs} \end{bmatrix} \quad (\text{II-27})$$

Supposons que les fonctions suivantes soient bornées et telles que :

$$0 < k_{m_i} \leq |D| \leq K_{M_i} \quad , \quad |\dot{F}_1| \leq \beta_{0st_i} \quad , \quad i = 1, 2 \quad (\text{II-28})$$

Dans ces conditions, il est possible d'appliquer l'algorithme par modes glissants d'ordre deux, en l'occurrence l'algorithme de super twisting.

### II.4.3.3. Algorithme de Super Twisting

L'algorithme de super twisting est conçu pour réaliser une CMGOD en utilisant uniquement les informations sur la surface S [21]. La convergence de cet algorithme est régie par des rotations autour de l'origine du diagramme de phase (appelées aussi Twisting), comme illustre par la figure (II-9).

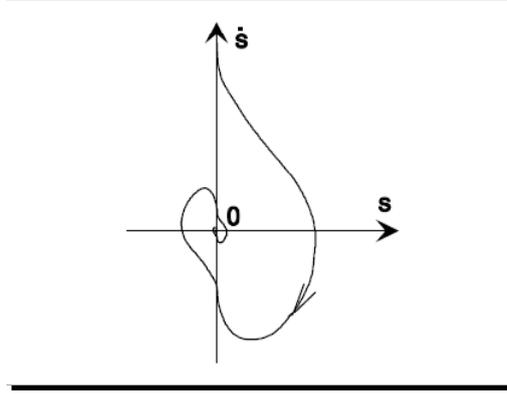


Fig. (II-9): Trajectoire dans le plan de phase de l'algorithme de super twisting.

Il est développé pour le cas du système de degré relatif égal à un afin d'éviter le phénomène de broutement. La loi de commande est obtenue par la combinaison de deux termes. Le premier est défini par la dérivée temporelle de sa discontinuité et la deuxième est une fonction continue de la variable de glissement  $S$  :

$$v_{st_i} = v_{1_i} + v_{2_i} \quad (\text{II-29})$$

Tel que:

$$\begin{cases} \dot{v}_{1_i} = -\alpha_{1_i} \text{sign}(S_{st_i}) \\ v_{2_i} = -\alpha_{2_i} |S_{st_i}|^\rho \text{sign}(S_{st_i}) \end{cases} \quad (\text{II-30})$$

Avec :

$$0 < \rho_i \leq 0.5 \quad i = 1, 2$$

Les conditions suffisantes pour la convergence en temps fini sur l'ensemble de glissement  $\{S_i = \dot{S}_i = 0\}$  sont données comme dans [2] et [7] par:

$$\begin{aligned} \alpha_{1_i} &> \frac{\beta_{0_{st_i}}}{k_{m_i}} \\ \alpha_{2_i} &\geq \frac{4 \beta_{0_{st_i}} K_{M_i} (\alpha_{1_i} + \beta_{0_{st_i}})}{k_{m_i}^2 (\alpha_{1_i} - \beta_{0_{st_i}})} \end{aligned} \quad (\text{II-31})$$

Où  $v_{st_i}$  est le nouveau vecteur de commande. La loi de commande est donnée par (II-29). Les paramètres  $\alpha_{1_i}$  et  $\alpha_{2_i}$  sont déterminés de telle manière à satisfaire les conditions de convergence en temps fini sur l'ensemble des surfaces de glissement (II-31)  $S_i = \dot{S}_i = 0$  [2] et [23].

Le choix  $\rho = 0.5$  assure que l'ordre du glissement réel maximum pour la réalisation du glissement d'ordre deux soit atteint. L'application de la commande (II-29) permet la convergence en un temps fini des erreurs  $I_d - I_{d\_ref}$  et  $\Omega - \Omega_{ref}$  vers zéro.

### II.4.4 Résultats de Simulation

Les performances des commandes proposées ont été testées par simulation sur une machine de 3Kw dont les paramètres sont donnés en annexe. La figure (II-10) représente le schéma de principe de la commande par mode glissant d'une machine synchrone à aimants permanents alimentée en tension.

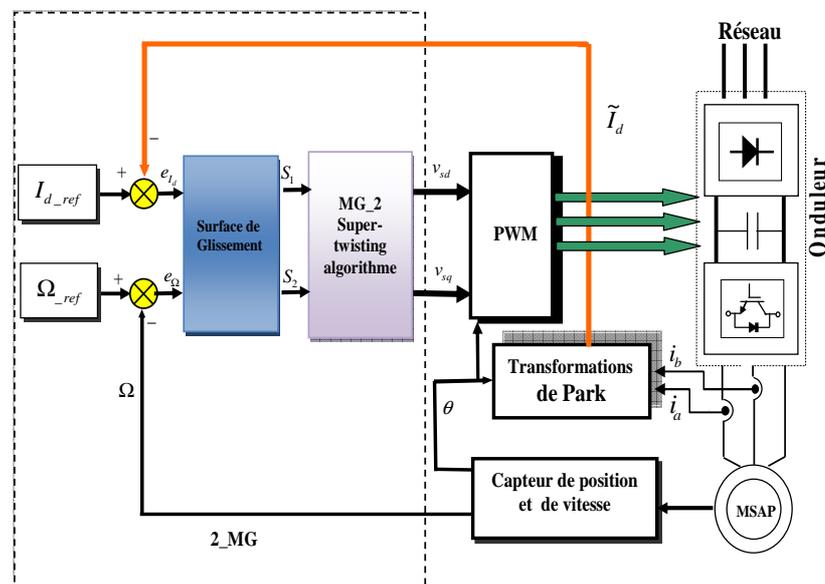


Fig. (II-10): Schéma de Principe de la Commande par Mode de Glissement.

Le modèle mathématique de la MSAP à commande par mode glissant d'ordre un a été implanté sous Simulink et les premiers résultats de simulation sont donnés dans la figure (II-11).

Lors du démarrage, avec une vitesse de référence de 1000 tr/min le test comporte l'application d'un échelon du couple de charge (à l'instant  $t=0.0s$  et à  $t=0.4 s$ ) et une inversion du sens de rotation à l'instant  $t=1.1s$  à (-1000 tr/min). La vitesse suit bien sa référence sans dépassement et le système répond avec succès au test de la variation du couple de charge. La chute relative de la vitesse à un couple de charge nominale est de 0.18% et le temps d'établissement est de 0.5ms. L'erreur de vitesse est de 0.015 rad/s. avec un temps de réponse à 95% de:  $t_{r_{95\%}} = 37.2ms$ .

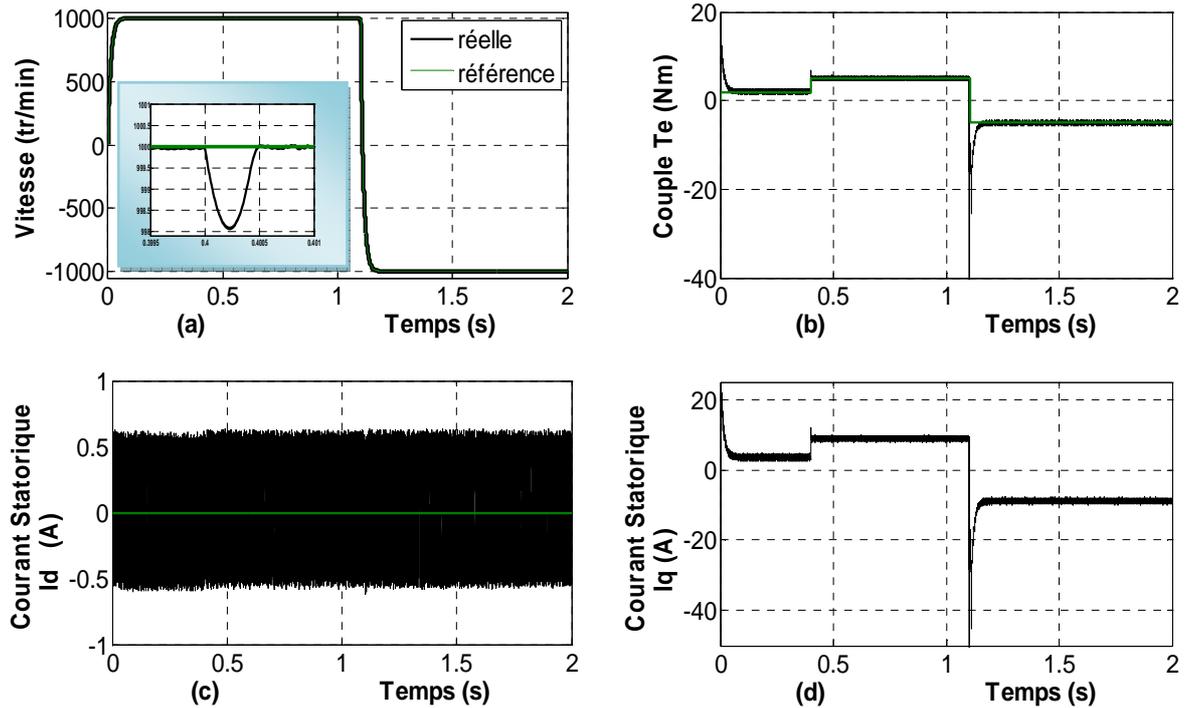


Fig. (II-11): Performances de la CMG\_sign d'ordre un : a) Vitesse de rotation ; b) Couple électromagnétique ; c) Courant statorique  $I_d$ ; d) Courant statorique  $I_q$ .

Les résultats de simulation par l'utilisation de l'algorithme de super twisting sont exposés à la figure (II-12), Les mêmes conditions de test sont appliquées. Les performances de la conduite de la MSAP lors d'un réglage de vitesse montrent que :

La vitesse atteint rapidement sa référence ; Au démarrage, le courant et le couple passent par un pic avant de se stabiliser en régime permanent ; le courant  $I_d$  atteint rapidement sa référence nulle. L'application des échelons du couple résistant (à l'instant  $t=0.0s$  et à  $t=0.4 s$ ) permet d'observer le comportement de contrôleur mode glissant face à un rejet de perturbation. La chute relative de la vitesse à un couple de charge nominale est de 0.115% et le temps d'établissement est de 0.4ms. L'erreur de vitesse est de 0.015 rad/s. avec un temps de réponse à 95% de:  $t_{r_{95\%}} = 37.3ms$ .

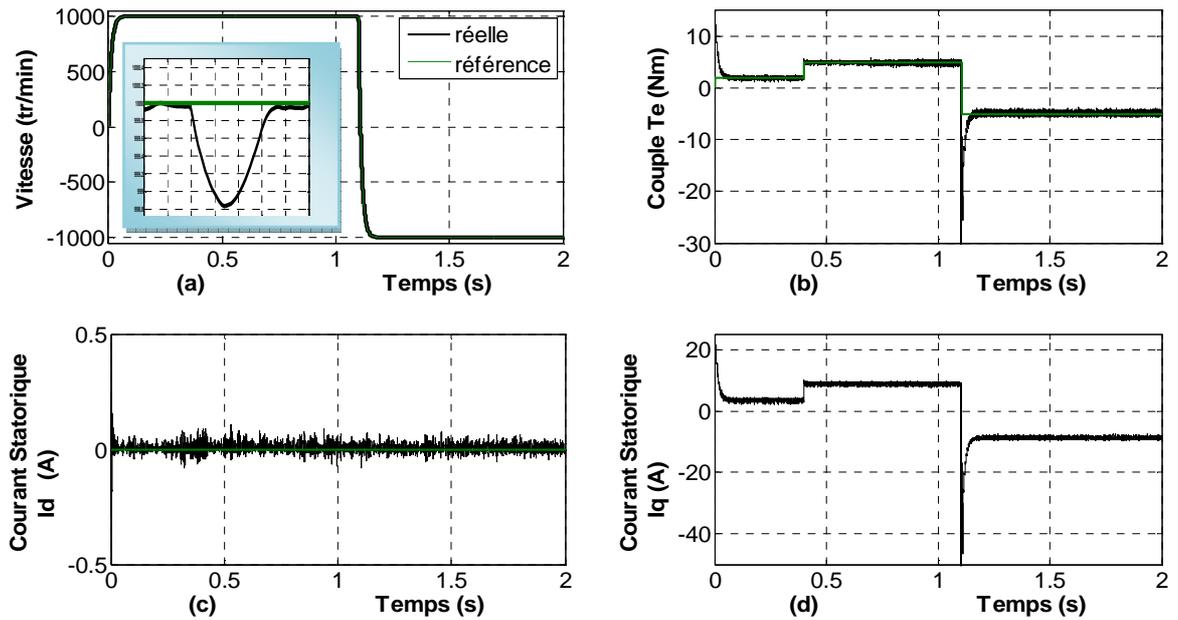


Fig. (II-12) Performances de la CMG d'ordre deux utilisant l'algorithme de super twisting : a) Vitesse de rotation ; b) Couple électromagnétique ; c) Courant statorique  $I_d$  ; d) Courant statorique  $I_q$ .

Sur la figure (II-13) un zoom est effectué pour montrer le rejet de perturbation pour les trois commandes.

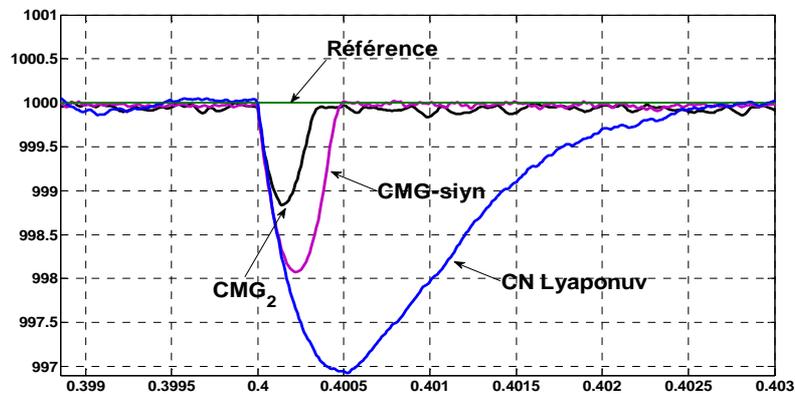


Fig. (II-13): Zoom effectué sur la réponse de la vitesse pour les trois lois de commande (CN\_basé sur la théorie de Lyapunov (CNL), CMG\_sign, CMG\_super twisting).

Sur la figure (II-14), les réponses du couple électromagnétique dans les deux cas de commande sont comparées. Il est clair que la CMG utilisant l'algorithme de super-twisting (fig. (II-14b)) réduit le broutement existant dans le cas de la commande CMG classique (fig. (II-14a)).

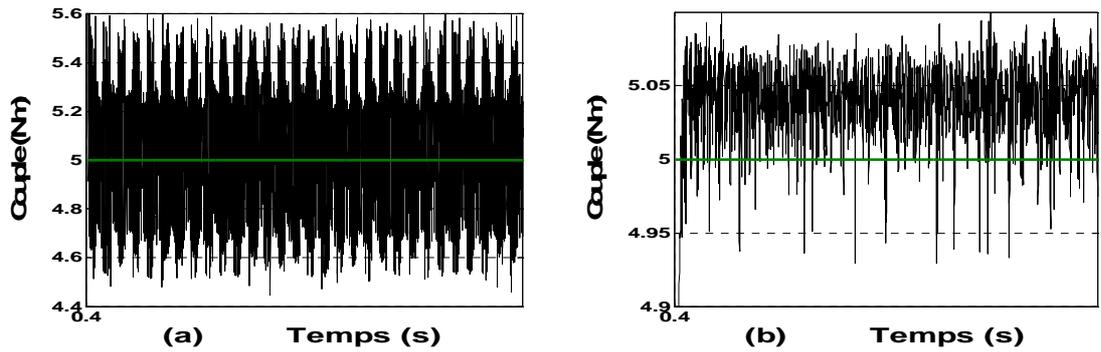


Fig. (II-14): Zoom effectué sur la réponse du couple électromagnétique a) Réponse du couple électromagnétique par CMG\_sign ; b) Réponse du couple électromagnétique par CMG\_02 (super twisting).

Pour montrer la robustesse des algorithmes de commande synthésés (CMG\_sign et CMG d'ordre deux, nous reprenons les mêmes profils de références du paragraphe I.4.1 du chapitre I (figure (I-5), avec une injection d'un bruit blanc (voir figure (II-15)).

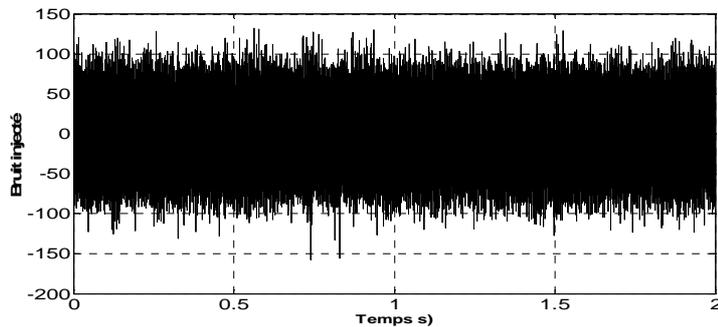


Fig. (II-15): Bruit de blanc injecté.

Les variations paramétriques n'ont pas affecté la qualité de la commande (figure (II-16), (II-17)). La poursuite en vitesse et le rejet de la perturbation paramétrique sont bien pris en charge par les deux lois de commande.

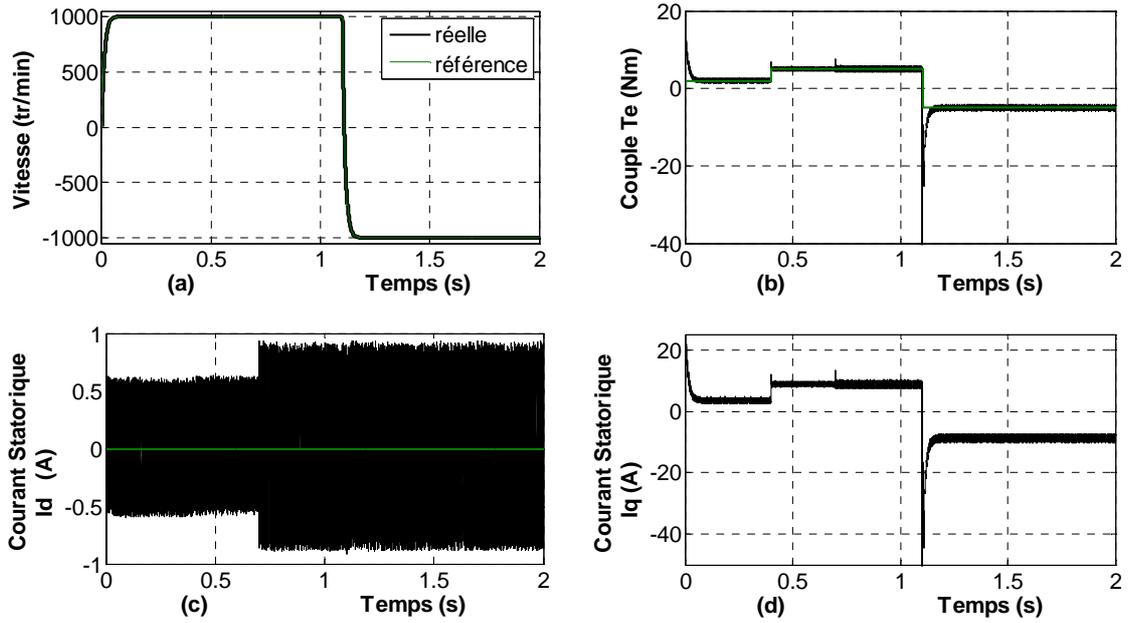


Fig. (II-16): Test de robustesse de la CMG\_sign d'ordre un : a) Vitesse ;b) Couple  $T_e$ ;c) Courant  $I_d$  ;d) Courant  $I_q$  avec  $\Delta R_s = R_s + 50\%$  ,  $\Delta L_d = L_d + 50\%$  et  $\Delta L_q = L_q + 50\%$  à instant  $t=0.7s$ .

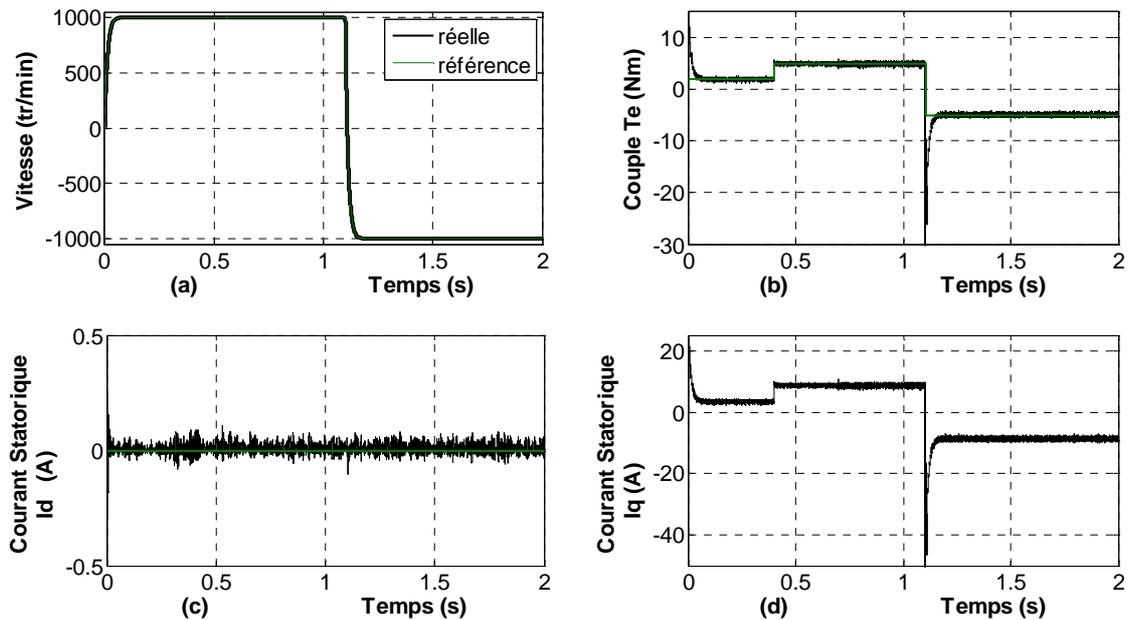


Fig. (II-17): Test de robustesse de la CMG d'ordre deux utilisant l'algorithme de super twisting: a) Vitesse ;b) Couple  $T_e$ ;c) Courant  $I_d$  ;d) Courant  $I_q$  avec  $\Delta R_s = R_s + 50\%$  ,  $\Delta L_d = L_d + 50\%$  et  $\Delta L_q = L_q + 50\%$  à instant  $t=0.7s$ .

Les figure (II-18) et figure (II-19) illustrent le suivi de la trajectoire en basse vitesse. La poursuite en vitesse est bonne et un peu sensible aux perturbations introduites par le couple de charge en basse vitesse.

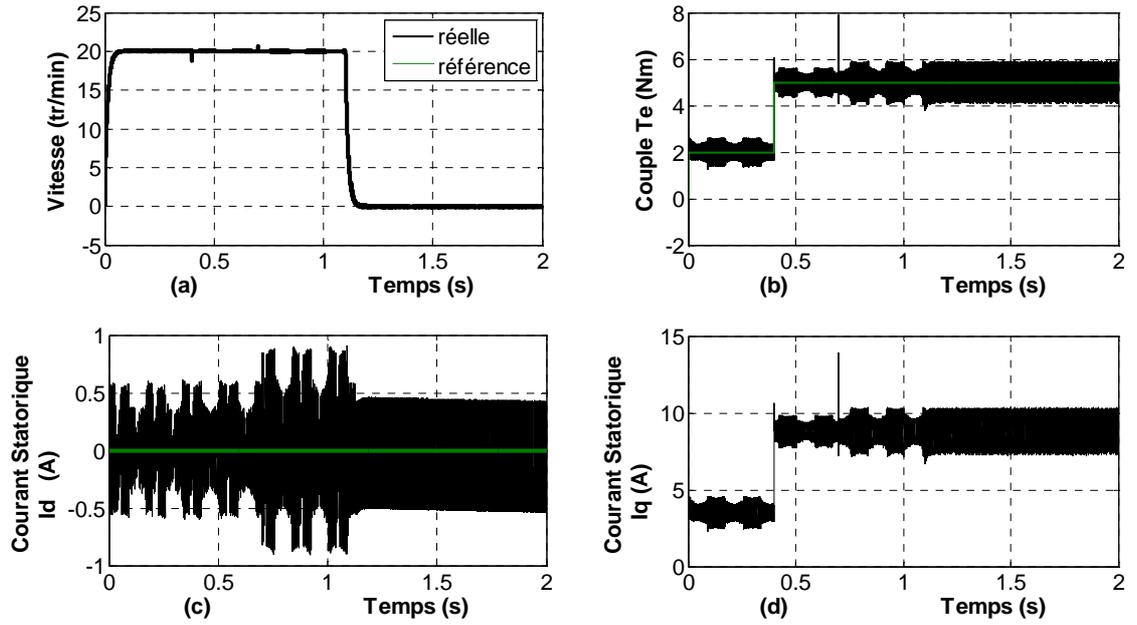


Fig. (II-18): Test de robustesse de la CMG<sub>sign</sub> : a) Vitesse ;b) Couple  $T_e$ ;c) Courant  $I_d$  ;d) Courant  $I_q$  (faible vitesse).

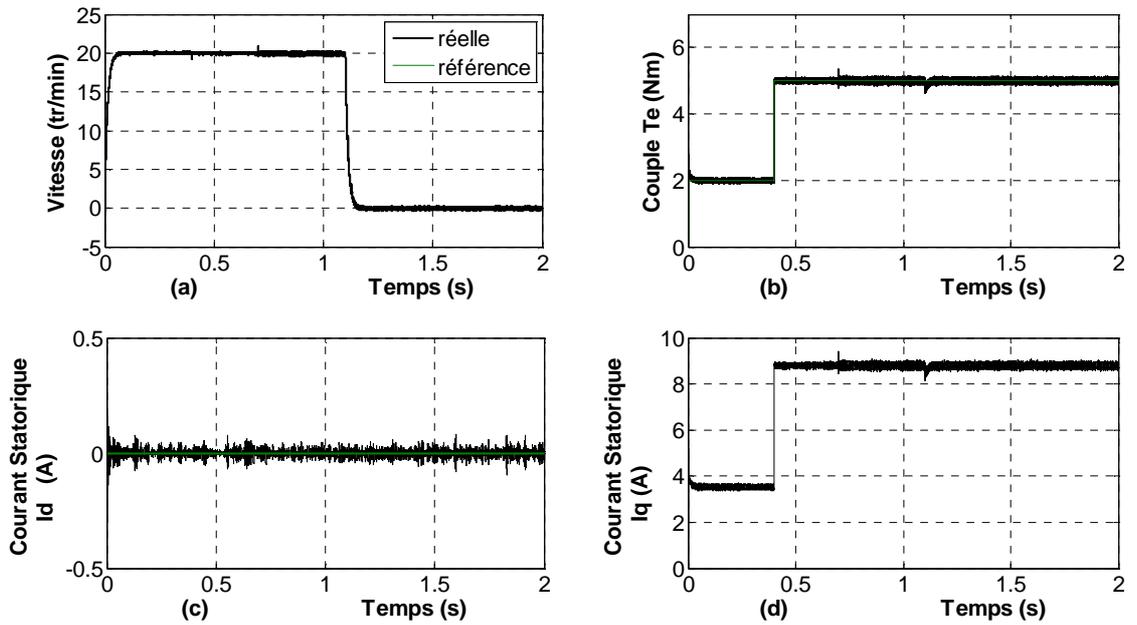


Fig. (II-19): Test de robustesse de la CMG d'ordre deux utilisant l'algorithme de super twisting: a) Vitesse ;b) Couple  $T_e$ ;c) Courant  $I_d$  ;d) Courant  $I_q$  (faible vitesse).

## **II.5 CONCLUSION**

Dans ce chapitre, nous avons présenté deux types de commande à structures variables appliquées à la machine synchrone à aimants permanents. La commande par mode glissant classique et la commande par mode glissement d'ordre supérieur basé sur l'algorithme de super-twisting. Afin de comparer leurs performances, des tests sont effectués dans les mêmes conditions.

L'avantage de la CMG basée sur l'algorithme de super twisting est traduit par la réduction de broutement et sa robustesse pour des systèmes incertains. De plus cet algorithme ne nécessite aucune connaissance de la dérivée de la variable de glissement  $S$ , ce qui nous permet d'éviter le problème de la dérivée numérique.

Les capacités de la loi de commande proposée ont été établies avec des tests de simulation en présence de variations paramétriques, des perturbations charge et aux bruits de mesure. Le réglage par le mode de glissement améliore les performances de la machine par rapport au réglage classique.

Les résultats de simulation montrent les bonnes performances de la structure de la commande par mode glissant d'ordre deux, tant du point de vue de la stabilité que de la robustesse par rapport aux variations paramétriques et aux bruits de mesure.

## II.6 Références

- [1] V.I. Utkin, “sliding mode in control and optimization,” Springer –Verlag, Berlin, 1992
- [2] A. Levant, “Sliding order and sliding accuracy in sliding mode control,” *International journal of control*, vol. 58, pp. 1247-1263, 1993.
- [3] I. Boiko, “Frequency domain analysis of fast and slow motions in sliding modes,” *Asian Journal of Control*, pp. 875–892, 2003.
- [4] L. Fridman, “An averaging approach to chattering” *IEEE transactions. Automatic Control*, Rev., no. 3, pp. 1260–1264, 2001.
- [5] V.I. Utkin, J. Guldner, and J. Shi, “Sliding modes control in electromechanical systems,” Taylor-Francis, 1999.
- [6] A. G. Bondarev, S. A. Bondarev, N.Y. Kostyerva, and V. I. Utkin. “Sliding modes in systems with asymptotic state observers” *Automation and Remote Control*, vol.46, no.6, pp.679-684, 1985.
- [7] S. V Emeyanov, S. V. Korovin, and L. V. Levant, “Higher sliding modes in the binary control systems,” *Soviet Physics*, pp. 291-293, 1986.
- [8] G. Batolini, A. Pisano, E. Punta, and E. Usai “A survey of applications of second order sliding mode control to mechanical systems,” *International Journal of Control*, pp. 875–892, 2003.
- [9] Y.Orlov, L. Alguilar and J.C. Cadiou, “Switched chattering control vs. backlash friction phenomena in electrical servo-motors,” *International journal on control*, pp. 957-967, 2003.
- [10] F. Boudjema, “ Commande par mode glissement : application aux convertisseurs statique,” Thèse de doctorat de l’université Paul Sabatier de Toulouse, 1991.
- [11] M. Manceur. “Commande robuste des systèmes non linéaires complexes,” Thèse de Doctorat, Université de Reims Champagne-Ardenne, juin 2012.
- [12] J.J. Slotine and S.S. Sastry, “Tracking control of nonlinear system using sliding surface, with application to robotic manipulators,” *Int.Jour.of Contr.*, 38:465-492, 1983.
- [13] S.Laghrouche, F. Plestan, and A. Glumineau, “Higher order Sliding modes control based on integral sliding surface,” *Automatic*, 43(3):531-537, 2007.

- [14] A. Levant, "Variable measurement step in 2-Sliding control," *Kybernetika*, 36(1): 77-93, 2000.
- [15] A. Levant, "Universal siso order sliding modes controllers with finite-time convergence," *Trans. Automat.*, 49(9):1447-1451, 2001.
- [16] J. P. Barbot, M. Djemai, and T. Boukhobza, "Sliding mode observers," in *Sliding Mode Control in Engineering. Ser. Control Engineering*, W. Perruquetti and J. P. Barbot, Eds. New York: Marcel Dekker, 2002, pp. 103–130.
- [17] F. Nollet, T. Floquet, W. Perruquetti, "Observer-based second sliding mode control laws for stepper motors," *Control Engineering Practice*, 16, 2008, pp. 429–443.
- [18] A. Levant, "Controlling output variable via higher order sliding modes," *Proc. of the Euro. Cont. Conf.*, Karlsruhe, Germany, 1999.
- [19] M. Djemai, J. P. Barbot, and T. Boukhobza, "Some comments on higher order sliding modes," *Proc. of the Euro. Cont. Conf.*, Karlsruhe, Germany, 1999.
- [20] J. P. Barbot, M. Djemai, and T. Boukhobza, "Sliding mode observers in Sliding Mode Control in Engineering," *Editeurs*, W. Perruquetti and J. P. Barbot. Marcel Dekker, 2002.
- [21] G. Bartolini, A. Ferrara, A. Levant, and E. Usai "On second order sliding mode controllers," In young, K.D., Ozguner, U.(Eds.), *Variable structure systems, sliding mode and nonlinear control, Lecture notes in control and information sciences*, vol.247, pp. 329–350, London: Springer 1999.
- [22] K. Benmansour. "Réalisation d'un banc d'essai pour la commande et l'observation des convertisseurs multicellulaires série: Approche Hybride," *Thèse de Doctorat*, Université de Cergy Pontoise, juin 2009.
- [23] T. Floquet, "Contribution à la commande par modes glissants d'ordre supérieur," *Ecole centrale de Lille*, Ph thesis, 2000.
- [24] S.V. Emelyanov, S.K. Korovin, and L.V. Levantovsky, "Drift algorithm in control of uncertain processes. *Problems of Control and Information Theory*, 15(6):425-438, 1986.
- [25] L. Fridman and A. Levant. "Sliding modes of higher order as a natural phenomenon in control theory," In Garofalo, F. Glielmo, L. (Eds.) *Robust Control via Variable Structure and Lyapunov Techniques Lecture Notes in Control and Information Sciences* 217, Springer Verlag, p :107-133, 1996.
- [26] L. Fridman and A. Levant. "Higher-Order sliding Mode in sliding mode control in Engineering," *Editor's*: W. Perruquetti and J.P. Barbot. Marcel Dekker 2002.

## **Chapitre Trois:**

### **Commande plate associe à une régulation LPV de la MSAP**

#### **III.1 Introduction**

La propriété de platitude d'un système est une notion relativement récente en Automatique qui a été proposée et développée, à partir de 1992, par M. Fliess, J. Lévine, P. Martin et P. Rouchon [1].

Classiquement, la propriété de platitude garantit la construction d'une entrée a priori (pré compensation) basée sur un mouvement planifié des sorties plates en combinant simplement les valeurs des sorties plates et leurs dérivés temporelles, c'est à dire sans avoir à intégrer les équations différentielles. Par conséquent, en l'absence de perturbation, ce mécanisme est suffisant pour déplacer le système d'un état à un autre, une fois une trajectoire compatible avec les positions initiale et finale est conçue.

Toutefois, la propriété de platitude n'est pas suffisante pour garantir la synthèse de régulateur efficace en présence de dynamiques incertaines et non modélisées. Ce problème de robustesse est normalement résolu par séparation de la tâche de contrôle en une commande a priori qui se charge des couplages dynamiques et un terme de rétroaction garantissant le suivi de la trajectoire de référence provenant de l'algorithme de planification de mouvement.

L'approche consiste à modéliser le comportement dynamique de l'erreur (erreur entre le modèle nominale et le modèle incertain) en effectuant une linéarisation le long des trajectoires références et permettant d'obtenir un modèle linéaire dont les paramètres dépendent du point considéré sur la trajectoire. On obtient alors un modèle Linéaire à Paramètres Variant (LPV) [2]. Une méthodologie de synthèse permettant la séparation des objectifs de régulation et de poursuite robustes est présentée.

Cette méthodologie initialement appliquée au cas des systèmes linéaires et des systèmes plats est étendue au cas des systèmes LPV, Un régulateur LPV associé au modèle LPV obtenu est déterminé en utilisant les outils de synthèse LPV basés sur l'approche de la modélisation polytopique. Différentes structures typiques de synthèse très utilisées en pratique telles que

la structure de sensibilité mixte et sa version duale. Ces structures permettent de prendre en compte les différentes spécifications et les conflits qui apparaissent dans de nombreux problèmes pratiques.

On porte aussi une attention particulière sur le problème du *loop shaping* et le choix des fonctions de pondération. Ces fonctions jouent un rôle très important dans les applications car elles déterminent la bande passante du système commandé mais aussi sa robustesse et ses propriétés en termes de rejection de bruits. Dans ce contexte, l'objectif principal de ce chapitre est de montrer que dans le cas des systèmes plats, il est possible de déduire systématiquement une modélisation LPV qui pourra être utilisée pour la synthèse de correcteur LPV.

En premier lieu, ce chapitre a pour objet la présentation synthétique du concept de platitude. L'accent est mis par la suite sur le problème de planification et de poursuite de trajectoires. Dans un deuxième temps, une technique de synthèse de régulateurs robustes associés, permettant la poursuite robuste de trajectoires en présence des différentes perturbations est présentée.

Le modèle obtenu et les performances de poursuite désirées seront ensuite utilisés pour réaliser la synthèse d'un régulateur LPV de poursuite robuste. Le modèle avec les incertitudes associées et les spécifications de performances constituent ce que l'on appelle classiquement le modèle augmenté associé au problème de synthèse robuste. Ce problème sera ensuite traduit en un problème d'optimisation convexe qui sera résolu de façon classique en utilisant les outils des Inégalités Matricielles Linéaires (LMI) [14]. Enfin, quelques résultats de simulation sont donnés pour démontrer les performances et la robustesse de l'algorithme de contrôle.

### **III.2 Commande plate**

Le concept de platitude permet donc d'apporter une solution très intéressante pour la commande des machines synchrones à aimants permanents. L'approche est définie par une démarche inverse, c'est-à-dire qu'à partir des sorties, le concept est de remonter à la commande (ou aux commandes) du système. L'état étant exprimé aussi en fonction des sorties et d'un nombre fini de leurs dérivées, le comportement dynamique du système est alors totalement imposé par planification des trajectoires. La commande ainsi obtenue est une commande en boucle ouverte, nécessitant un bouclage stabilisant (autour des trajectoires) pour le rejet perturbations.

### III.2.1 Définition de la platitude d'un système non linéaire

On dit que le système est différentiellement plat s'il existe un vecteur  $y \in R^n$  appelé sortie plate composé de  $m$  sorties fictives  $y = (y_1, y_2, \dots, y_m)$  telles que:

- L'état  $x \in R^n$  et la commande  $u$  s'expriment en fonction de  $y$  et d'un nombre fini de ses dérivées.
- La sortie plate  $y$  s'exprime en fonction de l'état  $x^n$ , de la commande  $u$ , et d'un nombre fini des dérivées de  $u$

Il existe alors trois fonctions à valeur vectorielle  $A = (A_1, \dots, A_m)$ ,  $B = (B_1, \dots, B_m)$  et  $C = (C_1, \dots, C_m)$  telles que :

$$x = A(y, \dot{y}, \ddot{y}, \dots, y^{(\rho)}) \quad \text{(III-1)}$$

$$u = B(y, \dot{y}, \ddot{y}, \dots, y^{(\rho+1)}) \quad \text{(III-2)}$$

$$y = C(x, u, \dot{u}, \dots, u^{(p)}) \quad \text{(III-3)}$$

où  $y^{(\rho)}$  représente la dérivée  $\rho$ -ième de  $y$  par rapport au temps. On peut remarquer qu'avec cette définition les composantes du vecteur de sortie  $y$  sont différentiellement indépendantes, car il n'existe pas de relation différentielle entre les composantes  $y = (y_1, y_2, \dots, y_m)$  qui soit indépendante de  $u$ .

La mise en place du concept de platitude "revient à étudier" deux problèmes :

1. La planification de trajectoire ;
2. La stabilisation autour de la trajectoire désirée (en boucle fermée).

Dans le cadre de la synthèse d'une loi de commande robuste pour un système plat nous proposons d'utiliser la démarche suivante [8]:

- Génération des trajectoires des sorties plates de références ;
- Génération des trajectoires de la commande nominale (commande en boucle ouverte) ;
- Détermination du modèle non linéaire de l'écart (l'erreur) due aux variations sur l'état, sur le vecteur d'entrées ;
- Modélisation sous forme LPV du modèle de l'erreur;
- Synthèses du régulateur LPV/polytopique par l'outil LMI toolbox.

### III.2.2 Platitude du modèle

Dans le cas de la machine synchrone à aimants permanents, nous avons montré dans le chapitre .I que le système avec ses sorties est exactement linéarisable. Cela signifie qu'il est

plat et que ses sorties sont plates. En plus, les sorties plates n'introduisent aucune dynamique des zéros garantissant ainsi la stabilité interne des variables d'états et de sortie du système.

Les deux sorties  $y_1(t)$  et  $y_2(t)$  sont les sorties plates du système, il ne reste plus qu'à écrire les entrées et les états du système  $v_d(t), v_q(t), x_1(t), x_2(t)$  et  $x_3(t)$  en fonction du vecteur des sorties plates et d'un nombre fini de leurs dérivées par rapport au temps jusqu' à l'ordre 2 c'est-à-dire  $y_1(t), y_2(t), \dot{y}_1(t), \dot{y}_2(t), \ddot{y}_2(t)$ .

Les grandeurs  $i_{ds}$ ,  $i_{qs}$  et  $\Omega$  correspondent respectivement aux deux courants statorique exprimés dans le référentiel rotorique, vitesse de rotation.

$$\begin{cases} y_1 = x_1 \\ y_2 = x_3 \end{cases} \quad (\text{III-4})$$

Les variables du moteur synchrone à aimants permanents peuvent être paramétrées en fonction de la vitesse, le courant direct, les dérivés.

$$\begin{cases} x_1 = y_1 \\ x_3 = y_2 \\ x_2 = \frac{\dot{y}_2 - a_{33}y_2 - a_{34}T_L}{a_{31}y_1 + a_{32}} \end{cases} \Leftrightarrow x = A(y_1, y_2, \dot{y}_2) \quad (\text{III-5})$$

En utilisant les équations (I-4) données dans le premier chapitre, on obtient :

$$\begin{cases} v_{dn} = \frac{1}{\lambda_d} [\dot{x}_1 - a_{11}x_1 - a_{12}x_2x_3] \\ v_{qn} = \frac{1}{\lambda_q} [\dot{x}_2 - a_{21}x_2 - a_{22}x_1x_3 - a_{23}x_3] \end{cases} \quad (\text{III-6})$$

Les tensions  $v_d$  et  $v_q$  correspondent aux tensions diphasées équivalentes statoriques exprimées dans le référentiel rotoriques.

avec

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = \dot{y}_1 \\ \dot{x}_3 = \dot{y}_2 \\ \dot{x}_2 = \frac{(\ddot{y}_2 - a_{33}\dot{y}_2 - a_{34}T_L)(a_{31}y_1 + a_{32}) - a_{31}\dot{y}_1(\dot{y}_2 - a_{32}y_2 - a_{34}T_L)}{(a_{31}y_1 + a_{32})^2} \end{cases} \quad (\text{III-7})$$

et

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = a_{11}x_1 + \frac{a_{12}x_1\dot{x}_3 - a_{33}a_{12}x_1x_3 - a_{12}a_{34}x_1T_L}{a_{31}x_1 + a_{32}} + \lambda_d v_d \\ \dot{x}_2 = \frac{a_{21}\dot{x}_3 - a_{21}a_{33}x_3x_3 - a_{21}a_{34}T_L}{a_{11}x_1 + a_{32}} \\ \dot{x}_3 = a_{31} \left( \frac{\dot{x}_3 - a_{33}x_3 - a_{34}T_L}{a_{31}x_1 + a_{32}} \right) \left[ a_{11}x_1 + a_{12}x_3 \left( \frac{\dot{x}_3 - a_{33}x_3 - a_{34}T_L}{a_{31}x_1 + a_{32}} \right) + \lambda_d v_d \right] \end{cases} \quad (III-8)$$

La loi de commande peut être calculée uniquement à l'aide de la connaissance du profil de référence de la vitesse et de la consigne de la composante directe du courant. La trajectoire désirée de la vitesse doit être dérivable au moins deux fois. Du côté de la consigne de la composante directe du courant, elle peut être prise constante ou nul.

Utilisant (III-7) et (III-8) l'expression de la commande en boucle ouverte est donnée par :

$$\begin{cases} v_{dn} = \frac{1}{\lambda_q} \left[ \dot{y}_1 - a_{11}y_1 - a_{12}y_2 \frac{(\dot{y}_2 - a_{33}y_2 - a_{34}T_L)}{a_{31}y_1 + a_{32}} \right] \\ v_{qn} = \frac{1}{\lambda_q} \left[ \frac{\ddot{y}_2 (a_{11}y_1 - a_{33}\dot{y}_2 - a_{34}T_L)(a_{31}y_1 + a_{32}) - a_{31}\dot{y}_1(\dot{y}_2 - a_{33}y_2 - a_{34}T_L)}{(a_{31}y_1 + a_{32})^2} \right] - \frac{1}{\lambda_q} \left[ a_{21} \frac{(\dot{y}_2 - a_{33}y_2 - a_{34}T_L)}{a_{31}y_1 + a_{32}} - a_{22}y_1y_2 - a_{23}y_2 \right] \end{cases} \quad (III-9)$$

Sous forme compacte on peut écrire  $\begin{bmatrix} v_{dn} \\ v_{qn} \end{bmatrix} = B(y_1, \dot{y}_1, y_2, \dot{y}_2, \ddot{y}_2)$

### III.2.3 Planification de trajectoires de référence

Pour la planification de trajectoires des états et des entrées de commande en boucle ouverte, nous allons utiliser la possibilité de réécrire les trajectoires de l'état et de la commande en fonction de celles des sorties plates et de leurs dérivées. En supposant que  $y_{ref}(t) = [x_{1ref}(t) \quad x_{3ref}(t)]^T$  est la trajectoire de référence du vecteur des sorties plates, les trajectoires de références des états  $x_{1ref}(t)$ ,  $x_{2ref}(t)$  et  $x_{3ref}(t)$  et des deux commandes références (nominales) associées  $v_{dref}(t)$ ,  $v_{qref}(t)$  peuvent être obtenues directement en utilisant l'équation (III-5). Ce qui donne :

$$\begin{cases} x_{1ref} = y_{1ref} \\ x_{3ref} = y_{2ref} \\ x_{2ref} = \frac{\dot{y}_{2ref} - a_{33}y_{2ref} - a_{34}T_L}{a_{31}y_{1ref} + a_{32}} \end{cases} \quad (III-10)$$

avec

$$\begin{cases} v_{d\_ref} = \frac{1}{\lambda_d} \left[ \dot{y}_{1\_ref} - a_{11}y_{1\_ref} \frac{(\dot{y}_{2\_ref} - a_{33}y_{2\_ref} - a_{34}T_L)}{a_{31}y_{1\_ref} + a_{32}} \right] \\ v_{q\_ref} = \frac{1}{\lambda_q} \left[ \frac{\ddot{y}_{2\_ref}(a_{11}y_{1\_ref} - a_{33}\dot{y}_{2\_ref} - a_{34}T_L)(a_{31}y_{1\_ref} + a_{32}) - a_{31}\dot{y}_{1\_ref}(\dot{y}_{2\_ref} - a_{33}y_{2\_ref} - a_{34}T_L)}{(a_{31}y_{1\_ref} + a_{32})^2} \right] \\ - \frac{1}{\lambda_q} \left[ a_{21} \frac{(\dot{y}_{2\_ref} - a_{33}y_{2\_ref} - a_{34}T_L)}{a_{31}y_{1\_ref} + a_{32}} - a_{22}y_{1\_ref}y_{2\_ref} - a_{23}y_{2\_ref} \right] \end{cases} \quad (III-11)$$

Les trajectoires de références devront être des fonctions temporelles au moins deux fois dérivables, de manière à obtenir des commandes  $v_{d\_ref}(t)$  et  $v_{q\_ref}(t)$  bornées.

Ces trajectoires sont déterminées en fonction des performances désirées :

- Des niveaux de saturation des tensions d'alimentation ;
- De l'état magnétique et des courants maximaux admissibles par la machine.

### III.2.4 Trajectoire de références pour une machine synchrone

Une première approche consiste à déterminer la trajectoire pour avoir un facteur de puissance unitaire afin d'optimiser la dimension de l'alimentation de puissance de la machine. Une seconde approche consiste à déterminer la trajectoire pour obtenir un rapport couple/courant maximum correspondant à une utilisation optimale de la machine.

En tenant compte des conditions initiales et finales.

$$\begin{aligned} y_{2r}(t_i) = 0 \quad y_{2r}(t_f) = y_{2f} \\ \dot{y}_{2r}(t_i) = \dot{y}_{2r}(t_f) = \ddot{y}_{2r}(t_i) = \ddot{y}_{2r}(t_f) \end{aligned} \quad (III-12)$$

On peut choisir une trajectoire polynomiale correspondante à la sortie plate  $y_2$  du système comme suit :

$$y_{2r}(t) = y_{2i} + (y_{2f} - y_{2i})(10 \Delta_t^3 - 15 \Delta_t^4 + 6 \Delta_t^5) \quad (III-13)$$

avec

$$\Delta_t = \frac{(t - t_i)}{t - t_f}, \quad t_i = 0s$$

Le deuxième objectif est de contrôler le courant directe à partir du système (I-2) où le couple est une fonction de  $x_2$ . Afin d'obtenir un couple maximal, il est souhaitable de choisir une trajectoire de référence à courant directe tel que  $I_{dr}(t) = y_{1r} = 0$ .

Ces deux trajectoires sont tracées sur la figure (III-1).

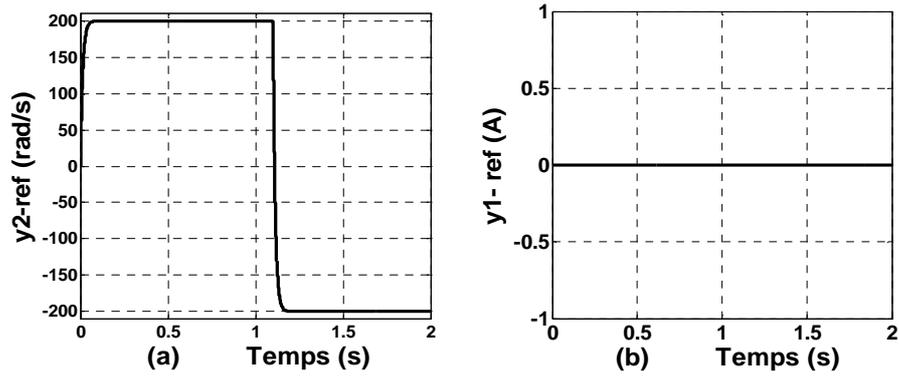


Fig. (III-1): Trajectoires de Référence des deux sorties plates.

Les trajectoires de références, des deux sorties plates, sont par la suite introduites dans les expressions (III-11) afin de calculer les trajectoires de références, des deux commandes nominales associées, représentées sur la figure (III-2).

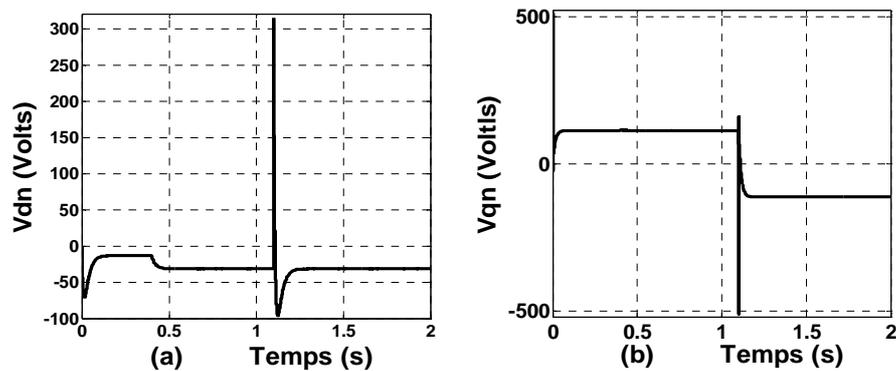


Fig. (III-2): trajectoires de Référence des entrées de commande.

En l'absence des variations paramétriques et perturbation de charge, la commande par platitude assure une erreur de poursuite nulle pour le modèle non linéaire nominal. Cependant, il est clair que s'il y a des incertitudes paramétriques, le comportement dynamique du système se dégrade. En plus, la loi de commande s'écrit en fonction du couple de charge. Donc, si l'on ne possède pas des informations sur ce couple, le manque de robustesse est évident. Nous sommes conduits donc à prendre en compte une loi de commande robuste vis-à-vis de la variation paramétrique du modèle, et des perturbations qui sont dues au couple de charge [4].

### III.2.5 Poursuite robuste de trajectoire des systèmes plats

Le problème de poursuite de trajectoires consiste, comme illustré sur la figure (III-3), d'ajouter à la commande de référence  $u_{ref}(t)$  un terme de correction  $\delta u(t)$ , calculé à partir des écarts de trajectoires  $\delta x = x - x_{ref}$ , de façon à compenser les effets de perturbations exogènes et d'incertitudes du modèle et revenir sur la trajectoire de référence  $x_{ref}$ . Le problème de poursuite robuste de trajectoires consiste alors à déterminer une loi de commande en boucle fermée permettant d'assurer que, pour des perturbations données, la sortie du système va tendre asymptotiquement vers la référence [8].

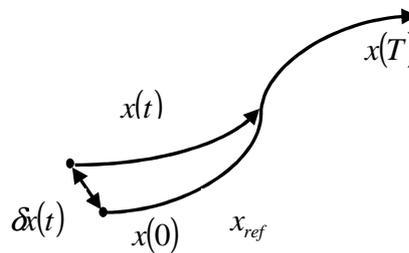


Fig. (III-3): principe de la poursuite de trajectoires.

La démarche proposée par [5] et [6] dans le cas des systèmes plats est située dans le cadre de la linéarisation exacte par bouclage dynamique. Il a été montré que la poursuite de trajectoires, en dépit des perturbations exogènes du modèle, peut être obtenue en utilisant une commande comportant une boucle de linéarisation et une boucle de régulation linéaire. La démarche proposée constitue une extension de l'approche type  $H_\infty/\mu$ -synthèse et analyse associée au schéma de synthèse à deux degrés de liberté représenté par la figure (III-4).

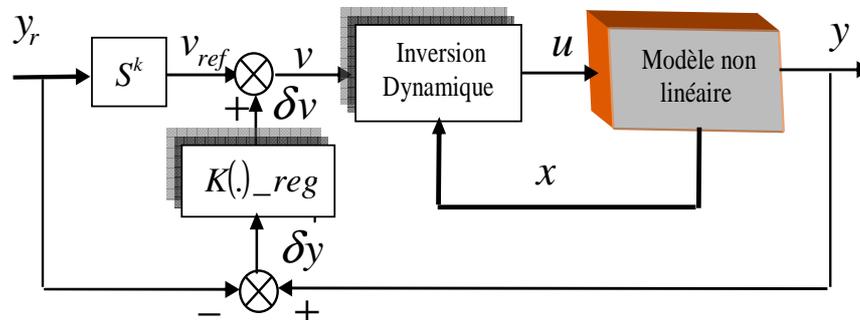


Fig. (III-4): Schéma de commande à deux degrés de liberté basé sur la linéarisation [8].

Pour ce schéma, les objectifs de poursuite nominale et les objectifs de régulation et de poursuite robuste sont séparés. La génération de trajectoires permet de déterminer, les

différentes trajectoires de références de l'état et de la commande nominale associée. Le régulateur génère un terme de correction sur la commande  $\delta v$  à partir de l'écart  $\delta y$ . Le régulateur est déterminé pour assurer un niveau d'écart de trajectoire acceptable par rapport à la trajectoire de référence et de compenser les effets de perturbations exogènes et d'incertitudes du modèle [7] [8].

Principalement, le schéma de la figure (III-4) est basé sur le concept d'existence d'un bouclage dynamique endogène régulier permettant au système non linéaire d'avoir un comportement entrée-sortie découplé et linéaire représenté sous forme de Brunovsky au voisinage d'un point d'équilibre.

Sachant que l'entrée  $v$  correspond à la somme de l'entrée de référence nominale  $v_{ref}$  et du terme  $\delta v$ , il apparaît clairement que la fonction d'un régulateur linéaire est de générer ce terme  $\delta v$  afin de diminuer l'effet des perturbations sur la trajectoire de référence [8].

Une stratégie de linéarisation par anticipation est ensuite proposée par V. Hagenmeyer [7]. La linéarisation exacte par anticipation ne linéarise pas le système par bouclage, elle permet la linéarisation par anticipation quand on est sur la trajectoire voulue [9]. Pour ce faire, la loi de commande est conçue en deux blocs : un bloc d'anticipation et un bloc de rétroaction prenant en compte l'erreur de poursuite de trajectoire.

La structure de commande obtenue consiste alors en une combinaison non linéaire d'une partie d'anticipation non linéaire fondée sur la platitude et une partie simple de rétroaction de type PI (voir Figure (III-5)). Bien que le terme de correction soit linéaire en l'erreur, il s'agit bien d'un véritable contrôle non linéaire.

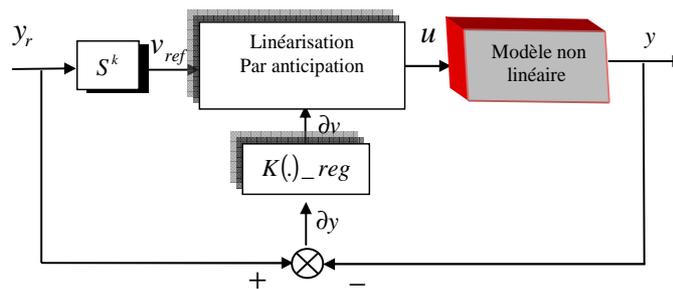


Fig. (III-5): Schéma de commande à deux degrés de liberté basé sur la stratégie d'anticipation [8].

Réciproquement au cas de la linéarisation par bouclage où c'est l'état mesuré du système qui est impliqué, dans le cas de la linéarisation par anticipation c'est uniquement la trajectoire de l'état désirée qui est impliquée, elle n'a pas nécessairement besoin de l'information de l'état total. Cependant, bien que la loi de commande obtenue dans ce cas soit robuste aux incertitudes et aux variations paramétriques, elle reste non linéaire. En effet, Le signal issu

du régulateur PI considéré n'est pas introduit directement à l'entrée de commande du système non linéaire mais dans le bloc de linéarisation par anticipation.

Pour remédier à ce phénomène, on propose une loi de commande linéaire et robuste aux incertitudes et aux variations paramétriques. Pour ce faire, l'approche est basée sur le schéma à deux degrés de liberté et sur le formalisme PI adapté aux systèmes non linéaires plats incertains [5], [10], [11] (voir Figure (III-6)).

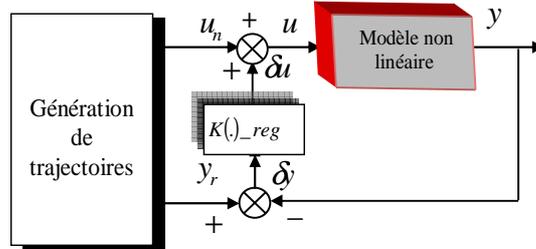


Fig. (III-6): Schéma de commande à deux degrés de liberté.

$$u(v_d, v_q) = u_n(v_{dn}, v_{qn}) + \delta u(\delta v_d, \delta v_q) \quad (\text{III-14})$$

Ou

$$\delta y = y_r - y, \delta u = \left( k_p + \frac{k_i}{s} \right) \cdot \delta y$$

$u$  L'entrée réelle appliquée au système.

$u_n$  Commande de référence (commande nominale).

$\delta u$  Retour d'état (commande stabilisante en boucle fermée).

### III.2.6 Estimateur de couple résistant

Il existe une approche basée sur une démarche modèle, associée à l'utilisation d'un régulateur PI. On utilise la mesure de la position ou de la vitesse ainsi que la consigne de courant pour reconstruire le couple résistant. L'idée de cet estimateur est que le système, dont la fonction de transfert représente l'équation de mouvement mécanique, est commandé en boucle fermée, la sortie du régulateur, PI sera donc le couple résistant estimé  $\hat{T}_L$  (Figure (III-7)). Le régulateur peut se résumer à un proportionnel intégral de la forme :  $C(s) = \left( k_p + \frac{k_i}{s} \right)$ . Le régulateur peut être déterminé par la technique du placement de pôles permettant ainsi d'imposer la dynamique souhaitée [12].

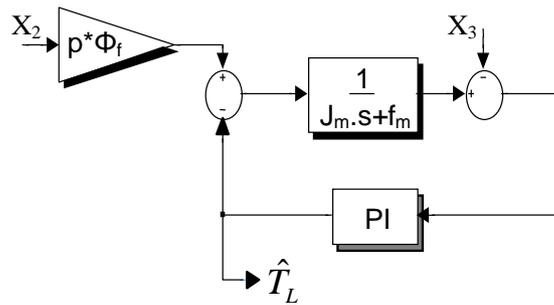


Fig. (III-7): Estimateur de couple résistant par une démarche de type modèle.

La figure (III-8) donne la réponse du couple de référence et estime.

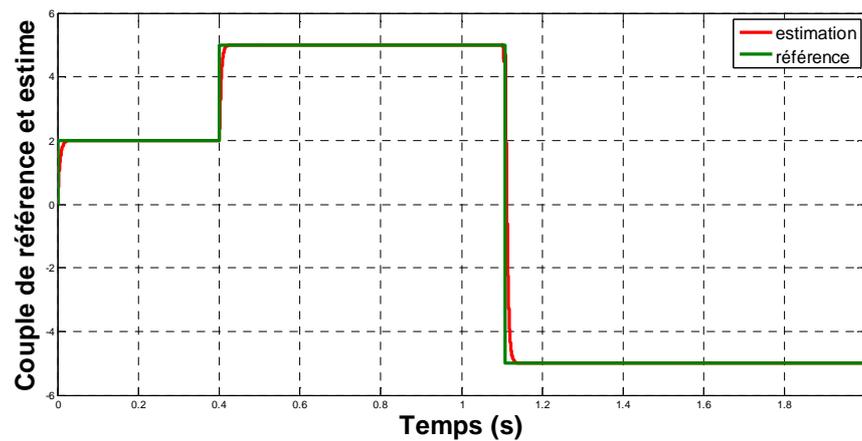


Fig. (III-8): Le couple de charge : estime et référence.

La structure de commande plate de la machine synchrone à aimants permanents utilisant un régulateur PI est illustrée dans le schéma bloc suivant :

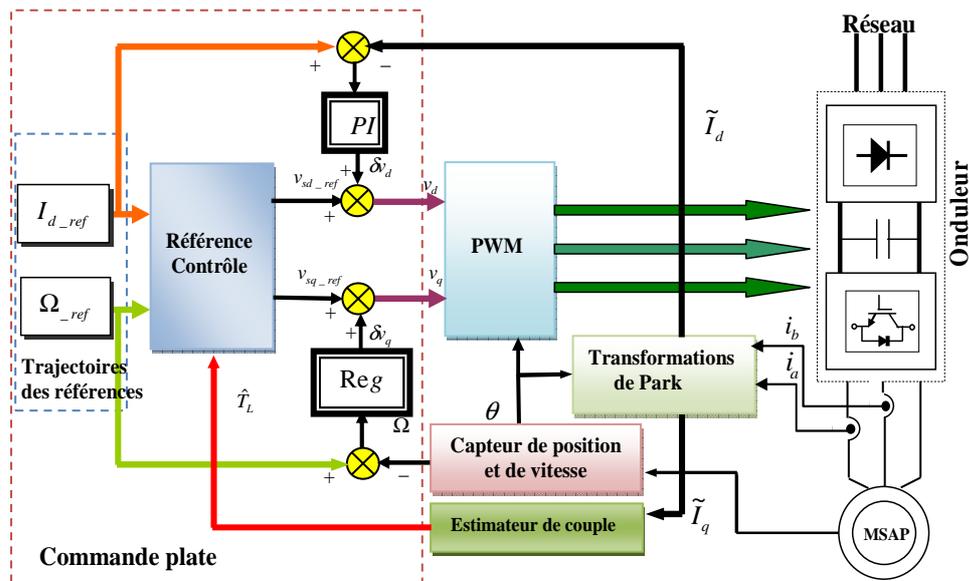


Fig. (III-9) : Schéma de Principe de la Commande plate utilisant un régulateur PI.

Cette méthodologie entraîne une certaine restriction de la technique du fait que, pendant l'étape de la synthèse de la loi de commande, ce n'est pas l'erreur réelle le long de la trajectoire de référence qui est considérée mais l'erreur maximale calculée sur toute cette trajectoire, la loi de commande ainsi obtenue est valable pour des variations paramétriques inconnues mais bornées [8].

### III.2.7 Détermination du modèle non linéaire de l'écart de trajectoire

Pour pouvoir procéder à la détermination du modèle non linéaire de l'écart de trajectoires, considérons d'abord des perturbations sur le vecteur d'état, sur le vecteur de commande et sur le vecteur des paramètres [8]. Ces perturbations peuvent être représentées par les écarts suivants :

$$\delta x = x - x_{ref}$$

$$\delta u = u - u_{ref}$$

$$\delta p = p - p_{ref}$$

où  $\delta x$  est le terme perturbé de l'état  $x$ ,  $\delta u$  est le terme perturbé de la commande  $u$  et  $\delta p$  est la variation du vecteur des paramètres  $p$ . Le modèle de l'écart peut s'exprimer à travers la proposition suivante.

Dans [7, 8,13], la proposition suivante a été prouvée.

**Proposition :** *pour le système non linéaire plat incertain modélisé par l'équation différentielle (I-4), le modèle de l'écart, induit par des perturbations sur l'état, sur la commande et sur les paramètres, est donné par :*

$$\dot{e}_{i,j}(t) = e_{i,j+1}(t), \quad i = 1, \dots, m \quad j = 1, \dots, \rho_i - 1 \quad \sum_{i=1}^m \rho_i = n$$

$$\dot{e}_{i,\rho_i}(t) = \alpha_{i,\rho_i}(\zeta_{ref} + e(t), \bar{u}_{ref}(t) + \delta \bar{u}(t), p_{nom} + \delta p) - \dot{\zeta}_{(i,\rho_i)ref}(t)$$

Où

$\alpha_{i,\rho_i}(\cdot)$  est lisse par rapport à ses arguments,  $\rho_i$  est le nombre caractéristique associé à la sortie plate  $y_i$ ,  $\zeta = [\zeta_{11}, \dots, \zeta_{1\rho_1}, \dots, \zeta_{m1}, \dots, \zeta_{m\rho_m}]^T = [y_1, \dots, y_1^{(\rho_1)}, \dots, y_m, \dots, y_m^{(\rho_m)}]^T$  est le changement de coordonnées sur le vecteur des sorties plates  $y$  et  $e = [e_{11}, e_{12}, e_{1\rho}, e_{m1}, e_{m2}, e_{m\rho_m}]^T$  est défini par

$$e = \zeta - \zeta_{ref}$$

Afin de calculer le modèle non linéaire de l'écart, considérons le changement de coordonnées suivant :

$$\zeta(t) = [y_1(t) \quad y_2(t) \quad \dot{y}_2(t)]^T = [\zeta_{11}(t) \quad \zeta_{21}(t) \quad \zeta_{22}(t)]^T \quad (\text{III-15})$$

À travers le diffeomorphisme :

$$\zeta(t) = [\zeta_{11}(t) \quad \zeta_{21}(t) \quad \zeta_{22}(t)]^T = [x_1(t) \quad x_3(t) \quad \dot{x}_3(t)]^T \quad (\text{III-16})$$

Le modèle non linéaire donne par (III-8) peut être réécrit sous forme d'un nouveau modèle non linéaire donné sous la forme :

$$\begin{cases} \dot{\zeta}_{11} = a_{11}\zeta_{11} + \frac{a_{12}\zeta_{21}\zeta_{22} - a_{33}a_{12}\zeta_{11}\zeta_{21} - a_{12}a_{34}\zeta_{21}\hat{T}_L}{a_{31}\zeta_{11} + a_{32}} + \lambda_d v_d \\ \dot{\zeta}_{21} = \zeta_{22} \\ \dot{\zeta}_{22} = a_{31} \left( \frac{\zeta_{22} - a_{33}\zeta_{21} - a_{34}\hat{T}_L}{a_{31}\zeta_{11} + a_{32}} \right) \left[ a_{11}\zeta_{11} + a_{12}\zeta_{21} \left( \frac{\zeta_{22} - a_{33}\zeta_{21} - a_{34}\hat{T}_L}{a_{31}\zeta_{11} + a_{32}} \right) + \lambda_d v_d \right] \\ \quad + a_{31}\zeta_{11} \left[ a_{21} \left( \frac{\zeta_{22} - a_{33}\zeta_{21} - a_{34}\hat{T}_L}{a_{31}\zeta_{11} + a_{32}} \right) + a_{22}\zeta_{11}\zeta_{21} + a_{23}\zeta_{21} + \lambda_q v_q \right] \\ \quad + a_{32} \left[ a_{21} \left( \frac{\zeta_{22} - a_{33}\zeta_{21} - a_{34}\hat{T}_L}{a_{31}\zeta_{11} + a_{32}} \right) + a_{22}\zeta_{11}\zeta_{21} + a_{23}\zeta_{21} + \lambda_q v_q \right] + a_{33}\zeta_{22} + a_{34}\hat{T}_L \end{cases} \quad (\text{III-17})$$

Pour les trajectoires de référence suivantes:

$$\zeta_{ref}(t) = [\zeta_{11\_ref}(t) \quad \zeta_{21\_ref}(t) \quad \dot{\zeta}_{22\_ref}(t)]^T$$

Le modèle nominale (III-17) sera donné par:

$$\begin{cases} \dot{\zeta}_{11\_ref} = a_{11}\zeta_{11\_ref} + \frac{a_{12}\zeta_{21\_ref}\zeta_{22\_ref} - a_{33}a_{12}\zeta_{21\_ref}\zeta_{21\_ref} - a_{12}a_{34}\zeta_{21\_ref}\hat{T}_L}{a_{31}\zeta_{11\_ref} + a_{32}} + \lambda_d v_{d\_ref} \\ \dot{\zeta}_{21\_ref} = \zeta_{22\_ref} \\ \dot{\zeta}_{22\_ref} = a_{31} \left( \frac{\zeta_{22\_ref} - a_{33}\zeta_{21\_ref} - a_{34}\hat{T}_L}{a_{31}\zeta_{11\_ref} + a_{32}} \right) \left[ a_{11}\zeta_{11\_ref} + a_{12}\zeta_{21\_ref} \left( \frac{\zeta_{22\_ref} - a_{33}\zeta_{21\_ref} - a_{34}\hat{T}_L}{a_{31}\zeta_{11\_ref} + a_{32}} \right) + \lambda_d v_{d\_ref} \right] \\ \quad + a_{31}\zeta_{11\_ref} \left[ a_{21} \left( \frac{\zeta_{22\_ref} - a_{33}\zeta_{21\_ref} - a_{34}\hat{T}_L}{a_{31}\zeta_{11\_ref} + a_{32}} \right) + a_{22}\zeta_{11\_ref}\zeta_{21\_ref} + a_{23}\zeta_{21\_ref} + \lambda_q v_{q\_ref} \right] \\ \quad + a_{32} \left[ a_{21} \left( \frac{\zeta_{22\_ref} - a_{33}\zeta_{21\_ref} - a_{34}\hat{T}_L}{a_{31}\zeta_{11\_ref} + a_{32}} \right) + a_{22}\zeta_{11\_ref}\zeta_{21\_ref} + a_{23}\zeta_{21\_ref} + \lambda_q v_{q\_ref} \right] + a_{33}\zeta_{22\_ref} + a_{34}\hat{T}_L \end{cases} \quad (\text{III-18})$$

L'écart entre Le modèle nominal (III-17) et le modèle (III-18) sera représenté par la dynamique de l'écart de trajectoires  $e(t) = \zeta(t) - \zeta_{ref}(t)$ , donnée par le modèle non linéaire suivant :

$$\begin{cases} \dot{e}_{11}(t) = \dot{\zeta}_{11}(t) - \dot{\zeta}_{11\_ref}(t) \\ \dot{e}_{21}(t) = \dot{\zeta}_{21}(t) - \dot{\zeta}_{21\_ref}(t) \\ \dot{e}_{22}(t) = \dot{\zeta}_{22}(t) - \dot{\zeta}_{22\_ref}(t) \end{cases} \quad (III-19)$$

Ce modèle non linéaire, s'écrivant seulement en fonction des trajectoires de références des sorties plates, de la commande et des paramètres, peut être caractérisé par un modèle LPV en effectuant la linéarisation au premier ordre le long des trajectoires de références des différentes sorties plates. Ceci fait l'objet du paragraphe suivant. A partir du modèle non linéaire de l'écart obtenu, nous allons déterminer un modèle LPV puis en intégrant les performances désirées effectuer la synthèse de régulateur LPV de poursuite.

### III.3 Modèle LPV

Les systèmes modélisables sous forme de modèles LPV ont fait l'objet de nombreux travaux ces dix dernières années, dans le cadre de la commande [9], [14]. La modélisation LPV permet de prendre en compte toutes les variations paramétriques d'un système dynamique. Les récents travaux sur les systèmes LPV ont été motivés par la commande d'un système non linéaire à partir d'outils de la commande des systèmes linéaires.

#### III.3.1 La classe des modèles polytopiques

Les modèles LPV offrent un cadre adéquat pour aborder le problème de commande des systèmes non linéaires. Deux types de modèles LPV ont été développés dans la littérature (très souvent relative à la commande des systèmes LPV). Il s'agit d'une part, des modèles polytopiques et d'autre part, des modèles dits LFT. Selon le contexte d'utilisation, on peut préférer l'un ou l'autre type de modèles. Nous nous limitons à la classe des modèles LPV modélisés sous forme polytopiques.

Dans le système LPV, les matrices A, B, C et D dépendent d'un vecteur des paramètres  $\theta$  qui peut varier en fonction du temps

$$\begin{cases} \dot{x} = A(\theta)x + B(\theta)u \\ y = C(\theta)x + Du \end{cases} \quad (III-20)$$

A défaut de connaître à l'avance la trajectoire de  $\theta$ , on connaît souvent des bornes sur ses

différentes composantes :  $\underline{\theta} \leq \theta \leq \bar{\theta}$  ainsi que les vitesses des variations:  $\underline{\dot{\theta}} \leq \dot{\theta} \leq \bar{\dot{\theta}}$ .

Le vecteur des paramètres peut être vu comme une entrée supplémentaire du système qui ne rentre alors plus dans la classe des systèmes linéaires. Parmi les systèmes LPV, certains types particuliers sont intéressants à étudier : les systèmes LPV affines.

Ecrire le modèle d'un système LPV directement sous forme polytopique est difficile car les paramètres variants d'un système physique s'expriment rarement comme une combinaison convexe. Il est plus naturel d'avoir une représentation d'état affine en un vecteur de paramètres [15].

On peut s'interroger sur l'intérêt de transformer un modèle affine en un modèle polytopique. La raison est que les outils que nous utilisons par la suite reposent sur un modèle polytopique. L'avantage de ce modèle tient dans ses propriétés de convexité qui facilitent l'analyse et la synthèse de correcteurs.

En effet, l'expression des matrices d'état sous forme d'une combinaison convexe (III-20) permet, à partir de l'étude des systèmes aux sommets du polytope, d'obtenir des résultats valables pour l'ensemble du polytope. Sachant que chaque système au sommet est identique à un système LTI, on peut étendre, relativement facilement, les résultats applicables aux systèmes LTI vers les systèmes LPV polytopiques. Nous illustrons cette idée sur l'analyse de la stabilité quadratique [16].

### III.3.2 Systèmes LPV affine

Dans ce cas, la dépendance des matrices d'état en fonction des paramètres est linéaires notons

$$M = \begin{bmatrix} A(\theta) & B(\theta) \\ C(\theta) & D \end{bmatrix} \quad (\text{III-21})$$

On a alors  $M(\theta) = M_0 + \theta_1 M_1 + \theta_2 M_2 \dots$

### III.3.3 Systèmes LPV polytopiques

La matrice M représentant le système est une combinaison barycentrique de plusieurs matrices  $M_1^s, M_2^s, \dots$ :  $M = \alpha_1 M_1^s + \alpha_2 M_2^s + \alpha_3 M_3^s \dots$

Avec

$$\begin{aligned} 0 \leq \alpha_k \leq 1 \\ \sum \alpha_k = 1 \end{aligned} \quad (\text{III-22})$$

Un système LPV affine dont les paramètres varient sur des intervalles connus peut être considéré comme un système polytopique. Traitons l'exemple d'un système dépendant de

deux paramètres  $M(\theta) = M_0 + \theta_1 M_1 + \theta_2 M_2 \dots$  et notons  $M_1^s, M_2^s, M_3^s, M_4^s$  ses sommets:

$$\begin{cases} M_1^s = M_0 + \underline{\theta}_1 M_1 + \underline{\theta}_2 M_2 \\ M_2^s = M_0 + \overline{\theta}_1 M_1 + \overline{\theta}_2 M_2 \\ M_3^s = M_0 + \underline{\theta}_1 M_1 + \overline{\theta}_2 M_2 \\ M_4^s = M_0 + \overline{\theta}_1 M_1 + \underline{\theta}_2 M_2 \end{cases} \quad (\text{III-23})$$

Construisons maintenant le système polytopique  $\tilde{M} = \alpha_1 M_1^s + \alpha_2 M_2^s + \alpha_3 M_3^s + \alpha_4 M_4^s$ .

Les coordonnées polytopiques s'expriment alors par :

$$\begin{aligned} \alpha_1 &= \frac{\overline{\theta}_1 - \underline{\theta}_1}{\overline{\theta}_1 - \underline{\theta}_1} \frac{\overline{\theta}_2 - \underline{\theta}_2}{\overline{\theta}_2 - \underline{\theta}_2} \\ \alpha_2 &= \frac{\underline{\theta}_1 - \overline{\theta}_1}{\underline{\theta}_1 - \overline{\theta}_1} \frac{\overline{\theta}_2 - \underline{\theta}_2}{\overline{\theta}_2 - \underline{\theta}_2} \\ \alpha_3 &= \frac{\overline{\theta}_1 - \underline{\theta}_1}{\overline{\theta}_1 - \underline{\theta}_1} \frac{\underline{\theta}_2 - \overline{\theta}_2}{\underline{\theta}_2 - \overline{\theta}_2} \\ \alpha_4 &= \frac{\underline{\theta}_1 - \overline{\theta}_1}{\underline{\theta}_1 - \overline{\theta}_1} \frac{\underline{\theta}_2 - \overline{\theta}_2}{\underline{\theta}_2 - \overline{\theta}_2} \end{aligned} \quad (\text{III-24})$$

Moyennant quelques calculs, on peut vérifier que  $\tilde{M} = M$ . Ce résultat reste encore valable pour un nombre de paramètres d'ordre supérieur. On retiendra qu'il y a équivalence entre les représentations affines et polytopiques. Ce type de modèle admet une définition plus générale que le modèle affine parce que l'hyper-rectangle  $\Gamma$  peut être remplacé par un polytope à  $m = 2^N$  sommets. Pour plus de détails, le lecteur intéressé peut consulter la thèse de Mickael Rodrigues [17].

### III.3.4 Modélisation sous forme LPV/polytopiques de l'écart

Une linéarisation au premier ordre du modèle non linéaire donné par (III-19) est effectuée, le long des trajectoires de références des sorties plates  $y_{ref}$ . Le modèle linéarisé correspondant est un modèle LPV donné par la représentation d'état suivante :

$$\begin{pmatrix} \dot{e}_{11} \\ \dot{e}_{21} \\ \dot{e}_{22} \\ y_1 \\ y_2 \end{pmatrix} = \left( \begin{array}{ccc|cc} \theta_1 & \theta_2 & \theta_3 & B_{11} & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ \theta_4 & \theta_5 & \theta_6 & B_{31} & B_{32} \\ \hline 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{array} \right) \begin{pmatrix} e_{11} \\ e_{21} \\ e_{22} \\ v_d \\ v_q \end{pmatrix} \quad (\text{III-25})$$

Où

$$\theta_1(t) = \left. \frac{\partial \dot{e}_{11}}{\partial e_{11}} \right|_{\zeta_{ref}, v_{ref}}, \quad \theta_2(t) = \left. \frac{\partial \dot{e}_{11}}{\partial e_{21}} \right|_{\zeta_{ref}, v_{ref}}, \quad \theta_3(t) = \left. \frac{\partial \dot{e}_{11}}{\partial e_{22}} \right|_{\zeta_{ref}, v_{ref}}$$

$$\theta_4(t) = \left. \frac{\partial \dot{e}_{22}}{\partial e_{11}} \right|_{\zeta_{ref}, v_{ref}}, \quad \theta_5(t) = \left. \frac{\partial \dot{e}_{22}}{\partial e_{21}} \right|_{\zeta_{ref}, v_{ref}}, \quad \theta_6(t) = \left. \frac{\partial \dot{e}_{22}}{\partial e_{22}} \right|_{\zeta_{ref}, v_{ref}}$$

$$B_{11} = \left. \frac{\partial \dot{e}_{11}}{\partial v_d} \right|_{\zeta_{ref}, v_{ref}}, \quad B_{31} = \left. \frac{\partial \dot{e}_{22}}{\partial v_d} \right|_{\zeta_{ref}, v_{ref}}, \quad B_{32} = \left. \frac{\partial \dot{e}_{22}}{\partial v_q} \right|_{\zeta_{ref}, v_{ref}}$$

$$B_{11} = \lambda_d, \quad B_{31} = \lambda_d a_{31}, \quad B_{32} = \lambda_q a_{32}$$

$$\theta_1(t) = a_{11} + \left( a_{21} \dot{y}_{2\_ref} y_{2\_ref} - a_{33} a_{12} y_{2\_ref} y_{2\_ref} - a_{12} a_{34} y_{2\_ref} \hat{T}_L \right) \left( \frac{-a_{31}}{(a_{31} y_{1\_ref} + a_{32})^2} \right)$$

$$\theta_2(t) = \frac{a_{12} \dot{y}_{2\_ref} - 2a_{33} a_{12} y_{2\_ref} - a_{12} a_{34} \hat{T}_L}{a_{31} y_{1\_ref} + a_{32}}$$

$$\theta_3(t) = \frac{a_{12} y_{2\_ref}}{a_{31} y_{1\_ref} + a_{32}}$$

$$\begin{aligned} \theta_4(t) = & -a_{31} \left[ \frac{a_{31} (\dot{y}_{2\_ref} - a_{33} y_{2\_ref} - a_{34} \hat{T}_L)}{(a_{31} y_{1\_ref} + a_{32})^2} \right] \left[ a_{11} y_{1\_ref} + a_{12} y_{2\_ref} \left( \frac{\dot{y}_{2\_ref} - a_{33} y_{2\_ref} - a_{34} \hat{T}_L}{a_{31} y_{1\_ref} + a_{32}} \right) + \lambda_d v_{d\_ref} \right] \\ & + \left[ \frac{a_{31} (\dot{y}_{2\_ref} - a_{33} y_{2\_ref} - a_{34} \hat{T}_L)}{(a_{31} y_{1\_ref} + a_{32})} \right] \left[ a_{11} - a_{12} a_{31} y_{2\_ref} \left( \frac{\dot{y}_{2\_ref} - a_{33} y_{2\_ref} - a_{34} \hat{T}_L}{(a_{31} y_{1\_ref} + a_{32})^2} \right) \right] \\ & + a_{31} \left[ \frac{a_{21} (\dot{y}_{2\_ref} - a_{33} y_{2\_ref} - a_{34} \hat{T}_L)}{(a_{31} y_{1\_ref} + a_{32})} + a_{22} y_{1\_ref} y_{2\_ref} + a_{23} y_{2\_ref} + \lambda_q v_{q\_ref} \right] \\ & + (a_{31} y_{1\_ref} + a_{32}) \left[ \frac{-a_{21} a_{31} (\dot{y}_{2\_ref} - a_{33} y_{2\_ref} - a_{34} \hat{T}_L)}{(a_{31} y_{1\_ref} + a_{32})^2} + a_{22} y_{2\_ref} \right] \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \theta_5(t) = & \left[ \frac{-a_{31} a_{33}}{(a_{31} y_{1\_ref} + a_{32})} \right] \left[ a_{11} y_{1\_ref} + a_{12} y_{2\_ref} \left( \frac{\dot{y}_{2\_ref} - a_{33} y_{2\_ref} - a_{34} \hat{T}_L}{a_{31} y_{1\_ref} + a_{32}} \right) + \lambda_d v_{d\_ref} \right] \\ & + \left[ \frac{a_{31} (\dot{y}_{2\_ref} - a_{33} y_{2\_ref} - a_{34} \hat{T}_L)}{(a_{31} y_{1\_ref} + a_{32})} \right] \left[ a_{12} \left( \frac{\dot{y}_{2\_ref} - a_{33} y_{2\_ref} - a_{34} \hat{T}_L}{(a_{31} y_{1\_ref} + a_{32})} \right) - \frac{a_{12} a_{33} y_{2\_ref}}{a_{31} y_{1\_ref} + a_{32}} \right] \\ & + (a_{31} y_{1\_ref} + a_{32}) \left[ \frac{-a_{21} a_{33}}{a_{31} y_{1\_ref} + a_{32}} + a_{22} y_{1\_ref} + a_{23} \right] \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \theta_6(t) = & \left[ \frac{a_{31}}{(a_{31} y_{1\_ref} + a_{32})} \right] \left[ a_{11} y_{1\_ref} + a_{12} y_{2\_ref} \left( \frac{\dot{y}_{2\_ref} - a_{33} y_{2\_ref} - a_{34} \hat{T}_L}{a_{31} y_{1\_ref} + a_{32}} \right) + \lambda_d v_{d\_ref} \right] \\ & + \left[ \frac{a_{31} (\dot{y}_{2\_ref} - a_{33} y_{2\_ref} - a_{34} \hat{T}_L)}{(a_{31} y_{1\_ref} + a_{32})} \right] \left[ \frac{a_{12} y_{2\_ref}}{a_{31} y_{1\_ref} + a_{32}} \right] + a_{21} + a_{33} \end{aligned}$$

Le vecteur paramètres  $\theta(t) = [\theta_1 \ \theta_2 \ \theta_3 \ \theta_4 \ \theta_5 \ \theta_6]^T$  est mesuré en temps réel.

En utilisant les trajectoires de références des deux sorties plates Figure((III-1),(III-2)) , les paramètres  $B_{11}, B_{31}$  et  $B_{32}$  sont représentés par des valeurs constantes données respectivement par  $B_{11} = \lambda_d, B_{31} = \lambda_d a_{31}, B_{32} = \lambda_d a_{32}$  et les trajectoires  $\theta_1(t), \theta_2(t), \theta_3(t), \theta_4(t), \theta_5(t)$  et  $\theta_6(t)$  sont représentés par les trajectoires tracées sur la figure (III-10).

Le domaine de variations de ces différents paramètres est défini par :

$$\theta_1 \in [-240 \ -182.5]; \theta_2 \in [-15 \ 15]; \theta_3 \in [-1.5 \ 1.5]; \theta_4 \in [-2e5 \ 2e5];$$

$$\theta_5 \in [-21000 \ -19300]; \theta_6 \in [-213 \ -181] \quad (III-26)$$

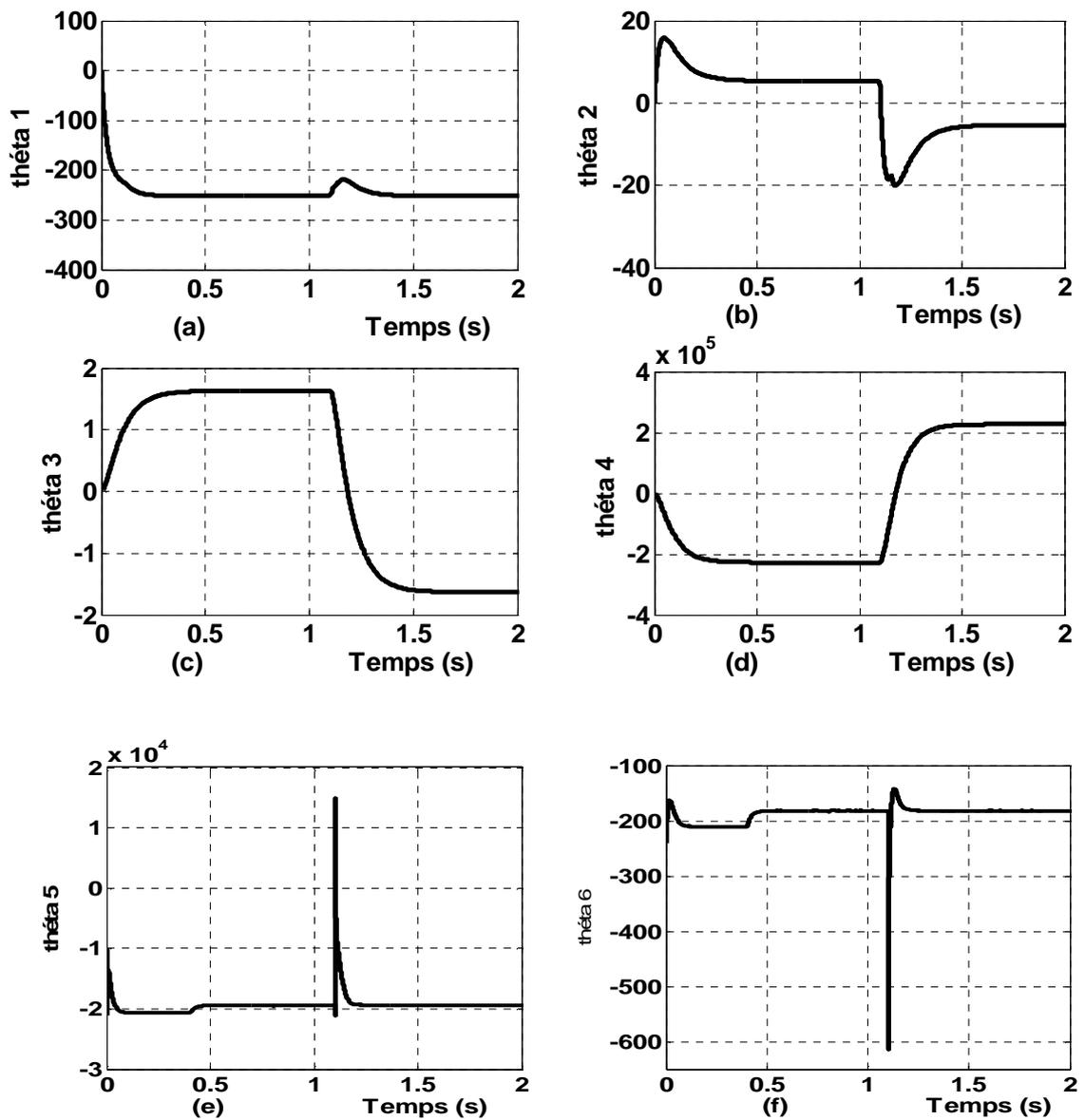


Fig. (III-10): Trajectoires des paramètres.

### III.3.5 Performance d'un système asservi

Toute commande se base sur le concept de contre réaction. On considère le schéma d'asservissement présenté par la figure (III-11) le système  $G(s)$  est asservi au moyen d'un correcteur  $K(s)$ .

Les signaux :

$r(t)$  : la référence

$u(t)$  : le signal de commande

$e(t)$  : l'erreur de régulation

$d(t)$  : la perturbation en entrée de système

$y(t)$  : le signal à asservi

$b_m(t)$ : la bruit de mesure

$y_m(t)$ : le signal de mesure

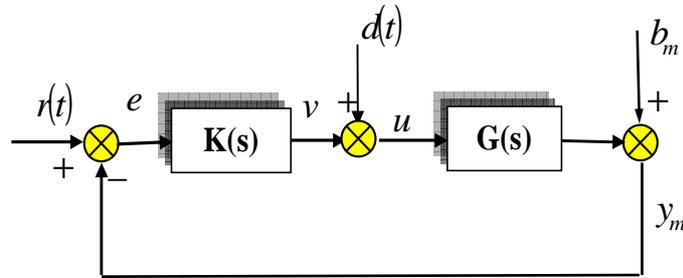


Fig. (III-11): Boucle de suivi (asservissement).

L'objectif général de la commande est obtenir  $y(t) = r(t)$  en dépit des perturbation  $d(t)$  et  $b(t)$ . Mais évidemment, on ne peut pas obtenir cette égalité parfaitement. De manière générale, on note  $T_{zv}(s)$  le transfert en boucle fermée entre l'entrée  $v(t)$  et la sortie  $z(t)$ . La sensibilité en sortie est définie par  $S_y(s) = T_{er}(s)$ . La stabilité en entrée est définie par  $S_u(s) = T_{vd}(s)$ .

Définissons les fonctions de sensibilité et sensibilité complémentaire suivantes:

$$S_y = (I_p + GK)^{-1} \quad : \text{Matrice de sensibilité en sortie.}$$

$$S_u = (I_m + KG)^{-1} \quad : \text{Matrice de sensibilité en entrée.}$$

$$T_y = GK(I_p + GK)^{-1} \quad : \text{Matrice de sensibilité complémentaire en sortie.}$$

$$T_u = KG(I_m + KG)^{-1} \quad : \text{Matrice de sensibilité complémentaire en entrée.}$$

### **III.4 Méthodologies de synthèse du régulateur**

#### **III.4.1 Synthèse par la méthode des sensibilités mixtes**

Il s'agit de traduire un cahier de charge sous forme de gabarits sur un certain nombre de transferts en boucle fermée; d'en déduire des fonctions de pondérations à appliquer puis synthétiser le correcteur minimisant la norme  $H_\infty$  du système augmenté en boucle ferme.

Si la valeur obtenue, notée  $\gamma$ , dépasse l'unité, le cahier de charges n'est pas satisfait ; il est alors nécessaire de relâcher certaines contraintes et refaire la synthèse. Si  $\gamma$  est largement inférieur à l'unité, cela signifie que les performances pourraient être augmentées par rapport à ce qu'a été spécifié lors de la synthèse.

#### **III.4.2 Synthèse par la méthode Loop-shaping**

La minimisation de l'erreur statique et rejet des perturbations dans le système demandent de la matrice de transfert en boucle ouverte un gain élevé en basses fréquences (les entrées et perturbations sont des signaux lentement variable dans le temps, donc de basses fréquences). Par contre l'atténuation des bruits dans la chaîne impose un gain élève de la matrice de transfert en boucle ouverte en hautes fréquences (les bruits sont généralement des signaux de hautes fréquences).

Partant de ces principes, nous définissons les trois matrices de pondérations suivantes, Figure (III-12):

- une matrice  $W_1(s) = \text{diag}(w_1, w_1)$  avec  $w_1$  est une fonction de transfert scalaire du type passe-bas avec un gain élevé en basses fréquences.
- une matrice  $W_2(s) = \text{diag}(w_2, w_2)$  avec est  $w_2$  une fonction de transfert scalaire du type passe-haut avec un gain élevé en hautes fréquences, choisie en accord avec la norme des incertitudes additives.
- une matrice  $W_3(s) = \text{diag}(w_3, w_3)$  est une fonction de transfert scalaire du type passe-haut avec un gain élevé en hautes fréquences, choisie en accord avec la norme des incertitudes multiplicatives.
- Les fonctions de pondérations ne sont pas nécessairement des fonctions du premier ordre.

Les trois objectifs précédents se traduisent alors par l'inégalité suivante :

$$\left\| \begin{array}{l} W_1 S_y \\ W_2 K S_y \\ W_3 T_y \end{array} \right\|_{\infty} < 1 \quad (\text{III-27})$$

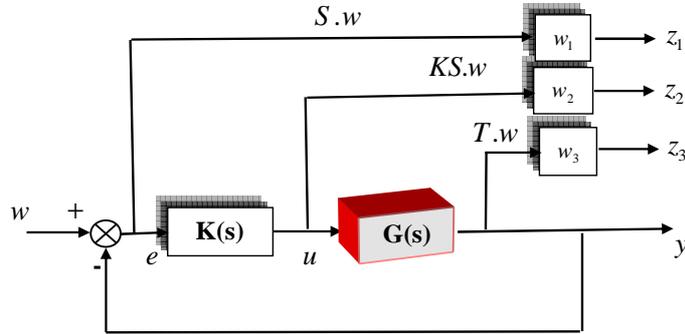


Fig. (III-12): Problème de sensibilité mixte.

### III.5 Synthèse de Contrôleur LPV : Approche de Modélisation Polytopique

La synthèse du contrôleur a été effectuée grâce aux outils de la *LMI Control Toolbox* de Matlab (**Linear Matrix Inequalities**) [19]. Ces dernières utilisent une formulation du problème en termes d'inégalités matricielles linéaires en les variables  $X$  et  $Y$  introduites par la suite. Du fait de la linéarité, l'ensemble ainsi décrit est convexe et il résulte de cette propriété que l'on peut aisément et avec une grande efficacité calculatoire extraire une solution particulière [20]. Nous abordons maintenant le contrôle d'un système LPV sous forme polytopique.

Considérons la représentation d'état d'un système modélisé sous forme LPV suivante :

$$G(\theta): \begin{bmatrix} \dot{x} \\ z \\ y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A(\theta) & B_1 & B_2 \\ C_1 & D_{11} & D_{12} \\ C_2 & D_{21} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ w \\ u \end{bmatrix} \quad (\text{III-28})$$

Où

$x \in R^n$  représente le vecteur d'état.

$u \in R^q$  représente le vecteur des entrées.

$w \in R^{q_1}$  est le vecteur des actions externes (bruit de mesure, consigne, perturbations...).

$y \in R^m$  représente le vecteur des sorties mesurées.

$z \in R^{m_1}$  est le vecteur des sorties à règle.

On suppose que le vecteur de paramètres  $\theta$  est mesurable on temps réel. L'objectif est alors de trouver un contrôleur dynamique LPV de la forme :

$$K(\theta): \begin{cases} \dot{x}_k = A_k(\theta(t))x_k + B_k(\theta(t))y \\ u = C_k(\theta(t))x_k + D_k(\theta(t))y \end{cases} \quad (\text{III-29})$$

Dans cette partie, nous décrivons la méthodologie de synthèse  $H_\infty$  pour la synthèse LPV en reprenant les résultats issus des travaux d'Apkarian et Gahinet [20], Apkarian [21].

Pour plus de détails considérer représentation États-espace de plan présenté sur la figure (III-13).

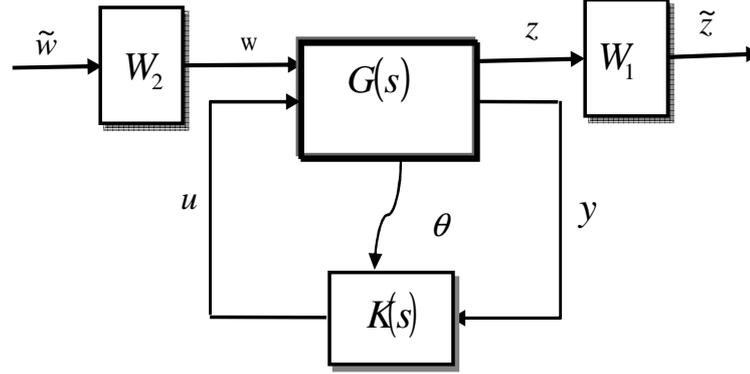


Fig. (III-13): LPV contrôle du plan généralisé.

**Théorème :** Le système LPV (III-28) noté  $G$  est quadratiquement stable sur  $\Theta$  et vérifie le niveau de performances  $H_\infty$  quadratique  $\gamma$ , si et seulement si il existe une matrice symétrique strictement positive  $X$  telle que :

$$\begin{bmatrix} A(\theta)^T X + XA(\theta) & XB(\theta) & C(\theta)^T \\ B(\theta)^T X & -\mathcal{M} & D(\theta)^T \\ C(\theta) & D(\theta) & -\mathcal{M} \end{bmatrix} < 0 \quad (\text{III-30})$$

$$\forall \theta \in \Theta [7].$$

Nous supposons que le paramètre dépendance de plan  $G$  est affine et  $\Theta$  est un polytopique avec des sommets  $\theta_j$ ,  $j = 1, 2, \dots, r$ .

Selon les résultats de [14] et [21], un contrôleur LPV  $K(\cdot)$  peut être calculé par les étapes suivantes :

- Calcul hors ligne : calcul des contrôleurs vertex

$$K_j = (A_{kj}, B_{kj}, C_{kj}, D_{kj})$$

i. résoudre l'ensemble de LMIs (III-31) et (III-32)

$$\begin{bmatrix} XA_{kj} + \hat{B}_{kj}C_{2j} + * & * & * & * \\ \hat{A}_{kj}^T + A_j & A_j Y + B_{2j}\hat{C}_{kj} + * & * & * \\ (XB_{1j} + \hat{B}_{kj}D_{21j})^T & B_{1j}^T & -\mathcal{M} & * \\ C_{1j} & C_{1j}Y + D_{12j}\hat{C}_{kj} & D_{11j} & -\mathcal{M} \end{bmatrix} < 0 \quad (\text{III-31})$$

$$\begin{bmatrix} X & I \\ I & Y \end{bmatrix} > 0 \quad (\text{III-32})$$

Où \* désigne termes dont les expressions suivent à partir de l'exigence que la matrice est auto-adjoint. Cette étape donne  $(\hat{A}_{kJ}, \hat{B}_{kJ}, \hat{C}_{kJ}, \hat{D}_{kJ})$  et matrices symétriques X et Y.

ii. Calculer  $A_{kJ}$ ,  $B_{kJ}$  et  $C_{kJ}$  avec

$$A_{kJ} = N^{-1}(\hat{A}_{kJ} - XA_J Y - \hat{B}_{kJ} C_{2J} Y - X B_{2J} \hat{C}_{kJ}) M^{-T} \quad (\text{III-33})$$

$$B_{kJ} = N^{-1} \hat{B}_{kJ} \quad (\text{III-34})$$

$$C_{kJ} = \hat{C}_{kJ} M^{-T} \quad (\text{III-35})$$

Où N, M sont définies

$$I - XY = NM^T \quad (\text{III-36})$$

- Calcul en ligne :

i. Mesurer  $\theta(t)$  et calculer sa décomposition convexe :

$$\theta(t) = \alpha_1 \theta_1 + \alpha_2 \theta_2 + \dots + \alpha_r \theta_r \quad \text{Ou} \quad \sum_{J=1}^r \alpha_J = 1 \quad \alpha \geq 1 \quad (\text{III-37})$$

ii. Calculer les matrices d'espace d'états du contrôleur  $K(*)$  comme une combinaison convexe des contrôleurs vertex :

$$\begin{bmatrix} A_k & B_k \\ C_k & D_k \end{bmatrix} = \sum_{J=1}^r \alpha_J \begin{bmatrix} A_{kJ} & B_{kJ} \\ C_{kJ} & D_{kJ} \end{bmatrix} \quad (\text{III-38})$$

Lors de la synthèse du régulateur  $H_\infty$  par la méthode de la sensibilité mixte montrée dans la figure (III-12), le calcul du correcteur passe par l'optimisation des fonctions de sensibilité et sensibilité complémentaire comme indiqué ci-dessous respectivement pour augmenter les performances du système et la robustesse de la structure de commande surtout face aux incertitudes multiplicatives. Le choix des deux fonctions de pondération  $W_1$  et  $w_2$  doit vérifier :

$$\left\| \begin{matrix} W_1 T \\ W_2 S \end{matrix} \right\|_\infty < 1$$

$$W_1(s) = \text{diag}(w_1, w_1), \quad w_1 = 0.35 \frac{s^2 + 50s + 900}{s^2 + s + 0.001} \quad (\text{III-39})$$

$$W_2(s) = \text{diag}(w_2, w_2); \quad w_2 = \frac{200}{s + 0.0002} \quad (\text{III-40})$$

Dans notre cas le contrôleur LPV robuste  $K_{LPV}$  doit fournir des performances satisfaisantes sur toute la plage de fonctionnement du moteur (c'est à dire lorsque  $\Omega$  varie). On considère le domaine de fonctionnement  $[-2\Omega_{\min} \quad 2\Omega_{\max}]$ , qui a été choisi plus vaste que le domaine de fonctionnement normal de la machine.

La méthode de sensibilité mixte est proposée pour la conception du régulateur polytopique  $K_{LPV}$ . Le problème d'optimisation consiste à trouver un régulateur stabilisant  $K_{LPV}$  pour minimiser dans un sens quadratique  $H_{\infty}$ , la fonction de coût définie par

$$\left\| \frac{W_1 T}{W_2 S} \right\|_{\infty} < 1 \quad (\text{III-41})$$

Pour tout  $\Omega$  en  $[\Omega_{\min} \quad \Omega_{\max}]$   $W_1$  et  $W_2$  sont utilisés pour la mise en forme la fonction de sensibilité, et la fonction de sensibilité complémentaire. Les réponses fréquentielles choisie des gains principaux de l'inverse des deux pondérations  $W_1(s)$  et  $W_2(s)$  sont représentées sur la figure (III-14).

Le choix de ces fonctions peut être sujet à quelques tâtonnements pour arriver aux meilleures fonctions de pondération.

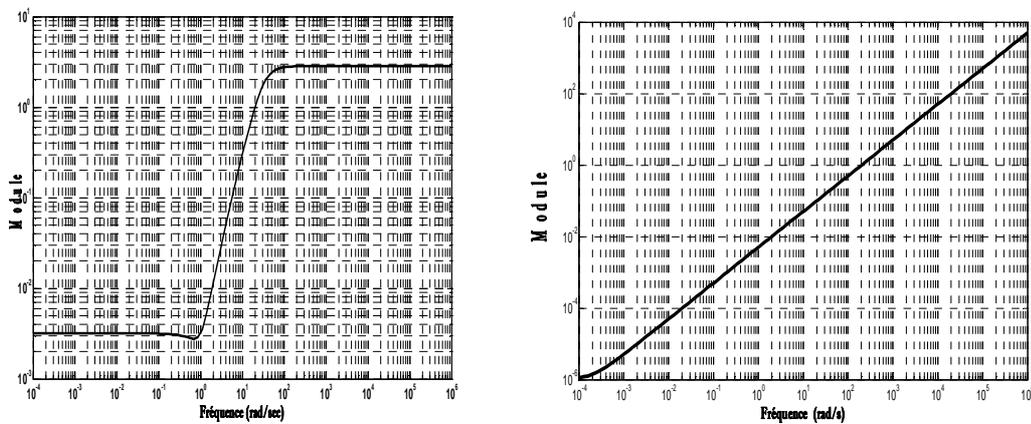


Fig. (III-14): Gains principaux des fonctions des pondérations.

Pour un choix effectué de la fonction de pondération, on vérifie que les contraintes imposées par les fonctions des pondérations sur les différentes normes des fonctions transferts sont respectées par les toutes trajectoires admissibles des paramètres du système LPV.

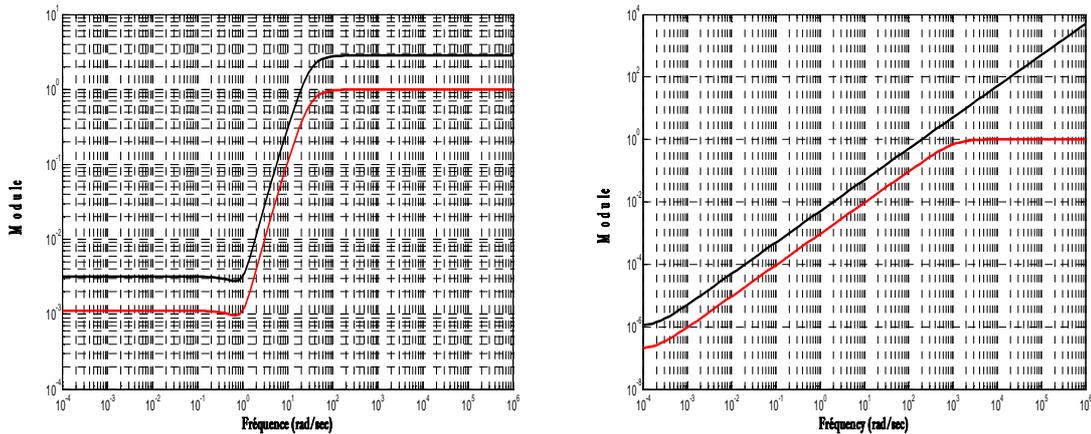


Fig. (III-15): Réponses fréquentielles des fonctions de sensibilité S et T.

La structure de commande plate stabilisante par un régulateur LPV de la machine synchrone à aimants permanents est illustrée dans le schéma bloc suivant :

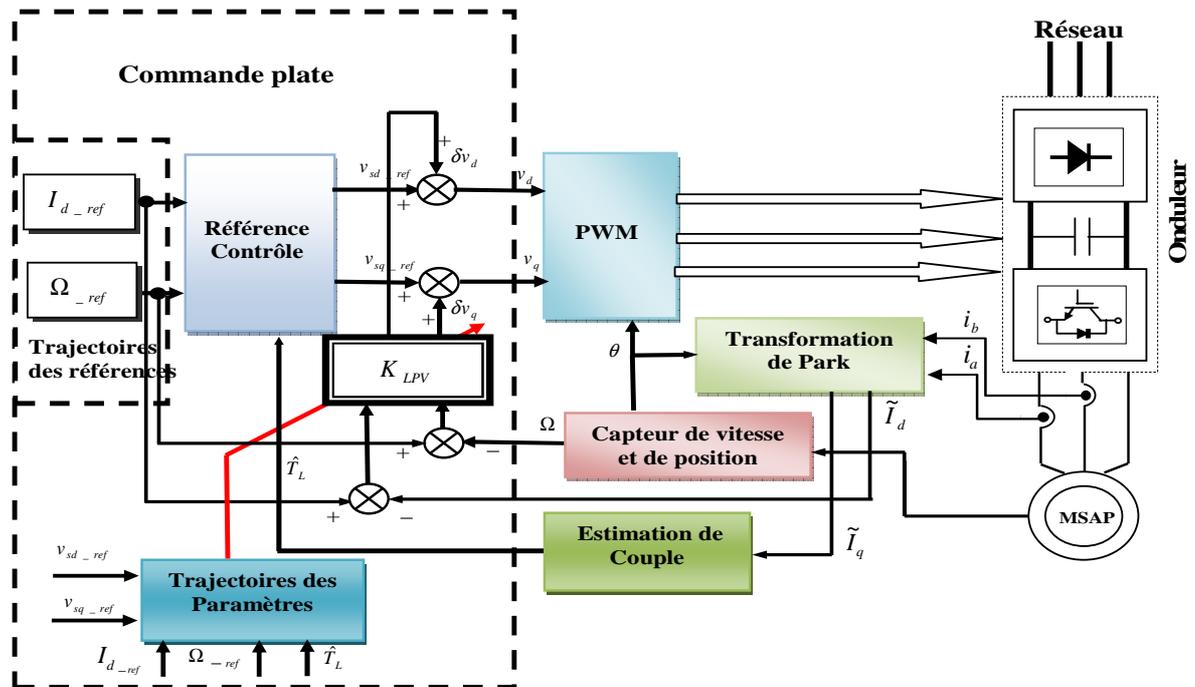


Fig. (III-16): Schéma de Principe de la Commande plate utilisant un régulateur LPV.

### III.6 Résultats de Simulation

Les lois de commande plate utilisant un régulateur PI et un régulateur LPV, représentées graphiquement sur les figures (III-9) et figure (III-16), ont été implantées numériquement sur Simulink/Matlab. Les simulations permettent de comparer entre les deux stratégies de commande.

La figure (III-17) représente les trajectoires de référence pour la vitesse et le couple de charge.

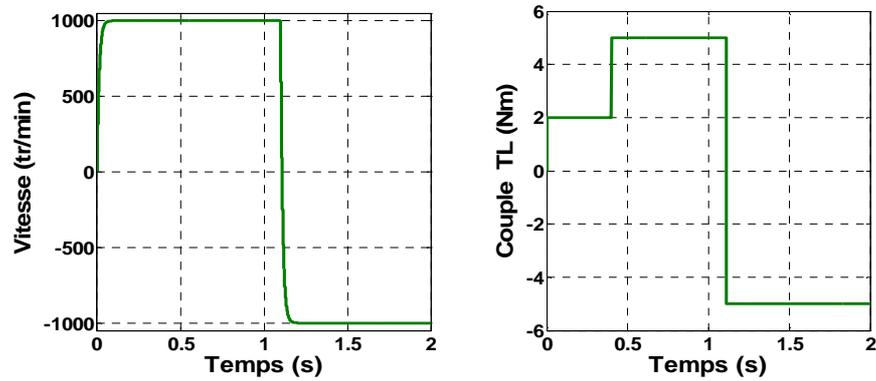


Fig. (III-17): Trajectoires de référence pour la vitesse et le couple de charge.

La figure (III-18) représente les résultats de simulation de la commande plate utilisant un régulateur PI, lors du démarrage, la machine tourne avec une vitesse de référence de 1000 tr/min. Le test comporte aussi l'application d'un échelon du couple de charge (à l'instant  $t=0.0s$  et à  $t=0.4 s$ ) et une inversion du sens de rotation à l'instant  $t=1.1s$  à (-1000 tr/min).

La vitesse suit bien sa référence sans dépassement et le système répond avec succès au test de la variation du couple de charge. La chute relative de la vitesse à un couple de charge nominale est de 4% et le temps d'établissement est de 3ms, avec un temps de réponse à 95% de  $t_r(95\%) = 37.1ms$ .

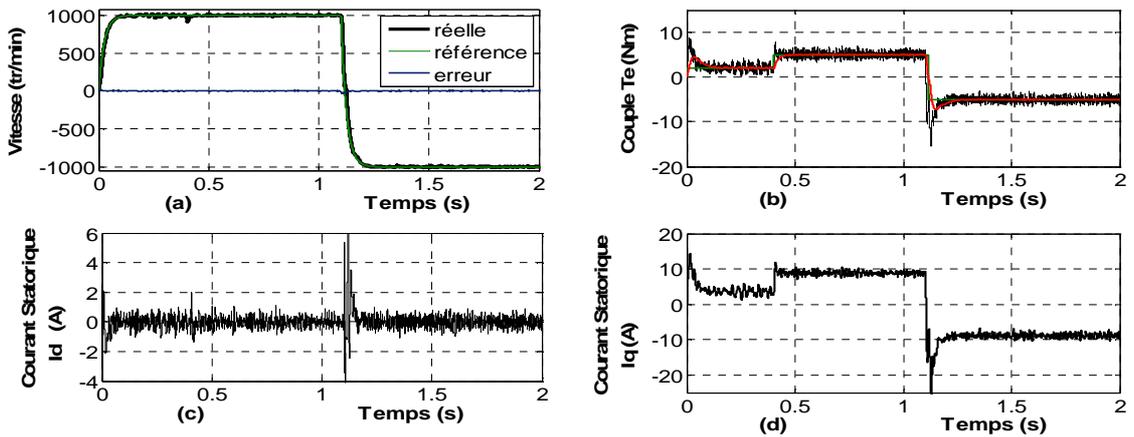


Fig. (III-18): Performances de la Commande plate utilisant un régulateur PI: a) Vitesse de rotation b) Couple électromagnétique  $T_e$  c) Courant statorique  $I_d$  d) Courant statorique  $I_q$ .

Les résultats de simulation par l'utilisation de régulateur LPV sont exposés à la figure (III-19), les mêmes conditions de test mentionnent ci-dessous. La chute relative de la vitesse à un

couple de charge nominale est de 1.5% , le temps d'établissement est de 3ms, avec un temps de réponse à 95% de  $t_r(95\%) = 38.3ms$ .

Les résultats de simulation montrent bien que la vitesse suit parfaitement sa référence sans dépassement avec un faible temps de réponse et le courant  $I_d$  suit sa référence après des pics dues au démarrage. L'application des échelons du couple résistant (à l'instant  $t=0.0s$  et à  $t=0.4s$ ) permet d'observer le comportement de contrôleur robuste face à un rejet de perturbation.

La comparaison entre la vitesse de référence et la vitesse actuelle, reportée sur la figure (III-20), montre la bonne performance dynamique de la commande utilisant un régulateur LPV.

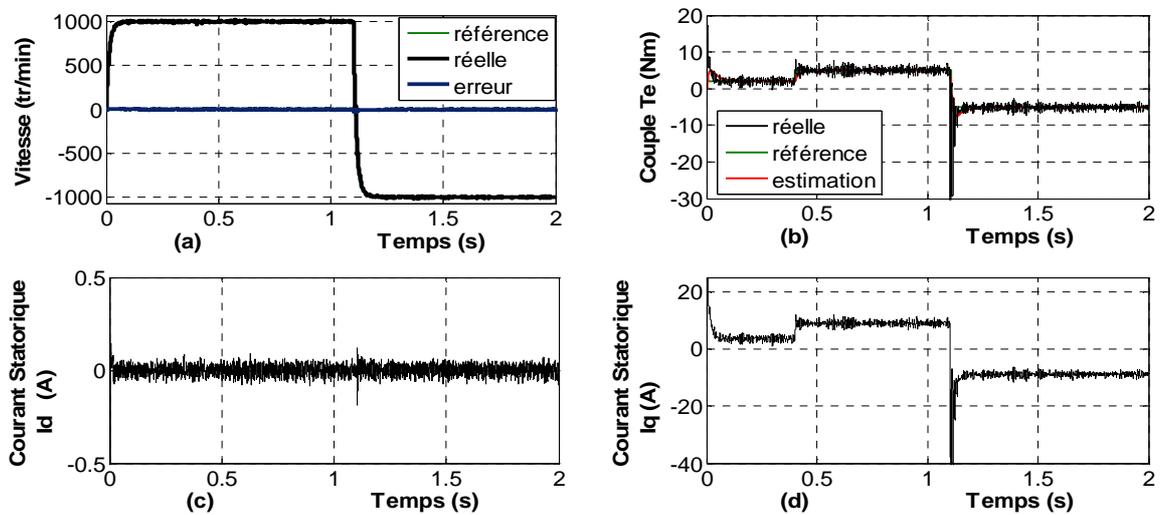


Fig. (III-19): Performances de la commande plate utilisant un régulateur LPV: a) Vitesse de rotation b) Couple électromagnétique  $T_e$ ; c) Courant statorique  $I_d$ ; d) Courant statorique  $I_q$ .

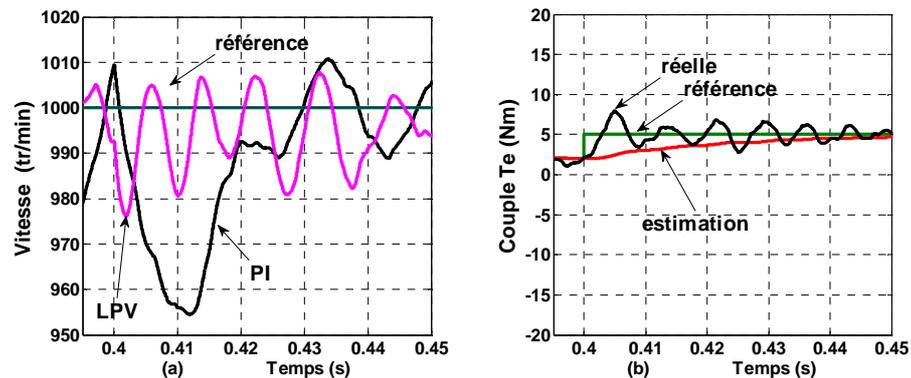


Fig. (III-20): Zoom effectué sur la réponse de vitesse et du couple commande plate\_LPv et PI : a) vitesse de rotation b) couple électromagnétique.

Pour montrer la robustesse de la commande plate utilisant un régulateur PI et LPV, nous reprenons les mêmes profils de références du paragraphe I.4.1 du chapitre I (figure (I-5)). Les

variations paramétriques n'ont pas affecté la qualité des lois de commande (Figure (III-21), (III-22)). La poursuite en vitesse et le rejet de la perturbation paramétrique sont bien pris par les deux lois de commande. Les courants sont dans les limites tolérables par la machine. Les fluctuations du courant sont dues à la modulation de largeurs d'impulsions. Les résultats obtenus montrent que les performances de poursuites de vitesse sont satisfaisantes. L'erreur de vitesse tend à revenir vers une valeur proche de zéro après chaque changement du couple de charge. Cependant, on voit bien que la variation des paramètres ne aucune influence sur le comportement du système contrôlé.

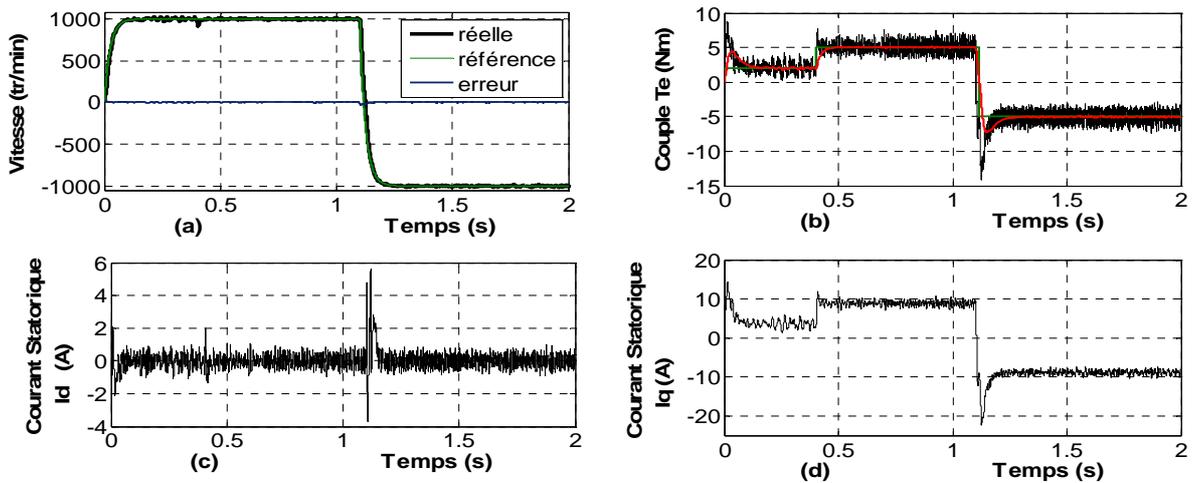


Fig. (III-21): Test de robustesse de la commande plate utilisant un régulateur PI: a) Vitesse ;b) Couple  $T_e$  ;c) Courant  $I_d$  ;d) Courant  $I_q$  avec  $\Delta R_s = R_s + 50\%$  ,  $\Delta L_d = L_d + 50\%$  et  $\Delta L_q = L_q + 50\%$  à l'instant  $t=0.7s$ .

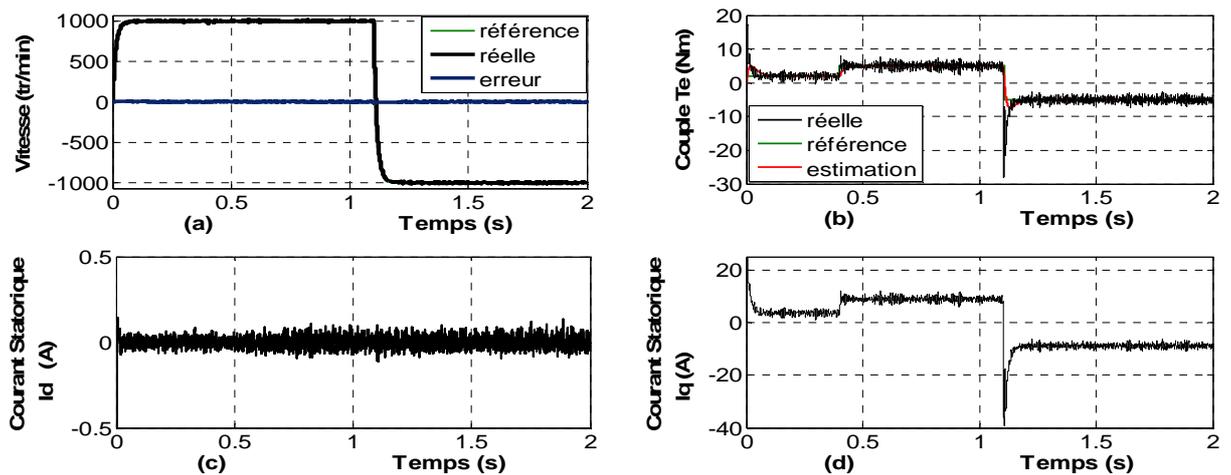


Fig. (III-22): Test de robustesse de la commande plate utilisant un régulateur LPV: a) Vitesse ;b) Couple  $T_e$  ;c) Courant  $I_d$  ;d) Courant  $I_q$  avec  $\Delta R_s = R_s + 50\%$  ,  $\Delta L_d = L_d + 50\%$  et  $\Delta L_q = L_q + 50\%$  à l'instant  $t=0.7s$ .

Les figure (III-23) et Figure (III-24) illustrent le suivi de la trajectoire en basse vitesse. Les variations paramétriques n'influent pas sur la dynamique de la vitesse, mais elle présente des ondulations importantes (cas commande plate utilisant un régulateur PI).

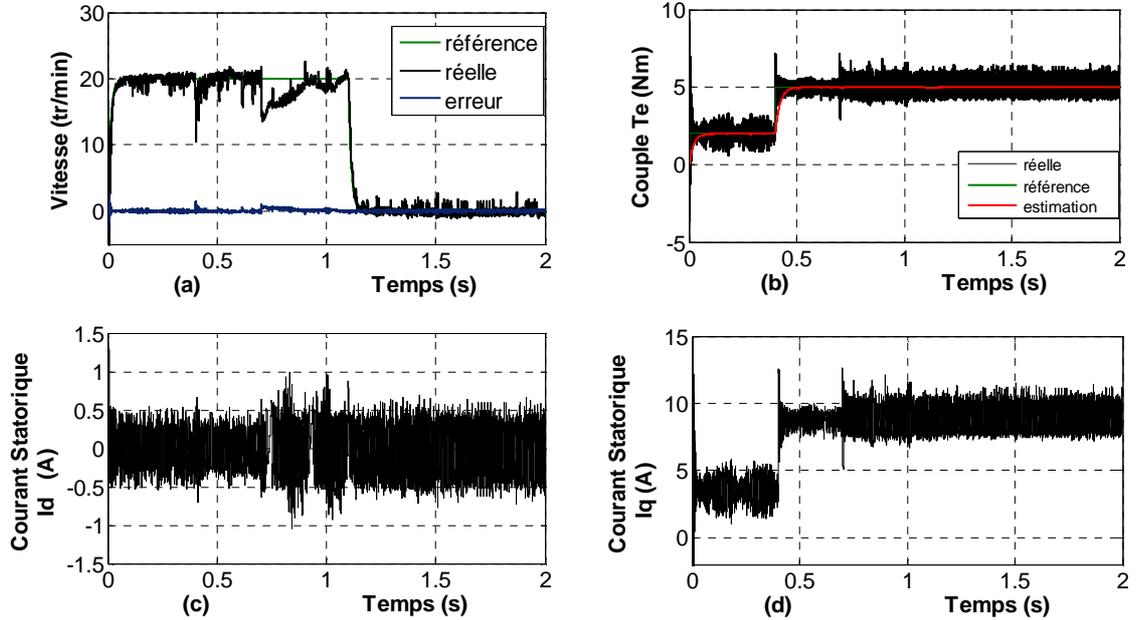


Fig. (III-23): Performances de la commande plate utilisant un régulateur PI: a) Vitesse ;b) Couple  $T_e$  ;c) Courant  $I_d$  ;d) Courant  $I_q$  (faible vitesse).

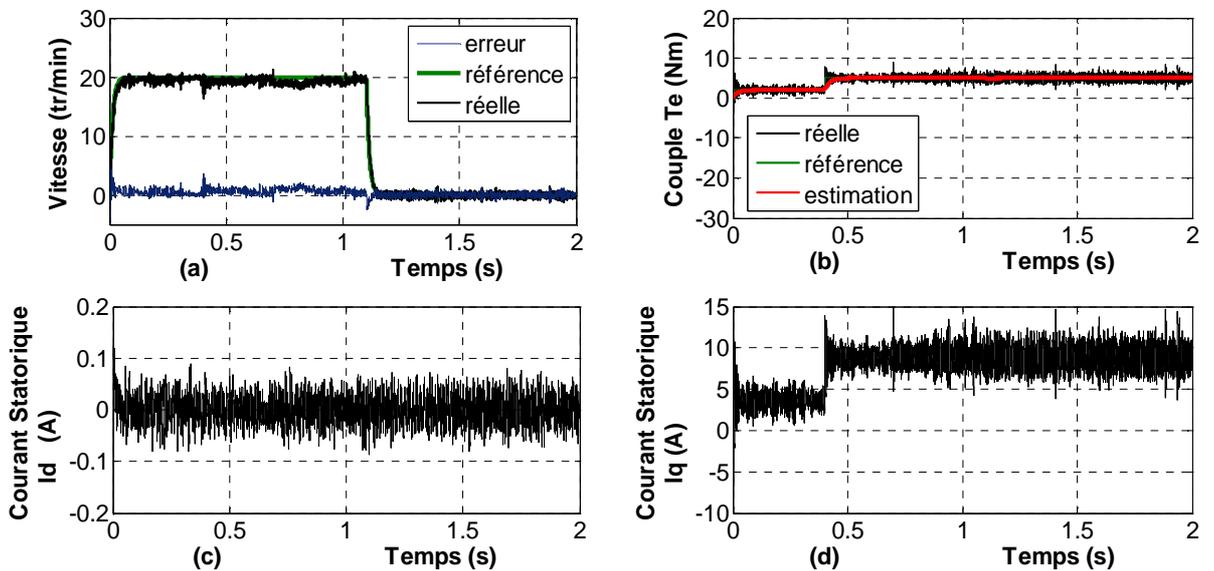


Fig. (III-24): Performances de la commande plate utilisant un régulateur LPV: a) Vitesse ;b) Couple  $T_e$  ;c) Courant  $I_d$  ;d) Courant  $I_q$  (faible vitesse).

### III.7 Etude Comparative entre les Différent Lois de Commande

Dans cette partie, nous présentons une analyse comparative des différentes commandes utilisées (commande scalaire “CS”, commande vectorielle par PI “CV\_PI”, commande par linéarisation entrée sortie “CV\_ES”, commande non linéaire basée sur la théorie de Lyapunov “CNL”, commande mode glissant d’ordre un “CMG\_01”, Commande mode glissant d’ordre deux utilisant l’algorithme de super twisting “CMG\_02”, et commande plate “CP\_PI, LPV”) pour l’asservissement de vitesse dans les mêmes condition de fonctionnement (référence, couple de charge,... ) à faible vitesse et dans les mêmes conditions de simulation numérique.

On s’intéresse à la rapidité des réponses, ainsi qu’à la précision et la robustesse vis à vis des variations paramétriques de la machine.

La figure (III-26a) a donné l’allure de la réponse en vitesse alors que la figure (III-26b) montre plus en détail son allure en régime permanent en présence de la charge et de la variation paramétrique. Ces deux figures nous permettent de tirer le temps de réponse à 95% relatif à chaque loi de commande  $t_{r,95\%}$ , le temps d’établissement de la vitesse  $t_e$ , l’erreur de vitesse  $\Delta\Omega$  ainsi que la chute relatif suite à l’application d’un couple de charge  $\left(\frac{\Delta\Omega}{\Omega}\right)_{T_L}$  et à la variation paramétrique  $\left(\frac{\Delta\Omega}{\Omega}\right)$ .

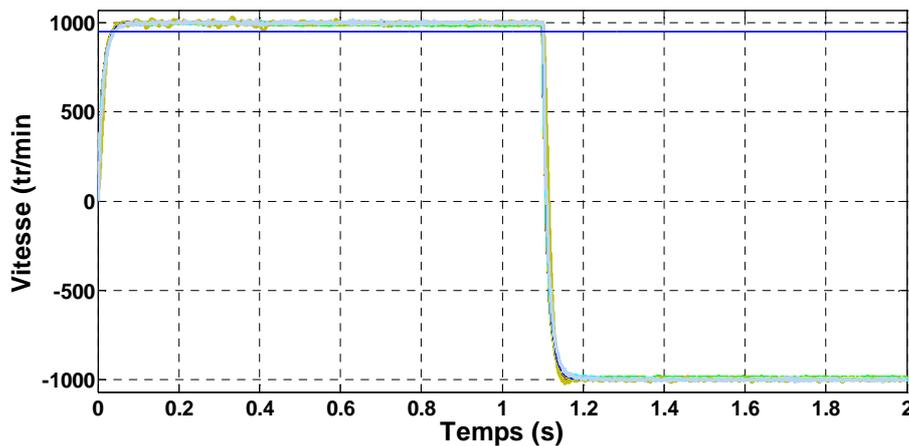


Fig. (III-26a): réponse en vitesse des lois de commande.

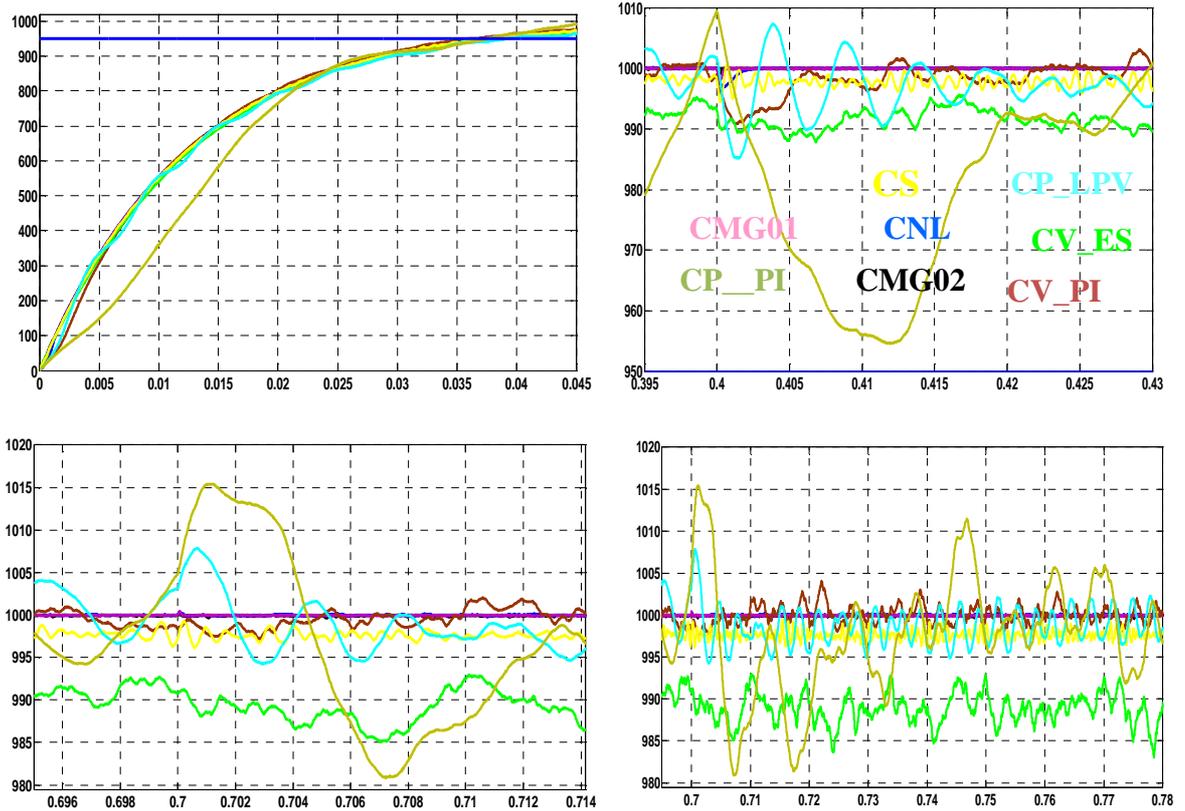


Fig. (III-26b): Zoom effectué sur la réponse en vitesse.

Nous exposons, dans le tableau suivant, les principaux résultats de ces figures.

Lois de commande	$t_{r95\%}$ (ms)	$t_e$ (ms)	$\Delta\Omega$ (rad)	$\left(\frac{\Delta\Omega}{\Omega}\right)_{T_L}$ (%)	$\left(\frac{\Delta\Omega}{\Omega}\right)_{R_s, L_d, L_q}$ (%)
CS	38.1	--	2	0.5	--
CV_PI	37.4	6.5	$\Omega_{ré}$ oscillant autour de $\Omega_{réf}$	0.9	--
CV_ES	38.1	--	5	--	--
CNL	36.7	20	0.015	0.3	0.032
CMG_01	37.2	0.5	0.015	0.18	0.045
CMG_02	37.3	0.4	0.015	0.115	0.035
CP_PI	37.1	30	$\Omega_{ré}$ oscillant autour de $\Omega_{réf}$	4	1.54
CP_LPV	38.3	3	$\Omega_{ré}$ oscillant autour de $\Omega_{réf}$	1.5	0.8

Tableau (III-1) Tableau récapitulatif des principaux résultats des lois de commande étudiés.

À partir du tableau (III-1), nous résumons, de façon non exhaustive, les performances de ces stratégies dans le tableau (III.2). Les notations dans le tableau ont la signification suivante : "++" signifie excellente, "+" signifie satisfaisante, "-" signifie peu satisfaisante et "--" signifie non satisfaisante.

<b>Lois de commande</b>	<b>Réponse transitoire</b>	<b>Suivi de référence</b>	<b>Rejet de perturbation</b>	<b>Robustesse aux variations paramétriques</b>	<b>Robustesse aux basses vitesses</b>
CS	-	-	+	+	--
CV_PI	+	-	+	+	-
CV_ES	+	+	-	--	-
CNL	+	+	+	++	++
CMG_01	++	+	+	++	++
CMG_02	++	++	+	++	++
CP_PI	+	+	+	++	+
CP_LPV	+	++	+	++	+

Tableau (III-2) : Comparaison entre les lois de commande étudiée.

### **III.8 Conclusion**

Dans ce chapitre, une méthode non linéaire appelée commande basée sur la platitude été appliquée au MSAP alimenté par un convertisseur de tension. Il a été montré que le modèle global du système est plat en considérant les sorties plates en terme de la vitesse et du courant direct. L'étude théorique de FBC a été discutée. À partir d'un simulateur réalisé sous Matlab®/Simulink, nous avons généré les trajectoires de références des variables du système (commande des références) en fonction des trajectoires de références des différentes sorties plates et de leurs dérivées successives.

La modélisation sous forme LPV/polytopiques et la synthèse de régulateur LPV sont finalement effectuées dans la dernière partie de ce chapitre pour augmenter la robustesse de la commande plate.

Les résultats de simulation montrent bien les bonnes performances obtenues tant du point de vue de la stabilité que de la robustesse aux variations paramétriques.

Le régulateur LPV associé au modèle LPV obtenu est déterminé en utilisant les outils de synthèse LPV basés sur l'approche polytopiques, l'application de cette stratégie de commande au moteur synchrone à aimants permanents a rendu le système bouclé plus robuste par rapport aux incertitudes paramétriques et a permis de rejeter toute perturbation externe.

### **III.9 References**

- [1]. M. Fliess, J. Levine, J.Martin, P. Rouchon, “On differentially flat nonlinear systems,” Press Oxford Pregamon, pp. 408–412, June 1992.
- [2]. L.A. Zadeh, “On the stability of linear varying-parameter systems,” *J. Appl. Phys.*, vol. 22, pp. 402-405, 1951.
- [3]. G. Salloum, “Contribution à la commande robuste aux de la machine asynchrone a double alimentation,” Thèse de doctorat, Institut national Polytechnique de Toulouse, France, 2007.
- [4]. R. Errouissi, “contribution à la commande prédictive non linéaire d’une machine synchrone à aimants permanents,” Thèse de doctorat, Université QUEBEC à CHICOUTIMI, juin 2010
- [5]. F. Cazaukang, “Commande robuste des systèmes plats application à la commande d'une machine synchrone,” Thèse de doctorat, Bordeaux I France, 1997.
- [6]. L. Lavigne. Outils d'analyse et de synthèse des lois de commande robuste des systèmes dynamique plats, ” Thèse de doctorat, Université Bordeaux I., 2003.
- [7]. V. Hagenmeyer, “poursuite de trajectoire par commande non linéaires robuste fondée sur la platitude différentielle,” Thèse de doctorat, Université Paris XI - Supélec, 2002.
- [8]. M. Zerar, “Contribution à la caractérisation LPV d'une class de systèmes non linéaires pour la synthèse de lois de poursuite robuste \_application à un système spatial\_,” Thèse de doctorat, Bordeaux I France, 2006.
- [9]. J. M. Biannic, “ Commande robuste des systèmes à paramètres variables,”. Thèse de doctorat, Ecole Nationale Supérieure de l’Aéronautique et de l’Espace, SUPAERO, France, Octobre 1996.
- [10]. M. Fliess, J. Levine, J.Martin, P. Rouchon, “On differentially flat nonlinear systems,” Press Oxford Pregamon, pp. 408–412, June 1992.
- [11]. E. Delaleau, M. Aleksandar, “flatness-based hierarchical control of the PM synchronous motor,” *Proceeding of American control conference*, July 2004.
- [12]. L. Gasc, “conception d’un actionneur à aimants permanents à faibles ondulations de couple pour assistance de direction automobile approches par la structure et par la commande,” Thèse de doctorat, Toulouse France, 2004.
- [13]. E. Delaleau, and J. Rudolf, “Control of flat systems by quasi-static feedback of generalized states,” *International journal of control*, 71, pp. 745-765, 1998.

- [14]. P. Apkarian, P. Gahinet, and G. Becker, “Self-scheduled  $H_\infty$  control of linear parameter-varying systems: A design example,” *Automatica*, vol. 31, pp. 1251-1261, 1995.
- [15]. D. Robert, “contribution a l’interaction Commande/ordonnancement,” Thèse de doctorat, Institut national Polytechnique de Grenoble France, 2007.
- [16]. M.S. Grenaille, “Synthèse de filtres de diagnostic pour les systèmes modélisés sous forme LPV,” Thèse de doctorat, Université BORDEAUX I, France, 2008.
- [17]. M. Rodrigues, “Diagnostic et commande active tolérante aux défauts appliqués aux systèmes décrits par des multi-modèles linéaires,” Thèse de doctorat, université Henri Poincaré, Nancy I, France, 2005.
- [18]. Mcfarlane, D. Glover, “A loop shaping design procedure using  $H_\infty$  synthesis,” *IEEE Trans. Aut. Contr.* Vol 37, pp. 749–769, 1992.
- [19]. P. Gahinet, A. Nemirovskii, A.J. Laub, M. Chilali, “The LMI Control Toolbox for use with Matlab,” *The Mathworks Inc.*, 1995.
- [20]. P. Gahinet and P. Apkarian, “A linear matrix inequality approach to  $H_\infty$  control,” *Int. J. Robust and Nonlinear Control*, vol. 4, pp. 421- 448, 1994.
- [21]. P. Apkarian and R. Adams, “Advanced gain-scheduling techniques for uncertain systems,” *IEEE Trans. Control Systems Technology*, vol. 6(1), pp. 21-32, 1998.
- [22]. M. Bodson, J. Chiason, and R. Novotnak, “High performance induction motor control via input output linearization,” *IEEE. Cont. Syst Mag.*, Vol, 14, pp. 25–33, 1994.
- [23]. H. Khalil, “Nonlinear systems” Prentice–Hall, 2ed edition, Printed in USA, 1996.
- [24]. J.J. Carroll, D.M. Dawson, “Tracking control of permanent magnet brushless dc motors using partial state feedback,” in 2nd IEEE conf. Contr, application .pp. 147–152, Sep 1993.
- [25]. V. Hagenmeyer “Robust nonlinear tracking control based on differential flatness,” ser. Fortschritt-Berichte VDI: Reihe 8, MeB-, Steuerungs- und Regelungstechnik. Dusseldorf: VDI-Verlag, 2003.
- [26]. F.D. Bianchi, R.J.Mantz, and C.F.Christiansen, “Gain scheduling control of variable-speed wind energy conversion systems using quasi-LPV models,” *Control Engineering Practice*, vol. 13(2), pp. 247-255, 2005.
- [27]. I. Jaimoukha, H. El-Zobaidi, D. Limebeer, and N. Shah, “Controller reduction for linear parameter-varying systems with a priori bounds,” *Automatica*, vol. 41, pp. 273-279, 2005.

- [28]. M. Fliess., R. Marquez, “Continuous-time linear predictive control and flatness: a module-theoretical setting with examples,” *Int. J. Contr.* 73, pp., 606–623, 2000.
- [29]. M. Fliess, J. Levine, P. Martn, P. Rouchon, “A Lie-Bcklund approach to equivalence and flatness,” *IEEE Trans. Aut. Contr.* 44, pp., 922–937, 1999.
- [30]. M. Fliess, J. Levine, P. Martin, P. Rouchon, “Flatness and defect of nonlinear systems: introductory theory and examples,” *Int. J. Contr.* 61, 1327–1361, 1995.
- [31]. Sira-Ramirez, H., Agrawal, S.K, “Differentially Flat Systems,” Marcel Dekker, NewYork 2004.
- [32]. M. Fliess, “Generalized controller canonical forms for linear and nonlinear dynamics,” *IEEE Trans. Aut. Contr.* 35, pp., 994–1001, 1990.
- [33]. E. Delaleau, “Control of flat systems by quasi-static feedback of generalised states,” *Int. J. Contr.* 71, pp., 745–765, 1998.
- [34]. M. Fliess. J. Levine and P. Rouchon, “Flatness and defect of nonlinear systems: introductory theory and examples,” *International Journal of Control*, Vol. 61 no. 6 pp. 1237–1361, June 1995.-17.
- [35]. B. Grcar, P. Cafuta and M, Znidaric, “Nonlinear control of synchronous servo drive,” in *IEE Conf. Control*, Coventry, U.K, pp. 1198–1203, March 1994.
- [36]. G. Sturtzer, E. Smigiel, “Modélisation et commande des moteurs triphasés,” Edition Ellipes. 2000.
- [37]. M. Bodson, and J. Chiasson, “Differential-Geometric Methods,” *International Journal Robust and Nonlinear Control*, pp. 923–954, 1998.
- [38]. E. Prempain, I. Postlethwaite, and A. Benchaib, "Linear parameter variant à control design for an induction motor," *Control Engineering Practice*, vol. 10, pp. 633-644, 2002.
- [39]. C. Wang, and G. Weiss, “Self-scheduled LPV control of a wind driven doubly-fed induction generator,” *IEEE Conference on Decision and control*, pp. 1246–1251, 2006.
- [40]. M. Machmoum, M. Cherkaouim, F. M. Sargos, A. Rezzoug, “Modeling of a doubly-Fed asynchronous machines application to a voltage supply ” *New Trends*, R. Le Doeuf and J. Robert (eds) Elsevier science publishers B.V © FMACS, 1991, pp. 71-76.
- [41]. D. Alazard, C. Cumer, P. Apkaran, M. Gauvrit, G. Ferreres, “Robustesse et commande optimale ” Cépaduès éditions, I.S.B.N. :2.85428.516.6, 1999.

## **Chapitre Quatre:**

### **Commande Sans Capteur de vitesse da la MSAP**

#### **IV. 1 Introduction**

Dans les variateurs de vitesse par moteur synchrone, la boucle de commande de la vitesse est basée sur la connaissance et la mesure de cette dernière. Elle est fournie par un capteur. Cependant, ces capteurs occupent une place dans l'installation de la structure de commande et génèrent des difficultés liées à leur montage (montage sur bride des codeurs à en haut d'arbre et le montage en porte à faux des codeurs à arbre creux). De plus, Ils sont sensibles également aux vibrations de l'arbre et leurs signaux sont soumis aux perturbations électromagnétiques [1]. Ces capteurs mécaniques augmentent la complexité et diminuent la fiabilité du système d'entraînement.

Au cours des dernières années, les commandes sans capteurs mécaniques ont reçu une grande attention. L'idée de base pour l'entraînement sans capteur est d'estimer la vitesse du moteur et la position par les quantités de terminaux de stator mesurée.

Les techniques d'estimation souvent utilisées pour les machines synchrone à aimants permanents peuvent être classées comme suit :

- Estimation du flux par le modèle de tension;
- Estimateurs basé sur un système adaptatif à modèle de référence (MRAS) ;
- Filtre de Kalman étendu (FKE);
- Estimation de flux utilisant d'autres théories de contrôle avancé comme réseau de neurones, logique floue ;
- Détection de saillance basé sur l'injection du signal de porteuse haute fréquence ;
- Observateur mode glissant.
- Etc....

L'estimation du flux par le modèle de tension utilise des informations sur la tension et le courant fournies par des capteurs pour estimer la force contre-électromotrice produite par les aimants permanents et ensuite déduire le flux rotorique [2,3]. La tension composée ou de phase peut être déduite soit à partir des transducteurs de tension ou calculés avec les fonctions de commutation et les informations de tension de bus continu.

La commande sans capteur basée sur un système adaptatif de référence (MRAS) est également attrayante pour de nombreuses applications. En général, un observateur MRAS se

compose de trois blocs principaux: le modèle de référence qui ne contient pas la variable à estimer, le modèle ajustable qui contient la variable à estimer et le mécanisme d'adaptation. En règle générale, deux variables calculées à partir du modèle de référence et le modèle à réglage sont comparées l'une à l'autre et l'erreur est utilisée pour entraîner le mécanisme d'adaptation pour déterminer la vitesse de rotation de la machine.

Dans [4,5], l'erreur entre deux estimateurs de la f.c.é.m. de la MSAP est utilisée pour entraîner un mécanisme d'adaptation pour calculer la vitesse de la machine. Cependant, cette méthode échoue lorsque la f.c.é.m. est très faible et lorsque la vitesse passe en dessous d'un certain seuil. De plus, cette méthode s'appuie fortement sur la précision du modèle de référence qui contient les paramètres de la machine. Par conséquent, cette dernière souffre également de la connaissance inexacte des paramètres de la machine.

Le filtre de Kalman étendu est un estimateur optimal au sens des moindres carrés pour estimer la vitesse de la machine à l'aide des tensions et des courants mesurés [6,7]. L'estimation de la vitesse basée sur filtre de Kalman étendu nécessite des microprocesseurs très puissants pour effectuer le calcul compliqué. Le modèle de la machine utilisée est décrit dans un référentiel stationnaire et dépend fortement des paramètres de la machine. En outre, la position du rotor initial n'est pas disponible. En raison de ces faits, l'estimation de la vitesse basée sur la technique du filtre de Kalman étendu n'est pas vraiment favorisée par de nombreux chercheurs.

L'observation utilisant un observateur mode glissant est une autre méthode très intéressante pour identifier la position du rotor en raison de sa faible sensibilité à la variation des paramètres de la machine et une bonne immunité aux perturbations des charges [8,9]. L'observateur mode glissant observe les courants du stator et compare les courants estimés aux courants statorique mesurés. Quand la trajectoire de l'erreur d'estimation des F.c.e.m atteint la surface de glissement, les courants estimés du stator convergent vers les courants mesurés du stator. L'inconvénient de la commande sans capteur basé sur un observateur mode glissant est que l'estimation de la f.c.é.m. n'est pas précise à basse vitesse ou même à la vitesse zéro due au fait que l'estimation de la position du rotor est inexacte.

Dans ce chapitre les observateurs mode glissant d'ordre deux sont utilisés pour l'estimation de la vitesse du rotor. Ces observateurs sont développées et utilisées dans [10] et [11] et les derniers tutoriels par [12] et [13].

Ils sont largement utilisés en raison de leurs caractéristiques intéressantes:

- Insensibilité (plus de robustesse) par rapport aux entrées inconnues ;
- Convergence en temps fini.

Dans [14] - [15] des différentiateurs exacts robustes ont été conçus pour garantir une convergence en temps fini pour estimer les valeurs réelles de dérivés de la surface de glissement, comme lors de l'application de l'algorithme de super-twisting [16]. De nouvelles générations d'observateurs basés sur les modes glissants d'ordre supérieur sont récemment développés dans [17] - [18] - [19] et [20]. Ces observateurs:

- Fournissent une convergence vers les valeurs exactes des variables d'états ;
- Permettent l'identification exacte des entrées inconnues sans filtration.

La structure de la commande sans capteur mis en œuvre dans notre cas est basée sur l'observateur du mode de glissement de second ordre en utilisant uniquement la mesure des courants de moteur pour l'estimation en ligne la vitesse du rotor [21].

Ce chapitre est dédié à l'élaboration d'un observateur mode glissant d'ordre deux (algorithme super twisting) pour la commande sans capteur mécanique de la MSAP ensuite une étude de comparaison entre l'observateur de type Kalman et de l'observateur par modes glissants est menée.

## IV. 2 Observateurs

Un observateur est un système dynamique qui reconstruit l'état du système à partir des entrées et des sorties mesurées. Les entrées d'un observateur sont donc les entrées et les sorties du système original et la sortie d'un observateur est l'état estimé (figure (IV-1)).

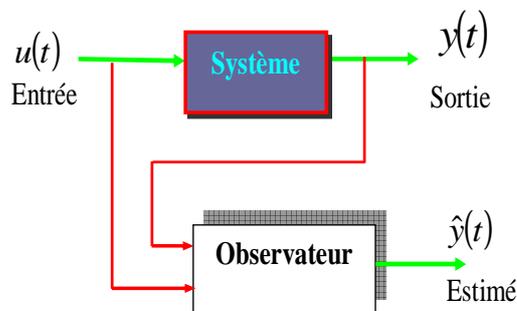


Fig. (IV-1) : Ensemble système\_ observateur.

Dans ce qui suit, nous nous intéressons particulièrement au filtre de Kalman Étendu (EKF), et à l'approche d'estimation par des observateurs à structure variable.

### IV.2.1 Filtre de Kalman

Le filtre de *Kalman* est un observateur d'état qui repose sur un certain nombre d'hypothèses notamment la présence de bruits. Ce type de filtre a souvent été employé dans le

cas de la machine à induction pour l'estimation du flux, de la vitesse ou des paramètres rotorique [22].

En outre, il s'est aussi avéré efficace dans l'estimation en ligne de la position et de la vitesse de la machine synchrone à aimants permanents [23].

Le principe de base du filtre de *Kalman* est la minimisation, de la variance de l'erreur de mesure d'estimation basée sur l'état. Dans le cas où le système est perturbé par du bruit, il est possible de chercher une matrice de gain de correction de l'observateur qui minimise la variance de l'erreur de reconstruction en utilisant l'algorithme du filtre de *Kalman* [24].

Les étapes utilisées pour l'estimation du vecteur d'état sont les suivantes [25-27] :

- sélection du modèle du système.
- discrétisation du modèle du système.
- détermination des matrices de covariances des bruits Q, R et d'état P.
- Implantation de l'algorithme du filtre de *Kalman*.

#### IV.2.1.1 Modèle stochastique

Le choix du modèle Park lié au stator en vue de l'estimation des variables d'états de la machine synchrone à aimants permanents a été effectué au paragraphe (I.2) du premier chapitre.

Les différents signaux intervenant dans le modèle continu (I.4) sont donc échantillonnés à la période T [1], [28].

On pose alors :

$$\begin{aligned} X_k &= X(kT) \\ U_k &= U(kT) \\ Y_k &= Y(kT) \end{aligned} \tag{IV-1}$$

Avec :

$$X_k = [I_d \quad I_q \quad \Omega]^T \tag{IV-2}$$

$$V_s = U_k = [U_{dsk} \quad U_{qsk}]^T \tag{IV-3}$$

Le modèle discret de la machine synchrone se déduit du modèle continu de l'équation (I.5).

$$\begin{cases} X_{k+1} = A_k X_k + B_k U_k \\ Y_k = C X_k \end{cases} \tag{IV-4}$$

$$\begin{aligned} A_k &= \exp[AT] \approx I + AT \\ B_k &\approx BT \\ C_k &= C \end{aligned} \tag{IV-5}$$

$I$  : Matrice identité d ordre 3.

Ils ont ressort les matrices suivantes :

$$A_k = \begin{bmatrix} 1+T_s a_{11} & T_s a_{12} x_3 & T_s a_{12} \\ T_s a_{22} x_3 & 1+T_s a_{21} & T_s (a_{23} + a_{22} x_1) \\ a_{31} T_s x_2 & T_s (a_{31} x_1 + a_{32}) & 1+T_s a_{33} \end{bmatrix} \quad (IV-6)$$

Avec :

$$B_k = \begin{bmatrix} T_s \lambda_d & 0 \\ 0 & T_s \lambda_q \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (IV-7)$$

Avec  $a_{11}, a_{12}, a_{21}, a_{22}, a_{31}, a_{32}$  et  $a_{33}$  définis dans le paragraphe (I.2).

On introduit dans l'équation d'état du modèle un vecteur de perturbation  $W_k$  (bruit d'état) et un vecteur de bruit de mesure  $V_k$  le système s'écrit de la façon suivante :

$$\begin{cases} X_{k+1} = A_k X_k + B_k U_k + W_k \\ Y_k = C X_k + V_k \end{cases} \quad (IV-8)$$

Avec :

$W_k = W(kT)$  : Bruits d'entrées (ou d'état)

$V_k = V(kT)$  : Bruits de sortie

$W_k$  et  $V_k$  caractérisées par les moyennes statistiques suivantes :

$$\begin{aligned} E\{W_k\} &= 0 \\ E\{V_k\} &= 0 \end{aligned} \quad (IV-9)$$

Leur covariance s'exprimant par :

$$\begin{aligned} E\{W_k W_j^T\} &= Q \cdot \delta_{kj} \\ E\{V_k V_j^T\} &= R \cdot \delta_{kj} \end{aligned} \quad \text{Où } k, j \in N \text{ et } \delta_{ij} \text{ est le symbole de Kronecker.} \quad (IV-10)$$

Tel que :

$$\delta_{ij} = \begin{cases} 1 & \text{si } i = k \\ 0 & \text{si } i \neq k \end{cases} \quad (IV-11)$$

L'état initial  $x_0$  est une variable aléatoire d'espérance  $x_{0/0} = E(x_0)$ , de matrice de covariance  $P_{0/0}$  connue, indépendante des bruits d'état et de mesure.

Où  $Q, R, P_0$  sont des matrices symétriques définies positives.

### IV.2.1.2 Filtre de Kalman standard

L'algorithme de filtre de *Kalman*, peut être présenté en deux étapes à savoir :

**- Prédiction**

$$\begin{cases} \hat{X}_{k+1/k} = A_k \hat{X}_{k/k} + B_k U_k \\ \hat{P}_{k+1/k} = A_k \hat{P}_{k/k} A_k^T + Q \end{cases} \quad (IV-12)$$

**- Correction**

$$\begin{aligned} K_{k+1} &= \hat{P}_{k+1/k} C^T [C \hat{P}_{k+1/k} C^T + R]^{-1} \\ \hat{P}_{k+1/k+1} &= (I - K_{k+1} C) \hat{P}_{k+1/k} \\ \hat{X}_{k+1/k+1} &= A_k \hat{X}_{k/k} + B_k U_k \end{aligned} \quad (IV-13)$$

La figure (IV-2) représente le schéma général du filtre de *kalman* standard discret:

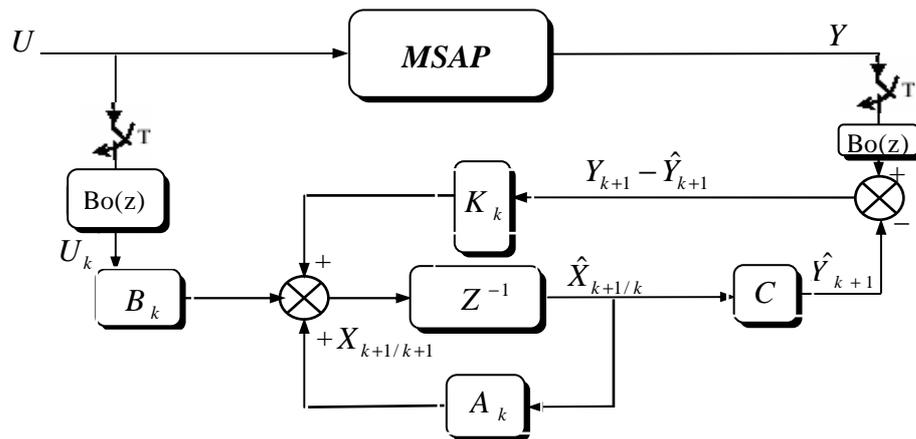


Fig. (IV-2): Schéma général du filtre de Kalman discret.

### IV.2.1.3 Détermination des covariances de bruit et mesure Q R

Puisque la matrice de gain est prédéterminée par l'algorithme du filtre, les réglages s'opèrent alors uniquement sur les matrices de covariance  $Q$  et  $R$  du filtre. Cependant, ces ajustements peuvent conduire à un écart par rapport au réglage optimum surtout dans le cas du filtre étendu [29]. Les matrices  $Q$  et  $R$  sont le plus souvent choisies diagonales. Plus un élément de la matrice  $Q$  sera grand et plus le filtre modifiera rapidement l'estimation de l'élément correspondant en fonction des résultats des mesures. Au contraire, plus un élément de la matrice  $R$  est grand et moins le filtre tiendra compte du résultat de la mesure correspondante.

#### IV.2.1.4 Filtre de Kalman étendu

Le filtre de *Kalman* étendu réalise une estimation de l'état d'un processus non linéaire. Il permet notamment d'ajouter au vecteur d'état une autre variable que l'on désire estimer, il faut alors effectuer une linéarisation du système à chaque pas autour du point de fonctionnement défini au pas précédent [30], [31].

La figure (IV-3) représente la structure globale de filtre de *Kalman* étendu.

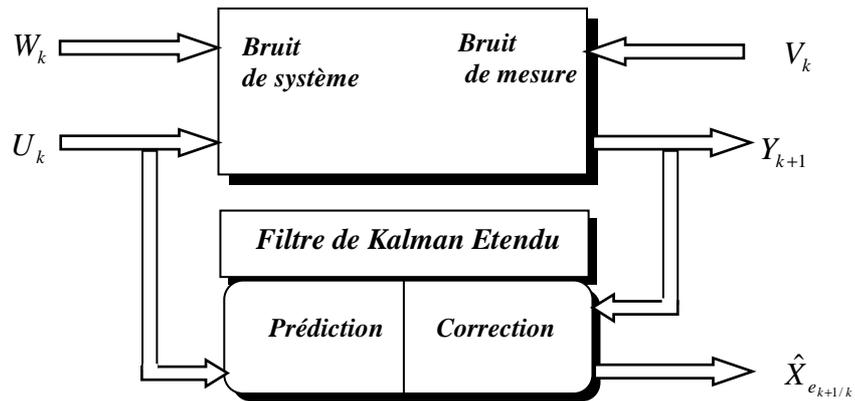


Fig. (IV-3) : La Structure globale du

Soit le modèle non linéaire suivant :

$$\begin{cases} X_{e_{k+1}} = f(X_{e_k}, U_k) + W_{ek} \\ Y_k = h(X_{e_k}) + V_k \end{cases} \quad (IV-14)$$

Avec :

$$X_{e_k} = [X_k \quad \theta_k] \quad (IV-15)$$

Ou :

$X_k$  : le vecteur des états à estimer.

$\theta_k$  : le vecteur des paramètres à estimer.

Sachant que :

$$\begin{aligned} E\{W_{Xk} W_{Xi}^T\} &= Q_X \\ E\{W_{\theta k} W_{\theta i}^T\} &= Q_\theta \end{aligned} \quad (IV-16)$$

Avec :

$Q_X$  : matrice de covariance des états.

$Q_\theta$  : matrice de covariance des paramètres.

En supposant que les variations des paramètres et des états sont indépendantes, il résulte que la matrice  $Q_\theta$  est diagonale et on définit :

$$Q = \begin{bmatrix} Q_x & 0 \\ 0 & Q_\theta \end{bmatrix} \quad (IV-17)$$

On distingue deux étapes principales pour la réalisation de l'algorithme du filtre de *kalman* étendu [27], [33] :

1. Phase de prédiction : Prédiction du vecteur d'état étendu.

$$\hat{X}_{e_{k+1/k}} = f(X_{e_{k/k}}, U_k) \quad (IV-18)$$

Prédiction de la matrice de covariance

$$\hat{P}_{k+1/k} = F_k \hat{P}_{k/k} F_k^T + Q \quad (IV-19)$$

Avec :

$$F_k = \left. \frac{\partial f(X_{e_k}, U_k)}{\partial X_{e_k}} \right|_{X_{e_k} = \hat{X}_{e_{k/k}}} \quad (IV-20)$$

2. Phase de correction : Calcul du gain de *kalman*.

$$K_{k+1} = \hat{P}_{k+1/k} H_k^T [H_k \hat{P}_{k+1/k} H_k^T + R]^{-1} \quad (IV-21)$$

Avec :

$$H_k = \left. \frac{\partial h(X_{e_k})}{\partial X_{e_k}} \right|_{X_{e_k} = \hat{X}_{e_{k/k}}} \quad (IV-22)$$

Estimation du vecteur d'état étendu

$$\hat{X}_{e_{k+1/k+1}} = \hat{X}_{e_{k+1/k}} + K_{k+1} (Y_{k+1} - H_k \hat{X}_{e_{k+1/k}}) \quad (IV-23)$$

Estimation de la matrice de covariance

$$\hat{P}_{k+1/k+1} = \hat{P}_{k+1/k} - K_{k+1} H_k \hat{P}_{k+1/k} \quad (IV-24)$$

## IV.2.2 Application du filtre de Kalman à l'estimation de la vitesse de rotation

On considère le modèle dynamique non linéaire de la machine synchrone à aimants permanents dans le repère tournant *dq* suivant :

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{ds} \\ \dot{i}_{qs} \\ \dot{\Omega} \\ \dot{\theta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11}x_1 + a_{12}x_2x_3 \\ a_{21}x_2 + a_{22}x_1x_3 + a_{23}x_3 \\ a_{31}x_1x_2 + a_{32}x_2 + a_{33}x_3 \\ x_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \lambda_d & 0 & 0 \\ 0 & \lambda_q & 0 \\ 0 & 0 & a_{34} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ T_L \end{bmatrix} \quad (IV-25)$$

Où  $x$  le vecteur d'état,  $v$  le vecteur d'entrée,  $y$  le vecteur de sortie définit comme suit.

$$x_{dq} = \begin{bmatrix} \dot{i}_{ds} \\ \dot{i}_{qs} \\ \dot{\Omega} \\ \dot{\theta} \end{bmatrix}, \quad v = \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ T_L \end{bmatrix}, \quad y = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \Omega \end{bmatrix}. \quad (IV-26)$$

Dans le modèle (IV.25), le couple de charge  $T_L$  est considéré comme une perturbation qu'il est nécessaire d'estimer dans le cadre de la commande plate. Le vecteur d'état  $x$  est étendu en introduisant le couple de charge  $T_L$  comme variable d'état. Nous supposons que le couple de la charge et sa dérivée temporelle sont bornés. L'équation différentielle correspondante est comme suit :

$$\frac{dT_L}{dt} < T_L$$

En particulier, ici  $\dot{T}_L = 0$  .

Le modèle dynamique d'état non linéaire étendu de la MSAP dans le repère tournant est :

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{ds} \\ \dot{i}_{qs} \\ \dot{\Omega} \\ \dot{\theta} \\ \dot{T}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11}x_1 + a_{12}x_2x_3 \\ a_{21}x_2 + a_{22}x_1x_3 + a_{23}x_3 \\ a_{31}x_1x_2 + a_{32}x_2 + a_{33}x_3 + a_{34}x_5 \\ x_3 \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \lambda_d & 0 \\ 0 & \lambda_q \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} \quad (IV-27)$$

$$f(X, U) = \begin{bmatrix} a_{11}x_1 + a_{12}x_2x_3 + \lambda_d v_d \\ a_{21}x_2 + a_{22}x_1x_3 + a_{23}x_3 + \lambda_q v_q \\ a_{31}x_1x_2 + a_{32}x_2 + a_{33}x_3 + a_{34}x_5 \\ x_3 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (IV-28)$$

Pour l'application du filtre de Kalman, il est impératif d'utiliser les matrices de linéarisation  $F_k$  et  $H_k$  décrites dans (IV.20) et (IV.22) et qui sont respectivement fournies par :

$$F_k = \begin{bmatrix} 1 + T_s a_{11} & T_s a_{12} x_3 & T_s a_{12} x_2 & T_s \frac{v_d}{L_d} & 0 \\ T_s a_{22} x_3 & 1 + T_s a_{21} & T_s (a_{23} + a_{22} x_1) & T_s \frac{v_q}{L_q} & 0 \\ a_{31} T_s x_2 & T_s (a_{31} x_1 + a_{32}) & 1 + T_s a_{33} & 0 & a_{34} \\ 0 & 0 & T_s & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$H_k = \frac{\partial h(X_{e_k})}{\partial X_{e_k}} \Big|_{X_{e_k} = \hat{X}_{e_k/k}} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (IV-29)$$

### IV.2.3 Simulation

Le FKE présente un algorithme très complexe. Il est très difficile d'implanter toutes ses opérations en utilisant seulement *Simulink*. Ce filtre est implanté comme une *s-function* [32], [33] et inséré dans le schéma de simulation global du système d'entraînement de la MSAP illustré par la figure (IV-4).

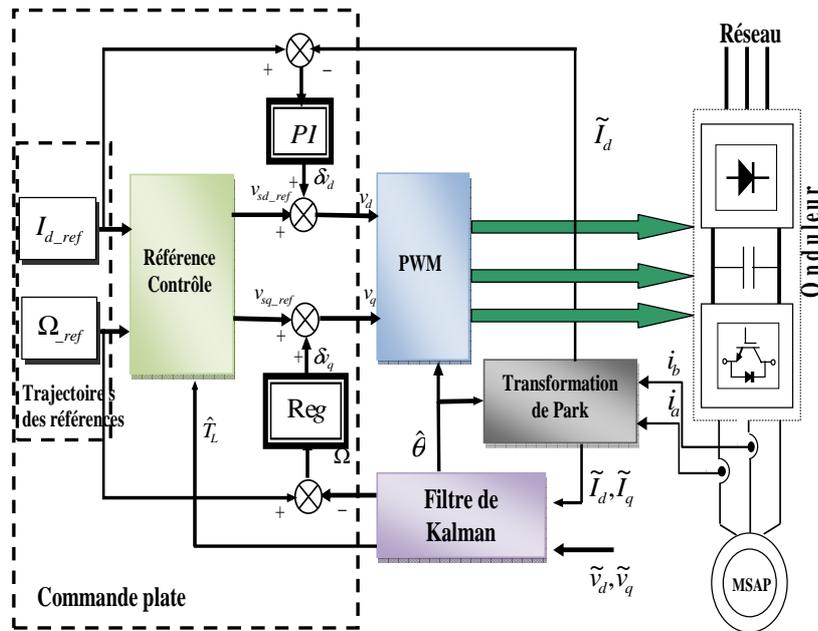


Fig. (IV-4): La commande plate sans capteur de vitesse basée sur filtre de Kalman.

Dans cette section, nous illustrons les performances de la commande sans capteur mécanique base sur un filtre de Kalman.

Les références d'étape typiques de la vitesse et le couple de charge sont donnés respectivement dans les Figures (IV-5a) et (IV-5b). Le courant direct  $I_d$  est contraint à zéro.

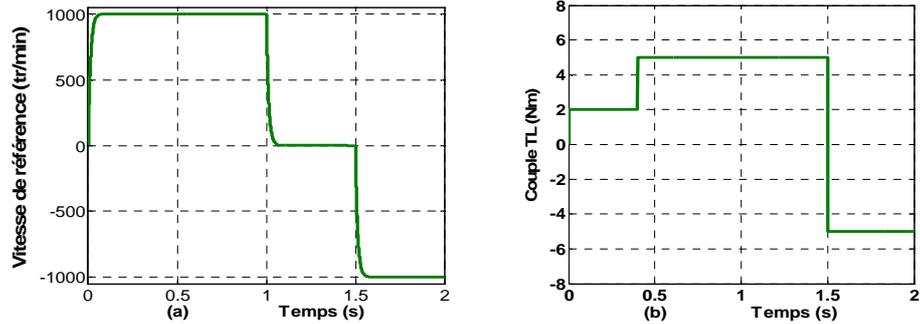


Fig. IV-5 trajectoires de référence pour la vitesse et le couple de charge.

Afin d'évaluer les performances de l'algorithme d'estimation par le filtre de Kalman étendu et par conséquent les performances du système d'entraînement global, nous avons soumis notre système à divers tests de simulation, pour une commande plate en vitesse.

La figure (IV.6) montre les résultats de simulation obtenus. On remarque que la vitesse estimée suit parfaitement sa référence sans dépassement. On note aussi que les résultats d'estimation sont très satisfaisants et le FKE reste stable même lors de l'application de la charge.

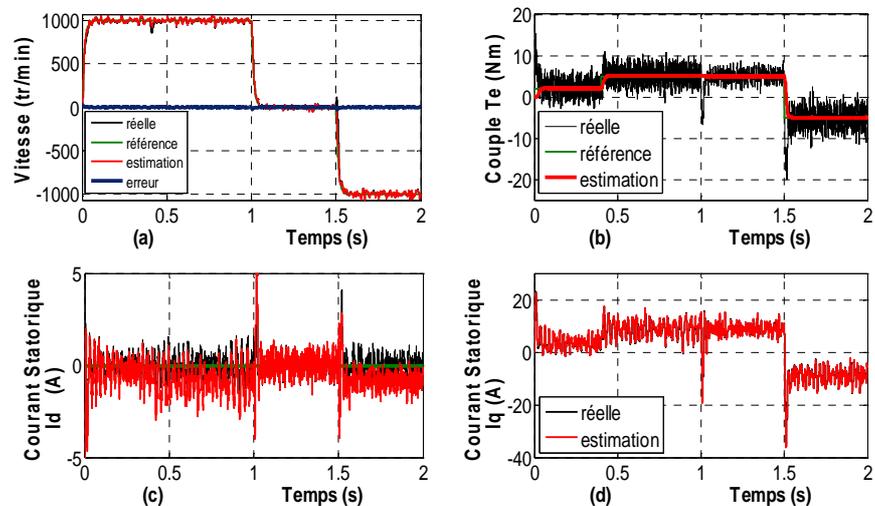


Fig. (IV-6) : Résultats de simulation de la commande plate sans capteur de vitesse basée sur filtre de Kalman.

On fait subir respectivement dans ce test, une augmentation de 50% de la résistance et les inductances par rapport à leurs valeurs normales, ceci étant réalisé, en même temps à l'instant  $t=1s$ . On constate la dégradation des performances de la commande, en présence des variations paramétrique.

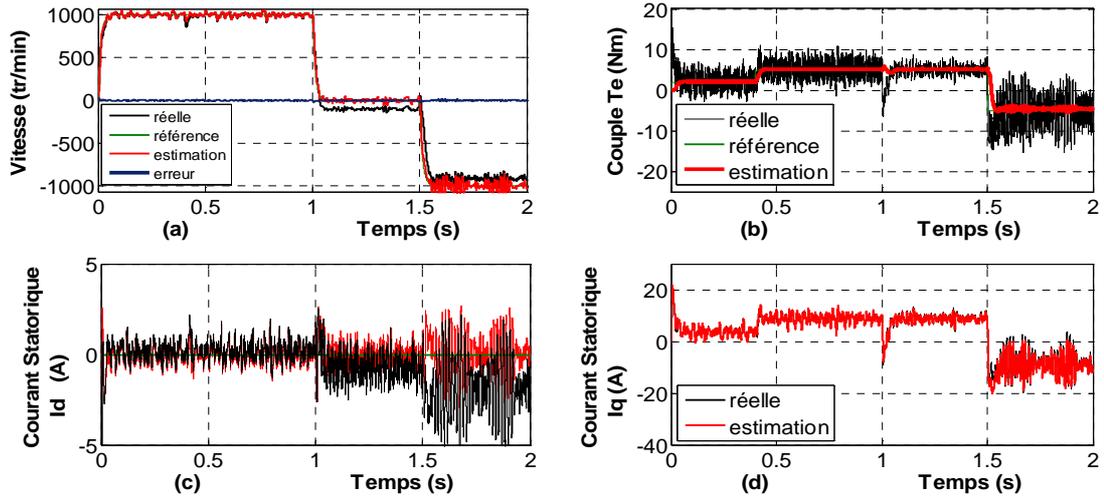


Fig. (IV-7) : Performances de la Commande plate sans capteur de : vitesse utilisant un filtre de Kalman.

### IV.3 Observateurs à structure variable

Un autre type d'observateur utilisant l'approche de structure variable a été largement étudiée dans la littérature [9], [34]. L'idée est d'ajouter un terme dépendant de l'erreur de sortie permettant de compenser des incertitudes de modélisation. Ce terme peut être considéré comme un gain variable qui commute entre la valeur zéro si l'erreur de sortie est nul et une valeur dépendante de cette erreur de sortie dans le cas où cette dernière est non nulle.

L'inconvénient majeur des modes glissants d'ordre un est l'apparition du phénomène de broutement qui est un régime oscillatoire haute fréquence et qui se manifeste dans les grandeurs asservies (commandes). Pour pallier ce problème, nous utiliserons la technique des modes glissants d'ordre deux.

#### IV.3.1 Observateur mode glissant d'ordre deux

##### IV.3.1.1 Partie théorique

Dans cette section, l'observateur est fondé sur l'algorithme de super twisting présenté dans [11] sous la forme :

$$\begin{aligned} \dot{\hat{x}}_4 &= \hat{x}_3 + z_1 \\ \dot{\hat{x}}_3 &= f_o(t, x_4, \hat{x}_3, u) + z_2 \end{aligned} \quad (IV-30)$$

Où  $\hat{x}_3$  et  $\hat{x}_4$  sont les variables d'états estimées,  $f_o$  est une fonction non linéaire,  $u = U(t, x_4, x_3)$  est l'entrée de commande (peut être calculé en fonction des états du système ou

leurs estimations),  $z_1$  et  $z_2$  sont les facteurs de correction déduit de l'algorithme de super twisting ayant les formes suivantes :

$$\begin{aligned} z_1 &= \lambda |x_3 - \hat{x}_3|^{1/2} \text{sign}(x_3 - \hat{x}_3) \\ z_2 &= \alpha \cdot \text{sign}(x_3 - \hat{x}_3) \end{aligned} \quad (\text{IV-31})$$

On considère d'abord que  $\hat{x}_4 = x_4$  et  $\hat{x}_3 = 0$ .

Prenant en compte  $e_3 = x_3 - \hat{x}_3$  et  $e_4 = x_4 - \hat{x}_4$  on en déduit les équations d'erreurs suivantes:

$$\begin{aligned} \dot{e}_4 &= e_3 - \lambda |e_3|^{1/2} \text{sign}(e_3) \\ \dot{e}_3 &= F(t, x_4, x_3, \hat{x}_3) - \alpha \text{sign}(e_3) \end{aligned} \quad (\text{IV-32})$$

Où

$$F(t, x_4, x_3, \hat{x}_3) = f_o(t, x_4, x_3, \hat{x}_3, u(t, x_4, x_3)) - f_{10}(t, x_4, \hat{x}_3, u(t, x_4, x_3))$$

On suppose que les inégalités suivantes sont vérifiées :

$$|F(t, x_4, x_3, \hat{x}_3)| < f^+$$

Quelque soit  $t, x_3, x_4$   $\sup|\hat{x}_3| \leq 2 \sup|x_3|$ , l'entrée de commande  $u = U(t, x_4, x_3)$  est limitée,  $\xi$  est l'incertitude.

Soit  $\alpha$  et  $\lambda$  satisfaisant les inégalités

$$\begin{aligned} \alpha &> f^+ \\ \lambda &> \sqrt{\frac{2}{\alpha - f^+} \frac{(\alpha + f^+)(1 + P)}{1 - P}} \end{aligned} \quad (\text{IV-33})$$

Où  $P$  est certain choisie constant tel que  $0 < P < 1$  comme il est décrit dans [12], il suffit de

$$\text{choisir } \alpha = 1.1f^+ \text{ et } \lambda = 1.5(f^+)^{1/2}$$

### IV.3.1.2 Observateur de vitesse

Dans cette section, l'observateur par mode glissant est proposé pour estimer la vitesse et l'erreur de vitesse. En utilisant l'équation (I.2) et (I.3) on obtient sous forme compacte les relations suivantes:

$$\begin{aligned} \dot{x}_4 &= x_3 \\ \dot{x}_3 &= f_o(t, x_4, x_3, u) + \xi(t, x_4, x_3, u) \end{aligned} \quad (\text{IV-34})$$

Où  $x_4$  et  $x_3$  sont respectivement  $\theta$ ,  $\Omega$ ,  $u$  le couple,  $\xi$  c'est l'incertitude.

$$\begin{aligned} \dot{\theta} &= \Omega \\ \ddot{\theta} = \dot{\Omega} &= -\frac{f_m}{J_m} \Omega - \frac{1}{J_m} T_L + p\Phi_f i_q + \xi \end{aligned} \quad (\text{IV-35})$$

L'observateur mode glissant d'ordre deux (super twisting) est défini comme suit:

$$\begin{aligned}\dot{\hat{\theta}} &= \hat{\Omega} + z_1 \\ \ddot{\hat{\theta}} = \dot{\hat{\Omega}} &= -\frac{f_m}{J_m} \hat{\Omega} - \frac{1}{J_m} T_L + p\Phi_f i_q + z_2\end{aligned}\quad (IV-36)$$

Où  $\hat{\theta}$  et  $\hat{\Omega}$  sont les valeurs estimées (états estimations) et les variables de correction  $z_1$  et  $z_2$  des injections de sortie de la forme :

$$\begin{aligned}z_1 &= \lambda |\Omega - \hat{\Omega}|^{1/2} \text{sign}(\Omega - \hat{\Omega}) \\ z_2 &= \alpha \text{sign}(\Omega - \hat{\Omega})\end{aligned}\quad (IV-37)$$

Nous considérons d'abord que  $\hat{\theta} = \theta$  et  $\hat{\Omega} = 0$ . Prenant en compte le fait que  $e_\theta = \theta - \hat{\theta}$  et  $e_\Omega = \Omega - \hat{\Omega}$  nous obtenons les équations d'erreurs suivantes

$$\begin{aligned}\dot{e}_\theta &= e_\Omega - \lambda |e_\Omega|^{1/2} \text{sign}(e_\Omega) \\ \dot{e}_\Omega &= -\frac{f_m}{J_m} e_\Omega - \alpha \text{sign}(e_\Omega)\end{aligned}\quad (IV-38)$$

Nous supposons que :

$$\left| -\frac{f_m}{J_m} e_\Omega + \xi \right| < f^+ \quad (IV-39)$$

Quelque soit  $t, \theta, \Omega$  et  $\sup|\hat{\Omega}| \leq 2 \sup|\Omega|$ .

Soit  $\alpha$  et  $\lambda$  satisfaisant les inégalités (IV.33) citées ci-dessus. L'utilisation de cet algorithme de super twisting assure la convergence en temps fini de l'état  $\hat{\theta} \rightarrow \theta$ ,  $\hat{\Omega} \rightarrow \Omega$  et l'erreur d'observation à zéro.

### IV.3.1.3 Résultats de Simulation

L'observateur proposé est basé sur une approche par mode de glissement d'ordre deux robuste par rapport aux incertitudes paramétriques, aux erreurs de modélisation et aux perturbations. La structure de commande sans capteur utilisée est représentée à la figure (IV-8).

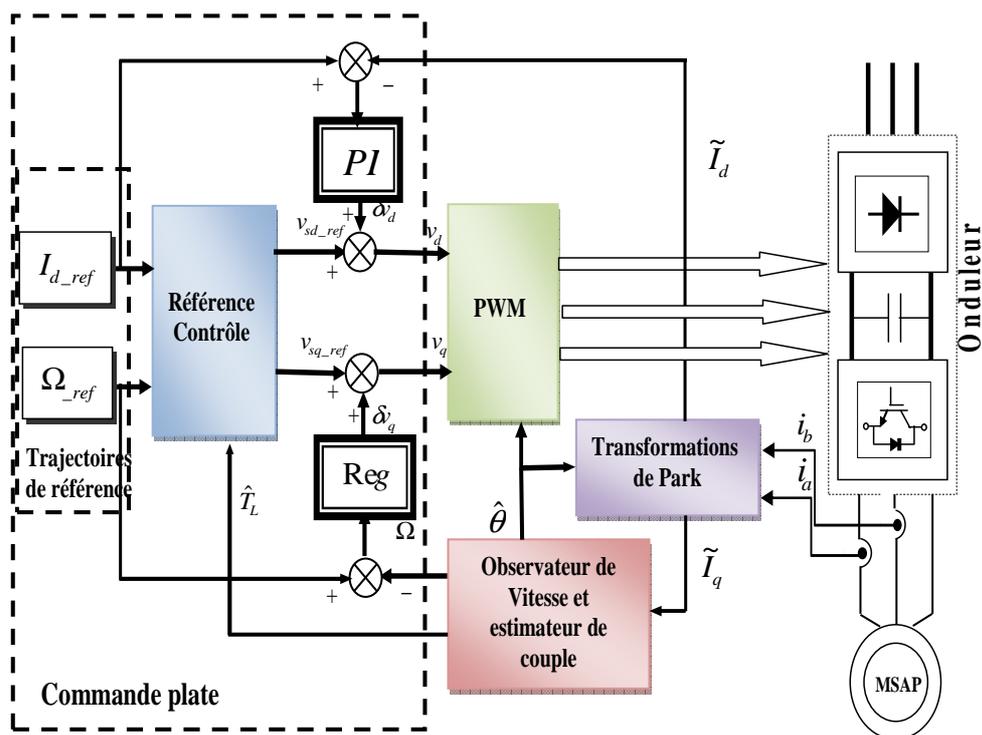


Fig. (IV-8): La commande plate sans capteur de vitesse basée sur observateur mode glissant d'ordre deux (algorithme de Super Twisting ).

Dans cette section, nous illustrons les performances de la commande sans capteur mécanique proposée. Afin de tester le comportement de la commande plate sans capteur de vitesse munie d'un observateur mode glissant d'ordre deux, on procède aux mêmes tests mentionnés auparavant avec les mêmes profils de vitesse et de couple.

La figure (IV-9) montre le résultat de la simulation en termes de vitesse d'estimation. En outre, la vitesse réelle est comparée à une estimation. Il peut être noté que de très bonnes performances sont obtenues. D'après ces résultats on remarque que la vitesse estimée par l'observateur mode glissant d'ordre deux suit l'évolution de la vitesse réelle du moteur avec une erreur statique faible (voir Figure (IV-12)). Un autre test correspondant à une référence sinusoïdale oscillant à 5Hz et à 100 tr /min de valeur de crête est réalisé permettant de confirmer les considérations rapportées ci-dessus. La comparaison entre la vitesse réelle et la vitesse estime, Figure (IV-10a) démontre l'efficacité de la méthode. Pour suivre un couple de référence, une référence de couple sinusoïdal 5 Hz avec une amplitude de 5 Nm est appliqué à la machine sur laquelle la vitesse est maintenue à 1000 tr / min. De bonnes performances sont obtenues (Figure (IV-10b)).

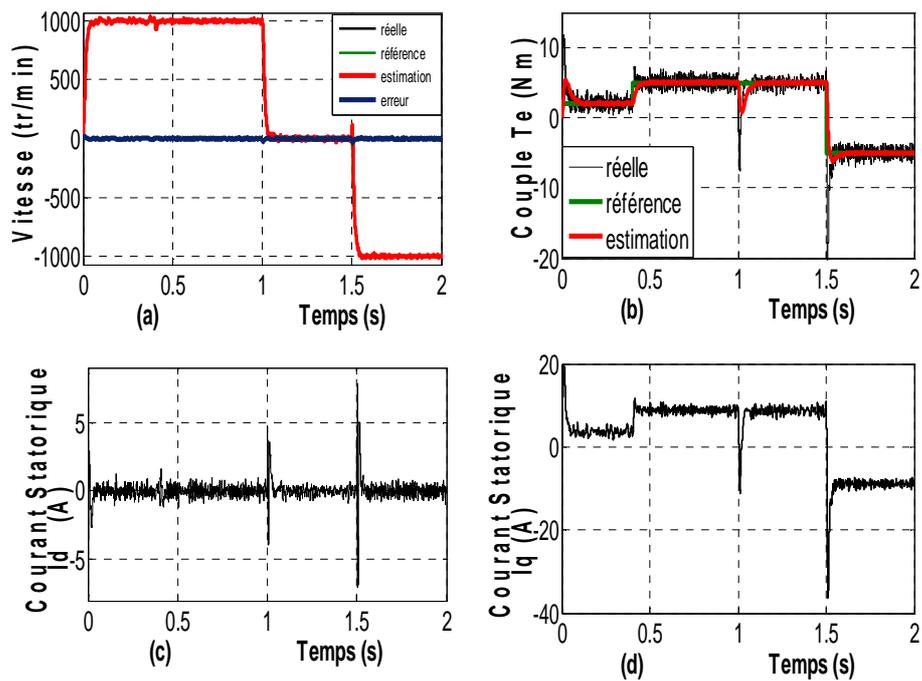


Fig. (IV-9) : Résultats de simulation de la commande plate sans capteur de vitesse basée sur observateur mode glissant d'ordre deux.

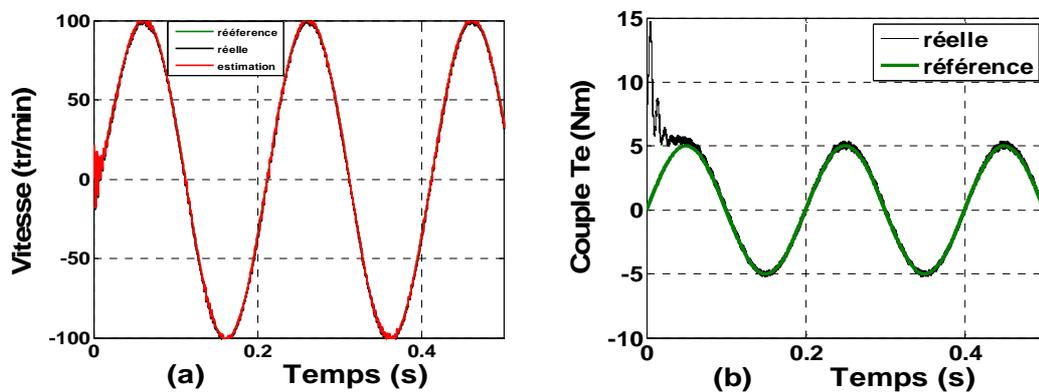


Fig. (III-10) : Résultats de simulation de la commande par mode glissant sans capteur de vitesse basée sur observateur mode glissant d'ordre deux.

Pour montrer la robustesse de la commande plate sans capteur de vitesse associée à l'observateur basée sur l'algorithme de super twisting la résistance et les inductances du stator subissent respectivement des augmentations de 50% par rapport à leurs valeurs normales, ceci étant réalisé en même temps à l'instant  $t=1s$ .

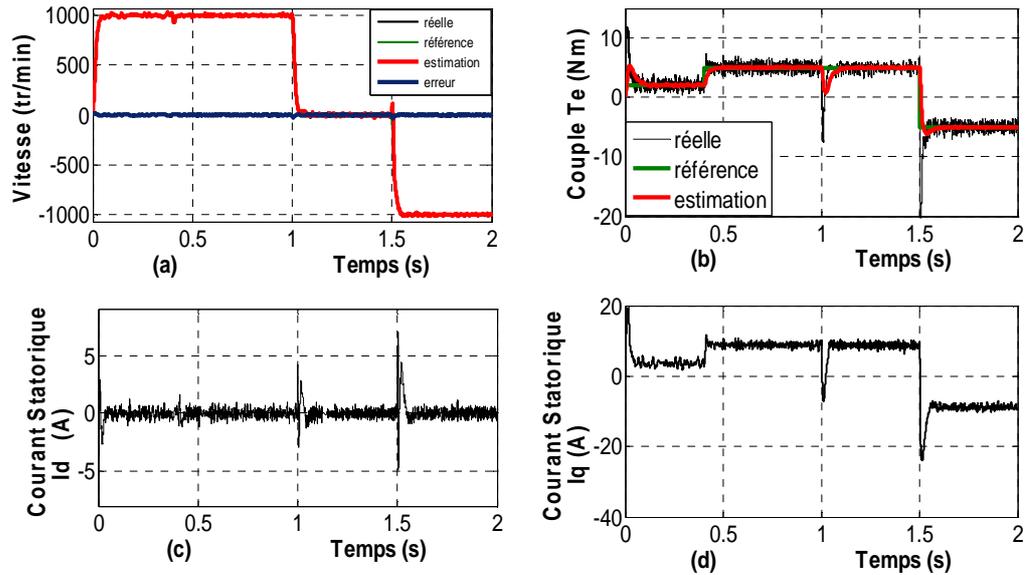


Fig. (IV-11): Performances de la Commande plate sans capteur de vitesse utilisant un observateur mode glissant d'ordre deux (l'algorithme de super twisting) : a) Vitesse de rotation d) Courant statorique  $I_d$  variation paramétrique.

Sur la figure (IV-12), nous avons comparé l'estimation de la vitesse dans les deux cas utilisant un observateur de type Kalman et un observateur mode glissant d'ordre deux (super twisting).

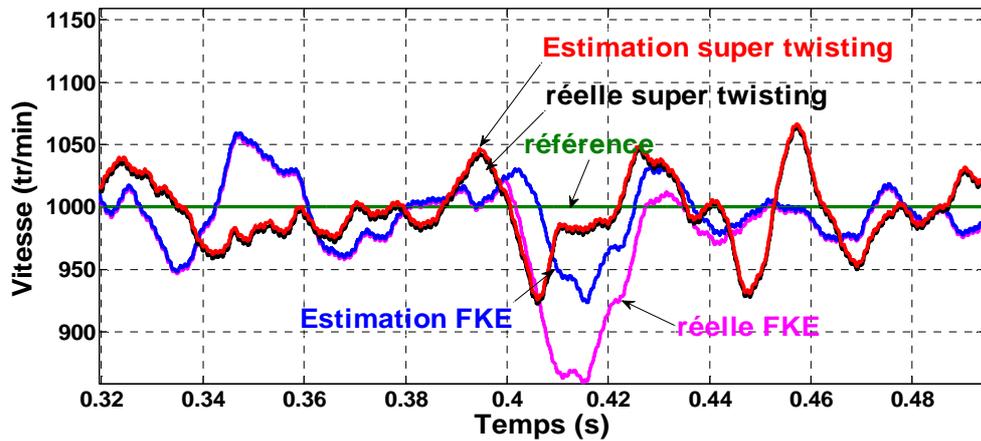


Fig. (IV-12): Zoom effectué sur la réponse de la vitesse 1) Réponse de la vitesse de référence, estimation de la vitesse par un FKE et estimation de la vitesse utilisant un observateur super twisting.

## IV. 4 Dispositif expérimental

### IV. 4.1 Présentation du banc d'essai

Pour la mise en œuvre expérimentale de loi de commande, un banc d'essais a été conçu au laboratoire LSP\_IE à l'université de Batna en utilisant le matériel mis à notre disposition. Le banc d'essais, dont la photo est montrée par la figure.15, est constitué de parties essentielles suivantes :

#### IV .4.1.1 Partie puissance

- Une machine synchrone à rotor bobiné à excitation constante d'une puissance de  $1kW$  (la non disponibilité de la MSAP), dont les caractéristiques sont données en annexe 1.
- Le convertisseur statique alimentant la machine est un onduleur de tension, SEMIKRON,  $4kW$  à base de composants de haute fréquence de découpage (transistors IGBT).
- La machine est accouplée à une charge mécanique constituée d'un frein électromagnétique à poudre.
- Un autotransformateur (0-450V entre phases) permet d'ajuster le niveau de tension sur le bus continu en sortie du pont redresseur à diodes. La commande des bras de pont est réalisée par modulation de largeur d'impulsion (SV- PWM), dont la fréquence de découpage choisie est de 3 kHz.

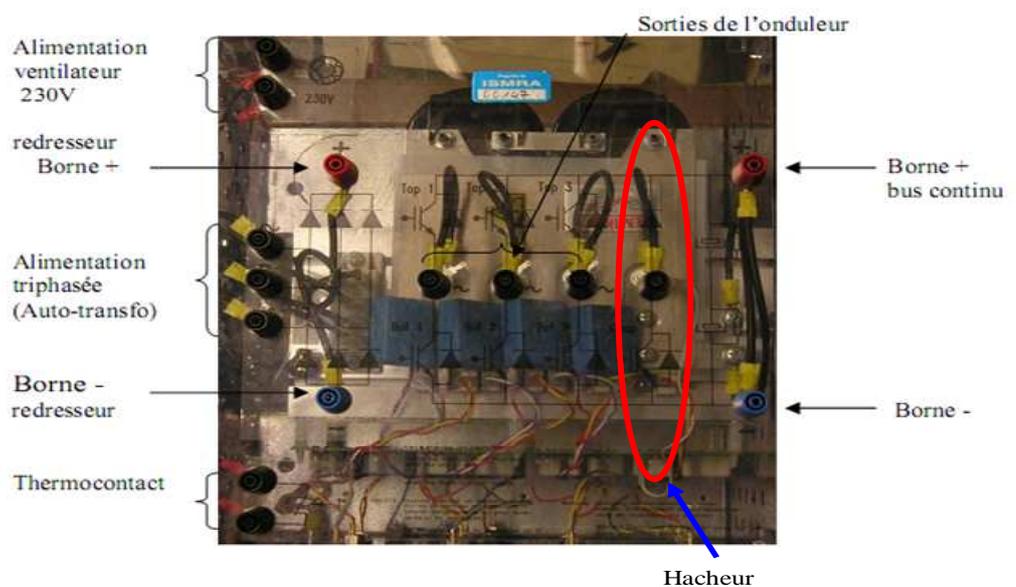


Fig. (IV-13): Photo montrant une vue de dessus du convertisseur SEMIKRON.

#### **IV .4.1.2 Partie commande**

- La partie commande est fondée sur la carte dSPACE® DS1103 qui possède son propre processeur : le Motorola PowerPC 604 e – 400/333 Mhz, permettant de gérer l'application, et un DSP : le TMS320F240 de Texas Instruments spécialement conçu pour le contrôle des convertisseurs statiques de puissance en générant les signaux de commande MLI en logique TTL. La carte DS1103 est implantée dans un PC qui sert d'interface Homme-Machine et constitue la partie "*hardware*" de dSPACE®. La partie "*software*" se compose, quant à elle, de deux logiciels. Le premier, Matlab/Simulink®, permet une programmation aisée de l'application temps réel sous Simulink par utilisation de blocs spécifiques (appartenant à la "Real Time Interface (RTI) toolbox ", permettant de configurer les entrées/sorties de la carte DS1103. Le second logiciel, *ControlDesk*, possède une GUI interactive, qui permet l'acquisition de données et la modification en temps réel des structures et/ou des paramètres de l'algorithme. Le Real-Time Workshop de Matlab est capable de générer automatiquement un fichier objet à partir du modèle *Simulink*. Ce fichier est ensuite implanté dans la mémoire de la carte DS1103. Celle-ci reçoit du processus à commander, les informations nécessaires et fournit les signaux de pilotage de l'onduleur.



Fig. (IV-14): Photo montrant la librairie de la RTI.

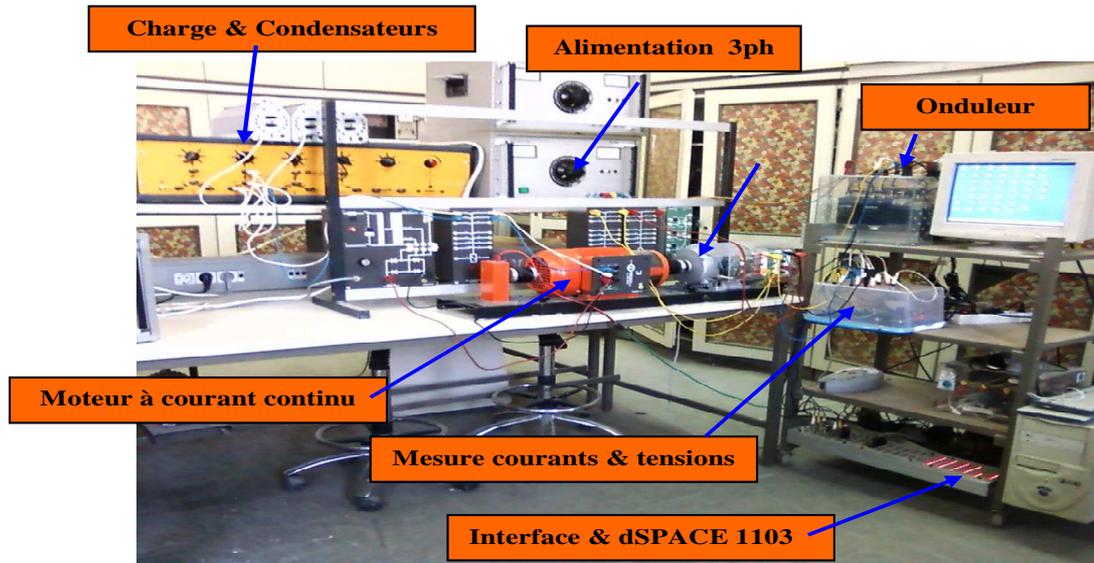


Fig. (IV-15): Photo montrant les éléments essentiels constituant le banc d'essais.

#### IV .4.1.3 Acquisition des mesures

L'échange d'informations entre les deux parties décrites ci-dessus s'effectue par l'intermédiaire d'un boîtier externe de raccordement (CP1103), relié à la carte via un câble blindé. L'environnement de mesures comporte :

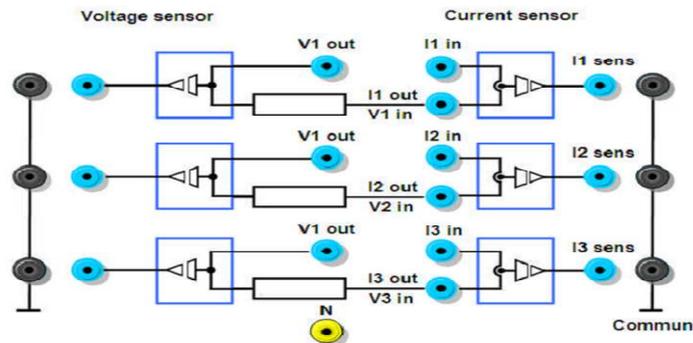


Fig. (IV-16): Carte d'acquisition associée aux capteurs de courant et de tension.

- Une carte d'acquisition associée aux capteurs de courant LEM-LA 25-NP et de tension LEM-LV 25-P à effet Hall pour la mesure des courants et tension statorique ;
- Une dynamo tachymétrique est montée sur l'axe des machines et permettant de capter la vitesse de rotation et de l'envoyer directement sur le port parallèle de la carte CP1103.

Dans cette implantation, les blocs Real Time Interface (RTI) pour Simulink sont insérés à la place du modèle du moteur.

Le schéma synoptique de la figure (IV-17) illustre la constitution du banc d'essais.

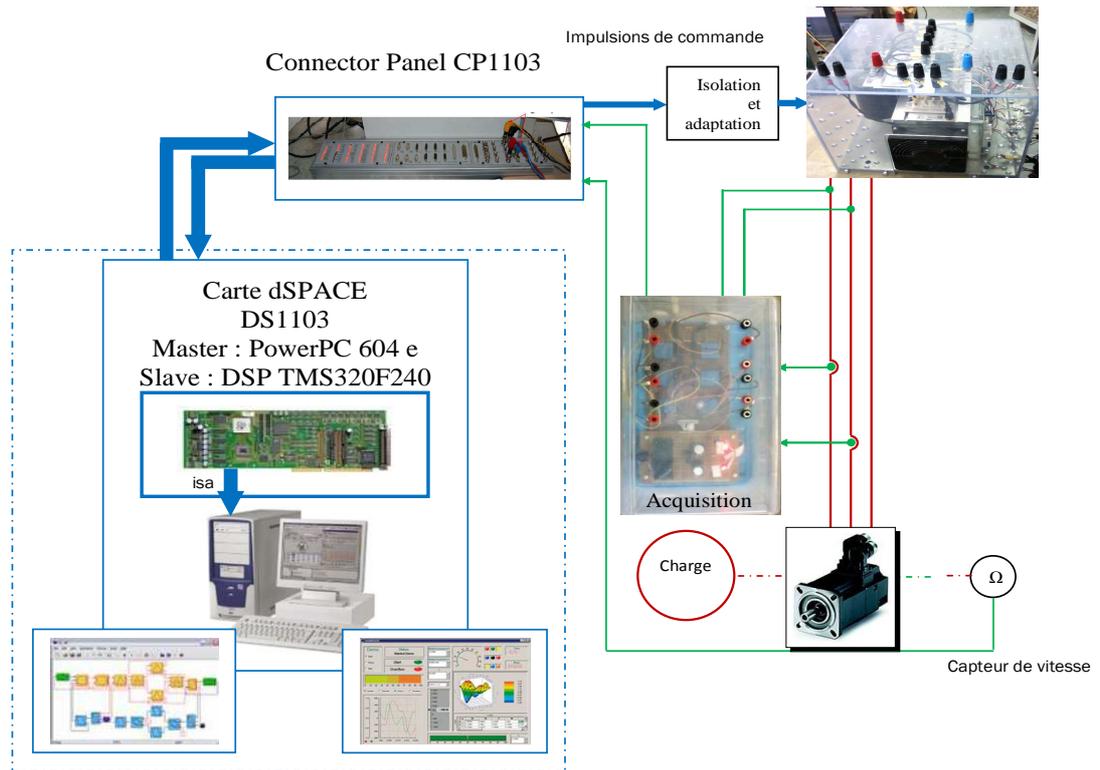


Fig. (IV-17): Schéma d'implantation dans dSPACE : La commande plate (CP) sans capteur de vitesse basée sur observateur mode glissant d'ordre deux (algorithme de Super Twisting).

#### IV. 4.2 Résultats expérimentaux

Nous présentons, les résultats expérimentaux de l'observateur super twisting obtenus lors de la commande de la machine synchrone à rotor bobiné à excitation constante alimenté par un onduleur de tension.

Les résultats obtenus montrent que les performances de poursuite de la vitesse sont satisfaisantes. L'erreur de vitesse tend vers une valeur faible (voir Figure (IV-18), (IV-19)).

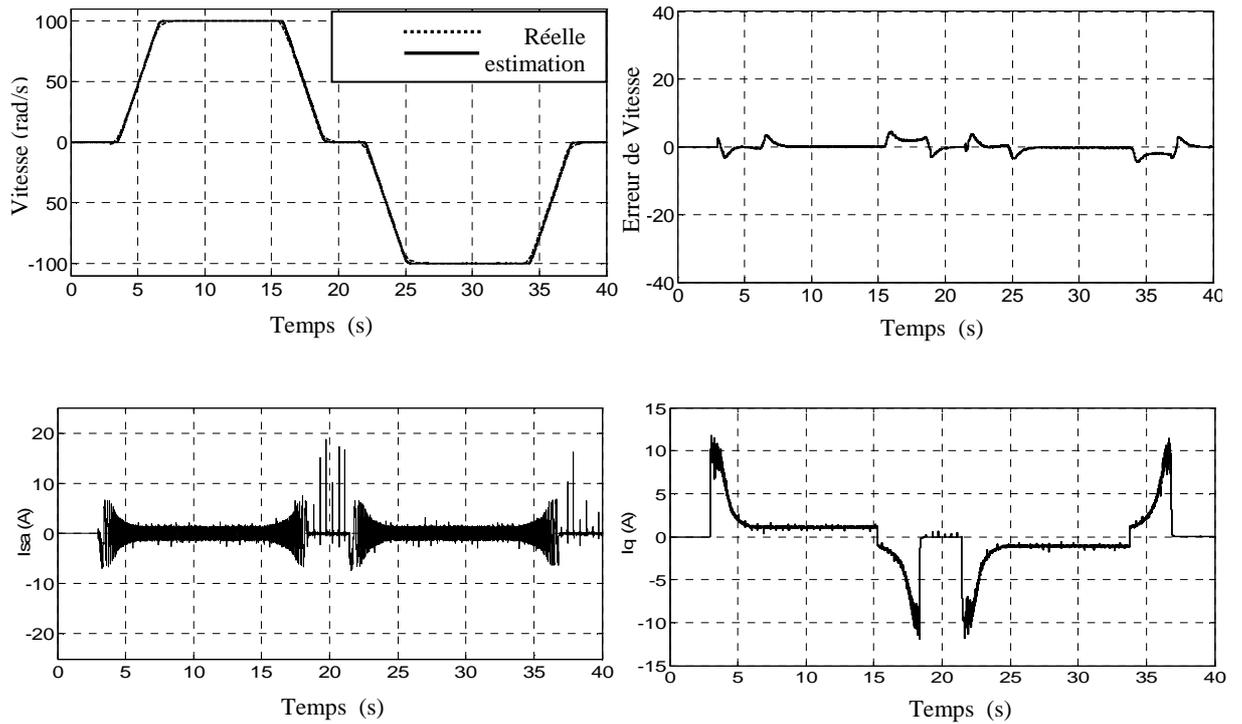


Fig. (IV-18): Résultats expérimentaux de la commande plate sans capteur de vitesse basée sur observateur mode glissant d'ordre deux : a) vitesse de moteur b) courant statorique  $I_q, I_a$  à  $t=21s$   $T_L=1Nm$ .

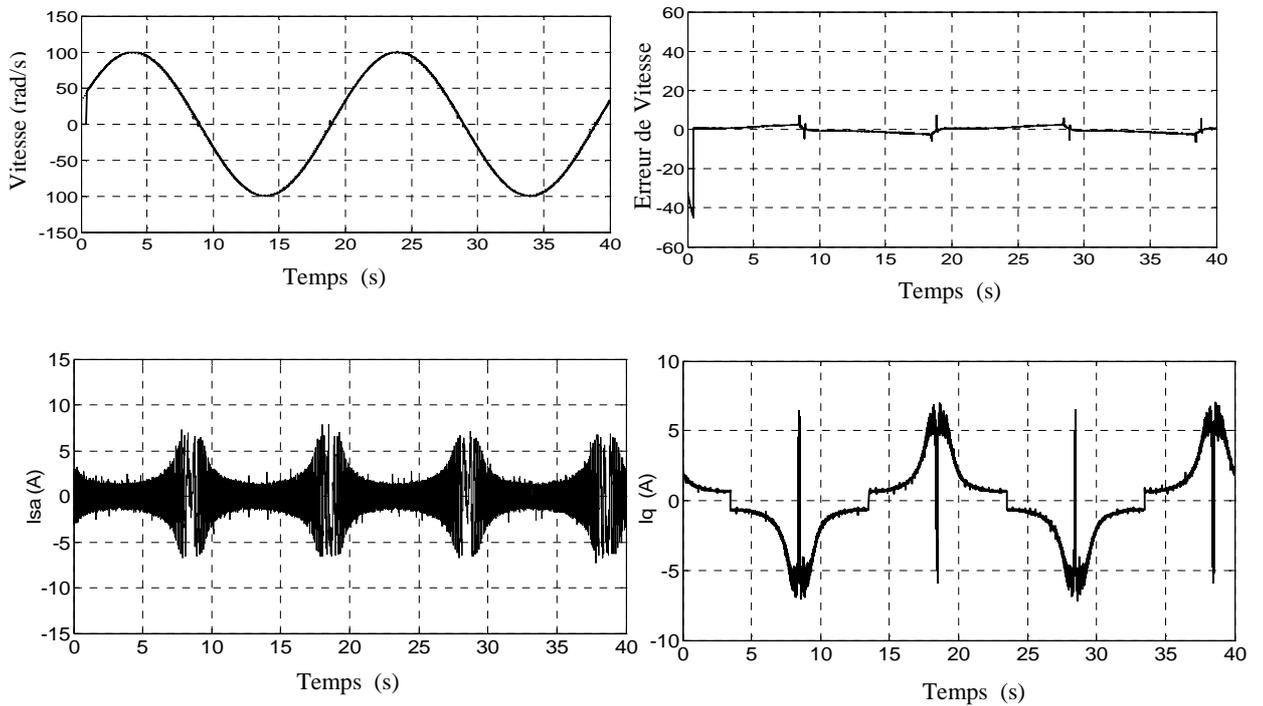


Fig. (IV-19): La réponse en vitesse à une référence sinusoïdale (100 rad/s),  $T_L=1Nm$ ,  $f=0.05Hz$ .

## **IV.5 Conclusion**

Dans ce chapitre il a été traité la commande plate de la MSAP sans capteur mécanique. Nous avons, dans un premier temps, synthétisé un observateur de type filtre de kalman. Les résultats de simulation ont montré les performances du filtre de Kalman en ce qui concerne l'estimation de la vitesse. Par ailleurs, ils ont aussi montré l'impact de variations paramétriques sur l'estimation de la vitesse.

En effet, la vitesse de rotation est mal reconstruite dans le cas de variations paramétriques, et leur application est rendue délicate à cause de la difficulté de leur implémentation en temps réel.

Pour pallier ce problème, nous avons proposé une stratégie de commande sans capteur robuste aux variations paramétriques. La stratégie est basée sur l'utilisation d'un observateur mode glissant d'ordre deux robuste par rapport aux incertitudes paramétriques.

L'observateur mode glissant d'ordre deux est basé sur l'algorithme super-Twisting. Un différentiateur exact a été utilisé pour les raisons suivantes: la convergence et la capacité de prendre en compte la structure variable du système. Seules les mesures des courants de moteur sont nécessaires pour l'estimation en ligne de la vitesse du rotor.

L'observateur mode glissant d'ordre deux permet d'obtenir une bonne estimation en temps réel de la vitesse du moteur. Les résultats de simulation et expérimentaux illustrent l'efficacité de l'observateur proposé.

## **IV.6 Références**

- [1] R. Pena Eguiluz, “Commande algorithmique d’un système mono-onduleur bimachine asynchrone destiné à la traction ferroviaire,” Thèse de doctorat, Institut national Polytechnique de Toulouse, 8 novembre 2002.
- [2] R. Wu and G.R. Slemon, “A Permanent magnet motor drive without a shaft sensor,” IEEE. Tran's .Ind. Appl., vol.27, no.5, pp.1005-1011, 1991.
- [3] G. Zhu, L.A. Dessaint, O. Akhrif, and A.A. Kaddouri, “Speed tracking control of a permanent-magnet synchronous motor with state and load torque observer,” IEEE Transactions on Industrial Electronics 47, pp.346–55, 2000.
- [4] M. Schrödl, “Detection of the Rotor Position of a Permanent Magnet Synchronous Machine at Standstill,” International Conference on Electrical Machines, ICEM, Italy, 1988.
- [5] R. Dhaouadi, N. Mohan, and L. Norum, “Design and implementation of an extended Kalman filter for the state estimation of a permanent magnet synchronous motor,” Power Electronics, IEEE Trans, vol. 6 , pp. 491- 497, July 1991.
- [6] A. S. Poznyak, “Stochastic output noise effects in sliding mode estimations,” Int. J. Control, vol. 76, 2003, pp. 986–999.
- [7] J. Davila and L. Fridman, “Observation and Identification of Mechanical Systems via Second Order Sliding Modes,” 8th. International Workshop on Variable Structure Systems, September 2004, Espana.
- [8] R. B. Sepe and J. H. Lang, “Real-time observer-based (adaptive) control of a permanent-magnet synchronous motor without mechanical sensors,” IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 28, no. 6, pp. 1345–1352, Nov 1992.
- [9] C. Edwards, S. K. Spurgeon, and R. G. Hebden, “On development and applications of sliding mode observers,” in Variable Structure Systems:Toward XXIst Century. ser. Lecture Notes in Control andInformation Science, J. Xu andY . Xu, Eds. Berlin, Germany: Springer-Verlag, 2002, pp. 253–282.
- [10] C. Feng and R. Plamondon, “On the stability analysis of delayed neural network systems,” Neural Networks, vol. 14, pp. 1181–1188, 2001.
- [11] J. Davila, L. Fridman, A. Levant, “Second-order sliding mode observer for mechanical Systems,” IEEE Transactions on Automatic Control 50, 1785–1789, 2005.
- [12] A.F. Filippov, “Differential Equations with Discontinuous Right-hand Sides, Dordrecht,” Netherlands: Kluwer Academic Publishers.

- [13] M. Fliess, J. Levine and P. Rouchon, “Flatness and defect of nonlinear systems: introductory theory and examples,” *International Journal of Control*, vol. 61 no. 6, pp. 1237–1361, June 1995.
- [14] M. Fliess, J. Levine, J. Martin, P. Rouchon, “On differentially flat nonlinear systems,” *Press Oxford Pergamon*, June 1992, pp. 408–412.
- [15] T. L. Liao and F. C. Wang, “Global stability for cellular neural networks with time delay,” *IEEE Trans. Neural Networks*, vol. 11, no. 6, pp. 1481–1485, Nov 2000.
- [16] Y. B. Shtessel, I. A. Shkolnikov, and M. D. J. Brown, “An asymptotic second-order smooth sliding mode control,” *Asian J. Control*, vol. 5, no. 4, pp. 498–504, 2003.
- [17] B. Gracar, P. Cafuta and M. Znidaric, “Nonlinear control of synchronous servo drive,” in *IEE Conf. Control*, Coventry, U.K, pp. 1198–1203, March 1994.
- [18] G. Sturtzer, E. Smigiel, “Modélisation et commande des moteurs triphasés,” *Edition Ellipes*. 2000.
- [19] M. Bodson, and J. Chiasson, “Differential-Geometric Methods,” *International Journal Robust and Nonlinear Control*, pp. 923–954, 1998.
- [20] L. Gasc, “conception d’un actionneur à aimants permanents à faibles ondulations de couple pour assistance de direction automobile approches par la structure et par la commande,” *Thèse de doctoral*, Toulouse France, 2004.
- [21] A. Levant, “Robust exact differentiation via sliding mode technique,” *Automatica* 34, 379–384, 1998.
- [22] G. Grellet and G Clerc, “Actinners électriques: principes, modèles, commandes,” *Eyrolles*, 1997.
- [23] L. Loron, “identification paramétrée de la machine asynchrone par filtre de Kalman étendu” *Revue international de Génie Electrique*, vol .3, n 2, pp. 163-205, 2000.
- [24] M. Jeh and Jan, A. Melkebeek, « Speed -sensorless direct torque control of induction motors using an adaptive flux observer,” *IEEE transactions of industry appl*, Vol .36, no 3, pp. 778-785, Mai- Juin 2000.
- [25] T. Boumagoura, “Recherche de signature électromagnétique des Défauts dans une Machine Asynchrone et synthèse d’observateurs en Vue du Diagnostic,” *Thèse de doctorat*, Ecole Doctorale de Lyon ,26 mars 2001.
- [26] S.C. Velazquez, R.A. Palomares, A.N. Segura, “Speed estimation for an Induction motor using the extended Kalman filter,” *Electronics, Communications and Computers*, CONIELECOMP. 14th International Conference, 2004.

- [27] S. Bachir, J.C. Trigeassou, S .Tnani, S. Cauet, “Diagnostic des défauts statoriques et rotoriques par identification paramétrique sans capteurs de vitesse,” Conférence Internationale Francophone d’automatique, Nantes, 8 Juillet 2002.
- [28] C. Canudas de Wit, “Commande des moteurs asynchrones 2, optimisation, discrétisation et observateurs,” Edition Hermes Science Europe 2000.
- [29] T. Du, P .Vas, A. F.Stronach, M.A Brdys, “ Application of kalman filters and extended luenberger observers in induction motor drive ,” in Proc.EPE’95,sevilla,spain,1994, pp.3.045-3.049.
- [30] E. Sedda, “Estimation en ligne de l’état et des paramètres d’une machine asynchrone par filtrage à erreur borné et par filtrage de Kalman ,” Thèse de doctorat de l’université de Paris 6.France.1998.
- [31] G. Grellet, G. Clerc, “Actionneurs Electriques, Principe, Modèles, Commande.» Collection Electrotechnique,” Edition Eyrolles 2000.
- [32] F. Morand, “Techniques d’observation sans capteur de vitesse en vue de la commande des machines asynchrones,” Thèses de doctorat l’institut National des Sciences Appliquées de Lyon. France. 2005.
- [33] G. Terorde, “Sensorless control of permanent magnet synchronous motor for PV-powered water pump systems using the extented Kalman filter,” Ninth international Conference on Electrical Machine and Drives,Conference Publication N0486, IEE,1999.
- [34] J.J. Slotine and S.S. Sastry, “Tracking control of nonlinear system using sliding surface, with application to robotic manipulators,” Int.Jour.of Contr., 38:465-492, 1983.
- [35] M. Bodson, J. Chiason, and R. Novotnak, “High performance induction motor control via input output linearization,”IEEE. Cont. Syst Mag, vol, 14, pp. 25–33, 1994.
- [36] H. Khalil, Nonlinear systems Prentice–Hall. 2ed edition, Printed in USA, 1996.
- [37] J.J. Carroll, D.M. Dawson, “ Tracking control of permanent magnet brushless dc motors using partial state feedback,” in 2nd IEEE conf. Contr, application, Sep 1993, pp. 147–152.
- [38] V. Hagenmeyer “Robust nonlinear tracking control based on differential flatness,” ser. Fortschritt-Berichte VDI: Reihe 8, MeB-, Steuerungs- und Regelungstechnik. Dusseldorf: VDI-Verlag, 2003.
- [39] J. P. Barbot, M. Djemai, and T. Boukhobza, “Sliding mode observers,” in Sliding Mode Control in Engineering. Ser. Control Engineering, W. Perruquetti and J. P. Barbot, Eds. New York: Marcel Dekker, 2002, pp. 103–130.

- [40] J. Barbot, T. Floquet, “A sliding mode approach of unknown input observers for linear systems,” In: Proc. 43th IEEE Conference on Decision and Control, Nassau, Bahamas, 2004.
- [41] C. Edwards, S.K. Spurgeon, “Sliding Mode Control,” Taylor and Francis, London, 1998.
- [42] L. Fridman, A. Levant, J. Davila, “Observation of linear systems with unknown inputs via higher order sliding modes,” *International Journal of System Science* 38, pp.773–791, 2008.
- [43] L. Fridman, Y. Shtessel, C. Edwards, X.G. Yan, “Higher-order sliding-mode observer for state estimation and input reconstruction in nonlinear systems,” *International Journal of Robust and Nonlinear Control* 18, pp.399–412, 2008.
- [44] A. Levant, “Sliding order and sliding accuracy in sliding mode control,” *International Journal of Control* 58, 1247–1263, 1993.
- [45] A. Levant, “Higher order sliding modes, differentiation and output feedback control,” *International Journal of control* 76, pp.924–941, 2003.
- [46] V. Utkin, J. Guldner, J. Shi, “Sliding Modes in Electromechanical Systems,” Taylor and Francis, London, 1999.
- [47] M. Fliess, R. Marquez, “Continuous-time linear predictive control and flatness: a module-theoretical setting with examples,” *Int. J. Contr.* 73, pp.606–623, 2000.
- [48] M. Fliess, J. Levine, P. Martn, P. Rouchon, “A Lie-Bcklund approach to equivalence and flatness,” *IEEE Trans. Aut. Contr.* 44, pp.922–937, 1999.
- [49] H. Sira-Ramirez, S.K.Agrawal, “Differentially Flat Systems,” Marcel Dekker, NewYork, 2004.
- [50] M. Fliess, “Generalised controller canonical forms for linear and nonlinear dynamics,” *IEEE Trans. Aut. Contr.* 35, pp.994–1001, 1990.
- [51] E. Delaleau, “Control of flat systems by quasi-static feedback of generalised states,” *Int. J. Contr.* 71, pp.745–765, 1998.
- [52] F. Nollet, T. Floquet, W. Perruquetti, “Observer-based second sliding mode control laws for stepper motors,” *Control Engineering Practice*, 16, pp. 429–443, 2008.
- [53] V. Hegenmeyr and E. Delaeau, “Exact feed-forward linearization based on differential flatness,” *Int.J.Contr.* 76, pp. 537-556, 2003.
- [54] H. Shraim, M. Quladsine and L. Fridman, “Vehicle parameter and states estimation via sliding mode observer,” *Lecture Notes in Control and Information Sciences*, pp. 345-362, 2008.

## **Conclusion Générale**

Le travail présenté dans cette thèse porte sur les lois de commande non linéaire robuste dédiées aux moteurs synchrones à aimants permanents afin de minimiser les effets des variations paramétriques tout en respectant un cahier des charges (temps de réponse, rejet de perturbation, inversion de sens de rotation ... etc.). Pour des raisons de fiabilité et de minimisation des coûts, seules les mesures des courants statoriques et de la vitesse rotation sont considérées pour la conception de plusieurs types de commandes.

Nous avons présenté d'abord deux commandes relativement classiques, à savoir la commande scalaire et la commande vectorielle dont les régulateurs ont été conçus par deux manières différentes (par PI classique et par linéarisation entrée-sorties).

A travers ces types de commande, nous avons montré d'une manière formelle que les contrôleurs utilisés peuvent offrir de bonnes performances dynamiques et statiques dans le cas où le modèle utilisé est bien défini et les conditions de fonctionnement sont bien connues. Or, dans les milieux industriels, la MSAP est d'une part soumise aux perturbations, et d'autre part, elle fait souvent l'objet d'une modélisation approximative. Par conséquent, les performances obtenues seront souvent insuffisantes. Cette observation est confirmée par l'apparition d'une erreur statique non nulle ou une dégradation des performances de contrôle.

Pour pallier cet inconvénient, nous avons opté pour la commande par mode de glissant pour garantir la robustesse vis-à-vis des incertitudes paramétriques et de la variation du couple de charge. Malheureusement ce type de commande introduit le phénomène de broutement (*en anglais chattering*) qui peut nuire au bon fonctionnement du système. L'utilisation de la commande par modes glissants d'ordre supérieur permet de rendre le système insensible aux perturbations et réduit le phénomène de chattering tout en gardant les propriétés de robustesse et la convergence en temps fini.

Un autre type de commande utilisant un concept différent de linéarisation a été abordé. Cette technique repose principalement sur la notion des systèmes plats associée à des régulateurs auto-ajustable type LPV. Elle a pour ambition de proposer un outil de synthèse et d'analyse des lois de commande robuste des systèmes non linéaires en utilisant le concept de platitude. Dans un premier temps, nous avons proposé une approche destinée à la modélisation des systèmes non linéaires plats perturbés sous forme de systèmes LPV. L'approche est basée sur un changement de coordonnées sur les sorties plates, sur un

difféomorphisme et sur le développement en série de Taylor. L'approche permet d'abord de déterminer en boucle ouverte, en tenant compte de certains objectifs, les trajectoires de références des sorties plates du système et des commandes nominales associées. Elle permet ensuite d'obtenir un modèle, non linéaire, du comportement dynamique de l'écart (l'erreur entre le modèle de référence et modèle nominale) des trajectoires induit par des erreurs de modèle ou des perturbations exogènes. Après linéarisation du modèle non linéaire de l'écart le long des trajectoires de références des sorties plates, le comportement dynamique du modèle linéarisé obtenu est représenté par un modèle LPV. Dans un second temps l'utilisation des outils de la commande robuste, à base des LMI et la modélisation polytopique, vont nous permettre d'obtenir une loi de commande LPV assurant la stabilité et les performances du système. Les résultats de simulation de la commande robuste appliquée à la MSAP ont permis de constater que la stabilité robuste est garantie pour le système bouclé avec le contrôleur auto-ajustable.

Le dernier point traité concerne le problème de l'estimation de la position et de la vitesse de la MSAP. Nous avons proposé deux approches à savoir une estimation basée sur un observateur par mode de glissement d'ordre deux et sur le filtre de Kalman étendu. Les résultats de simulation et expérimentaux ont été présentés pour valider les études théoriques. Nous estimons les que les résultats obtenus sont largement satisfaisants.

## **Perspectives**

Le travail, présenté dans ce document, amène à soulever les perspectives de recherche suivantes :

- Le réglage du paramètre de gain de glissement : Nous avons montré que la commande par super twisting est simple à implanter, mais que le réglage du paramètre gain de glissement n'est pas aisé. En effet, les expériences menées ont montré que les gains des commandes doivent être adaptés aux contraintes du processus. Ceci implique de trouver un compromis entre le temps de convergence et l'amplitude du broutement. Une solution pourrait être d'introduire les techniques de commande par logique floue, ou de rendre le gain de glissement adaptatif face aux incertitudes et aux perturbations extérieures.
- Dans le troisième chapitre de ce travail, nous nous sommes intéressés à la modélisation polytopique des systèmes LPV, car cette modélisation nous a paru très

naturelle pour ce type de systèmes. Le modèle d'erreur qui en résulte est également de type polytopique. Cependant, la modélisation sous forme LFT offre d'autres avantages, notamment celui de pouvoir tenir compte d'incertitudes non structurées (dynamiques négligées,...).

- La preuve de la stabilité de l'ensemble commande + observateur ainsi que l'identification des paramètres mécaniques du MSAP.
- La modification des observateurs de la commande pour inclure le diagnostic en ligne. Cette technique permettra donc de prendre en compte les défauts possibles de la machine lors de sa commande (courts-circuits statoriques).

# **ANNEXES**

## ANNEXE 1

### Partie « Simulation »

Les paramètres de la machine synchrone à aimants permanents :

Tension nominale :	$V_n = 380V$
Puissance nominale :	$P_n = 3 \text{ kW}$
Vitesse nominale :	$N_n = 1000 \text{ tr/min}$
Résistance de phase :	$R_s = 1.4 \Omega$
Inductance cyclique sur l'axe directe:	$L_d = 0.0066 \text{ H}$
Inductance cyclique sur l'axe transverse:	$L_q = 0.0058 \text{ H}$
Nombre de pair de pôles :	$p = 3$
Amplitude des flux des aimants permanents :	$\Phi_f = 0.1546 \text{ Wb}$
Moment d'inertie :	$J_m = 0.00176 \text{ Kg.m}^2$
Coefficient de frottement visqueux :	$f_m = 0.00038818 \text{ N.m / rad/s}$
Couple nominale :	$T_L = 6.1 \text{ N.m}$
Courant Nominal :	$I_n = 6.2 \text{ A}$

### Partie « expérimentale »

Les paramètres de la machine synchrone à rotor bobiné à excitation constant :

Tension nominale :	$V_n = 380V$
Puissance nominale :	$P_n = 1 \text{ kW}$
Vitesse nominale :	$N_n = 1500 \text{ tr/min}$
Résistance de phase :	$R_s = 11 \Omega$
Inductance cyclique sur l'axe directe:	$L_d = 0.995 \text{ H}$
Inductance cyclique sur l'axe transverse:	$L_q = 0.885 \text{ H}$
Nombre de pair de pôles :	$p = 2$
Amplitude des flux des aimants permanents :	$\Phi_f = 0.15 \text{ Wb}$
Moment d'inertie :	$J_m = 0.025 \text{ Kg.m}^2$
Coefficient de frottement visqueux :	$f_m = 0.0001 \text{ N.m / rad/s}$
Couple nominale :	$T_L = 5 \text{ N.m}$

## Annexe 2

### Convexité

#### Définition :

Un ensemble  $C$  est dit convexe si  $\forall \{x, y\} \in C, \forall \lambda \in [0, 1] \Rightarrow \lambda x + (1 - \lambda)y \in C$  en terme géométrique cela revient à dire que le segment qui joint deux points appartenant à un ensemble convexe est inclus dans cet ensemble.

L'aspect géométrique peut être visualiser sur les figures suivantes :

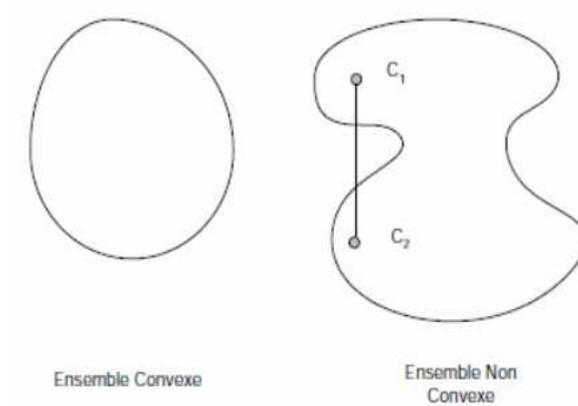


Fig. (A-2): Exemples convexes et non convexes.