

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Ecole Nationale Polytechnique



Département de Génie électrique  
Laboratoire de commande des processus



# THESE

Présentée  
en vue de l'obtention du diplôme de

**Doctorat d'Etat**

en  
**Automatique**

par

**BOUMEDIENE Abdelmadjid**  
Magister-Ingénieur en Génie Electrique de l'ENP

**Thème**

**Recherche et Développement de Nouvelles Approches de  
Commandes d'une Machine Synchrone Autopilotée  
Alimentée en Tension**

Soutenue publiquement le 15/12/2007 devant le jury composé de:

M. TADJINE	Professeur à l'E.N.P	Président
M.S. BOUCHERIT	Professeur à l'E.N.P	Rapporteur
F.BOUDJEMA	Professeur à l'E.N.P	Rapporteur
M.O.MAHMOUDI	Professeur à l'E.N.P	Examineur
C.LARBES	Maître de conférences à l'E.N.P	Examineur
A.LARABI	Maître de conférences à l'USTHB	Examineur

## ملخص

صعوبة و ضعف طرق التحكم الخطية المطبقة على النظم اللاخطية، دفعتنا للبحث و تطوير طرق تحكم جديدة تحقق التوفيق بين الأداءات المنجزة/سهولة التطبيق. في هذه الحالة باستعمال طريقة Backstepping تعتبر مخرجا مناسباً. أهم خصائصها أنها تطويرية و يمكن دمجها مع طرق تحكم أخرى مع ضمان استقرار النظام، اعتماداً على نظرية ليابونوف. في هذه الدراسة نقترح تحكماً خطياً و تحكماً لا خطياً، نطبقهما على آلة متزامنة مغذاة عن طريق موج دو ثلاثة مستويات. نتائج المحاكاة تبين التحسن في الأداءات المنجزة مقارنة مع التحكم الخطي في فضاء الحالات و التحكم اللاخطي بطريقة الانزلاق.

**الكلمات الدلالية:** نمذجة، آلة متزامنة، نظرية ليابونوف، Backstepping، التحكم الخطي، التحكم اللاخطي، طريقة الانزلاق، موج دو ثلاثة مستويات.

---

## Résumé

La complexité et la faiblesse des méthodes de l'automatique linéaires appliquées aux systèmes non linéaires, nous ont poussé à rechercher et développer de nouvelles approches de commande réalisant le compromis performance/simplicité. Dans de telle situation la commande par backstepping constitue une alternative de choix. Son principale atout, c'est quelle est évolutive, s'associe à d'autres lois de commandes et la stabilité du système est garantie par une fonction de Lyapunov. Cette étude présente des commandes linéaires et non linéaires appliquées à la commande de la vitesse de la machine synchrone alimentée par un onduleur de tension à trois niveaux. Les simulations montrent l'amélioration des performances en comparaison avec des commandes linéaires dans l'espace d'état, et non linéaires par mode de glissement.

**Mots clés :** Modélisation, Machine synchrone, Théorie de Lyapunov, Backstepping, Commande linéaire, Commande non linéaire, Mode de glissement, Onduleur à trois niveaux.

---

## Abstract

The complexity and the weakness of the linear control methods applied to the nonlinear systems, motivate us to search for and to develop new approaches of control achieving the compromise performance / simplicity. In such situation, backstepping, control constitutes a good alternative of choice. Its main asset that is progressive, and may be associated to other control laws and the stability of the system is guaranteed by a Lyapunov function. This study presents a survey of the linear and nonlinear control applied to regulate the speed of synchronous machine fed by three levels voltage source inverter. Simulations results show the improvement of the performances in comparison with linear control law (state space feedback), and nonlinear control (nonlinear sliding mode).

**Key words:** Modeling, Synchronous machine, Lyapunov theory, Backstepping, Linear control, Nonlinear control, Sliding mode, Three-level inverter.

# AVANT PROPOS

Les travaux présentés dans cette thèse ont été totalement effectués en Algérie, au sein du Laboratoire de commande des processus, du Département du génie électrique de l'Ecole nationale polytechnique.

Je tiens à remercier très chaleureusement Monsieur **M.S.BOUCHERIT**, Professeur à l'Ecole nationale polytechnique, et Monsieur **F BOUDJEMA** Professeur à l'Ecole nationale polytechnique, qui ont été à l'origine de ce travail, pour leur disponibilité, pour leur confiance qu'ils m'ont témoignée, ainsi que leurs conseils précieux et leurs encouragements qui m'ont beaucoup aidé à mener à bien la réalisation de ces travaux. Qu'ils trouvent ici ma profonde reconnaissance.

J'exprime ma vive gratitude à Monsieur **M.TADJINE** Professeur à l'Ecole nationale polytechnique, pour l'honneur qu'il me fait en présidant le jury.

Mes remerciements les plus sincères vont également à Monsieur **M.O.MAHMOUDI** Professeur à l'Ecole nationale polytechnique, pour l'honneur qu'il me fait en acceptant de siéger dans ce jury.

Mes remerciements les plus sincères vont également à Monsieur **C.LARBES** Maîtres de conférences à l'école nationale polytechnique, pour l'honneur qu'il me fait en acceptant de siéger dans ce jury.

Mes remerciements les plus sincères vont également à Monsieur **A.LARBI** Maîtres de conférences à l'USTHB, pour l'honneur qu'il me fait en acceptant de siéger dans ce jury.

Mes vifs remerciements vont aussi à tous mes amis et mes anciens enseignants du génie électrique, particulièrement ceux du Laboratoire de commande des processus de L'ENP.

Mes vifs remerciements vont aussi à tous mes amis et collègues du Centre Universitaire de Béchar pour leur aide amicale et pour l'ambiance favorable, et particulièrement à Monsieur **A.SLIMANI** directeur du centre universitaire de Béchar.

Je tiens à exprimer mes sincères et profonds sentiments de fraternité envers mon ami Monsieur **M.T.MEHARGA**, qui a toujours aidé à assurer une collaboration fraternelle et une amitié durable.

Je tiens à remercier ceux qui ont participé à la réalisation de cette thèse : **A.KECHICHE**, **M.SAFI**, **S.BENTOUBA**, **A.KHAOUID**, **A.ABED**, en leur souhaitant une bonne réussite.

Dans le souci de n'oublier personne, que tous ceux qui m'ont aidé, de près ou de loin, qu'ils trouvent dans ces quelques lignes l'expression de ma profonde gratitude.

D'un point de vue non technique, mes parents, mes beaux parents, mes frères et sœurs méritent une immense gratitude. Plus particulièrement, je remercie mon épouse, pour ses encouragements et son impatience à voir un aboutissement de cette thèse.

## SOMMAIRE

<b>RESUME</b> .....	i
<b>AVANT PROPOS</b> .....	ii
<b>SOMMAIRE</b> .....	iii
<b>INTRODUCTION GENERALE</b> .....	01

### PARTIE I

#### MODELISATION DE LA MACHINE SYNCHRONE EN VUE DE LA COMMANDE

<b>Introduction</b> .....	06
<b>Chapitre 1 : Modélisation de la machine synchrone en vue de la commande</b>	
1.1 Description du système.....	07
1.2 Modélisation de la machine synchrone à rotor bobiné.....	07
1.3 Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents.....	13
1.4 Modélisation de l'onduleur à trois niveaux.....	17
1.5 Association onduleur à trois niveaux – machine synchrone.....	22
1.6 Conclusion.....	25

### PARTIE II

#### COMMANDES LINEAIRES DANS L'ESPACE D'ETAT

<b>Introduction</b> .....	27
<b>Chapitre 2 : Commande par retour d'état</b>	
2.1 Introduction.....	28
2.2 Structure générale de la commande par retour d'état.....	28
2.3 Système d'équations d'état échantillonnées.....	29
2.4 Détermination du vecteur de la contre réaction d'état.....	30
2.5 Choix de la période d'échantillonnage.....	30
2.6 Détermination des coefficients d'intervention directe de la consigne et de la perturbation	31
2.7 Représentation d'état échantillonnée du système à régler.....	31
2.8 Commande par retour d'état échantillonnée de la vitesse de la MSA.....	32
2.9 Système anti-windup.....	34
2.10 Résultats de la simulation.....	34
2.11 Conclusion.....	36
<b>Chapitre 3 : Commande par mode glissement à placement de pôles</b>	
3.1 Introduction .....	37
3.2 Définition du mode de glissement.....	37
3.3 Système de commande à structure variable.....	38
3.4 Méthode de placement des pôles.....	40
3.5 Application à la commande de la vitesse de la MSA .....	41
3.6 Résultats de la Simulation .....	41
3.7 Conclusion.....	43
<b>Chapitre 4 : Robustesse et comparaison des deux commandes linéaires</b>	
4.1 Introduction.....	44
4.2 Robustesse de la commande par retour d'état appliquée à la MSA.....	44
4.3 Robustesse de la commande par mode de glissement appliquée à la MSA.....	50
4.4 Conclusion.....	57

<b>Chapitre 5 : Observateurs dans l'espace d'état</b>	
5.1 Introduction.....	58
5.2 Observateur d'état.....	58
5.3 Commande par retour d'état avec observateur d'état.....	61
5.4 Observateur d'état et de perturbation.....	63
5.5 Commande par retour d'état avec observateur d'état et de perturbation.....	66
5.6 Conclusion.....	69
<b>PARTIE III</b>	
<b>COMMANDES NON LINEAIRES PAR BACKSTEPPING ET PAR MODE GLISSANT</b>	
<b>Introduction.....</b>	<b>71</b>
<b>Chapitre 6 : Commande par la technique du backstepping</b>	
6.1 Introduction.....	72
6.2 Généralités sur la commande des systèmes non linéaires par Lyapunov.....	73
6.3 Aspect théorique de la technique du backstepping .....	74
6.4 Conclusion.....	76
<b>Chapitre 7 : Application de la technique du backstepping à la commande en cascade de la MSAP</b>	
7.1 Introduction.....	77
7.2 Dimensionnement de la commande par backstepping appliquée à la MSAP.....	77
7.3 Résultats de la simulation .....	82
7.4 Conclusion.....	85
<b>Chapitre 8 : Commande par mode de glissement non linéaire</b>	
8.1 Introduction.....	86
8.2 Les systèmes à structures variables.....	86
8.3 Conception de la commande par mode de glissement.....	87
8.4 Conclusion.....	93
<b>Chapitre 9 : Application du mode de glissement à la commande en cascade de la MSAP</b>	
9.1 Introduction.....	94
9.2 Dimensionnement de la commande par mode de glissement appliquée à la MSAP.....	94
9.3 Résultats de la simulation .....	99
9.4 Conclusion.....	102
<b>PARTIE IV</b>	
<b>ETUDE COMPARATIVE DES PERFORMANCES DES DEUX COMMANDES NON LINEAIRES</b>	
<b>Introduction.....</b>	<b>104</b>
<b>Chapitre 10 : Etude comparative des performances des deux commandes non linéaires</b>	
10.1 Tests de robustesse des deux commandes non linéaires appliquées à la MSAP.....	105
10.2 Association de la commande par backstepping au mode glissant appliquée à la MSAP ...	112
10.3 La commande par backstepping avec action intégrale.....	121
10.4 Conclusion.....	130
<b>CONCLUSION GENERALE.....</b>	<b>131</b>
<b>ANNEXE.....</b>	<b>134</b>
<b>BIBLIOGRAPHIE.....</b>	<b>136</b>

# **INTRODUCTION GENERALE**

# ***INTRODUCTION GENERALE***

L'augmentation toujours croissante des performances globales des entraînements électriques à vitesse variable industriels, est aujourd'hui principalement liée aux progrès réalisés dans le domaine de la commande des machines à courant alternatif. En effet, les avantages associés à leurs utilisations, ne sont plus à démontrer en termes de robustesse et de fiabilité. Le domaine d'application des machines à courant alternatif s'est considérablement étendu grâce notamment au développement de l'électronique de puissance. Les performances et la vitesse d'exécution, toujours plus rapide, des microprocesseurs et de facto la meilleure maîtrise de commandes plus évoluées, ont permis aux machines à courants alternatifs, tout particulièrement les machines synchrones, de retrouver la souplesse de commande, surplombant ainsi la machine à courant continu dont l'inconvénient majeur réside dans la présence de collecteurs mécaniques [12][21][86][96].

D'une manière générale, un entraînement à vitesse variable est un système électromécanique complexe, dont l'analyse complète fait appel conjointement aux disciplines principales suivantes :

- Mécanique : les transmissions, le procédé à régler.
- Electromécanique : la machine électrique synchrone ou asynchrone.
- Electronique de puissance : les convertisseurs de puissances et sources d'énergie.
- Automatique : la commande, l'observation et l'identification.
- Informatique : la supervision, le diagnostic.

Ce système "interdisciplinaire" peut se définir comme une chaîne d'asservissement. Augmenter alors globalement les performances d'une telle chaîne électromécanique passe obligatoirement par une approche système des problèmes. Néanmoins, dans le cadre de cette thèse, nous limiterons notre analyse aux méthodes de l'automatique appliquées à l'électrotechnique, focalisées sur la commande non linéaire de la machine synchrone.

Les applications industrielles, du variateur de vitesse constitué d'une machine synchrone associée à un convertisseur statique, se sont d'abord développées dans le domaine des fortes puissances (0.5 MW à 50 MW) en raison des possibilités de la commutation naturelle (traction électrique, propulsion navale,...etc). Actuellement l'utilisation de la machine synchrone s'étend aux faibles puissances (<10 kW) dans des domaines d'applications aussi nombreux que variés (aéronautique, robotique,...etc). Ce développement important est essentiellement dû aux caractéristiques mêmes de la machine synchrone (absence de collecteur, couple massique important) et au fait que l'électronique de commande reste relativement simple [12][21][86][96].

En outre, les recherches approfondies dans le domaine des matériaux, la mise au point par exemple d'aimants permanents à base de terres rares, ont permis d'obtenir des machines synchrones (MSAP) plus performantes, elles ont l'avantage, entre autres, d'avoir une faible inertie et un couple massique élevé. Elles sont actuellement les plus en vu pour répondre aux exigences des applications telles que la robotique, les machines outils, la technologie de l'espace et des systèmes embarqués. L'étude de la commande des MSAP avec pilotage vectoriel se distingue comme un outil puissant et efficace, dotant une MSAP de performances dynamiques aussi satisfaisantes que celles obtenues avec une machine à courant continu. Cependant le modèle mathématique global de l'ensemble "machine convertisseur" reste non linéaire.

La commande des systèmes constitue l'un des domaines les plus riches en termes d'algorithmes, d'outils d'analyse et de techniques de design. Le souci constant d'améliorer les performances des systèmes commandés conduit à des commandes de plus en plus évoluées. De ce fait, les outils fondamentaux de synthèse de lois de commande utilisées dans le domaine non linéaire deviennent complexes. De cette complexité croissante résulte une détermination et une mise en œuvre difficile des lois de commande. Les problèmes théoriques et pratiques à résoudre sont encore considérables. Mais néanmoins, il existe certaines méthodes qui donnent des solutions intéressantes.

Depuis la commande linéaire classique, de nombreuses applications de machines synchrones ont été réalisées. La majorité de ces commandes sont fondées sur des correcteurs PI, pour des questions de simplicité mais surtout pour des considérations de contraintes de temps de calcul pour ce système dynamique très rapide. Aujourd'hui, l'évolution de l'électronique numérique a permis de réaliser des calculateurs très rapides. Cela a ouvert, de manière notable, des possibilités quant aux développements de lois de commande plus complexes et plus performantes. Cependant les lois de commandes avancées proposées sont soit difficilement implantables par la nature même de leurs structures, soit atteignent un degré de complexité mathématique qui ne facilite pas le rapprochement recherche théorique / industrie [73][84][86][98-100]. C'est pourquoi, nous nous sommes intéressés à la commande linéaire et non linéaire de machines synchrones autopilotées à rotor bobiné et à aimants permanents, respectant le compromis robustesse- performances désirées ainsi que celui relatif à la simplicité de synthèse et à la facilité de réglage des paramètres des correcteurs.

Contrairement au cas linéaire, les systèmes non linéaires étant définis par négation, ne représentent pas un ensemble homogène. Une méthode qui donne de bons résultats sur une classe de systèmes, peut en avoir de mauvais sur une autre classe, même très peu différente de la première [56]. Par conséquent, dans le cadre de la commande des systèmes non linéaires, la question de l'applicabilité est primordiale, et une méthode générale n'existe pas. Tous les efforts consentis ces dernières années visent à élargir, le plus possible, l'ensemble des systèmes auxquels les méthodes sont applicables. Cet ensemble de systèmes est défini en termes de contraintes imposées aux non-linéarités des systèmes.

La technique du backstepping offre une méthode systématique pour répondre à ce type de problème. Le backstepping a été développé par Kanellakopoulos et al.(1991) et inspiré par les travaux de Feurer & Morse (1978) d'une part et Tsiniias (1989) et Kokotovit & Sussmann (1989) d'autre part. L'arrivée de cette méthode a donné un nouveau souffle à la commande adaptative des systèmes non linéaires, qui malgré les grands progrès réalisés, manquait d'approches générales. Le backstepping se base sur la deuxième méthode de Lyapunov, dont il combine le choix de la fonction énergie avec celui des lois de commande. Ceci lui permet, en plus de la tâche pour laquelle le contrôleur est conçu (poursuite et/ou régulation), de garantir, en tout temps, la stabilité globale du système compensé [6][69].

Dans cette thèse, nous allons présenter, la contribution de "la commande linéaire dans l'espace d'état et la commande non linéaire par backstepping et par mode de glissement pour la mise en œuvre par simulation numérique d'un actionneur synchrone".

Notre objectif est d'améliorer les performances de la commande du moteur synchrone autopiloté alimenté par onduleur à MLI à trois niveaux à structure NPC, qui est un système non linéaire, multivariable, à paramètres incertains. Les deux catégories de méthodes, linéaire et non linéaire, utilisent une commande par retour des états du système, la linéaire est dimensionnée par imposition des pôles en boucle fermée et la non linéaire est basée sur la théorie de stabilité de Lyapunov.

Afin d'appliquer la commande linéaire, nous allons adopter le principe de la linéarisation autour d'un point de fonctionnement, ainsi nous pouvons synthétiser la commande par retour d'état global et par mode glissant dans l'espace d'état avec imposition des pôles. Pour reconstituer les grandeurs non mesurables, nous allons synthétiser deux types d'observateurs dans l'espace d'état "l'observateur d'état et l'observateur d'état et de perturbation".

Cette thèse est composée de quatre parties organisées comme suit :

Dans la partie I est exposé la modélisation de la machine synchrone en vue de la commande. Faisant l'objet du chapitre 1, cette partie consiste à présenter le modèle de Park du moteur synchrone autopiloté alimenté en tension à rotor bobiné et à aimants permanents. Il s'agit donc de traiter les différents modèles : non linéaires multivariables, linéarisé et simplifié par l'utilisation de la commande vectorielle et enfin le modèle de l'onduleur à trois niveaux à structure NPC commandé par la stratégie MLI. Les résultats de simulations montrent le fonctionnement en boucle ouverte de l'ensemble moteur synchrone onduleur à trois niveaux.

La partie II présente les commandes linéaires dans l'espace d'état appliquées à la MSA. Constituée des chapitres 2, 3, 4, et 5, cette partie nous permet de voir deux méthodes de commandes linéaires ayant fait leurs preuves [12]. L'objectif est de montrer la progression dans l'amélioration des performances tout en assurant le compromis performance/simplicité. Les résultats de la simulation vont nous permettre de faire une étude comparative. Pour reconstituer les grandeurs non mesurables, nous allons synthétiser deux types d'observateurs dans l'espace d'état.

La partie III traite les commandes non linéaires par backstepping et par mode de glissement appliquées à la MSAP. Cette partie de la thèse allant du chapitre 6 au chapitre 9, explore et rend accessible un nouveau domaine de recherche, très actif, qui est la commande par backstepping des systèmes non linéaires. Un intérêt particulier est porté à l'analyse et au design par la méthode de Lyapunov. L'avantage de cette méthode de commande, c'est quelle est évolutive, s'associe à d'autres méthodes de commande et assure la stabilité du système. Pour évaluer ses performances nous avons utilisé une autre commande robuste, qui est le mode de glissement non linéaire. Les résultats de simulation visualisent les performances de deux méthodes de commandes.

La partie IV relative à l'étude comparative des performances des deux commandes non linéaires appliquées à la MSAP alimentée par un onduleur M.L.I à trois niveaux comporte le dernier chapitre 10. Cette étude comparative est basée sur les testes de robustesse par rapport à la variation des paramètres de la machine, l'effet de l'alimentation et la variation du point de fonctionnement, et par rapport aux variations de consignes et de perturbation. Pour améliorer les performances, nous présentons l'association du backstepping – mode de glissement, et l'introduction d'une action intégrale dans la commande par backstepping. Les résultats de la simulation vont nous permettre de faire la comparaison.

# **Partie I**

## **MODELISATION DE LA MACHINE SYNCHRONNE EN VUE DE LA COMMANDE**

## Introduction

Les actionneurs classiques étaient souvent réalisés au moyen de moteur à courant continu les exigences actuelles en matière de fiabilité devenant de plus en plus drastique, cette technologie de moteur a été abandonnée au profit de moteur à courant alternatif.

Les actionneurs de type machine synchrone permettent d'atteindre des performances élevées en raison de la puissance massique importante et de l'absence des limitations propres aux machines à collecteurs.

Le but de cette partie, constituée d'un seul chapitre, est de présenter les deux catégories de modèles de la machine synchrone fonctionnant en moteur autopiloté alimenté en tension. La première catégorie concerne la machine à rotor bobiné, cas générale, dans laquelle nous présentons le modèle non linéaire et linéaire dans l'espace d'état. La deuxième catégorie concerne les machines synchrones à aimants permanents, qui sont de plus en plus utilisées dans les applications nécessitant des performances dynamiques et statiques très élevées, et plus particulièrement dans les systèmes embarqués. Ceci est dû principalement à l'évolution des aimants permanents qui constituent la partie inductrice (rotor). Cette évolution permet d'obtenir des machines à rendement élevé (à cause de l'absence des pertes joules au niveau de l'inducteur). Ainsi qu'un rapport puissance /masse élevé.

Ce chapitre, est consacré, dans un premier lieu, à la description du système à régler, la modélisation de la machine synchrone à rotor bobiné alimentée en tension, modèle global multivariable et monovariable, et le modèle linéarisé ainsi que le modèle découplé en utilisant la commande vectorielle. Ensuite le modèle de la machine synchrone à aimant permanent, modèle global multivariable et le modèle monovariable découplé en utilisant la commande vectorielle. Les résultats de la simulation permettent de visualiser le fonctionnement des deux machines. Ces modèles sont à la base de la synthèse des différentes commandes par la suite.

# Chapitre 1

## MODELISATION DE LA MACHINE SYNCHRONE EN VUE DE LA COMMANDE

### 1.1 Description du système

Le système à régler est une machine synchrone triphasée à rotor bobiné ou à aimant permanent, sans amortisseurs, alimentée en tension à fréquence et amplitude variable. Le circuit d'excitation est alimenté par une source de tension constante. Or la machine synchrone, comme son nom l'indique, tourne à la vitesse synchrone, qui est liée uniquement à la fréquence de l'alimentation. Pour assurer la variation de la vitesse, nous utiliserons le principe de l'autopilotage [21][47][96], qui consiste à alimenter la machine avec une tension dont la fréquence est asservie à la position du rotor (figure 1.1).

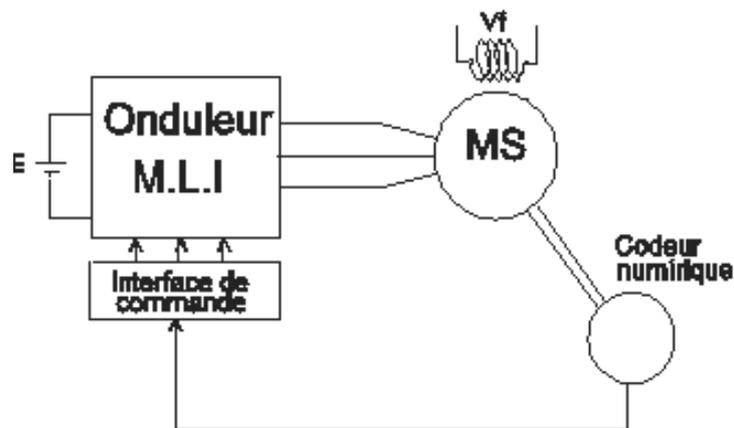


Fig 1.1 Schéma de la MSA alimentée en tension

### 1.2 Modélisation de la machine synchrone à rotor bobiné

Dans cette étude, la machine est représentée par un système d'équations électriques de tensions et mécanique de mouvement. L'étude de la machine est basée sur les hypothèses simplificatrices suivantes [21][47]:

- le circuit magnétique n'est pas saturé.
- Les pertes fer sont négligées.
- Les effets des encoches ne sont pas pris en compte.
- Les forces magnétomotrices d'entrefer sont à répartition sinusoïdale dans l'espace.
- Les résistances et réactances sont considérées indépendantes de la température.
- L'effet de peau est négligé.

En tenant compte de ces hypothèses simplificatrices, la machine synchrone triphasée est modélisée par trois équations de tensions statoriques, une équation de tensions rotorique, et une équation mécanique. Ces équations différentielles sont fonction du temps et dont la

résolution est difficile, d'où la nécessité de trouver une transformation appropriée pour éliminer cette dépendance du temps. Parmi les transformations les plus utilisées est la transformation de PARK, définie par :

$$\begin{pmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} \quad (1.1)$$

$$\text{Avec: } \theta = \int_0^t \omega(\tau) d\tau + \theta(0)$$

Elle permet d'écrire les grandeurs statoriques dans le référentiel rotorique. Les tensions et les courants réels se déduisent en fonction de ceux du modèle de Park par la transformation (1.1).

### 1.2.1 Les équations électriques

Les équations électriques de la machine synchrone dans le repère de Park s'écrivent [21][47]:

$$\begin{aligned} v_{sd} &= R_s i_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} - \omega \phi_{sq} \\ v_{sq} &= R_s i_{sq} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} + \omega \phi_{sd} \\ v_{rq} &= R_r i_{rq} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} = -V_f \end{aligned} \quad (1.2)$$

### 1.2.2 Equation mécanique

S'écrit sous la forme :

$$\frac{J}{P} \frac{d\omega}{dt} = C_{em} - f \frac{\omega}{P} - C_r \quad (1.3)$$

Où le couple électromagnétique est :

$$C_{em} = P(\phi_{sd} i_{sq} - \phi_{sq} i_{sd}) \quad (1.4)$$

P : correspond au nombre de paires de pôles;

### 1.2.3 Relation flux courants

La relation reliant les flux aux courants est donnée par la matrice suivante :

$$\begin{pmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \\ \phi_{rq} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s & M_{sr} \\ 0 & M_{sr} & L_r \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rq} \end{pmatrix} \quad (1.5)$$

La machine peut être représentée par un diagramme simple où l'ensemble des bobines du stator se réduit à deux bobines Sd et Sq. dans un référentiel rotorique figure (1.2).

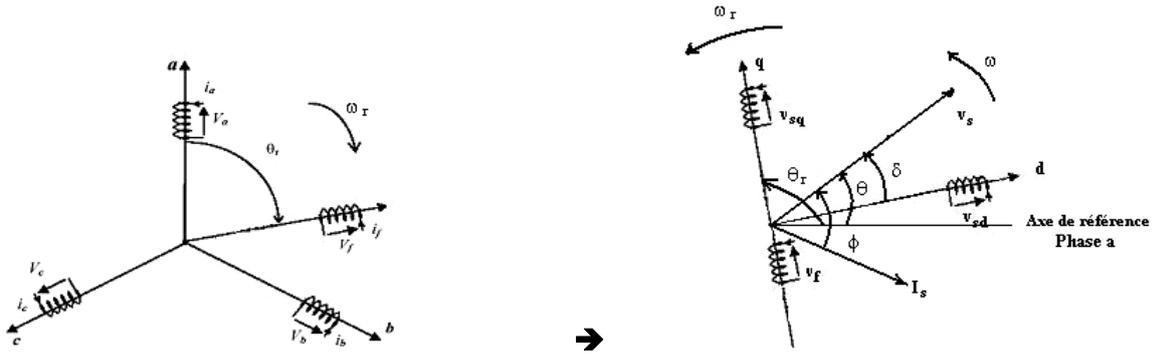


Fig 1.2 Transformation de Park appliquée à la machine synchrone

Avec  $\theta = \omega t - \delta$  dans le cas d'un fonctionnement moteur [21][47].

### 1.2.4 Modèle global multivariable

En considérant les équations (1.1), (1.2) et (1.5), et en remplaçant les flux par les courants, nous pouvons écrire l'équation matricielle électrique suivante :

$$\begin{pmatrix} \dot{i}_{sd} \\ \dot{i}_{sq} \\ \dot{i}_{rq} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & \omega & \frac{M_{sr}\omega}{L_s} \\ -\frac{\omega}{\sigma} & -\frac{R_s}{\sigma L_s} & \frac{R_r M_{sr}}{\sigma L_r L_s} \\ \frac{M_{sr}\omega}{\sigma L_r} & \frac{R_s M_{sr}}{\sigma L_r L_s} & -\frac{R_r}{\sigma L_r} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rq} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & \frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r} \\ 0 & -\frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r} & -\frac{1}{\sigma L_r} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ V_f \end{pmatrix} \quad (1.6)$$

Avec  $\sigma = 1 - M_{sr}^2 / (L_s L_r)$

L'équation mécanique devient :

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{P}{J} (-PM_{sr} i_{sd} i_{rq} - f \frac{\omega}{P} - C_r) \quad (1.7)$$

### 1.2.5 Modèle non linéaire monovariable

L'étude du comportement de la MSA en régime permanent, lors de la variation de l'angle de calage, pour diverse valeur de l'excitation, nous permet de conclure sur la commandabilité de la machine en fonction de l'angle de calage et vérifier si on peut prendre la tension d'excitation constante figure(1.3). Les meilleurs résultats sont obtenus avec la tension d'excitation nominale.

Considérons l'onduleur de tension MLI comme source parfaite, lors du dimensionnement du réglage, la machine est alors alimentée par des tensions sinusoïdales de fréquence égale à celle de la f.e.m et d'amplitude réglable assurant la loi V/f constant. Après transformation de Park, nous obtenons [47]:

$$\begin{aligned} v_{sd} &= \sqrt{3} V_{ef} \cos(\delta) \\ v_{sq} &= \sqrt{3} V_{ef} \sin(\delta) \end{aligned} \quad (1.8)$$

Où la tension efficace  $V_{ef}$  est calculée de façon à assurer la loi V/f constant [21]:

$$V_{ef} = V_0 + K_n \omega \quad (1.9)$$

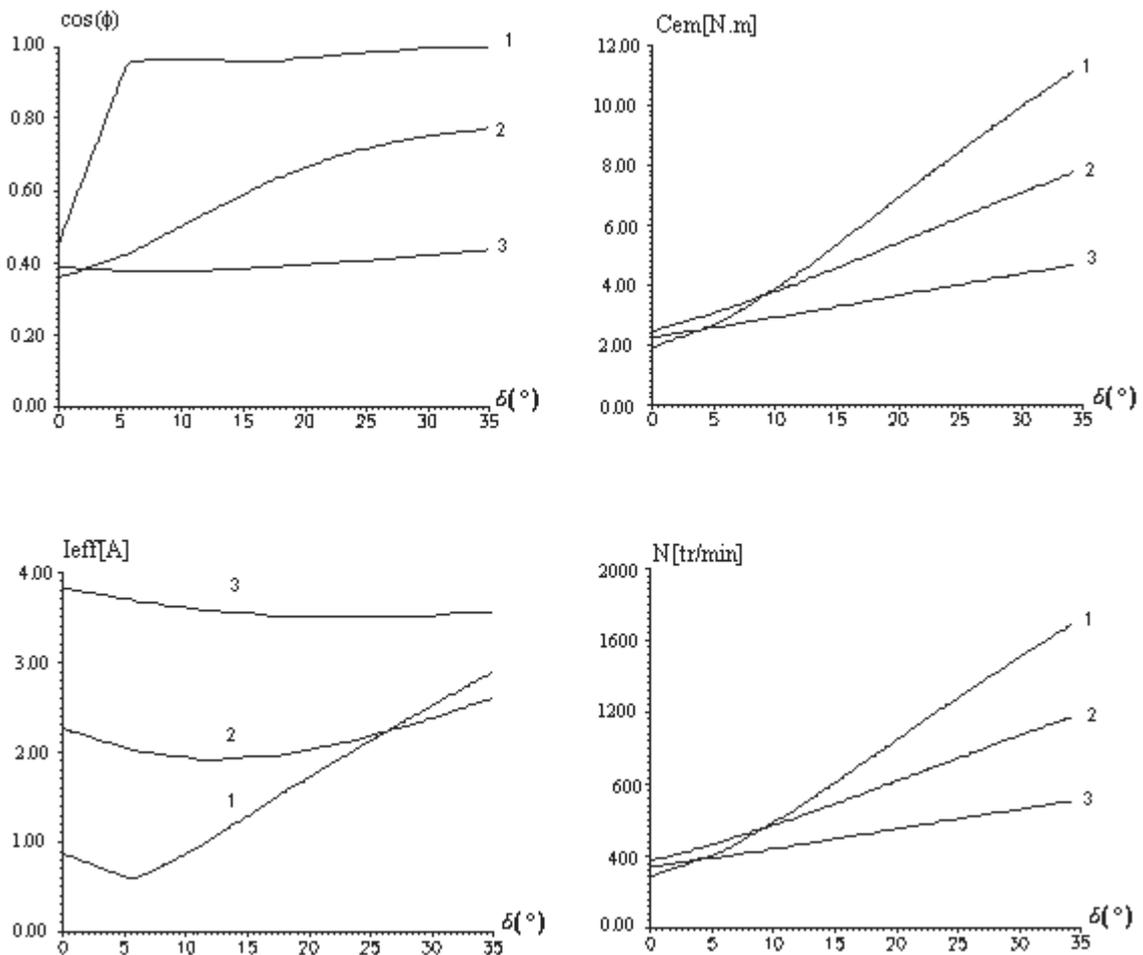
Avec:  $V_o$  : valeur initiale de la tension d'alimentation,  $K_n$  : rapport  $V_n/\omega_n$  assurant la loi V/f constante.

Le remplacement de (1.8) et (1.9) dans l'équation (1.6), et le fait que nous n'envisageons pas le réglage par la tension d'excitation  $V_f$  nous permet de rendre le modèle de la MSA monovarié dépendant uniquement de l'angle de calage.

L'écriture matricielle des équations électriques obtenues est:

$$\begin{pmatrix} \dot{i}_{sd} \\ \dot{i}_{sq} \\ \dot{i}_{rq} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & \omega & \frac{M_{sr}\omega}{L_s} \\ -\frac{\omega}{\sigma} & -\frac{R_s}{\sigma L_s} & \frac{R_r M_{sr}}{\sigma L_r L_s} \\ \frac{M_{sr}\omega}{\sigma L_r} & \frac{R_s M_{sr}}{\sigma L_r L_s} & -\frac{R_r}{\sigma L_r} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rq} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \sqrt{3} \frac{V_{ef}}{L_s} & 0 & 0 \\ 0 & \sqrt{3} \frac{V_{ef}}{\sigma L_s} & \frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r} \\ 0 & -\sqrt{3} \frac{M_{sr} V_{ef}}{\sigma L_s L_r} & -\frac{1}{\sigma L_r} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cos(\delta) \\ \sin(\delta) \\ V_f \end{pmatrix} \quad (1.10)$$

Avec:  $\sigma = 1 - M_{sr}^2 / (L_s L_r)$



**Fig 1.3:** Caractéristiques statiques lors de la variation de l'angle de calage  $\delta$  dans le cas d'une charge proportionnelle à la vitesse pour différentes valeurs de l'excitation  $V_f$ .

1-  $V_f=160V$ , 2-  $V_f=100V$ , 3-  $V_f=50V$

### 1.2.6 Modèle linéaire monovariante

Les équations régissant le fonctionnement de la MSA obtenues précédemment sont non linéaires. Pour déterminer la représentation d'état de ce système, nous devons donc linéariser ses équations.

Ecrivons chaque grandeur sous la forme:

$$x = X_0 + \Delta x \quad (1.11)$$

Nous appliquons la relation (1.11) au système global (1.7), (1.10) et en négligeant les produits d'accroissements, nous obtenons la représentation d'état de la MSA sous la forme linéaire suivante [47] [25]:

$$[\dot{x}_s] = A[x_s] + B_u \Delta \delta + B_v \Delta C_r \quad (1.12)$$

Où :

$$A1 = \begin{pmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & \omega_o & \frac{M_{sr}\omega_o}{L_s} \\ -\frac{\omega_o}{\sigma} & -R_s \frac{1}{\sigma L_s} & R_r \frac{M_{sr}}{\sigma L_r L_s} \\ \frac{M_{sr}\omega_o}{\sigma L_r} & \frac{R_s M_{sr}}{\sigma L_r L_s} & -\frac{R_r}{\sigma L_r} \\ -\frac{P^2 M_{sr} i_{rqo}}{J} & 0 & -\frac{P^2 M_{sr} i_{sdo}}{J} \end{pmatrix} \quad A2 = \begin{pmatrix} i_{sqo} + M_{sr} \frac{i_{rqo}}{L_s} + \sqrt{3} \frac{K_n}{L_s} \cos(\delta_o) \\ -\frac{i_{sdo}}{\sigma} + \sqrt{3} \frac{K_n}{\sigma L_s} \sin(\delta_o) \\ M_{sr} \frac{i_{sdo}}{\sigma L_r} - \sqrt{3} \frac{M_{sr} K_n}{\sigma L_s L_r} \sin(\delta_o) \\ -\frac{f}{J} \end{pmatrix}$$

$$A = [A_1 \quad A_2]$$

$$B_u = \begin{pmatrix} -\frac{V_o}{L_s} \sin(\delta_o) \\ \frac{V_o}{\sigma L_s} \cos(\delta_o) \\ -\frac{M_{sr} V_o}{\sigma L_r L_s} \cos(\delta_o) \\ 0 \end{pmatrix}; \quad B_v = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ -\frac{P}{J} \end{pmatrix}; \quad \text{avec: } [x_s]^T = [\Delta i_{sd} \quad \Delta i_{sq} \quad \Delta i_{rq} \quad \Delta \omega]$$

$$\sigma = 1 - M_{sr}^2 / (L_s L_r)$$

La représentation d'état ainsi obtenue n'est valable que pour de petites variations autour d'un point de fonctionnement.

### 1.2.7 Résultats de simulation

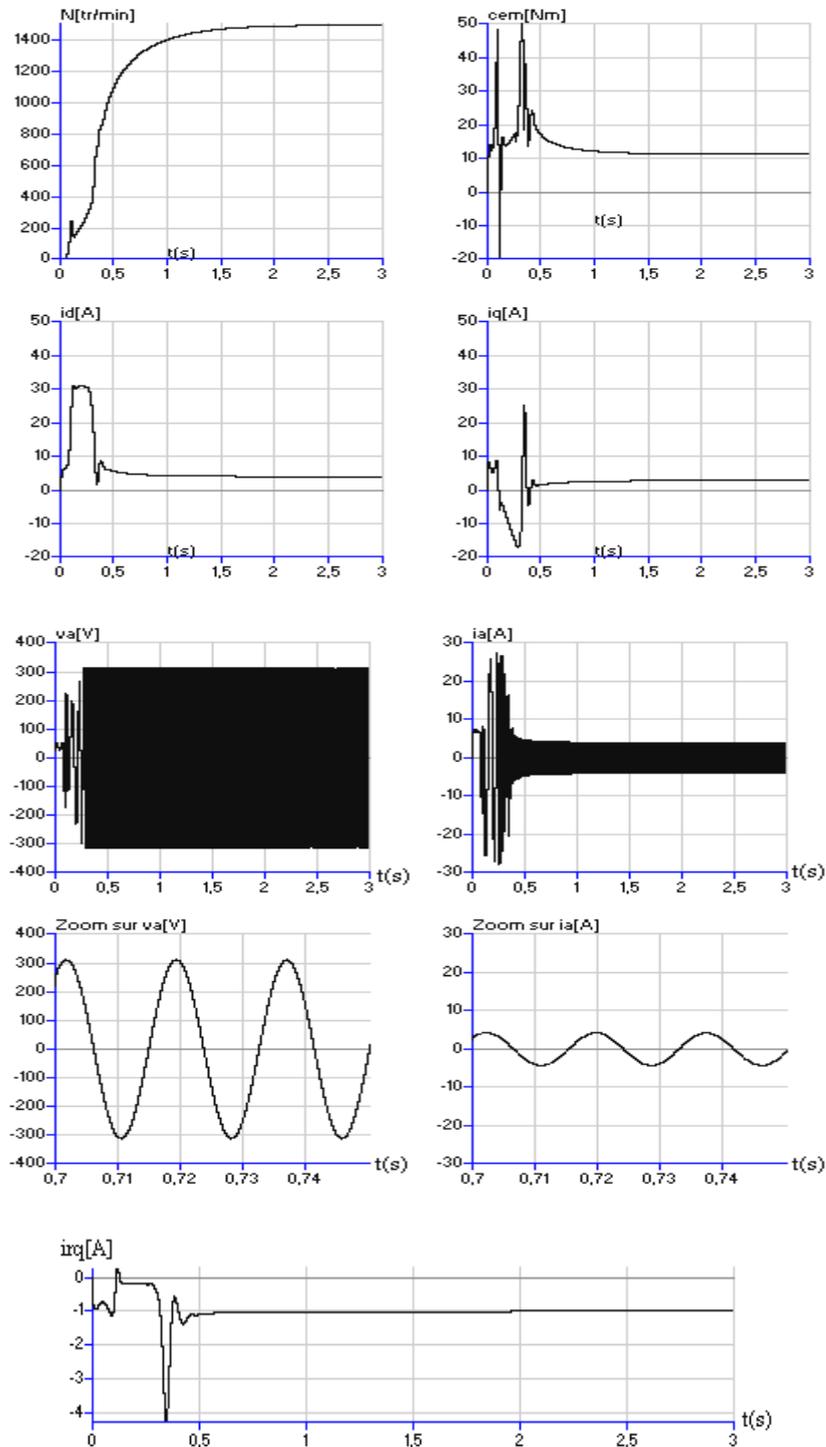
Après l'établissement du modèle mathématique de la machine synchrone autopilotée alimentée par un onduleur de tension parfait (tension sinusoïdale), dont la complexité a été réduite moyennant un certain nombre d'hypothèses, nous simulons le démarrage à charge constante.

L'analyse des courbes de simulation permet de tirer les résultats suivants :

- L'établissement de la vitesse du moteur synchrone au démarrage avec couple résistant

est lent.

- Pendant le régime transitoire de la machine, le couple électromagnétique prend des valeurs relativement élevées, ainsi que le courant de phase.
- En régime permanent, toutes les grandeurs prennent des valeurs constantes.



**Fig 1.4 :** Evolutions des grandeurs électriques et mécaniques de la M.S.A alimentée en tension lors d'un démarrage à charge constante.

### 1.3 Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents

La machine synchrone à aimants permanents s'impose dans les applications nécessitant des performances dynamiques et statistiques très élevées et plus particulièrement, dans les systèmes embarqués (aéronautique), machines outils etc..., en raison de son rapport puissance / masse élevé. Récemment, on a assisté à une croissance dans son domaine d'application qui s'étant aux puissances supérieures à 100 kW [21][85].

Dans une machine synchrone à aimants permanents, le bobinage du rotor est remplacé par des aimants permanents. Par conséquent nous utilisons le modèle du moteur synchrone à rotor bobiné que nous particulierisons par la suite en posant dans les équations statoriques un flux d'excitation constant. Les avantages sont l'élimination des pertes liées au bobinage rotorique, une grande densité d'énergie, un faible moment d'inertie et une construction plus robuste du rotor. Les inconvénients consistent en la perte de la flexibilité de variation du champ d'excitation et la possibilité de désaimantation.

#### 1.3.1 Aimants permanents

Les propriétés des aimants permanents et le choix des matériaux utilisés sont très importants dans la conception d'une MSAP. Les aimants permanents sont à base de matériaux céramiques (ferrites) ou matériaux métalliques. Ces matériaux métalliques sont à base d'AlNiCo (Aluminium-Nickel-Cobalt), ou de terres rares (SmCo: Samarium-Cobalt, NdFeB: Néodyme-Fer-Bor).

La puissance électrique d'une machine à aimants permanents est directement proportionnelle à la densité d'énergie emmagasinée dans l'aimant. Cette densité est 5 à 6 fois plus importante dans les aimants à terre rare que dans les aimants à ferrites et 3 fois plus importante que dans les aimants métalliques à base d'AlNiCo. Ceci est dû à l'induction rémanente et au champ coercitif qui sont plus importants dans les aimants à terre rare. Il est certain que l'utilisation de tels aimants entraînera une réduction importante du poids et de l'encombrement de la machine pour une même puissance. Il en résultera un rapport puissance / masse élevé [21].

#### 1.3.2 Différentes structures des machines synchrones à aimants permanents

Il existe deux structures de machines synchrones à aimants permanents, où les rotors sont différents suivant la disposition des aimants. On trouve :

- 1- Cas où les aimants sont calés sur le noyau rotorique magnétique. Dans ce cas la machine se caractérise par un faible taux de saillance ( $L_d/L_q \neq 1$ ), dite structure sans pièce polaire.
- 2- Cas où les pôles ferromagnétiques sont intercalés entre les aimants. Le taux de saillance ici est supérieur à l'unité ( $L_q/L_d > 1$ ), dite structure avec pièce polaire [86][96].

#### 1.3.3 Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents

Afin d'élaborer le modèle de la MSAP, nous avons utilisé le modèle de la machine synchrone à rotor bobiné tel que l'excitation est représentée par un flux constant. Dans le référentiel de Park, la machine synchrone à aimants permanents est représentée par le système d'équations électriques et mécanique suivant [86][96] :

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + sL_d & -\omega L_q \\ \omega L_d & R_s + sL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega \phi \end{bmatrix} \quad (1.13)$$

$$\frac{J}{P} \frac{d\omega}{dt} = C_{em} - f \frac{\omega}{P} - C_r \tag{1.14}$$

Où :  $C_{em} = P[(L_d - L_q)id iq + \phi iq]$

### 1.3.4 Schéma bloc

A partir du modèle précédent, on déduit le schéma bloc de la machine (fig (1.5)):

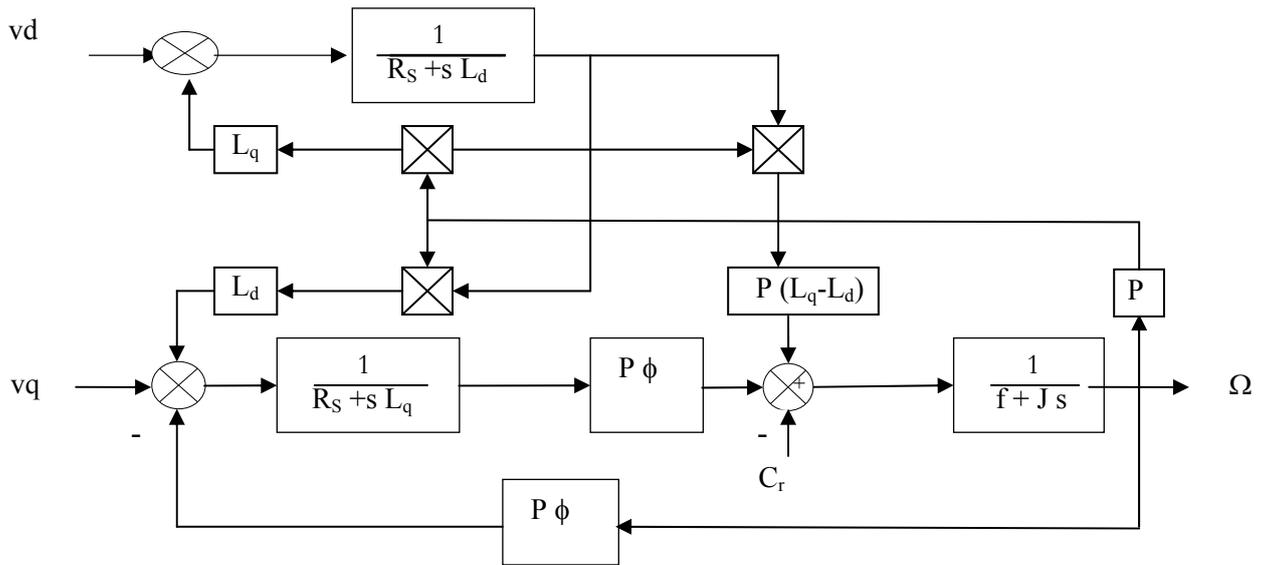


Fig 1.5: Modèle de la machine synchrone à aimants permanents sous la forme d'un schéma bloc.

### 1.3.5 Principe de la commande vectorielle

L'application de commande vectorielle aux machines synchrones à aimants permanents consiste à maintenir le courant  $i_d$  nul. Ainsi le modèle de la MSAP se réduit à l'axe q et devient équivalent à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée (fig 1.6).

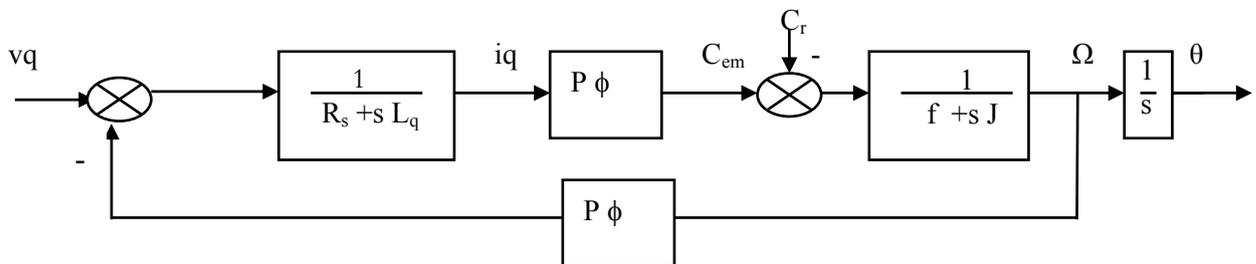


Fig 1.6: Modèle de la MSAP après découplage

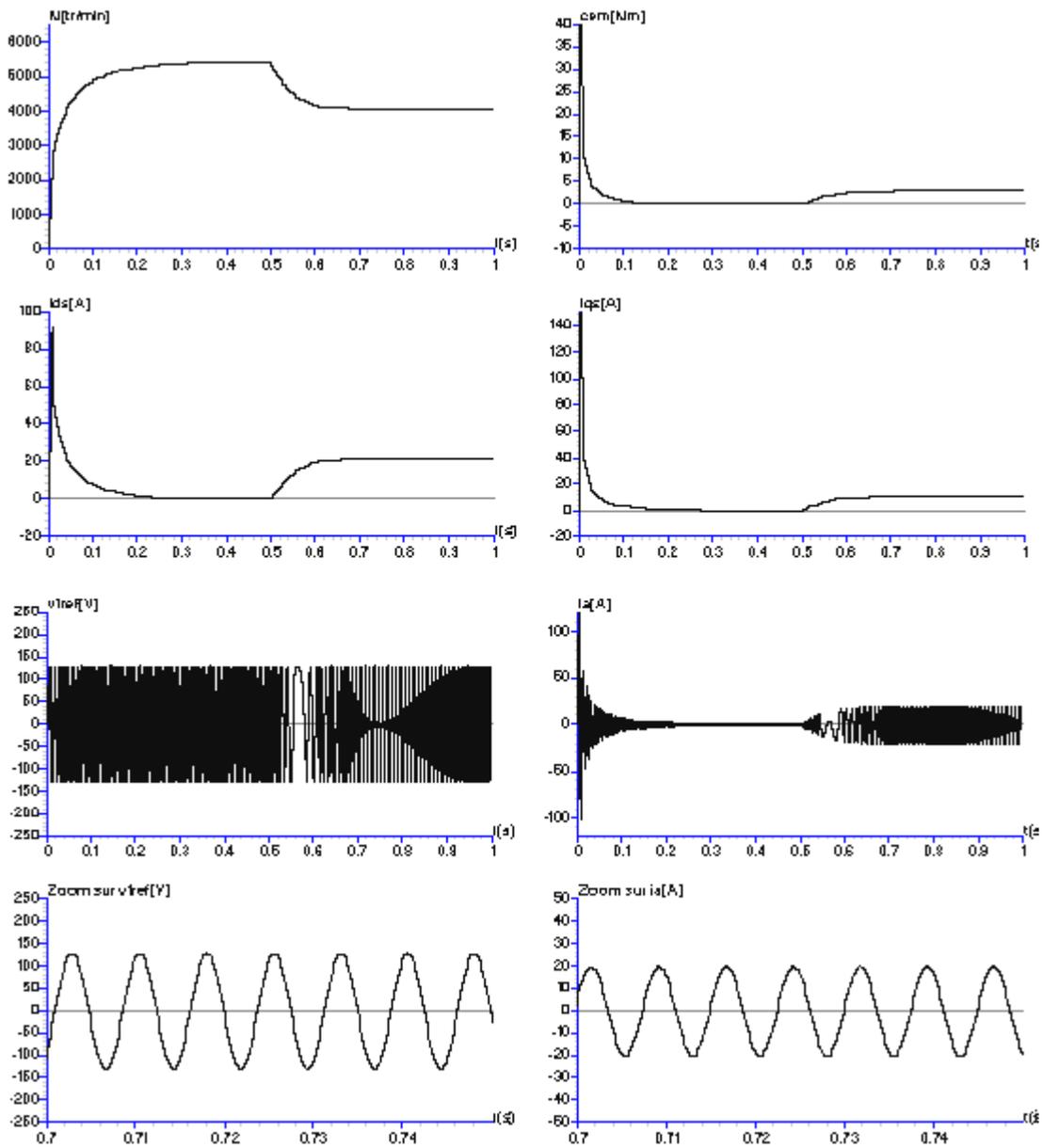
L'avantage de cette commande est que le modèle de la MSAP est devenu linéaire et monovarié dans le cas de machines à pôles lisses ou lorsque nous imposant  $i_d$  nul.

### 1.3.6 Résultats de simulation

Après avoir modélisé la machine, nous simulons le fonctionnement de la MSAP, dont les paramètres sont indiqués en annexe. La figure 1.7 montre l'évolution des grandeurs électriques et mécaniques lors du démarrage à vide de la MSAP suivit d'une augmentation de la charge.

L'analyse des courbes de simulation permet de tirer les résultats suivant :

- L'établissement de la vitesse du moteur synchrone au démarrage avec couple résistant est lent.
- Pendant le régime transitoire de la machine, le couple électromagnétique prend des valeurs relativement élevées, ainsi que le courant de phase.
- En régime permanent, toutes les grandeurs prennent des valeurs constantes.



**Fig 1.7 :** Evolutions des grandeurs électriques et mécaniques de la MSAP alimentée par source de tensions sinusoïdales nominales, lors d'un démarrage à vide avec application de la charge nominale à l'instant  $t=0.5$

### 1.4 Modélisation de l'onduleur à trois niveaux

L'apparition de nouveaux composants de puissance commandable à l'ouverture et à la fermeture tels que les GTO, IGBT ...etc, ont permis la conception de nouveaux convertisseurs, fiables, rapides et puissants. Récemment, les convertisseurs multiniveaux ont entraîné un formidable intérêt dans les applications de grandes puissances. Ces nouvelles structures permettent d'avoir des tensions de sortie plus élevées et avec un meilleur taux d'harmoniques en comparaison aux onduleurs classiques à deux niveaux [8][21].

#### 1.4.1 Structure de l'onduleur à trois niveaux de type NPC

La structure d'un onduleur multiniveaux permet de synthétiser un signal sinusoïdal, à partir de plusieurs niveaux de tension. Plus le nombre de niveaux est grand plus la tension de sortie s'approche de la sinusoïde avec un minimum de distorsion harmonique.

La structure que nous allons présenter dans le cadre de notre travail est de type NPC (Neutral Point Clamped) c-à-d à source de tension continu à point milieu, donnée par la figure (1.8). Cette structure de convertisseur est industrialisée [8].

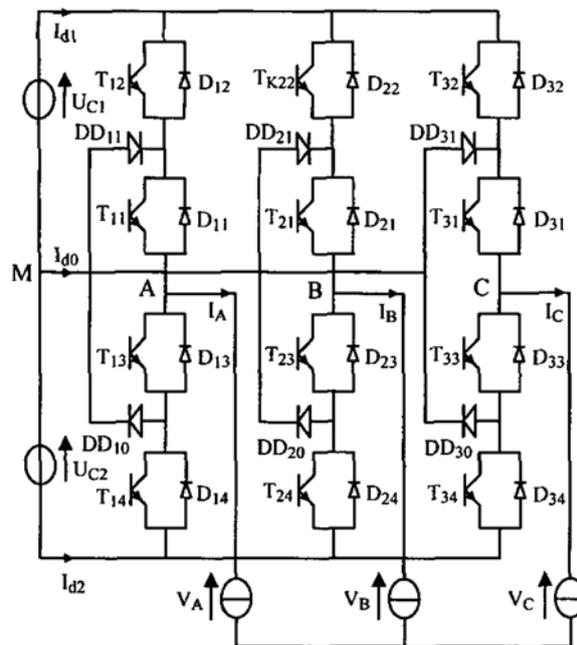


Fig 1.8: Structure générale d'un onduleur de tension à trois niveaux triphasé à structure NPC

Afin d'élaborer un modèle de fonctionnement des onduleurs à trois niveaux on présente chaque paire transistor- diode par un seul interrupteur bidirectionnel (fig 1.9). Un bras de l'onduleur a l'allure donnée à la figure 1.10.

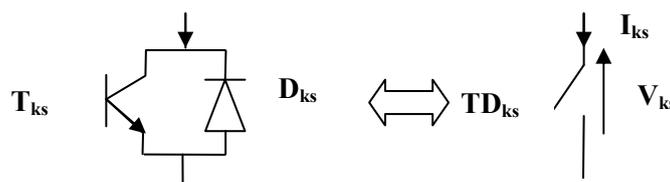


Fig 1.9: Schéma de l'équivalence de la paire transistor – diode et de l'interrupteur bidirectionnel.

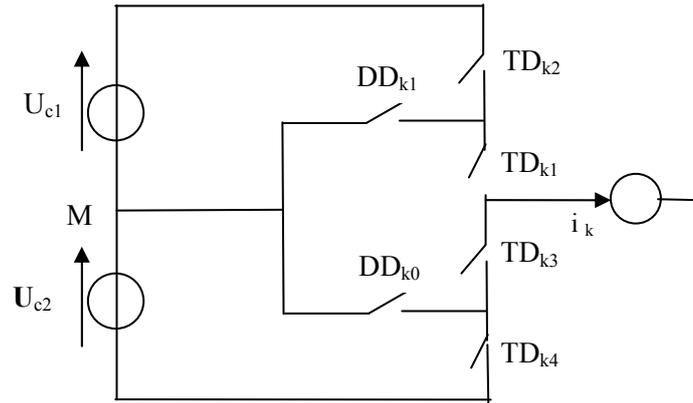


Fig 1.10 : Schéma d'un bras de l'onduleur

Afin d'avoir un fonctionnement totalement commandable de l'onduleur, on doit choisir la commande complémentaire, qui permet à l'onduleur de délivrer les trois niveaux de tensions désirés. Il a été démontré [8] que la commande complémentaire pour un bras k, qui permet d'obtenir les trois niveaux de tension désirés  $U_{c1}, 0, U_{c2}$ , est définie par:

$$\begin{cases} B_{k1} = \overline{B_{k4}} = 1 - B_{k4} \\ B_{k2} = \overline{B_{k3}} = 1 - B_{k3} \end{cases} \quad (1.15)$$

$B_{ks}$  : est la commande de l'interrupteur.

Le tableau (1) montre bien les résultats de cette commande, elle donne les différents niveaux et l'état correspondant de chaque interrupteur (Fermé=1 et ouvert=0), en mode commandable, après élimination du cas inconnu.

Tension de sortie $V_k$	Etat des interrupteurs			
	$B_{k1}$	$B_{k2}$	$B_{k3}$	$B_{k4}$
$+U_{c1}$	1	1	0	0
0	1	0	1	0
inconnue	0	1	0	1
$-U_{c2}$	0	0	1	1

Tableau (1)

### 1.4.2 Modèle de commande de l'onduleur à trois niveaux

La fonction de connexion  $F_{ki}$  définit l'état de chaque interrupteur (fermé=1 et ouvert=0), k étant le numéro du bras et i le numéro d'interrupteur. En mode commandable, les fonctions de connexions de l'onduleur sont liées par:

$$\begin{cases} F_{k1} = 1 - F_{k4} \\ F_{k0} = 1 - F_{k3} \end{cases} \quad (1.16)$$

On définit la fonction de connexion du demi bras comme suit:

$$\begin{aligned} F_{k1}^b &= F_{k1} F_{k2} \\ F_{ko}^b &= F_{k3} F_{k4} \end{aligned} \quad (1.17)$$

$F_{km}^b$ : Où k désigne le numéro du bras et m le numéro du demi bras (demi bras du haut =1 et demi bras du bas =0).

Les potentiels des nœuds A, B et C par rapport aux point milieu M de l'onduleur triphasé à trois niveaux , s'expriment par:

$$\begin{aligned} v_{AM} &= F_{11}^b U_{c1} - F_{10}^b U_{c2} \\ v_{BM} &= F_{21}^b U_{c1} - F_{20}^b U_{c2} \\ v_{CM} &= F_{31}^b U_{c1} - F_{30}^b U_{c2} \end{aligned} \quad (1.18)$$

On a donc :

$$\begin{aligned} v_{AM} &= F_{11} F_{12} U_{c1} - F_{13} F_{14} U_{c2} \\ v_{BM} &= F_{21} F_{22} U_{c1} - F_{23} F_{24} U_{c2} \\ v_{CM} &= F_{31} F_{32} U_{c1} - F_{33} F_{34} U_{c2} \end{aligned} \quad (1.19)$$

Les tensions simples de sortie de l'onduleur se déduisent en fonction des potentiels des nœuds par rapport au point milieu par la relation suivante :

$$\begin{aligned} v_A &= (2v_{AM} - v_{BM} - v_{CM})/3 \\ v_B &= (2v_{BM} - v_{CM} - v_{AM})/3 \\ v_C &= (2v_{CM} - v_{AM} - v_{BM})/3 \end{aligned} \quad (1.20)$$

Ce qui permet d'exprimer les tensions simples en utilisant les fonctions de connexions des demi bras par:

$$\begin{bmatrix} v_A \\ v_B \\ v_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} U_{c1} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} U_{c2} \right\} \quad (1.21)$$

Ce système d'équations montre bien que l'onduleur à trois niveaux est équivalent à deux onduleur à deux niveaux en série, l'un alimenté par  $U_{c1}$  et constitué des demi bras du haut, et l'autre alimenté par  $U_{c2}$  et formé des demi bras du bas de l'onduleur à trois niveaux.

Les courants d'entrée  $id_1$ ,  $id_2$  et  $id_0$  de l'onduleur triphasé à trois niveaux s'expriment en fonction des courants de la charge  $i_1$ ,  $i_2$  et  $i_3$  comme suit :

$$\begin{aligned} id_1 &= Fb_{11} i_1 + Fb_{21} i_2 + Fb_{31} i_3 \\ id_2 &= Fb_{10} i_1 + Fb_{20} i_2 + Fb_{30} i_3 \end{aligned} \quad (1.22)$$

Le courant  $id_0$  :  $id_0 = i_1 + i_2 + i_3 - id_1 - id_2$

### 1.4.3 Stratégie de commande de l'onduleur à trois niveaux

Afin de générer une source de tension la plus sinusoïdale possible, différentes stratégies de commande de l'onduleur, ont été développé par plusieurs auteurs [2][8][78]. Dans ce travail, on s'intéressera à la triangulo-sinusoïdale à deux porteuses. Cette dernière, est définie par deux porteuses identiques, dont l'une est déphasée par rapport à l'autre d'une demi période de hachage  $1/(2f_p)$ . Ceci permet une réduction du taux d'harmonique des tensions de sortie. Plusieurs porteuses sont possibles, on choisit celle en dents de scie bipolaire [8].

Le principe de modulation consiste à comparer un signal triangulaire appelé porteuse à un signal sinusoïdal appelé référence. L'intersection de ces deux signaux donne les instants de commutations des interrupteurs. Cette technique est caractérisée par deux paramètres : l'indice de modulation " m " et le taux de modulation " r ".

- L'indice de modulation " m " égal au rapport de la fréquence de la porteuse "  $f_p$  " par celle de la fréquence "  $f_{ref}$  " de la tension de référence ( $m=f_p/f_{ref}$ )

- le taux de modulation " r " est égal au rapport de l'amplitude  $V_{ref}$  de la tension de référence par la porteuse  $U_{pm}$  ( $r=V_{ref}/U_{pm}$ ).

L'algorithme correspondant à cette stratégie de commande se résume en deux étapes [8-9]:

■ Etape1: Détermination des signaux  $V_{k0}$  et  $V_{k1}$

Nous déterminons les signaux de commande intermédiaires de chaque onduleur à deux niveaux équivalent à un demi-bras de l'onduleur à trois niveaux.

- le signal  $V_{k1}$  correspondant au demi-bras k du haut est obtenu en comparant un signal de référence  $V_{kref}$  à une porteuse en dents de scie bipolaire  $U_{P1}$ .

$$\begin{aligned} \left( V_{kref} > U_{P1} \right) &\Rightarrow V_{k1} = 1 \\ \left( V_{kref} < U_{P1} \right) &\Rightarrow V_{k1} = 0 \end{aligned} \quad (1.23)$$

- le signal  $V_{k0}$  correspondant au demi bras k du bas est obtenu en comparant le même signal de référence  $V_{kref}$  à une porteuse  $U_{P2}$  identique à  $U_{P1}$  et déphasée d'une demi période.

$$\begin{aligned} \left( V_{kref} > U_{P2} \right) &\Rightarrow V_{k0} = 0 \\ \left( V_{kref} < U_{P2} \right) &\Rightarrow V_{k0} = -1 \end{aligned} \quad (1.25)$$

■ Etape 2: Détermination du signal  $V_k$

Nous reconstituons l'image de la tension  $V_{km}$  de la phase k de l'onduleur à trois niveaux par rapport au point milieu M appelée  $V_k$

$$V_k = V_{k1} + V_{k0} \quad (1.26)$$

Et nous déduisons les signaux de commande de chaque interrupteur du bras k. Les ordres des commandes des interrupteurs  $B_{ki}$  sont alors donnés par :

$$\begin{aligned}
 \text{si } V_k = 1 &\Rightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 1 \\
 \text{si } V_k = -1 &\Rightarrow B_{k1} = 0, B_{k2} = 0 \\
 \text{si } V_k = 0 &\Rightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 0 \\
 B_{k3} = \overline{B_{k2}} &, B_{k4} = \overline{B_{k1}}
 \end{aligned}
 \tag{1.27}$$

### 1.4.4 Résultats de la simulation de l'onduleur à trois niveaux

Nous présentons les résultats de simulation du fonctionnement de l'onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC par la stratégie triangulo-sinusoïdale à deux porteuses bipolaires en dents de scie pour différentes valeurs de m (12, 21), fig 1.11 et fig 1.12.

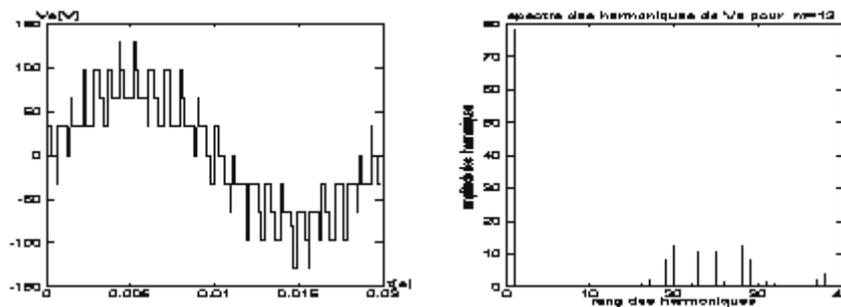


Fig 1.11 : tension  $V_A$  et son spectre harmonique pour  $m=12$ ,  $r=0,8$ ,  $f=50\text{HZ}$

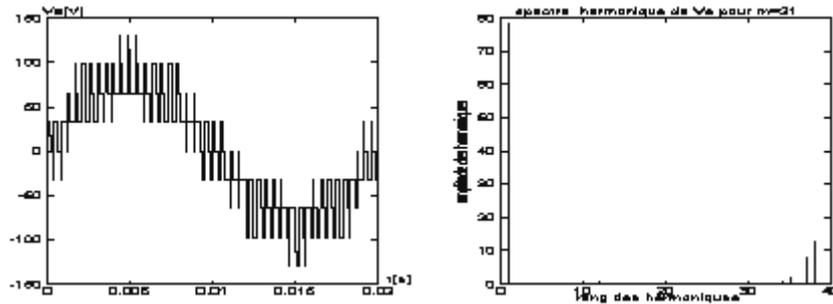


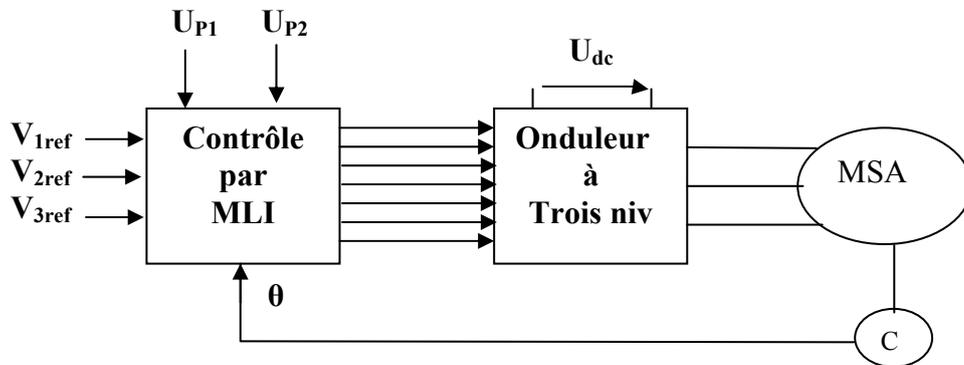
Fig 1.12 : tension  $V_A$  et son spectre harmonique pour  $m=21$ ,  $r=0,8$ ,  $f=50\text{HZ}$

Pour des valeurs paires de " m ", on a une symétrie par rapport à  $\frac{\pi}{2}$  et donc seuls les harmoniques paires existent. Pour des valeurs impaires de " m ", on trouve des harmoniques pairs et impairs. Les harmoniques se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de celle de la porteuse ( $f_p=mf$ ). Les harmoniques les plus importants en amplitude sont ceux centrés autour de la première famille. L'augmentation de l'indice de modulation " m " permet de pousser les harmoniques vers des fréquences élevées et donc facilement filtrées.

## 1.5 Association onduleur à trois niveaux – machine synchrone

### 1.5.1 Description du système

La figure 1.13 représente l'association onduleur de tension à trois niveaux pour  $m=36$  et  $r=0,8$  à MLI triangulo-sinusoidale / machine (MSA/MSAP). Les tensions de références sinusoïdales  $V_{1ref}$ ,  $V_{2ref}$  et  $V_{3ref}$ , sont comparées aux porteuses, ainsi nous obtenons les instants de commutation des interrupteurs.



**Fig 1.13:** Association de l'onduleur à trois niveaux à MLI triangulo -sinusoïdale /MSA ou MSAP

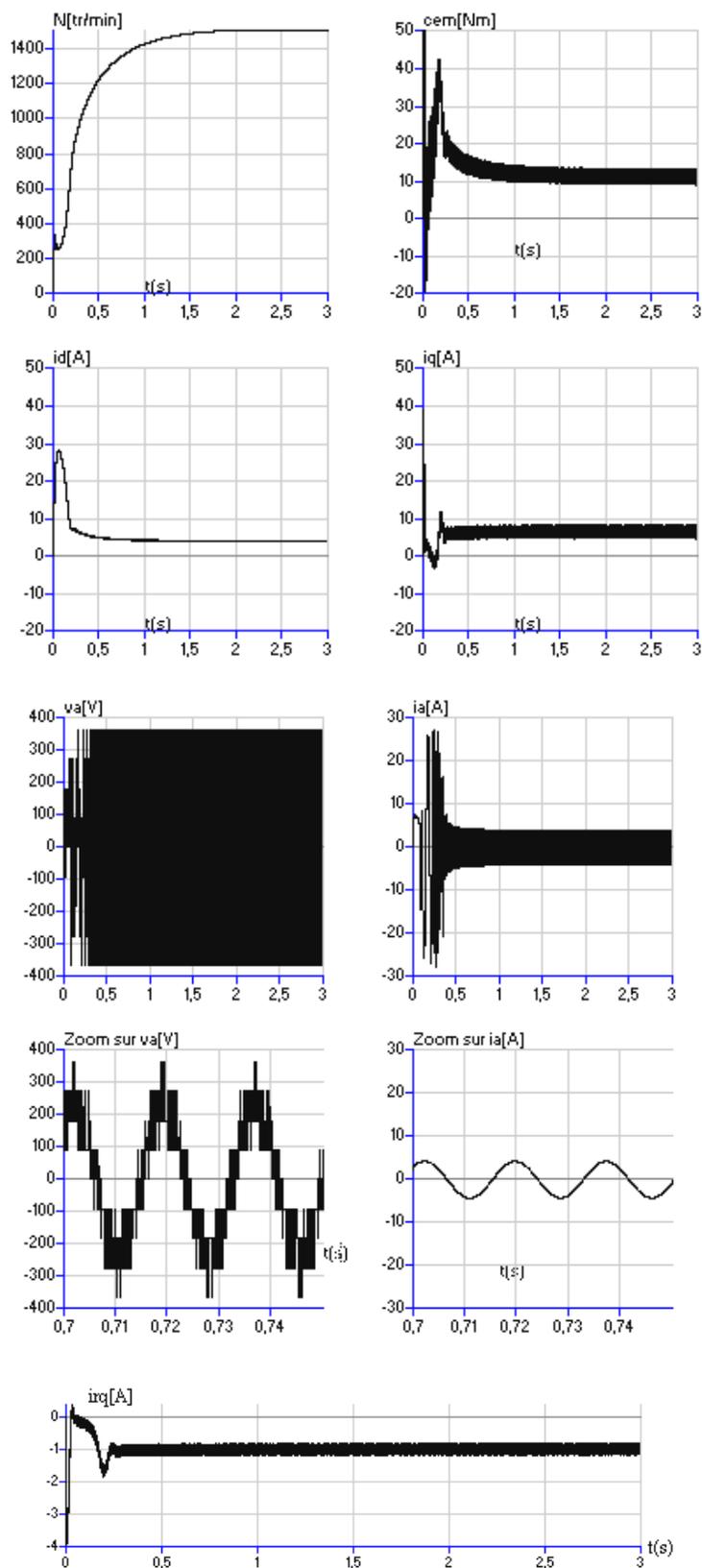
### 1.5.2 Résultats de la simulation

Les figures 1.14 et 1.15 présentent l'évolutions des grandeurs électriques et mécaniques de la MSA et la MSAP, les deux autopilotées et alimentées par un onduleur de tension à trois niveaux pour la stratégie de commande MLI triangulo –sinusoïdale à deux porteuses bipolaires, en dents de scie, pour  $m=36$ ,  $r=0,8$ .

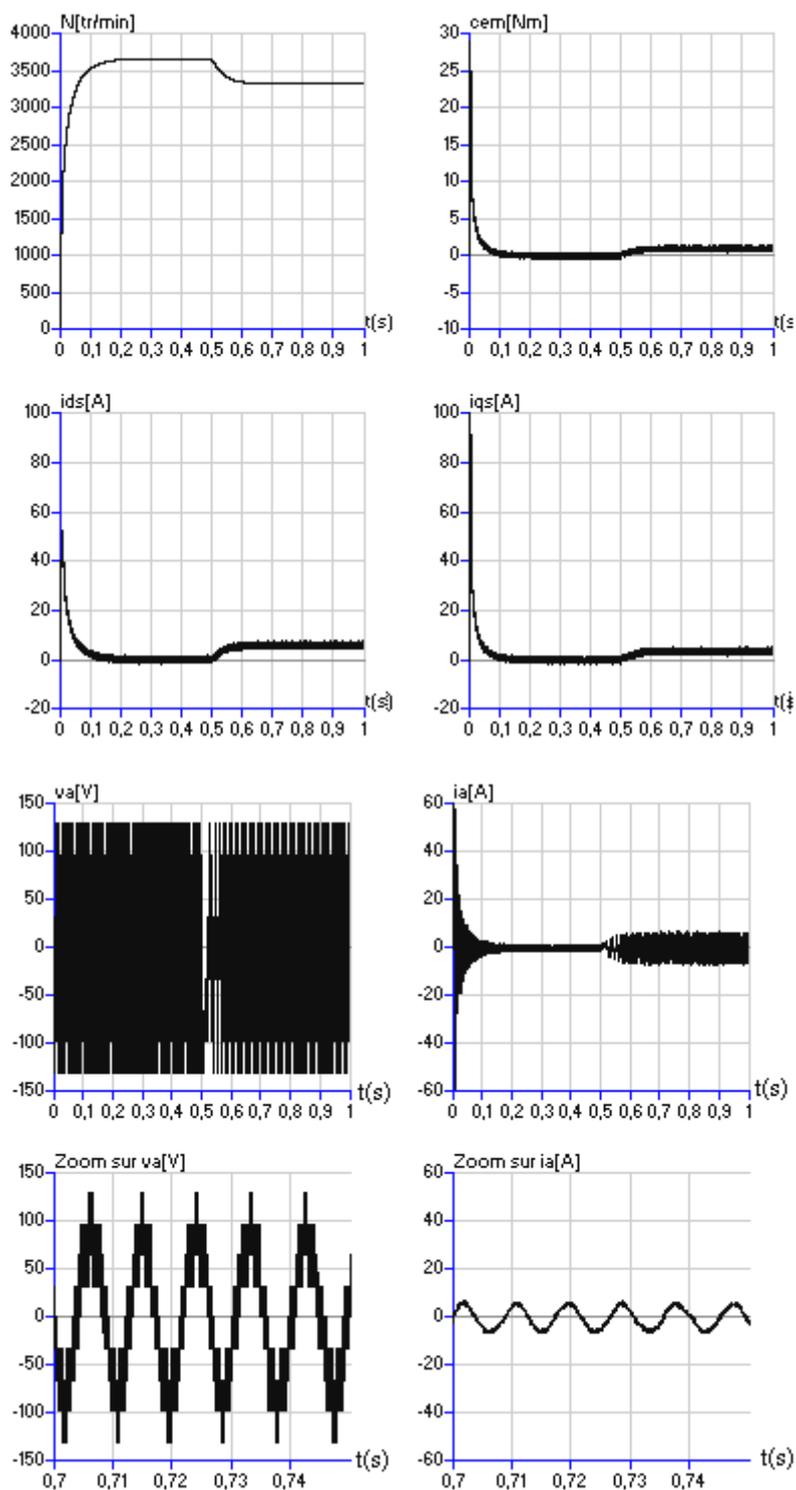
On remarque que :

- la présence d'oscillations dans l'allure du couple,
- la présence d'harmoniques dans le courant de phase,
- dans le cas rotor bobiné, on a aussi la présence d'harmonique dans le courant d'excitation,
- un démarrage relativement lent du moteur.

Donc, l'introduction de l'onduleur n'influe pas relativement sur l'allure de la vitesse. La comparaison de ces courbes avec celles obtenus avec une alimentation par un système de tensions sinusoïdales montre la différence entre les deux formes du couple, amorti lors du régime transitoire mais présente des ondulations au régime permanent, qui sont dues aux harmoniques de rang supérieur.



**Fig 1.14:** Evolutions des grandeurs électriques et mécaniques de la MSA alimentée par un onduleur triphasé à trois niveaux lors du démarrage à charge nominale.



**Fig 1.15** : Evolutions des grandeurs électriques et mécaniques de la MSAP alimentée par un onduleur triphasé à trois niveaux, lors d'un démarrage à vide avec application de la charge nominale à l'instant  $t=0.5$

## 1.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les modèles des machines synchrones triphasées à rotor bobiné et celle à aimants permanents. Nous avons obtenu un modèle non linéaire multivariable, qu'on peut rendre monovarié, en exprimant les grandeurs d'entrées en fonction de l'angle de calage ou bien en utilisant la commande vectorielle, tout en gardant la tension d'excitation constante. Ces modèles ont été déjà utilisés par plusieurs auteurs [21][47].

En vue d'appliquer des commandes linéaires à la machine synchrone, le modèle doit être linéaire. Pour cela, nous avons adopté la linéarisation autour d'un point de fonctionnement.

Nous avons présenté, aussi, le modèle de fonctionnement de l'onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC. Ensuite, le modèle de sa commande en utilisant la notion de fonctions de connexions. Ce qui a aboutit un modèle équivalent à deux onduleurs à deux niveaux en série alimentés respectivement par  $U_{c1}$  et  $U_{c2}$ . Comme stratégie de commande, nous avons utilisé la MLI triangulo-sinusoïdale à deux porteuses en dents de scie.

La résolution des équations d'état définissant le modèle de ces machines synchrones peut être effectuée en utilisant une méthode de résolution des équations différentielles. Dans notre cas, nous avons opté pour la méthode de Runge Kutta d'ordre 4.

Les résultats de la simulation visualisent l'évolution des grandeurs électriques et mécaniques des deux machines pour un démarrage en charge, dans le cas d'une alimentation par tension sinusoïdale et le cas de l'onduleur à trois niveaux.

# **PARTIE II**

## **COMMANDES LINEAIRES DANS L'ESPACE D'ETAT**

## Introduction

Dans le domaine de la commande des machines électriques les travaux de recherche s'orientent de plus en plus vers l'application des techniques de commandes modernes. Ces techniques évoluent d'une façon très importantes, cela avec l'évolution des calculateurs numériques et de l'électronique de puissance. Ceci permet d'aboutir à des processus industriels de hautes performances. Le problème est que chaque technique étant la meilleur pour une classe particulière de système, il n'y a pas de méthode générale.

Dans cette partie, on se propose d'étudier deux méthodes de commande, tels que le comportement dynamique du système à régler peut être exprimé dans l'espace d'état en faisant appel à l'écriture matricielle linéaire. Aussi, la loi de commande est exprimée par une contre réaction d'état. La commande par retour d'état et la commande par mode de glissement dans l'espace d'état. Ainsi, la synthèse de la commande dans les deux cas, s'effectue de la même façon par imposition des pôles.

Après la présentation des différents concepts théoriques des deux méthodes de commandes, nous allons les appliquer dans la commande de la vitesse de la machine synchrone à rotor bobiné alimenté en tension.

# Chapitre 2

## COMMANDE PAR RETOUR D'ETAT

### 2.1 Introduction

La théorie de la commande par retour d'état a été utilisée dans de nombreuses applications. Elle peut être appliquée aux systèmes non linéaires moyennant une technique de linéarisation ou en utilisant un modèle linéaire équivalent [21] [37][47].

Ce chapitre est consacré dans un premier lieu, à l'exposé du concept de la commande par retour d'état. La commande par retour d'état est basée sur une structure optimale obtenue par la minimisation d'un critère quadratique. Dans un second lieu, nous introduisons le réglage d'état échantillonné dans la boucle de vitesse de la MSA. Après linéarisation des équations du système continu autour d'un point de fonctionnement, nous utilisons la méthode d'imposition des pôles du système échantillonné en boucle fermée pour la détermination des paramètres de la commande. L'avantage de cette méthode réside dans l'existence d'une relation assez simple entre l'emplacement des pôles dans le plan complexe (S pour les systèmes continus et Z pour les systèmes échantillonnés) et les performances dynamiques obtenues pour le système en boucle fermée (temps de réponse, poursuite, rejet de la perturbation ...etc) [12][37].

Enfin, nous présentons les résultats de la simulation, qui vont nous permettre de conclure sur les performances de cette commande appliquée à la MSA, autopilotée et alimentée en tension.

### 2.2 Structure générale de la commande par retour d'état

La théorie générale de la commande optimale est basée sur la minimisation d'un critère intégrale, qui dépend généralement du vecteur état et de la grandeur de commande du système. La synthèse de la commande par retour d'état optimal lors de l'influence des grandeurs de consigne et de la perturbation est basée sur la minimisation du critère de performance quadratique étendu avec pondération de l'état final. Ce critère est donné par la relation ci-dessous [37]:

$$I = e_N^T Q_e e_N + X_{R,N}^T Q_N X_{R,N} + \sum_{k=0}^{N-1} (e_k^T Q_e e_k + X_{R,k}^T Q_R X_{R,k} + U_k^T R U_k) \quad (2.1)$$

Où  $U_k$  et  $e_k$  représentent respectivement les vecteurs de commande et l'écart de réglage tandis que  $X_R$  représente l'état du régulateur intégrateur introduit pour éliminer l'écart de réglage.  $Q_e$ ,  $Q_R$  et  $R$  représentent respectivement les matrices de pondération de l'écart de réglage, des états du régulateur et de la commande. L'application du principe d'optimisation de Bellman permet d'aboutir à la loi de commande suivante [37]:

$$U[k] = -K^T x[k] + k_w W[k] - k_v V[k] \quad (2.2)$$

Avec  $K^T = [K_s^T \quad -k_r]$

Ainsi, nous pouvons élaborer la structure optimale de la commande par retour d'état échantillonnée figure 2.1. Cette structure de commande est composée de trois actions combinées :

- Une contre- réaction des grandeurs d'état à travers le vecteur  $K^T$ ,
- Un effet d'anticipation, par l'action directe de la consigne, à travers le coefficient  $k_w$ ,

- Un effet de compensation, par l'intervention directe du vecteur de perturbation, à travers le coefficient  $k_v$ .

On suppose que la grandeur de perturbation est mesurable, dans le cas contraire, on doit faire appel à un observateur. En régime établi, l'annulation de l'écart  $e(k)$  est assurée par le régulateur intégrateur. Il est aussi à noter qu'en toute rigueur, cette structure n'est optimale que si la consigne et la perturbation restent constantes pendant une durée finie. [37].

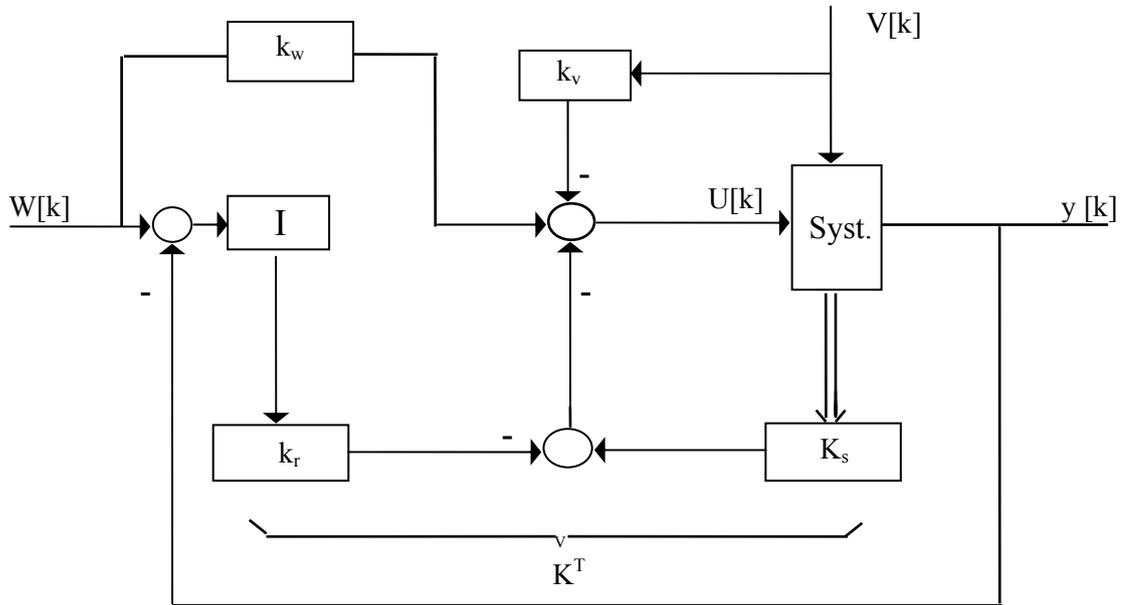


Fig 2.1: Structure optimale de la commande par retour d'état

### 2.3 Système d'équations d'état échantillonnées

Les équations d'état échantillonnées décrivant un système monovariante, s'écrivent sous la forme suivante [37]:

$$x_s [k+1] = F_s x_s [k] + h_{su} U[k] + h_{sv} V[k] \tag{2.3}$$

$$y[k] = C_s^T x_s[k] \tag{2.4}$$

Le régulateur intégrateur est décrit par la relation suivante :

$$x_r[k+1] = x_r[k] + W[k] - y[k] \tag{2.5}$$

Sachant que le vecteur d'état augmenté est représenté par :

$$x[k] = \begin{bmatrix} x_s[k] \\ x_r[k] \end{bmatrix} \tag{2.6}$$

Le modèle d'état échantillonné de l'ensemble régulateur- système à régler devient :

$$x[k+1] = F x[k] + H_u U[k] + H_w W[k] + H_v V[k] \tag{2.7}$$

Avec:

$$F = \begin{bmatrix} F_s & 0 \\ -C_s^T & 1 \end{bmatrix}; H_u = \begin{bmatrix} h_{su} \\ 0 \end{bmatrix}; C^T = [C_s^T \quad 0]; H_w = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}; H_v = \begin{bmatrix} h_{sv} \\ 0 \end{bmatrix}$$

Pour obtenir les équations d'états du système global en boucle fermé, il suffit d'introduire la loi (2.2) dans (2.7). On obtient :

$$x[k+1] = F_G x[k] + H_{GW}W[k] + H_{GV} V[k] \quad (2.8)$$

Avec :

$$F_G = F - H_u K^T; \quad H_{GW} = H_w + H_u k_w; \quad H_{GV} = H_v - H_u k_v$$

## 2.4 Détermination du vecteur de la contre réaction d'état

Le calcul des coefficients de réglage du vecteur de la contre-réaction d'état  $K^T$ , fait appel à la forme canonique. Cette forme est obtenue par l'intermédiaire de la transformation linéaire  $T$ , telle que [37]:

$$x_r[k] = T x[k] \quad (2.9)$$

Où :  $x_r[k]$  est l'image de  $x[k]$  par la transformation  $T$ .

La matrice de transformation est égale à l'inverse de la matrice  $S$ , non singulière, définie récursivement à partir des vecteurs colonnes  $S_n, \dots, S_1$  comme suit:

$$S_{i-1} = F S_i + a_{i-1} S_n \quad (2.10)$$

Pour  $i=2..n$ , et  $S_n$  est définie par :  $S_n = H_u$

Tandis que les coefficients  $a_i$  sont les valeurs propres du système en boucle ouverte défini par le polynôme caractéristique suivant :

$$\det(z I_d - F) = z^n + a_{n-1} z^{n-1} + \dots + a_0 \quad (2.11)$$

Les coefficients de la contre-réaction d'état sont alors donnés par la relation suivante :

$$K^T = K_r^T T \quad (2.12)$$

Où les coefficients  $K_{ri}$  sont définis par:

$$K_{ri} = \alpha_{i-1} - a_{i-1} \quad (2.13)$$

$$i = 1..n$$

La relation entre les coefficients  $\alpha_{n-1}, \dots, \alpha_1, \alpha_0$ , de l'équation caractéristique et les pôles  $z_1, z_2, \dots, z_n$  est donnée par le théorème de Viète.

$$\begin{aligned} \alpha_{n-1} &= -(z_1 + z_2 + \dots + z_n) \\ \alpha_{n-2} &= z_1 z_2 + z_1 z_3 + \dots + z_{n-1} z_n \\ &\cdot \quad \cdot \\ &\cdot \quad \cdot \\ \alpha_0 &= (-1)^n z_1 z_2 \cdot \cdot \cdot z_n \end{aligned} \quad (2.14)$$

Ainsi, la détermination de  $K^T$  nécessite une assignation des pôles qui permettent de fixer la dynamique du système global en boucle fermée en imposant le polynôme caractéristique défini par :

$$P(z) = \det(z I_d - F_G) = z^n + \alpha_{n-1} z^{n-1} + \dots + \alpha_0 \quad (2.15)$$

## 2.5 Choix de la période d'échantillonnage

En général, la qualité de la commande s'améliore lorsque la période d'échantillonnage diminue. Cependant, il est possible que la grandeur de commande devienne très élevée lorsqu'on choisit une période d'échantillonnage très petite. Par contre, si cette dernière est importante, il est possible que des variations de la grandeur de perturbation ne soient pas détectées assez rapidement, ce qui peut conduire à une diminution de la qualité de la commande.

Pour un pôle réel ( $r = -1/T_{ci}$ ) avec  $T_{ci}$  : constante de temps, la période d'échantillonnage est donnée par la condition suivante [37] :

$$T_e \leq \frac{T_{ci}}{2} \quad (2.16)$$

En plus, nous avons pris en considération les performances de la commande désirées, pour cela nous avons choisi :  $T_e = 1$  ms [25].

## 2.6 Détermination des coefficients d'intervention directe de la consigne et de la perturbation

Une fois le calcul du vecteur  $K^T$  est effectué, il reste à déterminer les coefficients d'intervention directe de la consigne  $k_w$  et de la perturbation  $k_v$ . On détermine le coefficient  $k_w$  de manière à compenser un pôle réel  $z_r$  du système échantillonné [37] tel que:

$$k_w = \frac{k_r}{1 - z_r} \quad (2.17)$$

Le coefficient  $k_v$  est calculé à partir du critère de l'annulation de la grandeur d'état du régulateur intégrateur en régime établi, qui abouti à:

$$k_v = \frac{C_s^T (Id - F_s + h_{su} K_s^T)^{-1} h_{sv}}{C_s^T (Id - F_s + h_{su} K_s^T)^{-1} h_{su}} \quad (2.18)$$

## 2.7 Représentation d'état échantillonnée du système à régler

A partir du modèle linéaire continu du système à régler et avec un choix adéquat de la période d'échantillonnage, nous obtenons le modèle d'état échantillonné suivant :

$$x_s[k+1] = F_s x_s[k] + h_{su} \Delta\delta[k] + h_{sv} \Delta C_r[k] \quad (2.19)$$

Les différents éléments de la matrice  $F_s$  et des vecteurs  $h_{su}$  et  $h_{sv}$  sont calculés en utilisant la matrice de transition aux instants d'échantillonnage. Notre système est d'ordre élevé, en conséquence, nous utiliserons la méthode numérique de discrétisation, pour la détermination de la matrice de transition d'état [37]. Les étapes de calcul sont :

$$F_s = \Phi_t(T_e) \quad (2.20)$$

$$h_{su} = \Psi(T_e) B_u \quad (2.21)$$

$$h_{sv} = \psi(T_e) B_v \quad (2.22)$$

Avec :  $\Phi_t(T_e) = 1 + A_s \psi(T_e)$

$$\Phi_t(T_e) = \sum_{i=0}^{\infty} \frac{1}{i!} (A_s T_e)^i$$

Tels que  $A_s$ ,  $B_u$  et  $B_v$  caractérisent la représentation continu du système à régler.

La discrétisation du système autour du point de fonctionnement nominal ( $C_r = 10$  Nm,  $N_{ref} = 1500$  tr/min) donne les résultats ci-dessous :

$$F_s = \begin{bmatrix} -0.2635 & 0.9994 & 9.1448 & -0.0011 \\ 0.8874 & -7.9501 & -72.5298 & 0.0052 \\ -0.1305 & 0.8865 & 8.0932 & -0.0005 \\ -1.0999 & -2.3234 & -21.8062 & 0.9982 \end{bmatrix} \quad h_{su} = \begin{bmatrix} 2.4553 \\ 38.2781 \\ 3.5451 \\ 25.7125 \end{bmatrix} \quad h_{sv} = \begin{bmatrix} 0.0004 \\ -0.0011 \\ 0.0001 \\ -0.4994 \end{bmatrix}$$

En tenant compte du régulateur intégrateur, définit par :

$$x_r[k+1] = x_r[k] - (\omega[k] - \omega_{ref}[k]) \tag{2.23}$$

Ce qui permet la formation du vecteur état augmenté  $x$  et aboutir à la représentation d'état du système global suivante :

$$x[k+1] = F x[k] + H\Delta\delta[k] + H_w \omega_{ref}[k] + H_v \Delta C_r[k] \tag{2.24}$$

Avec:

$$x[k] = \begin{bmatrix} x_s[k] \\ x_r[k] \end{bmatrix}; \quad F = \begin{bmatrix} F_s & [0] \\ [0 & 0 & 0 & -1] & [1] \end{bmatrix}; \quad H = \begin{bmatrix} h_{su} \\ 0 \end{bmatrix}; \quad H_w = \begin{bmatrix} [0] \\ 1 \end{bmatrix}; \quad H_v = \begin{bmatrix} h_{sv} \\ 0 \end{bmatrix}$$

## 2.8 Commande par retour d'état échantillonnée de la vitesse de la MSA

### 2.8.1 Structure de la commande

L'application de la théorie de la commande par retour d'état à la MSA, après la linéarisation des équations du système à régler autour d'un point de fonctionnement, conduit à la structure optimale suivante :

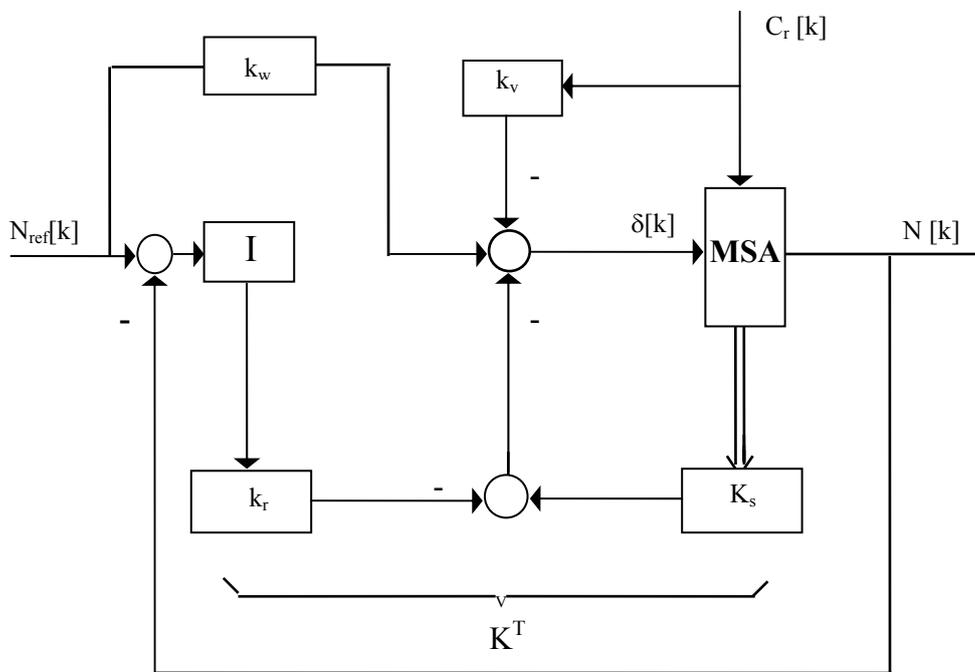


Fig 2.2 Structure optimale de la commande de vitesse de la MSA

Où la grandeur de commande est l'angle de calage  $\delta$ . Les quatre états du système à régler sont  $i_{sd}$ ,  $i_{sq}$ ,  $i_{rq}$  et la vitesse de rotation "n", qui interviennent dans la contre-réaction d'état. Le signal de la vitesse de référence est injecté directement dans la commande par le biais du régulateur intégrateur. Ce dernier permet la suppression de tout écart en régime établi.

**Remarque:** L'introduction des courants dans le vecteur état est justifiée, car les courants  $i_d$  et  $i_q$  peuvent être soit mesuré et calculés par la transformation triphasée-biphasée soit en utilisant un observateur approprié [37]. Le courant d'excitation  $i_{rq}$  est directement mesuré. Pour ce qui est de la vitesse, elle est déduite de la position instantanée du rotor par rapport au stator (codeur numérique absolu) [47]. Le couple résistant peut être mesuré ou observé.

## 2.8.2 Choix des pôles en boucle fermée

La commande par retour d'état permet d'atteindre théoriquement des vitesses extrêmement rapides. En réalité les réponses rapides exigent une variation de puissance très élevée, ce qui nous oblige à limiter le courant. Par conséquent, cette dernière va réduire les performances dynamiques du système. De plus, certaines hypothèses simplificatrices ont été prises lors de la modélisation et la linéarisation, qui peuvent avoir un effet perturbateur important.

Le choix des pôles doit prendre en compte le comportement dynamique désiré, donc des phénomènes d'amortissement et du temps de réponse.

Puisque notre système est du cinquième ordre, dans le plan S, on choisit une paire de pôle complexe conjuguée et un pôle réel triple. De plus, on désire que les pôles soient alignés (même partie réelle). Ce choix donne en général un comportement transitoire rapide et bien amorti (critère d'amortissement relatif optimal) [25][37]:

$$P_{1,2} = -\rho \pm j \rho;$$

$$P_r = -\rho$$

Ces pôles correspondent, dans le plan Z, à une paire de pôles complexes conjugués et un pôle réel triple du système échantillonné :

$$z_{1,2} = e^{-\rho T_i} ( \cos (-\rho T_i) \pm j \sin (-\rho T_i) ) \quad (2.25)$$

$$z_r = e^{-\rho T_i} \quad (2.26)$$

Les pôles choisis sont déterminés pour  $\rho = 1.10$ . L'emplacement des pôles du système en boucle fermée est représenté dans la figure 2.3.

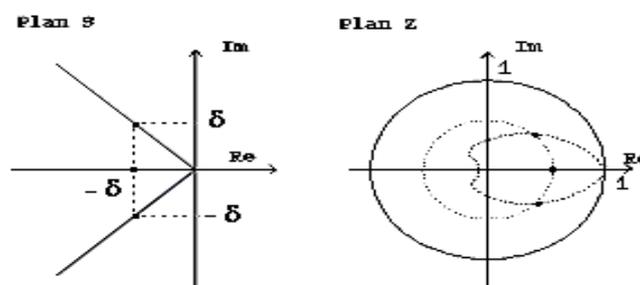


Fig 2.3 Emplacement des pôles en boucle fermée dans le plan S et son image dans le plan Z

## 2.8.3 Synthèse du vecteur de la contre- réaction d'état

Après calcul, nous obtenons l'équation caractéristique du système à régler en boucle ouverte du système linéarisée autour du point de fonctionnement nominal :

$$\det(zI_d - F) = z^5 - 1.8778z^4 + 0.9787z^3 - 0.3210z^2 + 0.2206z - 4.83E-4$$

L'emplacement des pôles choisis en boucle fermée, nous a permis d'écrire l'équation caractéristique suivante :

$$\det(zI_d - F_G) = z^5 - 1.3006z^4 + 0.7448z^3 - 0.2479z^2 + 0.0480z - 0.0041$$

Ce qui nous a permis de déduire le vecteur de contre-réaction d'état du système à régler:

$$K^T = [-0.0376 \quad -0.0786 \quad -0.7227 \quad 0.0435 \quad -0.0221]$$

Les coefficients d'intervention directe de la consigne et de la perturbation sont respectivement déterminés de manière à compenser l'effet du pôle réel, et à annuler la grandeur d'état en régime établi [25]:

$$k_w = \frac{k_r}{1 - z_r} = 0.0332 ; \quad k_v = -0.0248.$$

## 2.9 Système anti-windup

L'action intégrale de la commande par retour d'état doit être corrigée durant la limitation de l'angle de commande, lors des régimes transitoires (démarrage, grandes perturbations ...).

Le principe de la correction est visualisé sur la figure (2.4) [12] [25].

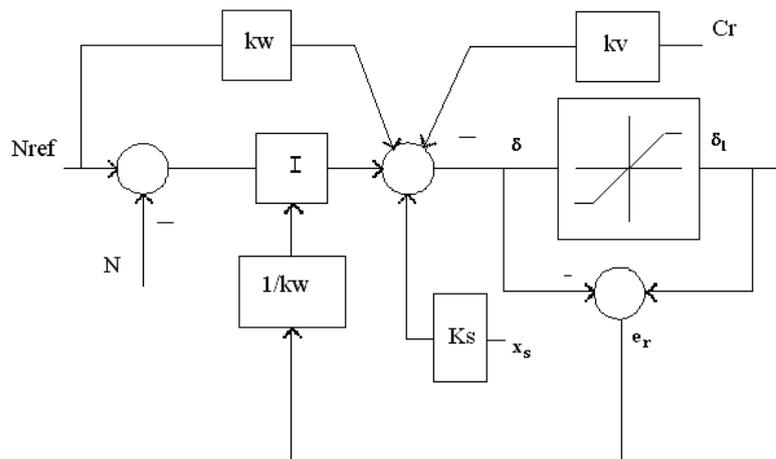


Fig 2.4: Principe du système anti-windup

La correction de l'action intégrale est basée sur l'écart entre les valeurs de l'angle de commande en amont et en aval du limiteur, pondérer par le coefficient  $1/k_w$  tel que:

$$x_{il}[k+1] = x_r[k] - (1/k_w)(\delta[k] - \delta_1) \quad (2.27)$$

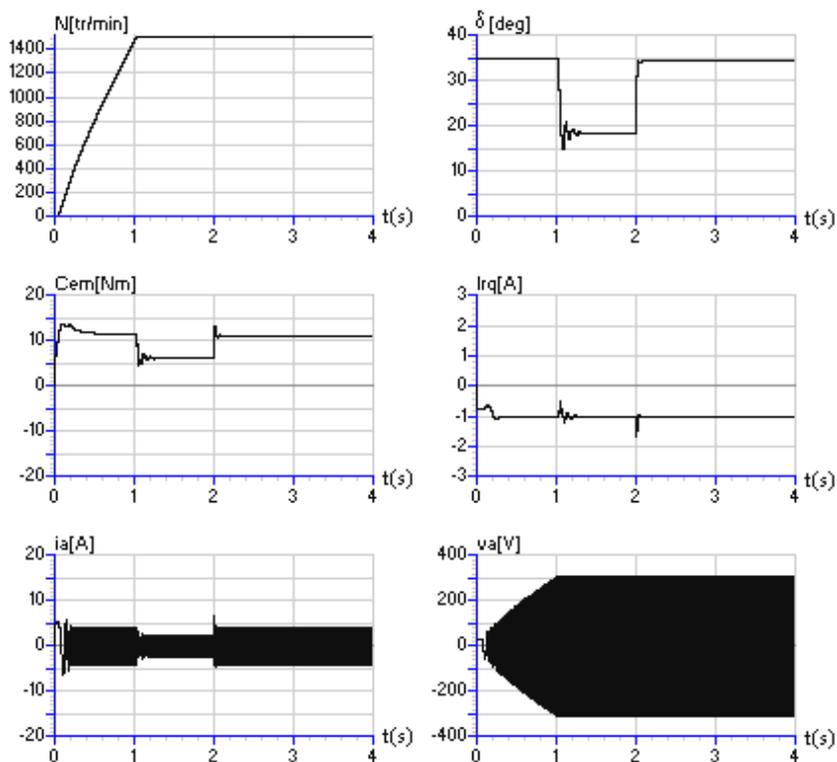
## 2.10 Résultats de la simulation

Pour l'évaluation des performances de la commande par retour d'état appliqué à la MSA alimentée en tension, dont le modèle est linéarisé autour du point de fonctionnement nominal, nous simulons en temps réel le fonctionnement global.

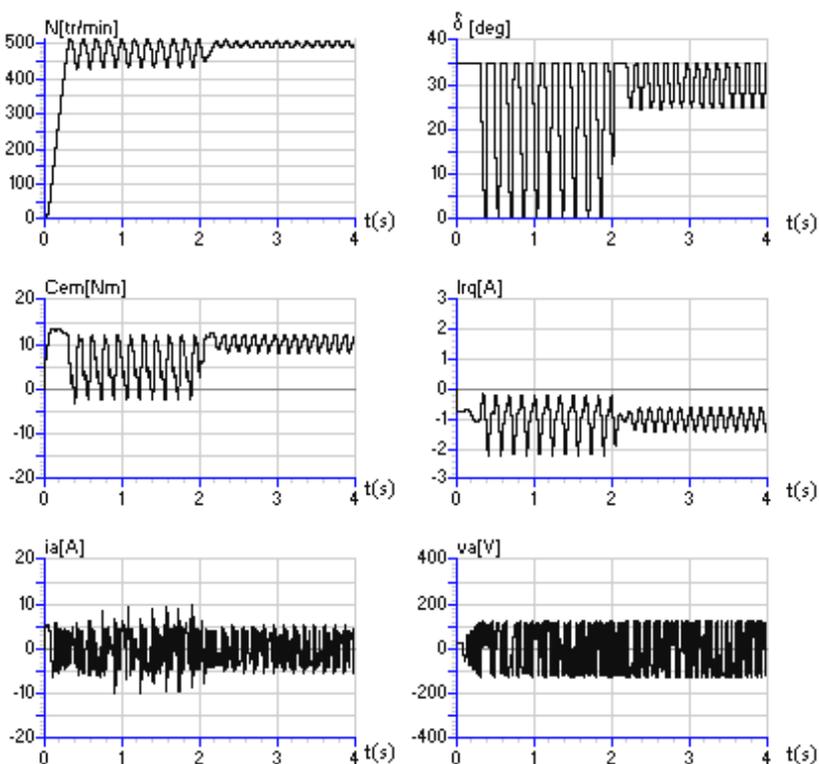
Les résultats de la simulation sont présentés dans les figures (2.5), (2.6) et (2.7), montrent l'évolution de la vitesse  $N$ , de l'angle de commande  $\delta$ , du couple électromagnétique  $C_{em}$  et du courant de phase  $i_{as}$ , lors d'un démarrage suivi d'une variation de la charge.

L'analyse de ces courbes de simulation permet de tirer les résultats suivants:

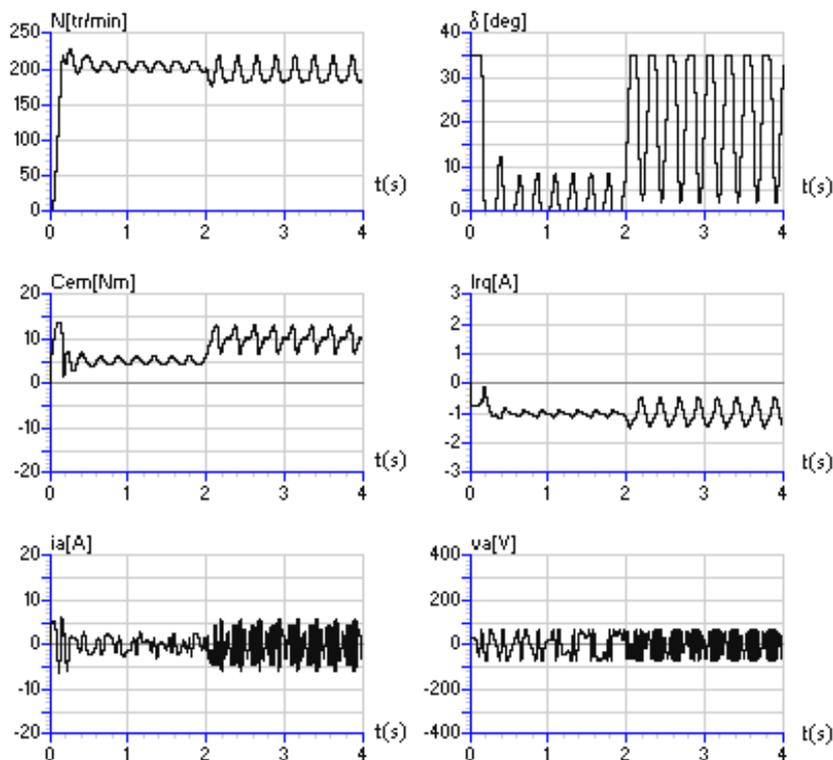
- La mise en oeuvre de la limitation sur l'angle de commande et l'intervention directe de la consigne imposent un établissement rapide de la vitesse, sans dépassement, lors de la variation de référence, tout en assurant une valeur raisonnable du courant de phase.
- Lors de la variation brusque de l'angle de commande, nous notons une brève baisse du courant inducteur.
- L'effet de la perturbation (charge) est minimisé grâce à l'effet de la compensation.



**Fig 2.5 :** Evolutions des grandeurs électriques et mécaniques lors du démarrage avec variation de la charge de la MSA, commande par retour d'état dimensionnée pour  $N_n$  et  $C_{rn}$ .



**Fig 2.6:** Evolutions des grandeurs électriques et mécaniques lors du démarrage avec variation de la charge de la MSA, commande par retour d'état dimensionnée pour  $N_n$  et  $C_{rn}$ .



**Fig 2.7:** Evolutions des grandeurs électriques et mécaniques lors du démarrage avec variation de la charge de la MSA, commande par retour d'état dimensionnée pour  $N_n$  et  $C_{rn}$ .

## 2.11 Conclusion

Dans ce chapitre, la commande par retour d'état est synthétisée pour la MSA alimentée en tension, dont le modèle de Park est utilisé sous la forme d'une équation d'état linéaire. L'étude par simulation a permis de montrer un comportement satisfaisant de la commande autour du point de fonctionnement considéré. Ainsi, les caractéristiques dynamiques obtenues montrent que:

- L'effet de la compensation par l'intermédiaire du coefficient  $k_v$  permet le rejet de la perturbation d'une façon efficace.
- La dynamique de poursuite de la consigne est satisfaisante.
- La vitesse est rapidement rétablie malgré la présence de perturbations.
- La linéarisation donne de bons résultats autour du point de fonctionnement considéré.

La commande par retour d'état échantillonnée de la MSA, nous a donné de bons résultats en fonction du point de fonctionnement lié à la vitesse et la charge, il reste à voir la robustesse vis-à-vis des grandes variations de la consigne et la variation des paramètres de la machine.

La limitation indirecte du courant par l'utilisation de la loi  $V/f$  constant, a permis une atténuation remarquable des régimes transitoires et les dépassements occasionnés dans l'allure du couple et du courant de phase, lors des variations de la charge et les variations de la consigne.

# Chapitre 3

## COMMANDE PAR MODE DE GLISSEMENT A PLACEMENT DE POLES

### 3.1 Introduction

Dans ce chapitre, on se propose d'étudier une deuxième méthode de commande, telle que le comportement dynamique du système à régler peut être exprimé dans l'espace d'état en faisant appel à l'écriture matricielle linéaire. Aussi, la loi de commande est exprimée par une contre réaction d'état. En plus, la synthèse de ses coefficients s'effectue de la même façon que le réglage d'état, par imposition des pôles. Le mode glissant est un mode de fonctionnement particulier des systèmes à structure variable (SSV). Ce dernier, est un système dont la structure change pendant le fonctionnement. La commande par mode de glissement est caractérisée par la discontinuité de la commande au passage par une surface de commutation. L'évolution et le développement des systèmes à structure variable avec cette commande a eu lieu en ex –Union Soviétique tout d'abord à partir des travaux théoriques du mathématicien Russe A.F.Filipov [48], et par Emelyanov [63] puis Utkin[98]. Par la suite de nombreux travaux ont été menés par tout ailleurs, soit pour compléter l'étude théorique, soit pour l'appliquer aux systèmes physiques, au USA par J.J.Slotine [93-95], au Japon par H.Hashimoto [60][61].

L'utilisation de cette commande est devenue très attractive qu'à partir du début des années 80, elle est considérée comme une des approches les plus simples pour la commande des systèmes non linéaires et les systèmes ayant un modèle imprécis [88][93][99].

Le but de ce chapitre est de présenter le concept général de la commande par mode de glissement traité dans l'espace d'état et par placement de pôles, ainsi que son application pour la commande de la vitesse de la MSA alimentée en tension. Enfin, à partir des résultats de simulation obtenus, nous présenterons une évaluation des performances de la commande.

### 3.2 Définition du mode de glissement

La technique des modes de glissement consiste à amener la trajectoire d'état d'un système vers la surface de glissement et de la faire commuter à l'aide d'une logique de commutation appropriée autour de celle –ci jusqu'au point d'équilibre, d'où le phénomène de glissement (Fig 3.1).

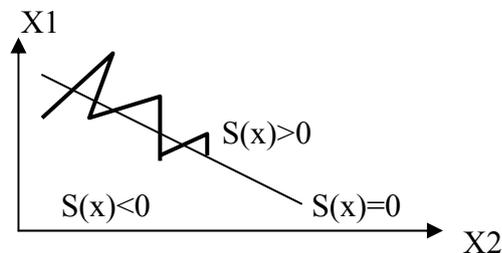


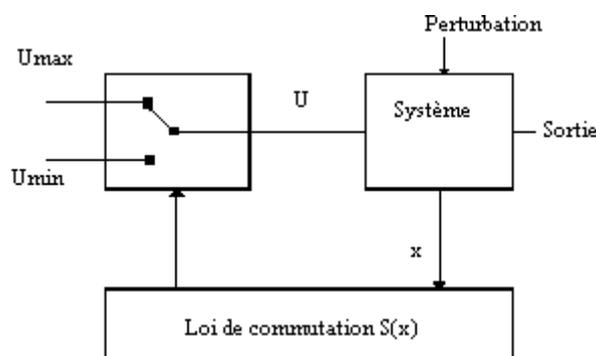
Fig 3.1: Principe du mode de glissement pour un système d'ordre 2

La commande par mode de glissement possède des avantages incontestables (robustesse vis-à-vis des variations paramétriques et les problèmes de modélisation...etc). Cependant, les fortes sollicitations que subit l'organe de commande constituent un inconvénient potentiel. Ce dernier limite certaines applications de réalisation pratique de cette méthode [38].

### 3.3 Système de commande à structure variable

Ces systèmes sont caractérisés par le choix d'une fonction et d'une logique de commutation appropriées. Ce choix permettra de commuter à tout instant entre chacune de ces structures afin d'avoir un comportement désiré du système. Dans les systèmes à structure variable utilisant la commande par mode de glissement, on peut trouver trois configurations de base pour la synthèse des différentes commandes. La première correspond à la structure la plus simple où la commutation a lieu au niveau de l'organe de commande lui-même. On l'appellera, structure par commutation au niveau de l'organe de commande. La deuxième structure fait intervenir la commutation au niveau d'une contre-réaction d'état. Et enfin, la dernière structure est une structure par commutation au niveau de l'organe de commande avec ajout de la "commande équivalente". La première structure est retenue pour la suite de notre étude [38].

Une configuration, où le changement de la structure se fait par commutation au niveau de l'organe de commande est présentée à la fig 3.2



**Fig 3.2** Configuration de changement de structure par commutation au niveau de l'organe de commande

La grandeur de commande  $U$  ne prend que les valeurs constantes  $U_{\max}$  ou  $U_{\min}$ . La commutation entre ces deux valeurs est imposée par la loi de commutation, de sorte que le système de réglage travaille en mode de glissement, selon:

$$\begin{aligned} U &= U_{\max} & \text{si} & \quad S(x) > 0 \\ U &= U_{\min} & \text{si} & \quad S(x) < 0 \end{aligned} \quad (3.1)$$

Aussi, il est possible que la commutation ait lieu à une fréquence très élevée de sorte que le système de commande travaille en mode de glissement. Pour que le comportement dynamique du système existe la condition :  $S(x)=0$  [38].

#### 3.3.1 Loi de commutation par contre réaction d'état

Il est possible de faire appel à la méthode de Lyapunov ou au principe d'optimisation de Pontryagin, ou même à la théorie de l'hyperstabilité de Popov pour la synthèse de la loi de commutation, cependant, ces méthodes ne permettent pas le dimensionnement de la loi de commutation d'une manière satisfaisante (application pratique malaisée). Pour pallier cet inconvénient, on propose, en analogie avec la commande par retour d'état, la méthode se basant sur le principe de la contre réaction d'état [38], définie par:

$$S(x) = -K^T x + k_w W \quad (3.2)$$

Où  $x$  est le vecteur état du système global à régler,  $y$  compris le régulateur intégrateur, de dimension  $(n+1)$ , la grandeur de consigne  $W$ ,  $K^T$  est un vecteur ligne de dimension  $(n+1)$  qui contient les coefficients de la contre réaction d'état et  $k_w$  est le coefficient de l'intervention directe de la grandeur de consigne (Fig 3.3).

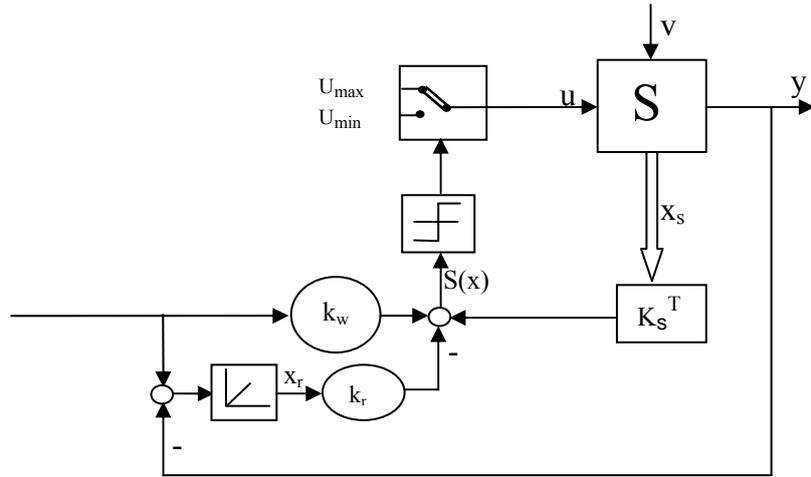


Fig 3.3 Structure avec loi de commutation par contre réaction d'état

Cette approche nécessite l'utilisation des concepts de l'automatique linéaire pour la synthèse du vecteur de la contre réaction d'état. Pour notre étude, cet inconvénient est pallié par l'utilisation du modèle linéarisé du moteur.

### 3.3.2 Calcul de la commande

Une fois la surface de glissement est choisie, ainsi que le critère de convergence, il reste à déterminer la condition nécessaire pour que la variable à contrôler tende vers la surface et ensuite vers son point d'équilibre en maintenant la condition d'existence du mode glissant.

Durant le mode glissant, la commande doit commuter entre  $U_{max}$  et  $U_{min}$  instantanément (fréquence infinie), en fonction du signe de la surface de glissement la figure 3.4. Dans ce cas des oscillations de très haute fréquence appelées broutement ou chattering apparaissent dans le mode de glissement [38].

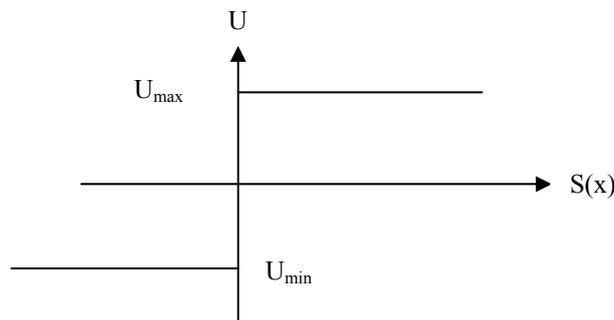


Fig 3.4: commande appliquée au système à structure variable.

### 3.4 Méthode de placement des pôles

#### 3.4.1 Détermination des coefficients de la contre réaction d'état

La méthode de placement de pôles s'applique pour les systèmes linéaires. Son extension pour des systèmes commandés par les modes de glissement nous permet la synthèse de la surface de glissement, d'où le choix de la dynamique du système.

Le système à régler, avec régulateur intégrateur, est décrit par les équations d'état [38]:

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + bu(t) + b_v v + b_w w \quad (3.3)$$

$$y(t) = C^T x(t)$$

Avec

$$A = \begin{bmatrix} A_s & 0 \\ -\frac{C_s^T}{T_i} & 0 \end{bmatrix}; \quad b = \begin{bmatrix} b_s \\ 0 \end{bmatrix}; \quad b_v = \begin{bmatrix} b_{sv} \\ 0 \end{bmatrix}; \quad b_w = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{T_i} \end{bmatrix}; \quad C^T = [C_s^T \quad 0] \quad (3.4)$$

$$x(t) = \begin{bmatrix} x_s(t) & x_r(t) \end{bmatrix}^T \quad (3.5)$$

où

$$K^T = [K_s^T \quad -k_r]$$

$x_s(t)$ ,  $K_s^T(t)$  sont respectivement le vecteur d'état du système à régler sans le régulateur intégrateur, ainsi que son vecteur de contre réaction associé.  $T_i$  la constante de temps d'intégration et  $x_r$  état du régulateur intégrateur.

L'équation caractéristique du système en mode de glissement est donnée par :

$$P(s) = \det(sId - A^*) = s^n + \alpha_{n-1} s^{n-1} + \alpha_{n-2} s^{n-2} + \dots + \alpha_1 s + \alpha_0 = 0 \quad (3.6)$$

Les coefficients  $\alpha_i$  sont déterminés par le théorème de Viète par identification avec les pôles imposés [36-38].

$$P(s) = (s - P_1)(s - P_2) \dots (s - P_n) \quad (3.7)$$

Cette méthode consiste à déterminer le vecteur ligne  $K^T$  de la contre réaction d'état, afin que la matrice  $A^*$ , du système en mode glissant, ait des valeurs propres égales aux  $n$  pôles imposés. Le vecteur de contre réaction d'état peut être calculé par [38]:

$$K^T = K_{r,n} [\alpha^T \quad 1] T \quad (3.8)$$

Où  $\alpha^T = [\alpha_1 \quad \alpha_2 \quad \dots \quad \alpha_{n-1}]$

$T$  est une matrice de transformation définie par :

$$T = \begin{bmatrix} t^T & t^T A & \dots & t^T A^{n-2} & t^T A^{n-1} \end{bmatrix}^T \quad (3.9)$$

avec

$$t^T = [0 \ 0 \ \dots \ 0 \ 1] Q_c^{-1} \quad (3.10)$$

$$\text{et} \quad Q_c = [b \quad Ab \quad \dots \quad A^{n-2}b \quad A^{n-1}b] \quad (3.11)$$

Avec:  $Q_c$  est la matrice de commandabilité, et le facteur  $K_{r,n}$  est choisi quelconque.

### 3.4.2 Détermination du coefficient $k_w$ de l'intervention directe de la grandeur de consigne

Le coefficient  $k_w$  présente une influence sur la position de la droite de glissement par rapport à l'origine,  $k_w$  est donc choisi de telle sorte que le domaine du mode de glissement contient la région de fonctionnement désirée. Dans notre cas,  $k_w$  est déterminé de telle sorte que l'erreur statique s'annule en régime permanent [38]:

$$k_w = \frac{K_s^T}{X^*} X_s \quad (3.12)$$

Où  $X_s$  représente la valeur de  $x$  en régime établi, et  $x^*$  représente la valeur de référence.

### 3.5 Application à la commande de la vitesse de la MSA

Pour la détermination du vecteur de la contre réaction, de la même façon que le réglage d'état, on fait appel à la méthode basée sur l'imposition des pôles en boucle fermée. Les pôles choisis sont déterminés pour  $r=18000$ .

$$A_s = \begin{bmatrix} -3.0000e+001 & 3.1456e+002 & 2.7524e+003 & -1.8344e-001 \\ -5.4524e+003 & -5.2000e+002 & 1.8667e+003 & -1.9904e+000 \\ 5.8718e+002 & 5.6000e+001 & -2.1333e+002 & 2.1435e-001 \\ 1.4000e+002 & 0 & -5.6293e+002 & -2.0000e-001 \end{bmatrix}, \quad B_s = \begin{bmatrix} -1.3514e+003 \\ 3.4049e+004 \\ -3.6668e+003 \\ 0 \end{bmatrix}$$

Après les calculs on obtient les résultats suivants :

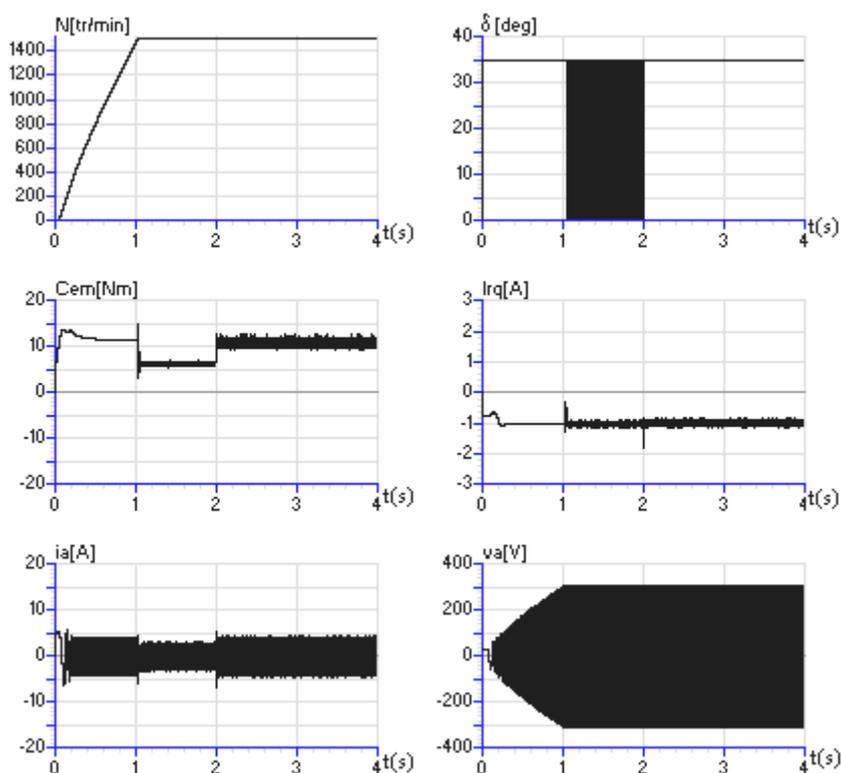
$$K^T = [-1.8678e+005 \quad 1.4269e+006 \quad 1.3318e+007 \quad -3.2291e+005 \quad -1.2175e+004]$$

$$k_w = -3.5453e+005$$

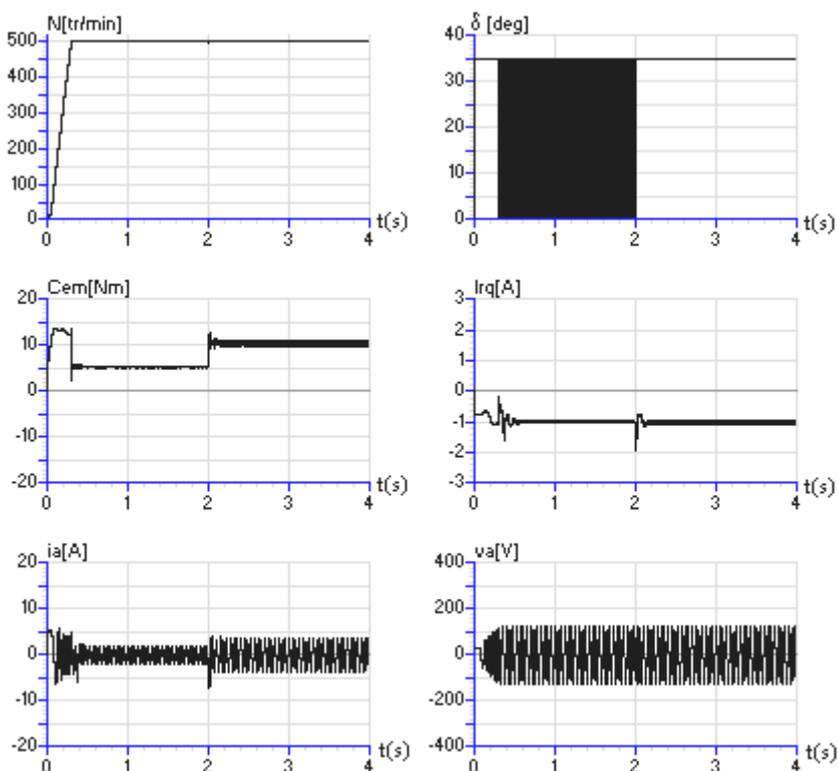
### 3.6 Résultats de la simulation

Afin d'évaluer les performances de la commande par mode de glissement avec loi de commutation par contre réaction d'état, appliquer à la MSA alimentée en tension, et dont le modèle est linéarisé autour du point de fonctionnement nominal, nous simulons en temps réel le fonctionnement du système global. Par conséquent, nous utiliserons le même modèle que celui dans le cas de la commande par retour d'état précédent, et avec les mêmes paramètres de la machine.

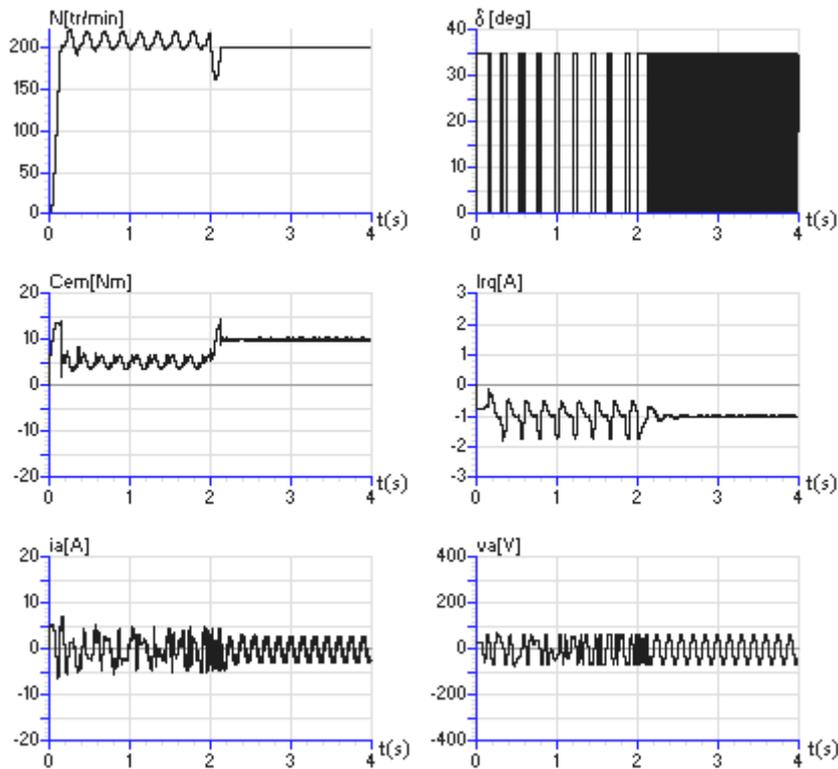
Les figures 3.5, 3.6 et 3.7 présentent l'évolution des grandeurs électriques et mécaniques lors d'un démarrage de la MSA, et dès que le régime permanent est atteint, nous effectuons une variation de la charge (de  $C_n/2$  à  $C_n$ ). Les résultats remplissent l'objectif de la commande sans que ce soit d'une manière satisfaisante. En effet, le broutement "chattering" conduit à l'apparition d'oscillations dans le courant de phase et dans le couple électromagnétique, cela malgré l'utilisation de fonction adoucissante. La commande se détériore dans la plage des faibles vitesses, apparition d'oscillations dans la courbe présentant l'évolution du couple électromagnétique et aussi celle de la vitesse de rotation et du courant d'excitation.



**Fig 3.5:** Evolutions des grandeurs électriques et mécaniques lors du démarrage avec variation de la charge de la MSA, commande par mode de glissement linéaire dimensionné pour  $N_n$  et  $C_m$ .



**Fig 3.6:** Evolutions des grandeurs électriques et mécaniques lors du démarrage avec variation de la charge de la MSA, commande par mode de glissement linéaire dimensionné pour  $N_n$  et  $C_m$ .



**Fig 3.7:** Evolutions des grandeurs électriques et mécaniques lors du démarrage avec variation de la charge de la MSA, commande par mode de glissement linéaire dimensionné pour  $N_n$  et  $C_m$ .

### 3.7 Conclusion

Dans ce chapitre, la commande par mode glissant traité dans l'espace d'état a été synthétisée. L'étude par simulation a permis de visualiser le comportement de toutes les grandeurs caractérisant le fonctionnement de notre système. L'utilisation d'une fonction signe adoucie a permis la réduction considérable du problème de broutement tout en préservant de bonnes réponses dynamiques et statiques de la machine. Les résultats montrent, que :

- La dynamique de poursuite de la consigne est satisfaisante sur une grande plage de variation de vitesse.
- Le rejet de la perturbation est assuré lors de variation de la charge.
- La présence d'oscillations dans l'allure du couple électromagnétique et aussi du courant d'excitation.

Cependant, nous notons, une détérioration des performances de la commande pour les fonctionnements à faibles vitesses. La commande par mode de glissement a donné des résultats équivalents à ceux obtenus avec la commande par retour d'état.

De la même façon que la commande par retour d'état, la limitation indirecte du courant par l'utilisation de la loi  $V/f$  constant, a permis une atténuation remarquable des régimes transitoires et les dépassements occasionnés, lors des variations de la charge et les variations de la consigne.

# Chapitre 4

## ROBUSTESSE ET COMPARAISON DES DEUX COMMANDES LINEAIRES

### 4.1 Introduction

Après avoir effectué l'application du retour d'état échantillonné et celui par mode de glissement dans l'espace d'état à la commande de la vitesse de la machine synchrone autopilotée alimentée en tension, nous nous intéressons à l'étude de la robustesse de ces deux types de commandes.

En effet, pour une étude comparative plus poussée, il serait intéressant de développer les travaux précédents par une analyse de la robustesse des deux commandes lorsque:

- le système est soumis à des variations de consigne dans les différentes plages de fonctionnement,
- le système est soumis à des variations des paramètres du modèle.

Cette étude nous a amené à examiner la possibilité de l'adaptation des paramètres des deux types de commandes.

### 4.2 Robustesse de la commande par retour d'état appliquée à la MSA

#### 4.2.1 Robustesse par rapport aux différentes gammes de vitesses

Afin de mettre en évidence la robustesse de la commande par retour d'état échantillonnée par rapport aux différentes variations de la consigne et de la perturbation, comme première étape on a fait six simulations pour trois points de fonctionnements à savoir:  $N_o=200$  tr/min,  $N_o=600$  tr/min et  $N_o=1500$  tr/min. Dimensionnée à partir du modèle linéarisé autour du point de fonctionnement à la vitesse  $N_o$  à charge nominale. Les figures 4.1 à 4.3 montrent l'évolution des grandeurs électriques et mécaniques, lors du démarrage de la MSA pour une consigne de vitesse constante avec une variation de la charge de  $C_n/2$  à  $C_n$ . On constate que les performances de poursuite, en tenant compte du couple résistant sont satisfaisantes pour la vitesse utilisée dans la linéarisation, et se détériore dès qu'on s'éloigne du point de cette dernière.

Nous venons de confirmer le résultat concernant, la dégradation des performances lorsque la référence s'éloigne du point de fonctionnement utilisé dans la linéarisation.

Pour améliorer les performances de la commande, nous devons faire une adaptation des paramètres, donc des coefficients de commande variable par palier de vitesse. Cependant, la gamme de vitesse est assez importante allant de 0 à  $N_n=1500$  tr/min. Pour plus de simplicité, choisisant que trois plages de fonctionnement représentative. On distingue alors :

- Dans l'intervalle [0 à 400 tr/min] nous utilisons les coefficients calculés pour  $N_o=200$  tr/min.
- Dans l'intervalle [400 à 1000 tr/min] nous utilisons les coefficients calculés pour  $N_o=600$  tr/min
- Dans l'intervalle [1000 à 1500 tr/min] nous utilisons les coefficients calculés pour  $N_o=1500$  tr/min.

Les coefficients de la commande correspondant à chaque plage sont :

- Pour  $N_0 = 200$  tr/min, les pôles assignés pour  $\rho = 0,65$ , nous obtenons alors :

$$K_s^T = [ 0,6519 \quad -0,3260 \quad -3,1941 \quad 0,4174 ]$$

$$k_r = 0,0707 \quad k_w = 0,1479 \quad k_v = -0,1471$$

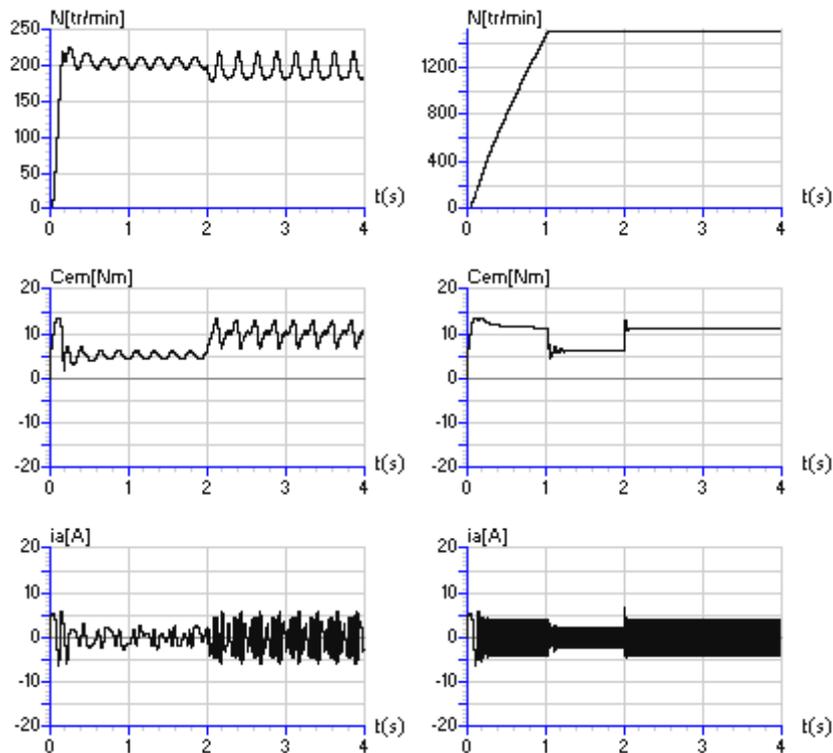
- Pour  $N_0 = 600$  tr/min, les pôles assignés pour  $\rho = 0,43$ , nous obtenons alors :

$$K_s^T = [ -0,0434 \quad -0,0244 \quad -0,1530 \quad 0,0036 ]$$

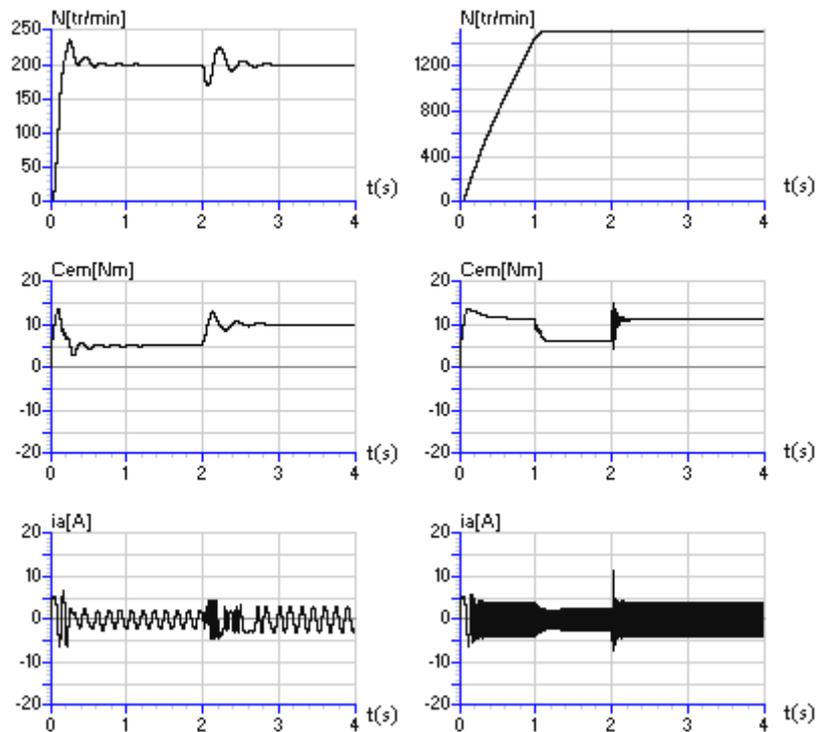
$$k_r = 0,0036 \quad k_w = 0,0100 \quad k_v = -0,0459$$

Ainsi la figure (4.4) présente le démarrage à charge nominale de la MSA avec une variation du sens de rotation de la machine, avec adaptation des paramètres de la commande à la plage de fonctionnement. On a relevé les grandeurs : vitesse, couple, courant d'excitation, courant et tension de phase ainsi que l'angle de commande.

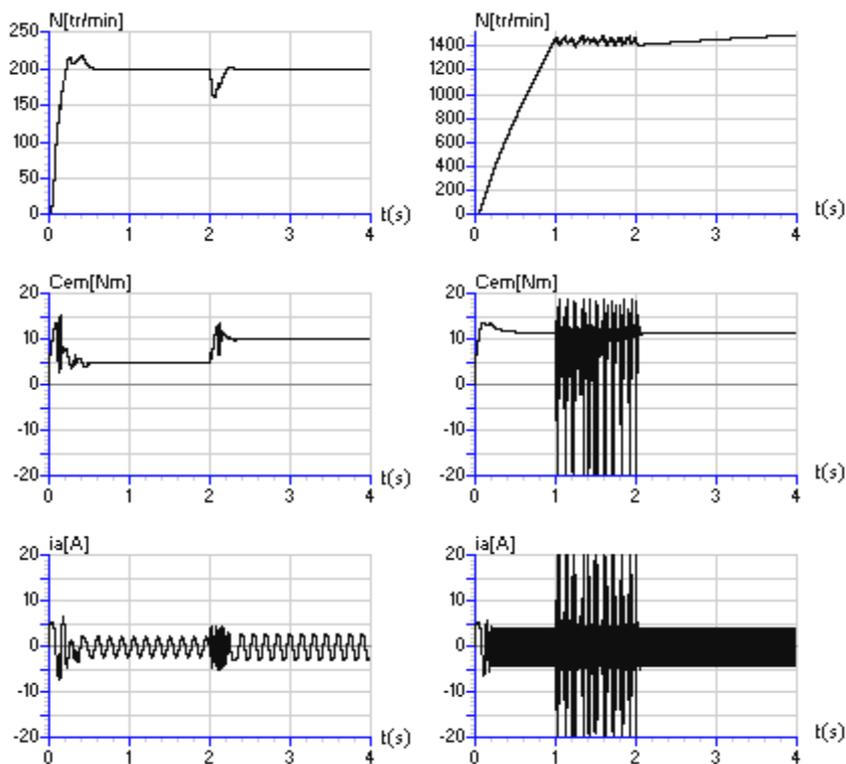
On remarque que les performances sont très satisfaisantes, du point de vue poursuite de la consigne et rejet de la perturbation, néanmoins on note une pointe du couple et du courant très importante, mais d'une durée très courte, ce qui ne va pas trop influencer la qualité de la commande.



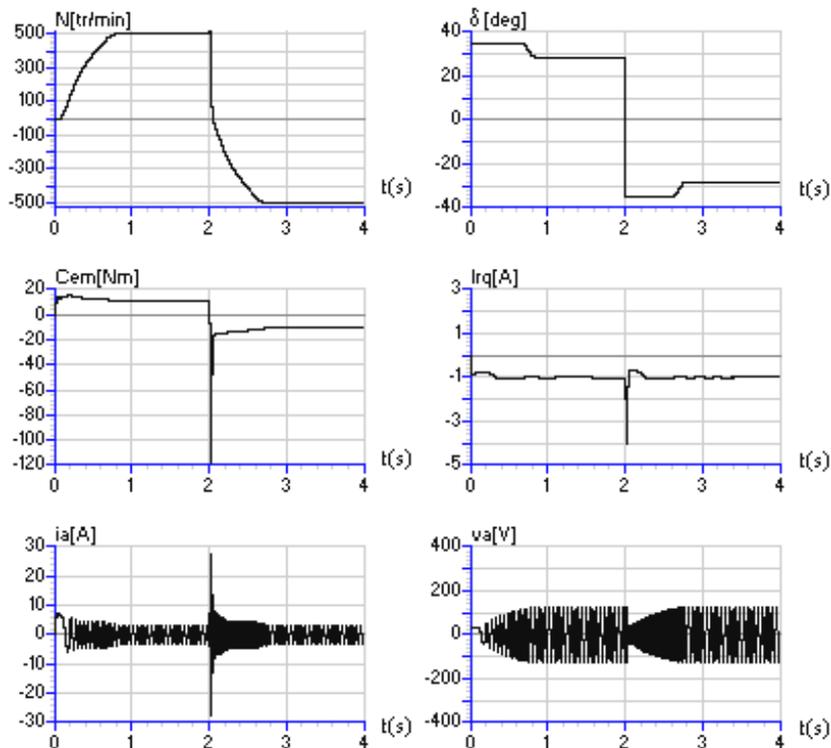
**Fig 4.1:** Caractéristiques dynamiques lors du démarrage de la MSA pour deux références de vitesse avec variation de la charge , cas de la commande par retour d'état avec coefficients calculés pour  $N_0 = 1500$



**Fig 4.2:** Caractéristiques dynamiques lors du démarrage de la MSA pour deux références de vitesse avec variation de la charge, cas de la commande par retour d'état avec coefficients calculés pour  $N_0 = 500$  tr/min



**Fig 4.3:** Caractéristiques dynamiques lors du démarrage de la MSA pour deux références de vitesse avec variation de la charge. Cas de la commande par retour d'état avec coefficients calculés pour  $N_0 = 200$  tr/min



**Fig 4.4:** Inversion du sens de rotation de la machine dans le cas de la commande par retour d'état avec coefficients calculés pour  $N_0 = 500$  tr/min à charge nominale.

#### 4.2.2 Robustesse de la commande par retour d'état lors de la variation des paramètres électriques et mécanique de la machine

Pour étudier la robustesse de la commande par retour d'état vis à vis de la variation des paramètres électriques et mécanique de la machine, nous allons simuler le démarrage de la MSA à charge constante. Nous allons faire une augmentation respective de chaque paramètre de 50% et ensuite nous ferons une comparaison par rapport aux résultats obtenus avec les données initiales.

Il est à noter que les paramètres électriques qui vont subir une augmentation sont : les résistances statorique et rotorique ( $R_s$ ,  $R_r$ ) et les inductances cycliques statorique et rotorique ( $L_s$ ,  $L_r$ ) ainsi le moment d'inertie  $J$ .

La figure (4.5) représente l'évolution de la vitesse  $N$ , du couple électromagnétique  $C_{em}$  et du courant de phase lors du démarrage de la MSA pour une augmentation de 50% de la résistance statorique  $R_s$ . On constate :

- Une légère augmentation du temps de réponse de la vitesse;
- un léger dépassement de la vitesse;
- une oscillation du couple électromagnétique et du courant de phase.

La figure (4.6) représente l'évolution de la vitesse  $N$  du couple électromagnétique  $C_{em}$  et du courant de phase  $i_a$  lors du démarrage de la MSA pour une augmentation de 50% de la résistance rotorique  $R_r$ . On constate :

- Un temps de réponse de la vitesse, un peu plus important que le cas précédent;
- un temps d'établissement inférieur pour le couple électromagnétique  $C_{em}$  et le courant de phase par rapport au cas précédent.

La figure ( 4.7 ) représente l'évolution de la vitesse  $N$ , du couple électromagnétique  $C_{em}$  et le courant de phase  $i_a$  lors du démarrage de la MSA pour une augmentation de 50% de l'inductance cyclique statorique  $L_s$ . On constate :

- Un temps de réponse, de la vitesse, un peu plus important que dans les deux cas précédents;
- pas de dépassement de la vitesse;
- un temps d'établissement inférieur pour le couple électromagnétique  $C_{em}$  semblable au cas précédent ( $R_r$ ).
- un temps d'établissement du courant de phase  $i_a$  inférieur aux deux cas précédents.

La figure (4.8) représente l'évolution de la vitesse  $N$ , du couple électromagnétique  $C_{em}$  et le courant de phase  $i_a$  lors du démarrage de la MSA pour une augmentation de 50% de l'inductance cyclique rotorique  $L_r$ . On constate :

- Une légère augmentation des oscillations dans l'allure de la vitesse et du courant de phase;
- une oscillation du couple électromagnétique entre la première et la deuxième variation, mais un temps de établissement semblable aux deux cas précédents.

La figure (4.9) représente l'évolution de la vitesse  $N$ , du couple électromagnétique  $C_{em}$  et du courant  $i_a$  lors du démarrage de la MSA pour une augmentation de 50% du moment d'inertie de la machine. On constate :

- Un temps de réponse légèrement supérieur à celui du cas où nous avons augmenté la résistance statorique  $R_s$ ;
- un léger dépassement de la vitesse;
- une légère oscillation du couple entre la première et la deuxième perturbation.

Nous avons retenu deux remarques :

- Une augmentation du temps de réponse pour tous les paramètres considérés. Le degré d'influence de ces paramètres peut être classé respectivement comme suit  $L_s$   $R_r$   $R_s$   $J$   $L_r$  ;
- Présence de faible dépassement de la vitesse pour les paramètres  $R_r$ ,  $L_s$  et  $J$ . Ce dépassement est pratiquement le même pour ces trois paramètres.

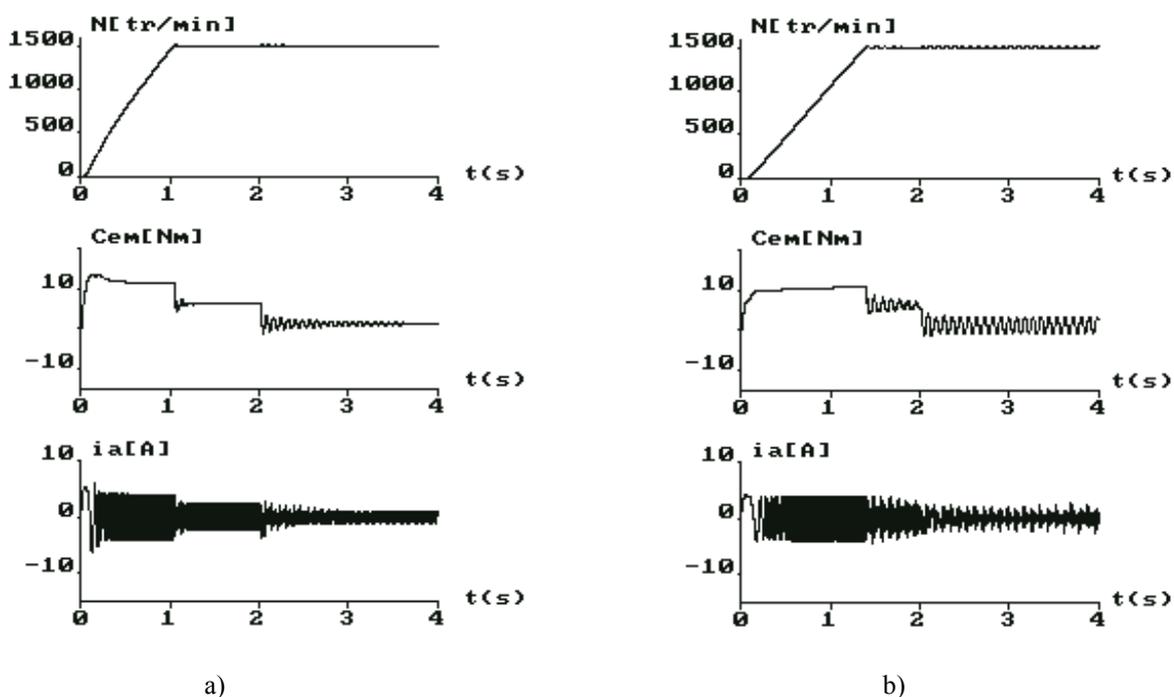


Fig 4.5: Robustesse de la commande par retour d'état pour une augmentation de 50% de  $R_s$   
 a)  $R_s$                       b)  $1.5 R_s$

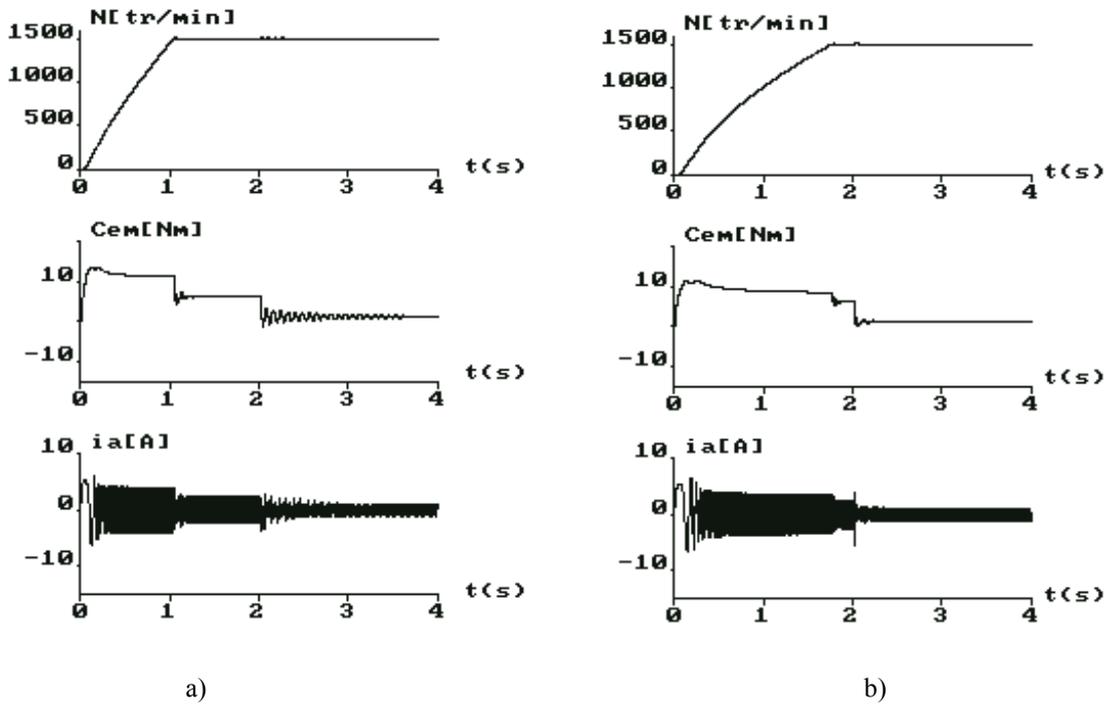


Fig 4.6: Robustesse de la commande par retour d'état pour une augmentation de 50% de  $R_r$   
 a)  $R_r$       b)  $1.5 R_r$

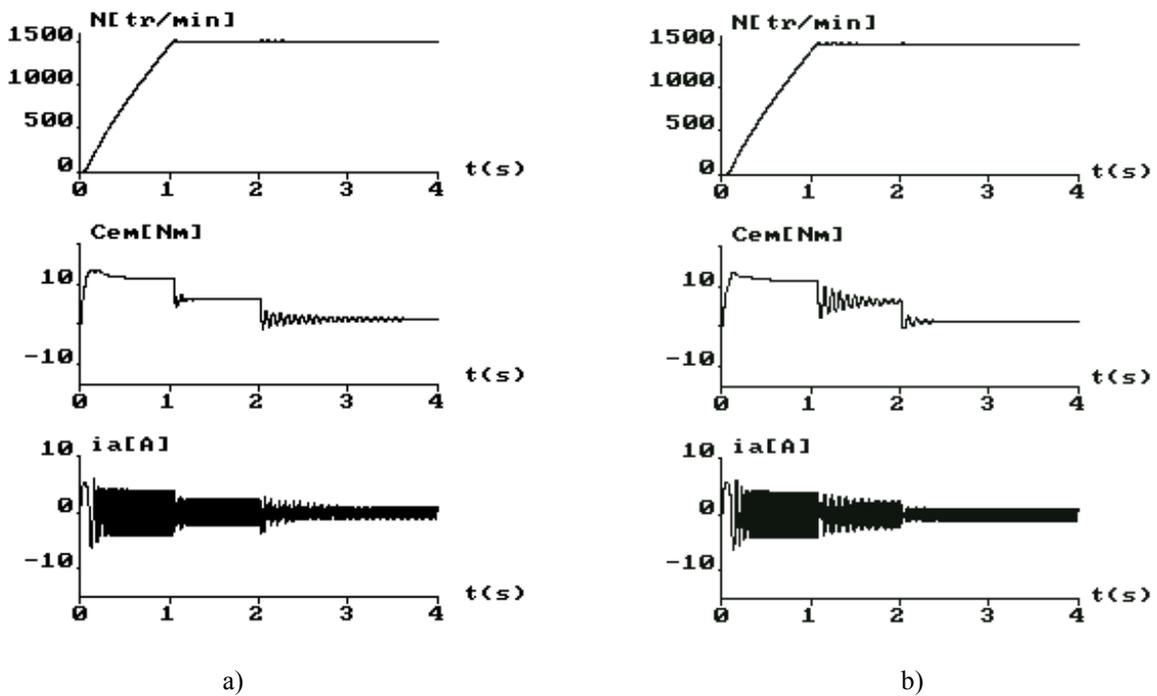


Fig 4.8: Robustesse de la commande par retour d'état pour une augmentation de 50% de  $L_r$   
 a)  $L_r$       b)  $1.5 L_r$

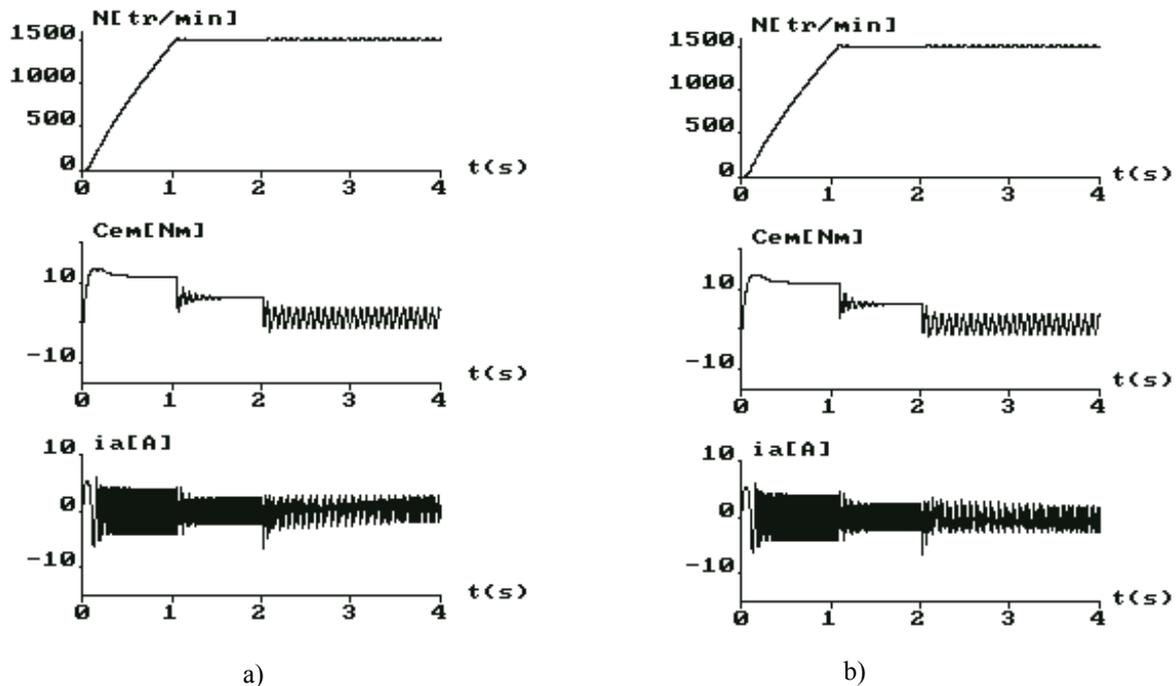


Fig 4.9: Robustesse de la commande par retour d'état pour une augmentation de 50% de J  
 a) J                      b) 1.5 J

### 4.3 Robustesse de la commande par mode de glissement appliquée à la MSA

#### 4.3.1 Robustesse de la commande par mode de glissement par rapport aux différentes gammes de vitesses

Afin de mettre en évidence la robustesse de la commande par mode de glissement par rapport aux différentes variations de la consigne et de la perturbation, comme première étape nous avons fait quatre simulations pour deux points de fonctionnements à savoir :  $N_0=200$  tr/min, et  $N_0=1500$  tr/min. Dimensionné à partir du modèle linéarisé autour du point de fonctionnement caractérisé par la vitesse  $N_0$  et la charge nominale. Les figures 4.11 et 4.12 montrent l'évolution des grandeurs électriques et mécaniques, lors du démarrage de la MSA pour une consigne de vitesse avec une variation de la charge de  $C_n/2$  à  $C_n$ . Nous avons relevé les grandeurs suivantes : la vitesse de rotation, le couple électromagnétique, courant de phase, courant d'excitation et tension de phase ainsi que l'angle de commande. Nous avons constaté que les performances de poursuite et le rejet de a perturbation, en tenant compte du couple résistant sont satisfaisantes pour la vitesse et la charge utilisée dans la linéarisation, et se détériore dès qu'on s'éloigne du point utilisé dans le dimensionnement.

Les résultats de la simulation montrent que cette commande est influencée par les variations de la consigne et de la charge. Dès qu'on s'éloigne du point de fonctionnement, caractérisant le modèle linéaire, les performances de la commande se dégradent. Ce qui rend difficile l'adaptation des paramètres par la suite.

De la même façon que pour la commande par retour d'état, choisissant deux points de fonctionnement particuliers :

- Pour  $N_0 = 200$  tr/min, les pôles sont assignés pour  $\rho = 1570$ , nous obtenons :

$$K_s^T = [-2.3019e+003 \quad 1.7390e+004 \quad 1.6233e+005 \quad -3.9360e+003]$$

$$K_r = 1.5031e+005 \quad K_w = -4.3218e+003$$

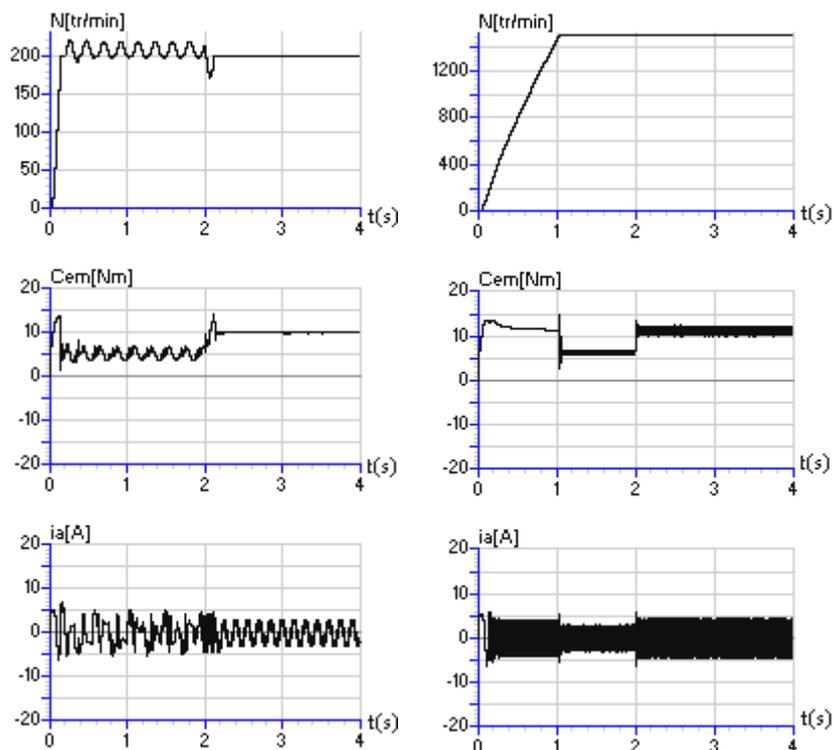
- Pour  $N_0 = 1500$  tr/min, les pôles sont assignés pour  $\rho = 18000$ , nous obtenons :

$$K_s^T = [-1.8826e+005 \quad 1.4460e+006 \quad 1.3498e+007 \quad -3.2827e+005]$$

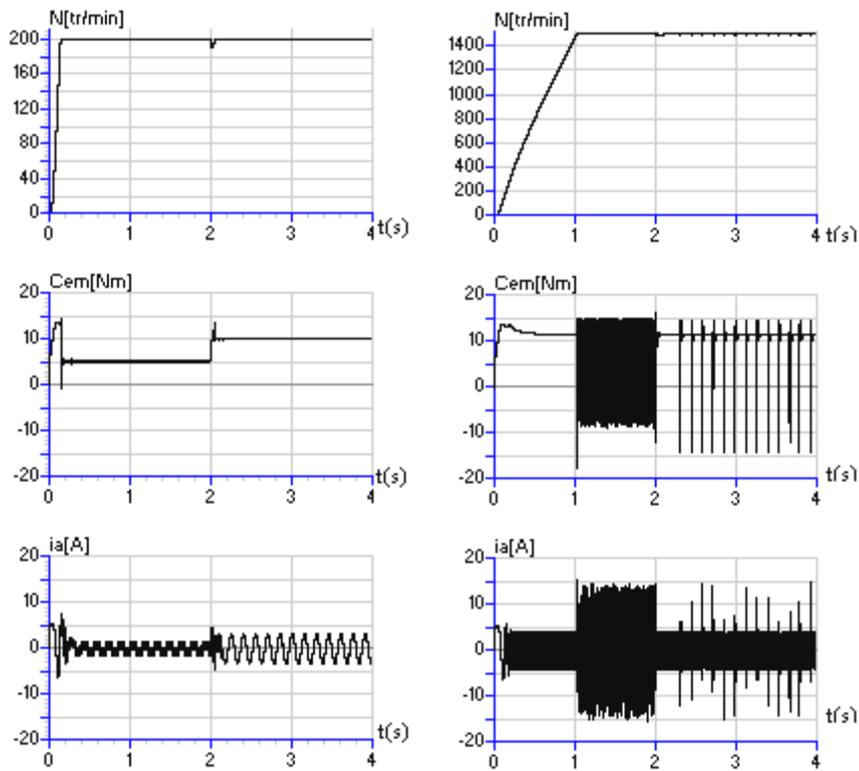
$$K_r = 1.2266e+005 \quad K_w = -3.6035e+005$$

Ainsi les figures 4.13, 4.14 présentent le démarrage à charge nominale de la MSA, suivi d'une inversion du sens de rotation de la machine, avec des paramètres de la commande correspondant au point  $N_0=200$  tr/min et  $C_r=C_n$ . Nous avons relevé les grandeurs : la vitesse de rotation, le couple électromagnétique, courant de phase, courant d'excitation et tension de phase ainsi que l'angle de commande.

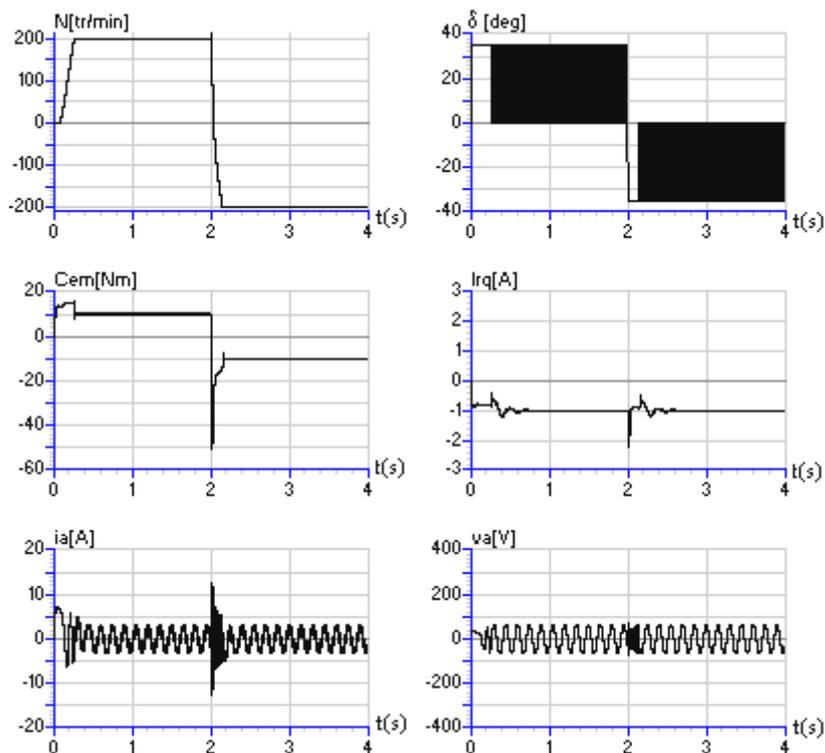
Nous avons remarqué des performances satisfaisantes, du point de vue poursuite de la consigne et rejet de la perturbation, néanmoins nous avons noté une pointe du couple et du courant de phase très importante lors de l'inversion, mais d'une durée très courte, ce qui ne va pas trop influencer la qualité de la commande. Aussi, nous avons constaté la présence d'oscillations dues au phénomène de broutement.



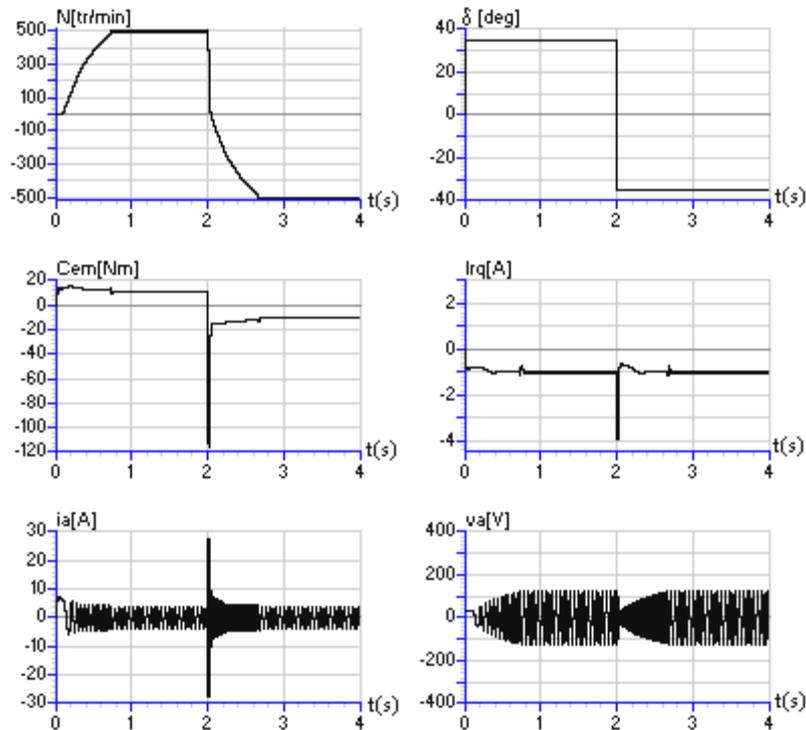
**Fig 4.11:** Caractéristiques dynamiques lors du démarrage de la MSA pour deux références de vitesse avec variation de la charge, cas de la commande par mode glissant avec coefficients calculés pour  $N_0 = 1500$  tr/min,  $C_{r0}=10$ Nm.



**Fig 4.12:** Caractéristiques dynamiques lors du démarrage de la MSA pour deux références de vitesse avec variation de la charge, cas de la commande par mode glissant avec coefficients calculés pour  $N_0 = 200$  tr/min,  $C_{r0} = 10$  Nm



**Fig 4.13:** Inversion du sens de rotation de la machine dans le cas la commande par mode glissant, paramètres calculer pour le point de fonctionnement  $N_0 = 200$  tr/min,  $C_{r0} = 10$  Nm.



**Fig 4.14:** Inversion du sens de rotation de la machine dans le cas la commande par mode glissant paramètres calculer pour le point de fonctionnement  $N_o = 200$  tr/min,  $C_{ro}=10$  Nm.

### 4.3.2 Robustesse de la commande par mode de glissement lors de la variation des paramètres électriques et mécanique de la machine

Pour étudier la robustesse de la commande par mode de glissement vis à vis de la variation des paramètres électriques et mécaniques de la machine, nous allons simuler le démarrage de la MSA avec variation de la charge. Nous allons faire une augmentation respective de chaque paramètre de 50% et ensuite, nous comparons les résultats par rapport à ceux obtenus avec les paramètres initiaux.

Il est à noter que les paramètres électriques qui vont subir une augmentation sont : les résistances statorique et rotorique ( $R_s$ ,  $R_r$ ) et les inductances cycliques statorique et rotorique ( $L_s$ ,  $L_r$ ) ainsi le moment d'inertie  $J$ .

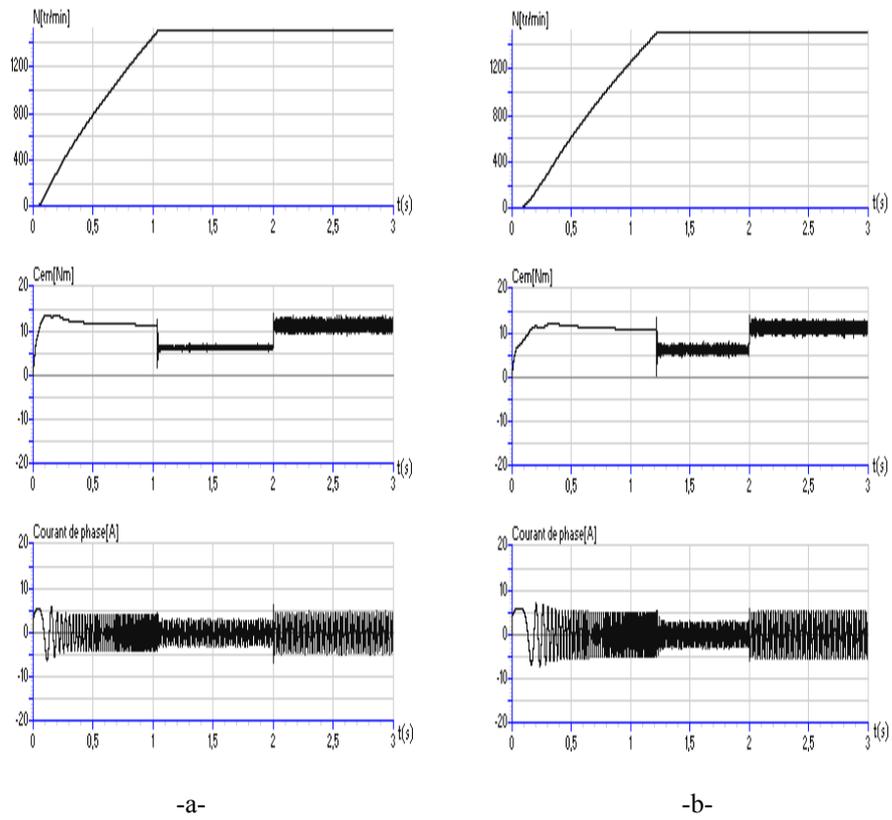
La figure (4.15) représente l'évolution de la vitesse  $N$ , du couple électromagnétique  $C_{em}$  et du courant de phase, lors du démarrage de la MSA avec variation de la charge, pour une augmentation de 50% de la résistance statorique  $R_s$ . Nous relevons :

- Une augmentation du temps de réponse de la vitesse;
- De faibles oscillations du couple électromagnétique et du courant de phase.

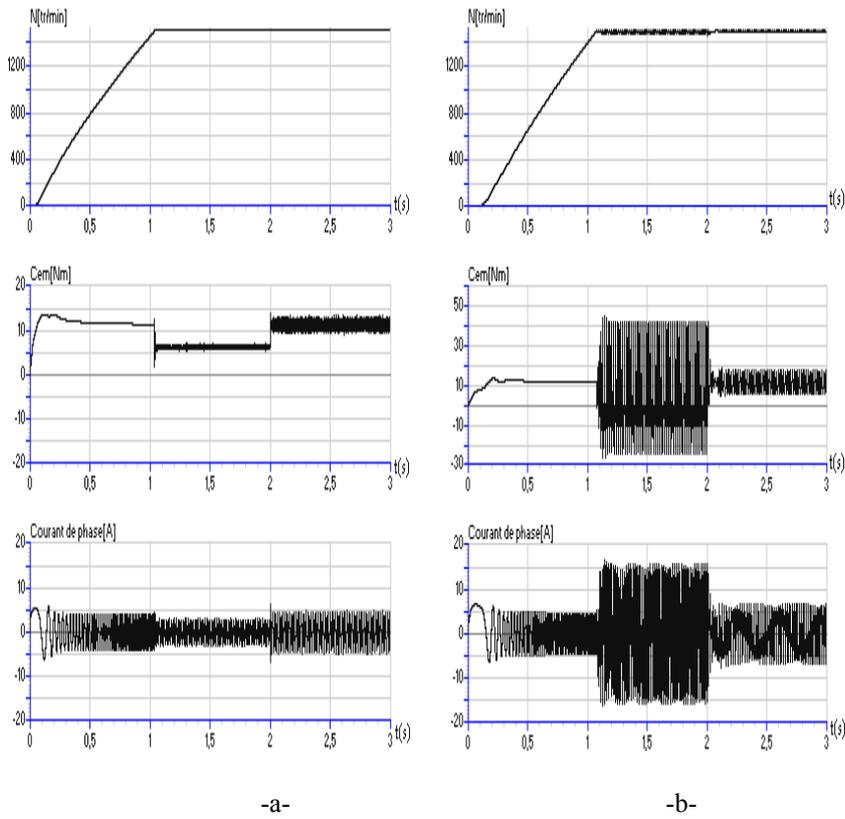
La figure (4.16) représente l'évolution de la vitesse  $N$  du couple électromagnétique  $C_{em}$  et du courant de phase  $i_a$  lors du démarrage de la MSA pour une augmentation de 50% de la résistance rotorique  $R_r$ . Nous relevons :

- Un temps de réponse de la vitesse équivalent au cas précédent;
- Des oscillations légèrement plus importantes du couple électromagnétique et du courant de phase

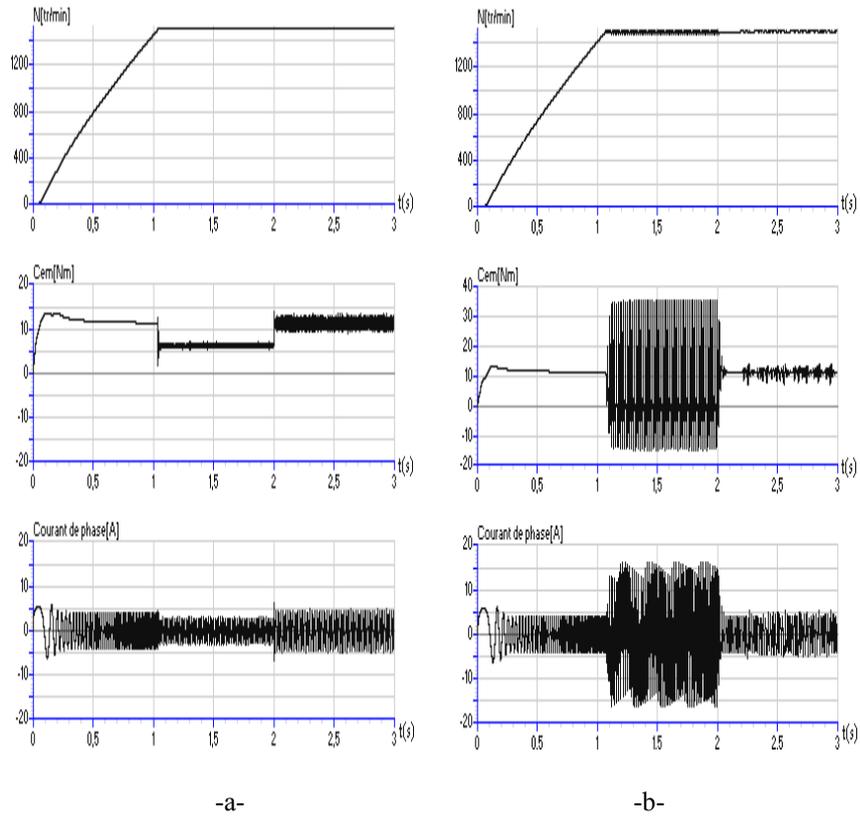




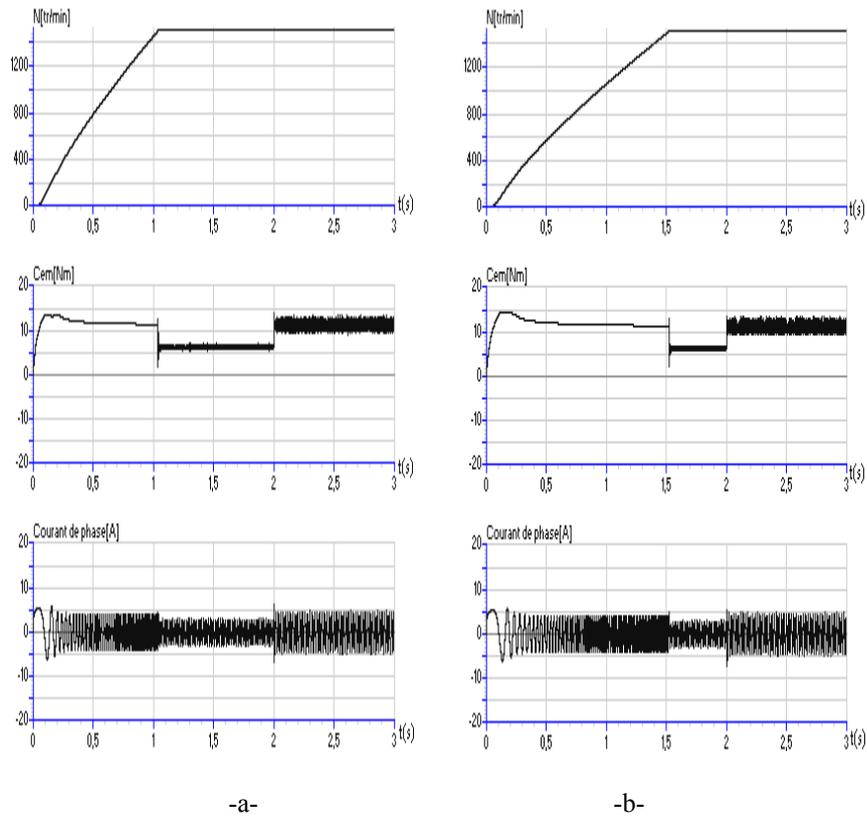
**Fig 4.16:** Robustesse de la commande par mode de glissement pour une augmentation de 50% de  $R_r$   
 a)  $R_r$                       b)  $1.5 R_r$



**Fig 4.17:** Robustesse de la commande par mode de glissement pour une augmentation de 50% de  $L_s$   
 a)  $L_s$                       b)  $1.5 L_s$



**Fig 4.18:** Robustesse de la commande par mode de glissement pour une augmentation de 50% de  $L_r$   
 a)  $L_r$                       b)  $1.5 L_r$



**Fig 4.19:** Robustesse de la commande par mode de glissement pour une augmentation de 50% de  $J$   
 a)  $J$                               b)  $1.5 J$

## 4.4 Conclusion

Les tests de robustesse effectués sur la commande par retour d'état échantillonnée, appliquée à la MSA alimentée en tension, nous ont permis d'obtenir les caractéristiques dynamiques qui montrent que :

- L'effet de la compensation par l'intermédiaire du coefficient  $k_v$  permet le rejet de la perturbation d'une façon efficace.
- La dynamique de poursuite de la consigne est satisfaisante.
- La vitesse est rapidement établie (après démarrage et la variation de la charge).
- Les performances de la commande vis à vis de la variation des paramètres sont satisfaisantes.
- L'adaptation des paramètres de la commande par retour d'état permet d'améliorer les performances aux basses vitesses.
- La linéarisation donne de bons résultats autour du point de fonctionnement considéré.

La commande par retour d'état échantillonnée appliquée à la MSA, nous a donné de bons résultats avec l'adaptation des paramètres en fonction de la vitesse de fonctionnement.

Les mêmes tests effectués sur la commande par mode de glissement appliquée à la MSA alimentée en tension ont montré des performances assez bonnes du point de vue poursuite et rejet de la perturbation.

Cependant nous avons constaté une augmentation des oscillations dans l'allure du couple électromagnétique et du courant de phase, dû au changement de point de fonctionnement, on s'éloignant du point utilisé dans la linéarisation, qui dépend de la vitesse, de la charge et du phénomène de broutement. L'influence de la charge est accentuée par le fait que la structure ne comporte pas un terme qui permet sa prise en charge. Ce qui rend l'adaptation des paramètres de la commande difficile, car il faut pour chaque plage de vitesse et charge données déterminer les paramètres représentatifs.

# Chapitre 5

## OBSERVATEURS DANS L'ESPACE D'ETAT

### 5.1 Introduction

Les variables de la contre réaction d'états de la commande par retour d'état et ceux qui forment la loi de commutation de la commande par mode de glissement ne sont pas toujours mesurable. Cependant l'estimation ne représente qu'une solution partielle. L'objectif de l'observation est de reconstituer l'ensemble ou une partie des variables d'état du système, compte tenu des mesures effectuées périodiquement sur les entrées et les sorties du système. Contrairement à l'estimateur, l'observateur est constitué non seulement du modèle mathématique de la machine, mais aussi d'une boucle de retour correctrice, dont le rôle est d'éliminer l'erreur entre les variables observées et mesurées [37].

La synthèse de l'observateur dans l'espace d'état est basée sur le modèle linéaire du système, qui correspond, dans notre cas d'étude, au modèle linéarisé à de la machine synchrone établie au chapitre 1. Nous procédons au dimensionnement de deux observateurs, le premier est l'observateur d'état, en négligeant l'effet de la perturbation. Tandis que dans le deuxième nous complétons la structure précédente par la reconstitution de la perturbation en régime établi.

Dans ce chapitre, nous présentons les étapes permettant la synthèse de l'observateur d'état dans un premier lieu, puis celui de l'observateur d'état et de perturbation, en vue d'une association à la commande par retour d'état de notre machine établie au chapitre 2.

Les résultats de la simulation permettront l'évaluation des performances de l'association "observateur- commande- machine"

### 5.2 Observateur d'état

#### 5.2.1 Structure générale de l'observateur d'état

Pour obtenir la structure de l'observateur d'état, on doit comparer la grandeur de sortie du modèle (notée  $y_b$ ) avec la grandeur de sortie du système à régler (notée  $y_s$ ) et mettre la différence de ces deux grandeurs en contre-réaction à l'intérieur du modèle, appelée écart d'observation et noté  $e_b[k]$  [37] :

$$e_b[k] = y_s[k] - y_b[k] \quad (5.1)$$

L'écart  $e_b[k]$  est mis en contre-réaction par l'intermédiaire du vecteur de contre-réaction  $K_b$  et donne une correction au vecteur  $x_b[k+1]$ . L'indice "b" indique que les grandeurs appartiennent à l'observateur.

La figure 5.1 permet de tirer les équations de l'observateur d'état :

$$x_b[k+1] = F_s x_b[k] + h_{su} u[k] + K_b e_b[k] \quad (5.2)$$

$$y_b[k] = C_s^T x_b[k] \quad (5.3)$$

En introduisant (5.1) et (5.3) dans (5.2), on obtient :

$$x_b[k+1] = F_b x_b[k] + h_{su} u[k] + K_b y_s[k] \quad (5.4)$$

Avec :

$$F_b = F_s - K_b C_s^T \quad (5.5)$$

$$y_s[k] = C_s^T x_s[k] \quad (5.6)$$

L'expression  $K_b e_b[k]$  est un terme correctif introduit pour les raisons suivantes :

- L'existence des bruits,
- Les mesures ne sont pas parfaitement précises,
- Le manque de précision sur les matrices du système et sur ses conditions initiales.

### Remarque

- $F_s$ ,  $h_{su}$  et  $C_s^T$  définissent le système à régler (Chapitre 2).
- La relation (5.4) montre que l'observateur est un système discret qui possède deux entrées  $u[k]$  et  $y_s[k]$ .

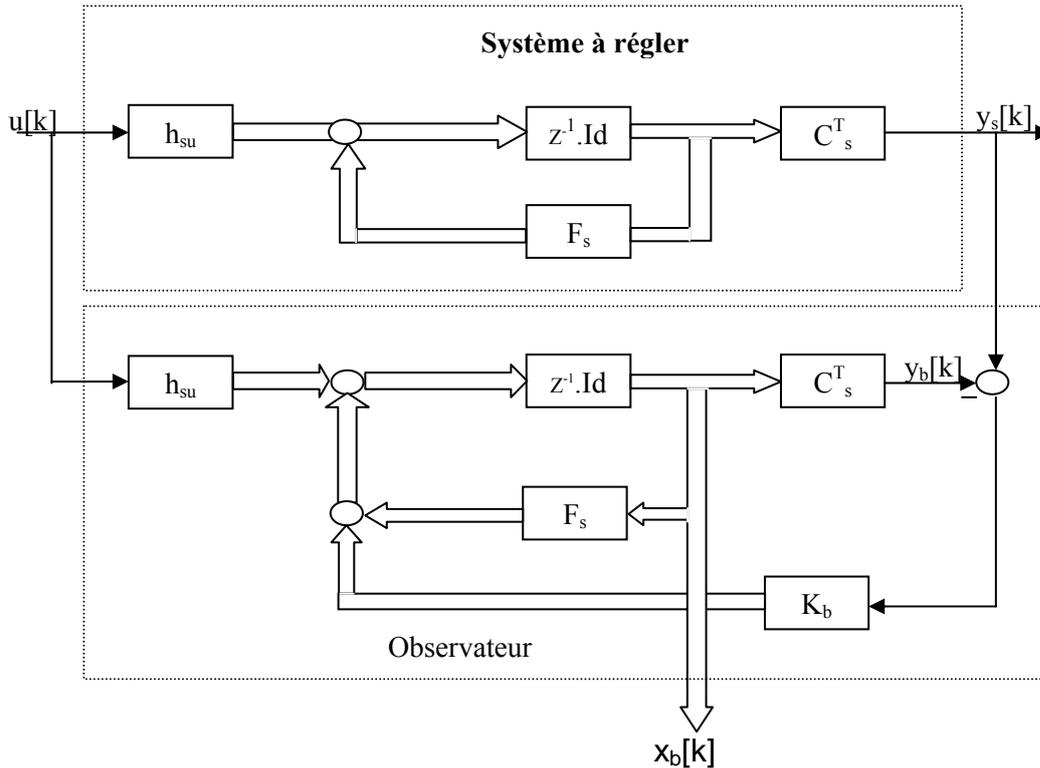


Fig 5.1: Diagramme structurel du système à régler et de son observateur

### 5.2.2 Erreur d'observation

On définit l'erreur d'observation comme suit [37] :

$$\tilde{x}_b[k] = x_s[k] - x_b[k] \quad (5.7)$$

La relation (5.4) devient alors, si on remplace  $x_b[k]$ ,  $y_s[k]$  et  $F_b$  par leurs expressions :

$$x_b[k+1] = (F_s - K_b C_s^T) (x_s[k] - \tilde{x}_b[k]) + h_{su} u[k] + K_b C_s^T x_s[k] \quad (5.8)$$

Sachant que :  $x_s[k+1] = F_s x_s[k] + h_{su} u[k]$  (5.9)

D'où, l'erreur d'observation devient :

$$\tilde{x}_b[k+1] = (F_s - K_b C_s^T) \tilde{x}_b[k] = F_b \tilde{x}_b[k] \quad (5.10)$$

### Remarque

- L'erreur d'observation ne dépend pas de la grandeur de commande  $u[k]$ , donc elle n'est pas commandable par  $u[k]$ ,

- Si la matrice  $F_b$  correspond à un système discret stable, l'erreur d'observation s'annule pour  $k$  tend vers l'infini.

### 5.2.3 Equation caractéristique de l'observateur

Selon la relation (5.10) la matrice  $F_b$  est déterminante pour le comportement dynamique de l'observateur. L'équation caractéristique est définie par [37] :

$$\text{Det}(z \text{ Id} - F_b) = 0 \quad (5.11)$$

$$z^n + \beta_{n-1} z^{n-1} + \dots + \beta_1 z + \beta_0 = 0$$

Où les coefficients  $\beta_i$  de cette équation sont en relation avec les pôles  $z_i$  ( $i=1..n$ ) imposés à l'observateur. A noter que le degré "n" de l'équation caractéristique est égal à l'ordre  $n_b$  de l'observateur, égal aussi à  $n_s$  ordre du système à régler.

Selon la relation (5.5), la matrice  $F_b$  dépend du vecteur  $K_b$ . On soumet cette dernière à une transposition, de laquelle on obtient :

$$F_b^T = F_s^T - C_s K_b^T \quad (5.12)$$

L'équation caractéristique prend alors la forme suivante :

$$\text{Det}(z \text{ Id} - F_b^T) = 0 \quad (5.13)$$

### Remarque

Les relations (5.11) et (5.13) sont identiques puisque la transposition d'une matrice ne fait pas changer le déterminant.

### 5.2.4 Détermination des coefficients de la contre-réaction interne

On détermine les coefficients de la contre réaction interne  $K_b$  à partir de la relation suivante [37] :

$$K_b = \beta_0 e + \beta_1 F_s e + \dots + \beta_{n-1} F_s^{n-1} e + F_s^n e \quad (5.14)$$

Avec :

$$e = Q_0^{-1} [0 \quad 0 \quad \dots \quad 1]^T \quad (5.15)$$

$$Q_0 = [C_s^T \quad C_s^T F_s \quad \dots \quad C_s^T F_s^{n-1}]^T \quad (5.16)$$

On aboutit donc à la matrice d'observabilité  $Q_0$ , sachant que le vecteur "e" est égal à la dernière colonne de la matrice d'observabilité inversée.

La matrice de l'observateur  $F_b$  sera donc :

$$F_b = F_s - K_b C_s^T \quad (5.17)$$

### 5.2.5 Choix des pôles de l'observateur

En général, on choisira tous les pôles à l'origine :

$$z_1 = z_2 = \dots = z_n = 0 \quad (5.18)$$

Ce choix garantit un temps d'établissement fini et une erreur d'observation s'annulant le plus rapidement possible. Cependant, il est recommandé de ralentir le comportement dynamique de l'observateur afin de ne

pas prononcer l'influence néfaste du bruit de mesure, présent dans la grandeur de sortie du système à régler [37].

### 5.2.6 Dimensionnement de l'observateur appliqué à la MSA

Le système a observé est la machine synchrone à rotor bobiné, dont le modèle de Park linéarisé monovariante échantillonné est présenté au chapitre 2. Les cinq grandeurs états de la MSA seront observées. En suivant les étapes de dimensionnement présentés aux paragraphes précédents, et après avoir effectué les calculs, on aboutit aux résultats suivants :

$$K_b = \begin{bmatrix} 0.0326 \\ -0.5441 \\ 0.0517 \\ 0.1488 \end{bmatrix}, \quad F_b = \begin{bmatrix} -0.2961 & 0.9994 & 9.1448 & -0.0011 \\ 1.4315 & -7.9501 & -72.5298 & 0.0052 \\ -0.1822 & 0.8865 & 8.0932 & -0.0005 \\ -1.2487 & -2.3234 & -21.8062 & 0.9982 \end{bmatrix}$$

## 5.3 Commande par retour d'état avec observateur d'état

### 5.3.1 Structure générale

La structure générale de la commande par retour d'état avec observateur d'état est présentée par la figure 5.2 [37].

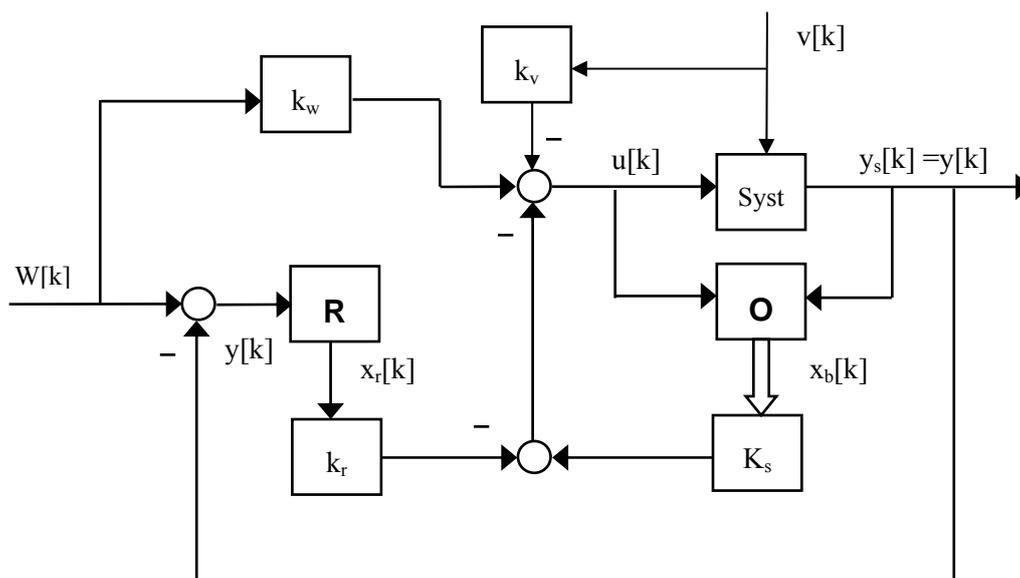


Fig. 5.2: Structure générale de la commande par retour d'état avec observateur d'état

Les vecteurs de commande  $u[k]$  et de sortie  $y[k]$  interviennent sur l'observateur (O) qui fournit le vecteur d'état  $x_b[k]$ , qui va être utilisé dans la contre-réaction d'état par l'intermédiaire de la matrice  $K_s$ . L'intégrateur R est influencé par la différence entre les vecteurs de consigne  $w[k]$  et de sortie  $y[k]$ . Son vecteur d'état  $x_r[k]$  contribue par l'intermédiaire de la matrice  $k_r$  à la contre-réaction d'état.

Les différentes équations (2.19) et (2.24) qui régissent la commande par retour d'état de la MSA alimentée en tension, sont définies au chapitre 2, ajoutant à cela les équations représentant l'observateur d'état établie dans ce chapitre. Pour la mise en œuvre en simulation, nous gardons les mêmes programmes établis au chapitre 2, nous leur ajoutant le programme de l'observateur.

La commande va être calculée en utilisant les variables d'états observés au lieu de ceux mesurés. A partir du modèle de l'observateur équation 5.2, nous prenons  $\omega$  comme variable de sortie, et notons le vecteur états par:

$$x=[\Delta i_d \ \Delta i_q \ \Delta i_{rq} \ \Delta \omega]$$

Et le vecteur états observé par:  $x_b=[i_{d_b} \ i_{q_b} \ i_{rq_b} \ \omega_b]$ .

D'où le vecteur commande est définie par:

$$u[k]=-K_s x_b[k]+k_r x_r[k]+k_w \omega_{ref}[k]+k_v \Delta Cr[k] \quad (5.19)$$

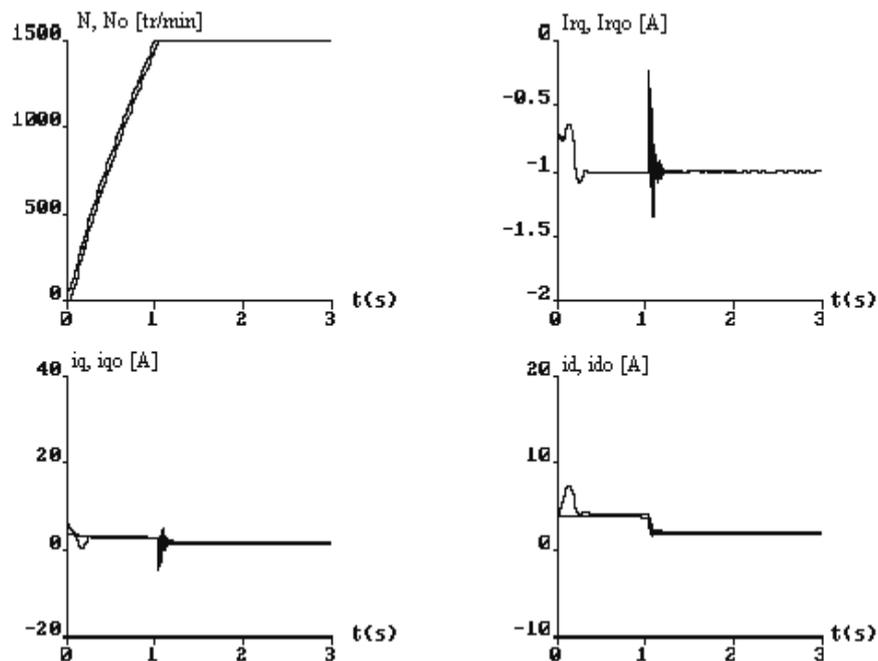
Nous supposons que la perturbation est mesurable et donc elle n'est pas prise en compte dans l'algorithme d'observation.

### 5.3.2 Résultats de la simulation

Pour évaluer les performances de la commande par retour d'état avec observateur d'état appliquée à la machine synchrone à rotor bobiné autopilotée et alimentée en tension, nous avons simulé en temps réel le fonctionnement de cette association.

Nous avons fait un démarrage sous une charge constante, pour visualiser l'évolution des vitesses réelle  $N$  et observée  $N_o$ , du courant d'excitation  $i_{rq}$  et  $i_{rqo}$ , du courant  $i_q$  et  $i_{qo}$  et du courant  $i_d$  et  $i_{do}$  (figure 5.3). Les résultats de la simulation montrent que pendant le régime transitoire l'observateur d'état donne, des estimations plus ou moins proche des grandeurs réelles. En régime permanent les erreurs d'observations sont pratiquement nulles.

Les performances de la commande, à savoir la poursuite de la consigne et le rejet de la perturbation, ne sont pas influencées par la présence de l'observateur en régime permanent. Cependant, en régime transitoire le temps de réponse augmente légèrement, ce qui n'affecte pas les performances de la commande.



**Fig 5.3:** Evolutions des grandeurs réelles et observées de la MSA avec un observateur d'état, lors du démarrage à charge constante.

## 5.4 Observateur d'état et de perturbation

### 5.4.1 Structure de l'observateur d'état et de perturbation

Lorsqu'il y a présence de perturbations non mesurables. Il est possible de compléter la structure de l'observateur d'état décrit dans la figure 5.1, par la prise en compte de la perturbation dans la structure de l'observateur.

La structure de l'observateur d'état et de perturbation est représentée par la figure 5.4. Le vecteur de perturbation  $v[k]$  intervient par l'intermédiaire du bloc contenant le coefficient  $h_{sv}$ .

On complète donc le modèle de l'observateur d'état par des éléments en relation avec la perturbation. A partir de la figure 5.4 on peut établir pour l'observateur d'état et de perturbation les équations suivantes [37] :

$$x_b [k+1] = F_s x_b[k] + h_{su} u[k] + K_b e_b [k] + h_{sv} v_b[k] \quad (5.20)$$

$$v_b[k+1] = v_b[k] + L_b e_b[k] \quad (5.21)$$

$$e_b [k] = y_s[k] - y_b[k] \quad (5.22)$$

$$e_b [k] = y_s [k] - C_s x_b [k] \quad (5.23)$$

On introduit la relation (5.23) dans (5.20) et (5.19) on obtient alors :

$$x_b[k+1] = F_b x_b[k] + h_{sv} v_b[k] + h_{su} u [k] + K_b y_s[k] \quad (5.24)$$

$$v_b[k+1] = -L_b C_s x_b[k] + v_b[k] + L_b y_s [k] \quad (5.25)$$

Où  $F_b = F_s - K_b C_s$

#### Remarque:

-  $F_s$ ,  $h_{su}$ ,  $h_{sv}$  et  $C_s^T$  définissent le système à régler (Chapitre 2).

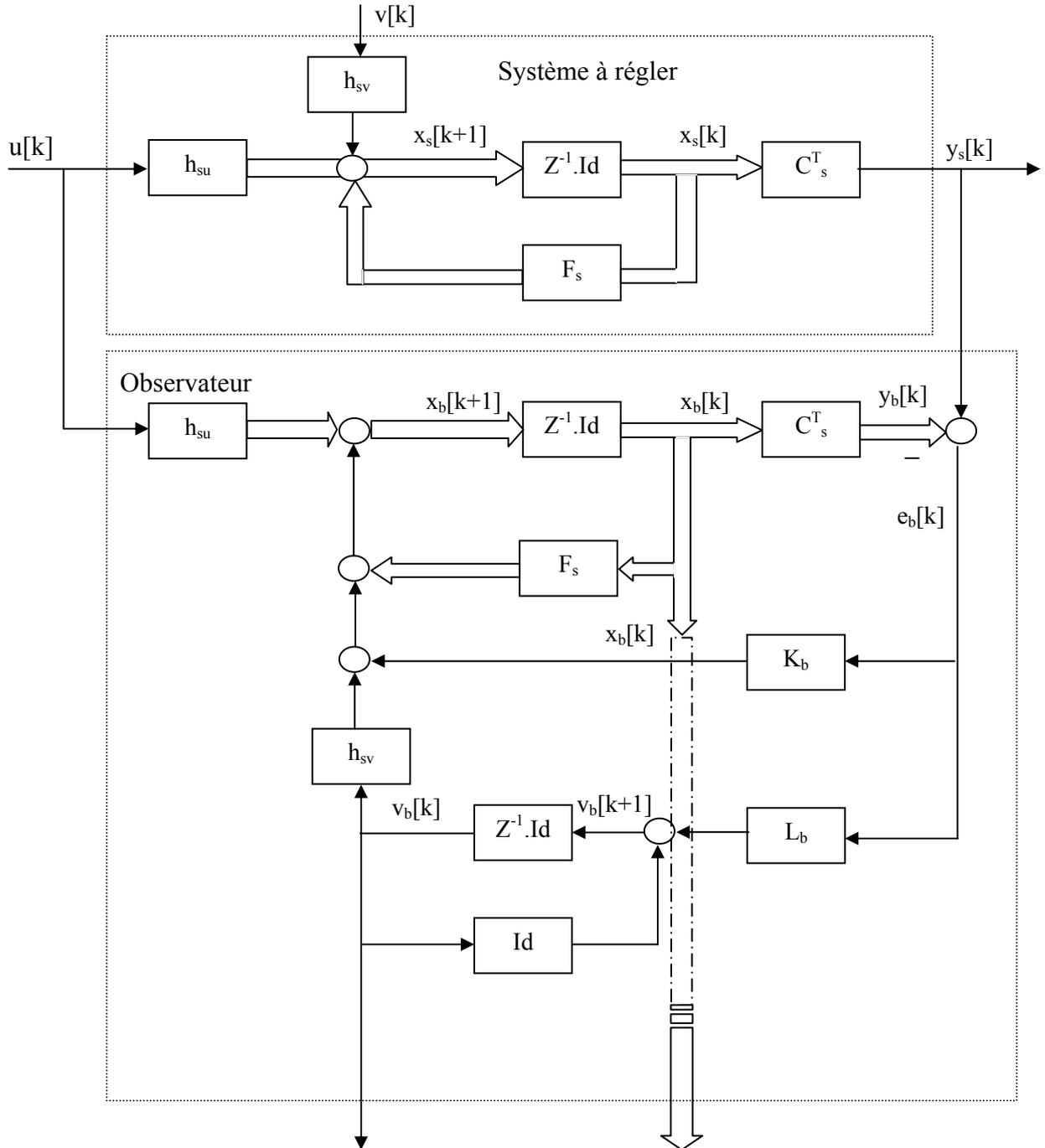


Fig. 5.4: Diagramme structurel de l'observateur d'état et de perturbation

### 5.4.2 Erreur d'observation :

Le modèle du système à régler est définie par [37]:

$$x_s [k+1] = F_s x_s[k] + h_{su} u[k] + h_{sv} v [k] \tag{5.26}$$

$$y_s = C_s^T x_s [k] \tag{5.27}$$

A partir des équations (5.20) et (5.26) on aboutit à la relation qui va nous donner l'erreur d'observation [37]:

$$\tilde{x}_b[k+1] = (F_s - K_b C_s) \tilde{x}_b[k] - h_{sv} v_b[k] + h_{sv} v[k] \quad (5.28)$$

$$v_b[k+1] = L_b C_s \tilde{x}_b[k] + v_b[k] \quad (5.29)$$

**Remarque :**

Si l'erreur  $\tilde{x}_b[k]$  s'annule en régime établi, alors le vecteur de perturbation observé  $v_b[k]$  est égal au vecteur de perturbation  $v[k]$ .

### 5.4.3 Equation de l'observateur global

Pour étudier l'observateur d'état et de perturbation, il est judicieux d'établir une seule équation aux différences pour l'observateur global. On définit donc un vecteur d'état global comme suit [37]:

$$x_{bG}[k] = \begin{bmatrix} \tilde{x}_b[k] \\ v_b[k] \end{bmatrix} \quad (5.30)$$

Il est possible de réunir les relations (5.28) (5.29) dans une seule équation à savoir :

$$x_{bG}[k+1] = F_{bG} x_{bG}[k] + H_{bG} v[k] \quad (5.31)$$

Avec:

$$F_{bG} = \begin{bmatrix} F_s - K_b C_s & -h_{sv} \\ L_b C_s & 1 \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad H_{bG} = \begin{bmatrix} h_{sv} \\ 0 \end{bmatrix}$$

La matrice  $F_{bG}$  est de dimension  $(n_s+q, n_s+q)$  et la matrice  $H_{bG}$  est de dimension  $(n_s+q, q)$ , on note aussi que la sous matrice unité "1" dans  $F_{bG}$  est une matrice de dimension  $(q, q)$ .

### 5.4.4 Détermination des matrices de contre-réaction

Pour déterminer les éléments des matrices de la contre réaction  $K_b$  et  $L_b$ , il faut décomposer la matrice  $F_{bG}$  donnée par la relation (5.31) de la manière suivante [37]:

$$F_{bG} = F_{bo} - K_{bo} C_{bo} \quad (5.32)$$

Où :

$$F_{bo} = \begin{bmatrix} F_s & -h_{sv} \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad K_{bo} = \begin{bmatrix} K_b \\ -L_b \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad C_{bo} = [C_s \quad 0]$$

**Remarque :**

Pour déterminer les matrices de contre-réaction  $K_b$  et  $L_b$ , il est indispensable que la matrice d'observabilité possède un rang en concordance avec l'ordre de l'observateur. Etant donné que le vecteur  $x_{bG}[k]$  possède la dimension  $n_s+q$ , il est indispensable que la matrice d'observabilité possède un rang :  $\text{rang}(Q_{o_0}) = n_s+q$

Cette condition est suffisante pour garantir l'observation des grandeurs de perturbations et les grandeurs d'états du système à régler [37].

### 5.4.5 Dimensionnement de l'observateur appliqué à la MSA

Le système à observer est la machine synchrone à rotor bobiné, dont le modèle de Park linéarisé monovariante échantillonné est présenté au chapitre 2. Les cinq grandeurs états de la MSA seront observés avec en plus la perturbation représentée par le couple résistant  $C_r$ . En suivant les étapes de dimensionnement présentés aux paragraphes précédents, et après avoir effectué les calculs, on aboutit aux résultats suivants :

$$K_b = \begin{bmatrix} 0.0220 \\ -0.5316 \\ 0.0490 \\ 0.1071 \end{bmatrix}, L_b = -10.50 E-2, F_{bG} = \begin{bmatrix} -0.2856 & 0.9994 & 9.1448 & -0.0011 & -0.0004 \\ 1.4190 & -7.9501 & -72.5298 & 0.0052 & 0.0011 \\ -0.1795 & 0.8865 & 8.0932 & -0.0005 & -0.0001 \\ -1.2070 & -2.3234 & -21.8061 & 0.9982 & 0.4994 \\ -0.0105 & 0 & 0 & 0 & 1.0001 \end{bmatrix}$$

## 5.5 Commande par retour d'état avec observateur d'état et de perturbation

### 5.5.1 Structure générale

La structure générale de la commande par retour d'état avec observateur d'état et de perturbation est présentée dans la figure 5.5 [37].

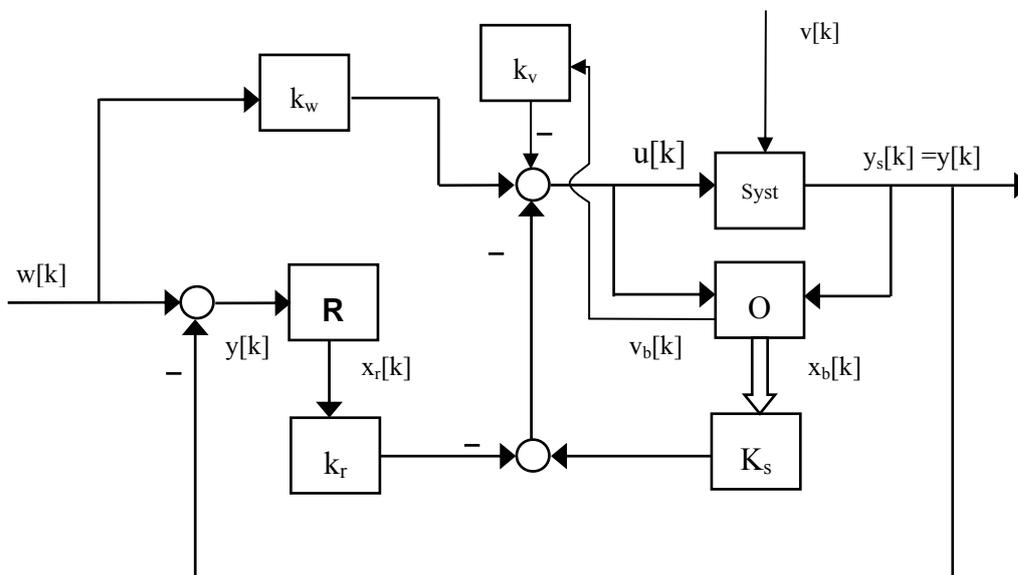


Fig. 5.5: Structure générale du réglage d'état avec observateur d'état

Les vecteurs de commande  $u[k]$  et de sortie  $y[k]$  interviennent sur l'observateur (O) qui fournit le vecteur d'état  $x_b[k]$  qui va être utilisé pour la contre-réaction d'état par l'intermédiaire de la matrice  $K_s$ , et l'état  $v_b[k]$  qui va être utilisé aussi dans la contre réaction d'état par le coefficient  $k_v$ . L'intégrateur R est influencé par la différence entre les vecteurs de consigne  $w[k]$  et de sortie  $y[k]$ . Son vecteur d'état  $x_r[k]$  contribue par l'intermédiaire de la matrice  $k_r$  à la contre-réaction d'état.

Les différentes équations (2.19) et (2.24) qui régissent la commande par retour d'état de la MSA alimentée en tension, sont définies au chapitre 2, ajoutant à cela les équations représentant l'observateur d'état établie

dans ce chapitre. Pour la mise en œuvre en simulation, nous gardons les mêmes programmes établis au chapitre 2, nous leur ajoutant le programme de l'observateur.

La commande va être calculée en utilisant les variables d'états observés au lieu de ceux mesurés. A partir du modèle de l'observateur équation 5.20 (ou 5.24), nous prenons  $\omega$  comme variable de sortie et notons le vecteur état par:

$$x = [\Delta i_d \quad \Delta i_q \quad \Delta i_{r,q} \quad \Delta \omega]$$

Le vecteur état observé par :  $x_b = [i_{d,b} \quad i_{q,b} \quad i_{r,q,b} \quad \omega_b]$ , et  $v = \Delta C_r$ , grandeur de perturbation.

D'où le vecteur commande est définie par :

$$u[k] = -K_s x_b[k] + k_r x_r[k] + k_w \omega_{ref}[k] + k_v \Delta C_r[k] \quad (5.33)$$

## 5.5.2 Résultats de simulation

Les résultats de la simulation de la figure 5.6 montrent que les valeurs observées de la vitesse  $N_0$ , le courant d'excitation  $I_{r,q}$ , et le courant  $i_{q,o}$  coïncident respectivement avec la vitesse réelle  $N$ , le courant d'excitation réel  $I_{r,q}$  et le courant réel  $i_q$ . Le courant  $i_{d,o}$  présente encore des fluctuations au régime transitoire et se confond avec  $i_d$  au régime établi. Le couple observé présente un écart important par rapport au couple réel  $C_{em}$  cela est dû à la variation de la vitesse et aux grandeurs observées ( $i_{q,o}$ ,  $i_{d,o}$  et  $I_{r,q,o}$ ) qui influent directement sur le couple observé. Une fois le régime transitoire écoulé, les couples réels et observés deviennent confondus.

Les figures 5.7 et 5.8 montrent l'évolution de la vitesse  $N_0$ , des courants  $I_{r,q,o}$ ,  $i_{d,o}$ ,  $i_{a,o}$  ainsi que le couple  $C_{r,o}$  et la grandeur de commande  $\delta$ , lors du démarrage avec deux types de charge: le premier cas charge variable ( $C_r = k\Omega$ ) et charge constante ( $C_r = C^{te}$ ) pour le deuxième cas.

La figure 5.9 montre l'évolution des grandeurs observées lors d'un démarrage avec variation de la charge de  $C_n/2$  à  $C_n$  à  $C_n/2$ .

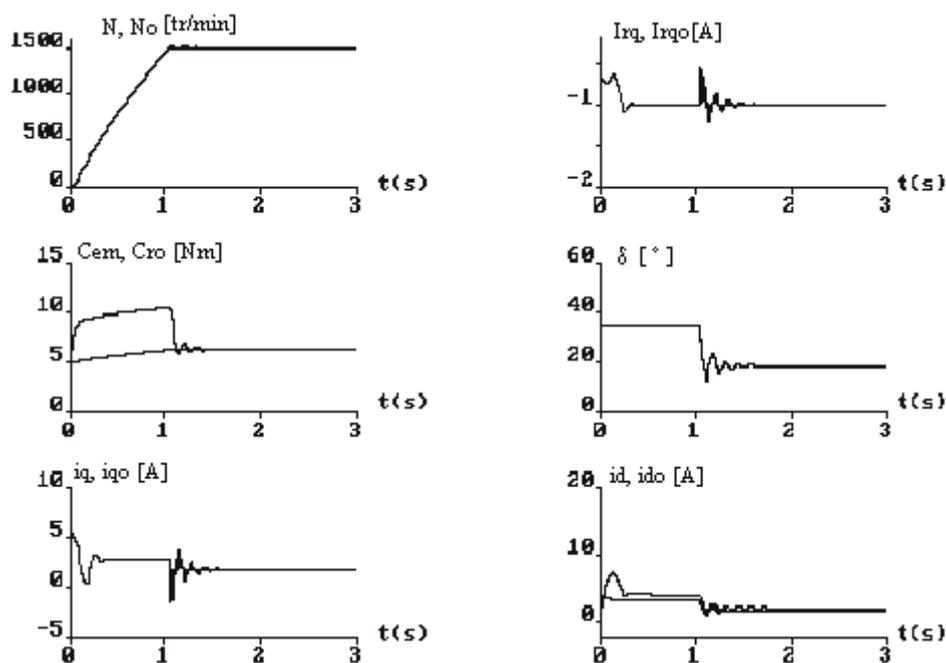


Fig 5.6 Evolutions des grandeurs observées lors du démarrage de la MSA avec observateur d'état et de perturbation ( $C_r = C^{te}$ )

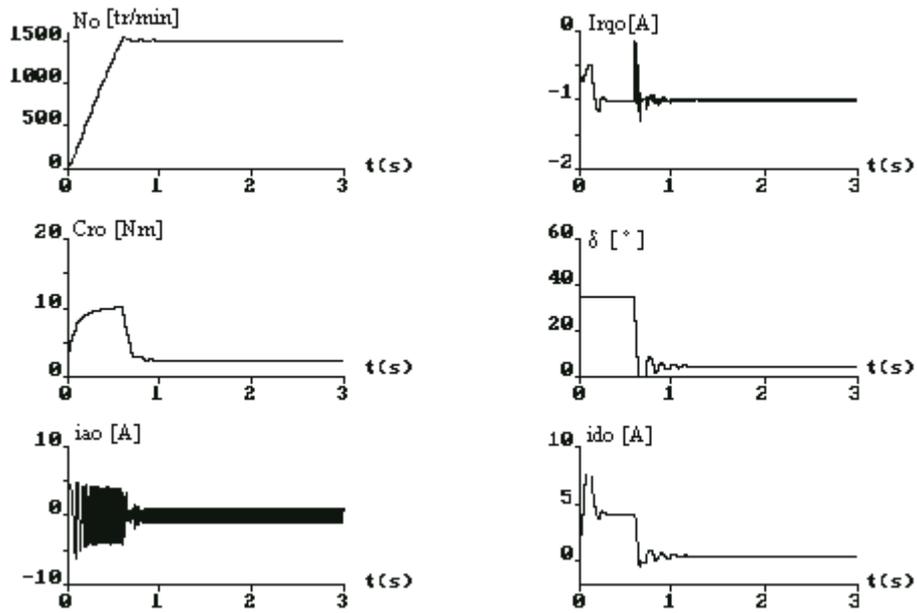


Fig 5.7: Evolutions des grandeurs observées lors du démarrage de la MSA avec observateur d'état et de perturbation ( $C_r = k \Omega$ )

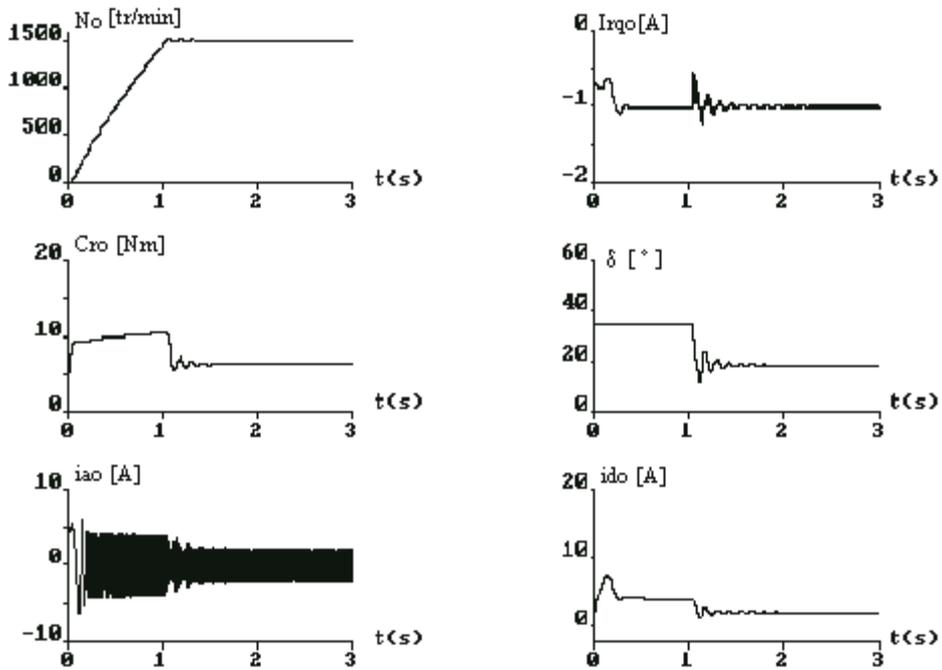
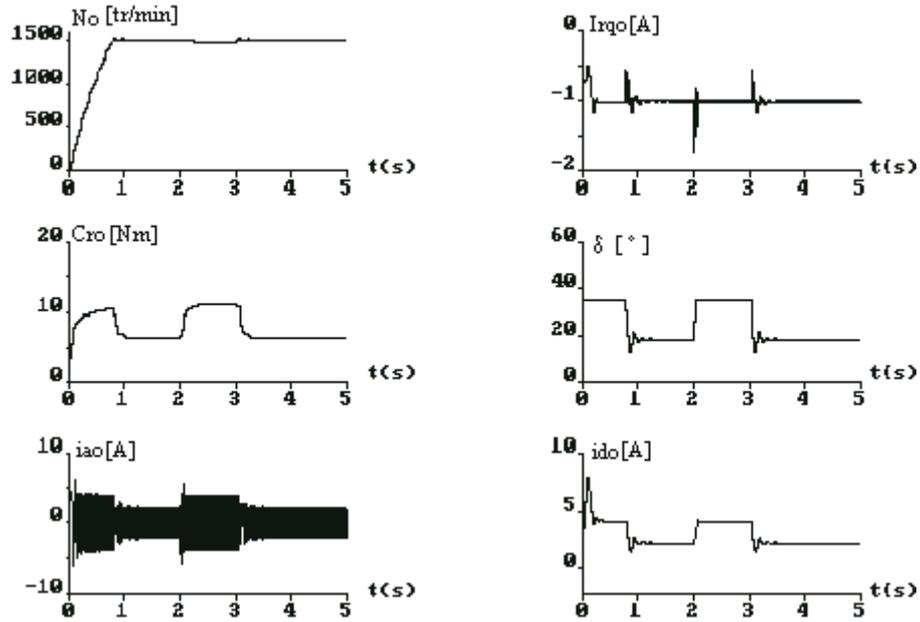


Fig 5.8: Evolutions des grandeurs observées lors du démarrage de la MSA avec observateur d'état et de perturbation ( $C_r = C^{tc}$ )



**Fig.5.9:** Evolutions des grandeurs observées lors du démarrage de la MSA avec observateur d'état et de perturbation, cas de la variation de la charge ( $C_n/2$  à  $C_n$  à  $C_n/2$ ).

## 5.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la commande par retour d'état munie d'un observateur d'état en premier lieu, et d'un observateur d'état et de perturbation en second lieu, appliqués à la MSA alimentée en tension. Les deux observateurs sont conçus en utilisant le modèle linéarisé autour du point de fonctionnement nominal défini par la vitesse nominal et le couple nominal.

Les valeurs observées et réelles sont plus proche pour l'observateur d'état et de perturbation que le cas de l'observateur d'état, au régime transitoire. Cependant les erreurs d'observations dans les deux cas sont nulles au régime permanent.

Les performances de la commande par retour d'état ne sont pas affectées par la présence de l'observateur, à savoir la poursuite de la consigne et le rejet de la perturbation.

# **Partie III**

**COMMANDES NON LINEAIRES PAR  
BACKSTEPPING ET PAR MODE GLISSANT**

## Introduction

Cette partie est consacrée à la présentation des différents aspects théoriques d'une part de la commande par la méthode du backstepping et la commande par mode de glissement des systèmes non linéaires, et d'autre part l'application de ces deux commandes à un moteur synchrone à aimants permanents autopilotée et alimentée en tension. Étant donné son importance pour les développements subséquents, la théorie de Lyapunov, bénéficiera de beaucoup d'attention.

Contrairement au cas linéaire, les systèmes non linéaires, étant définis par négation ne représentent pas un ensemble homogène. Une méthode qui donne de bons résultats sur une classe de systèmes, peut être médiocre sur une autre classe, même très peu différente de la première [56]. Par conséquent, dans le cadre de la commande des systèmes non linéaires, la question de l'applicabilité est primordiale, et une méthode générale n'existe pas. Tous les efforts consentis ces dernières années visent à élargir, le plus possible, l'ensemble des systèmes auxquels les méthodes sont applicables.

Dans le chapitre 6, nous introduisons des notions générales sur les systèmes non linéaires, où sont également données quelques définitions relatives à la stabilité. Ces dernières permettront d'aborder la question de l'analyse des systèmes dynamiques non linéaires, en utilisant la méthode directe de Lyapunov. Celle-ci constitue un élément indispensable à la compréhension des chapitres subséquents. Ensuite, nous traitons l'aspect théorique de la commande des systèmes non linéaires par backstepping. Ce chapitre constitue une bonne introduction au chapitre 7, entièrement consacré à l'application de la méthode du backstepping à la MSAP autopilotée et alimentée en tension.

Dans le chapitre 8, nous présentons des notions générales sur les systèmes à structures variables et la conception de la commande non linéaire par mode glissant traité dans le plan de phase. Ainsi, que son application, au chapitre 9, pour la commande de la vitesse de la MSAP autopilotée et alimentée en tension, en considérant les modèles non linéaire multivariable et linéaire monovariable.

Les résultats des simulations permettront de valider les performances de ces deux commandes.

# Chapitre 6

## COMMANDE PAR LA TECHNIQUE DU BACKSTEPPING

### 6.1 Introduction

Le souci constant d'améliorer les performances des systèmes commandés conduit à des modélisations de plus en plus précises, cependant s'il y a un modèle qui rend compte du comportement d'un système dans une large plage de fonctionnement, il est malheureusement le plus souvent non linéaire. De ce fait, les outils d'analyse et/ou de synthèse de lois de commande, utilisées dans le domaine linéaire, deviennent caduques et absolument incapables de rendre compte de certains phénomènes dont les systèmes non linéaires sont le siège. D'autres méthodes, plus élaborées, deviennent alors nécessaires [6][63][64].

La technique du backstepping offre une méthode systématique pour répondre à ce type de problème. Le backstepping a été développé par Kanellakopoulos et al. (1991) et inspiré par les travaux de Feurer & Morse (1978) d'une part et Tsiniias (1989) et Kokotovit & Sussmann (1989) d'autre part. L'arrivée de cette méthode a donné un nouveau souffle à la commande adaptative des systèmes non linéaires, qui malgré les grands progrès réalisés, manquait d'approches générales. Le backstepping se base sur la deuxième méthode de Lyapunov, dont il combine le choix de la fonction énergie avec celui des lois de commande. Ceci lui permet, en plus de la tâche pour laquelle le contrôleur est conçu (poursuite et/ou régulation), de garantir, en tout temps, la stabilité globale du système compensé [6].

Dans ce chapitre, nous introduisant des notions générales sur les systèmes non linéaires, et également quelques définitions relatives à la stabilité. Ces dernières permettront d'aborder la question de l'analyse des systèmes dynamiques non linéaires, en utilisant la méthode directe de Lyapunov. Celle-ci constitue un élément indispensable à la compréhension des chapitres subséquents. Ensuite, nous traitons l'aspect théorique de la commande des systèmes non linéaires par backstepping.

## 6.2 Généralités sur la commande des systèmes non linéaires par Lyapunov

### 6.2.1 Systèmes non linéaires

#### Définition

On appelle systèmes linéaires les systèmes physiques représentés par des équations différentielles linéaires à coefficients constants. L'hypothèse de linéarité équivaut au principe de superposition. Les systèmes non linéaires, par opposition aux systèmes linéaires, sont des systèmes physiques qui ne sont pas régis par des équations linéaires. Autrement dit, le principe de superposition ne peut leur être appliqué [6].

#### Propriétés d'un système non linéaire

Un système linéaire possède un seul point d'équilibre. Un système non linéaire peut en avoir plusieurs. Le système peut converger, en régime permanent, à l'un de ces points, suivant les conditions initiales.

Un système linéaire, sous l'effet d'une entrée périodique, produit un signal périodique de même période à sa sortie. Un système non linéaire peut osciller avec des fréquences qui sont des sous-multiples et/ou des multiples de la fréquence d'entrée.

Un système non linéaire peut avoir des régimes permanents plus compliqués que ceux cités précédemment. Ces régimes sont connus sous le nom de chaos. Ils présentent un aspect stochastique.

### 6.2.2 Stabilité:Deuxième méthode de Lyapunov

Cette méthode découle du concept d'énergie dans un système. Pour un système physique, l'énergie est une fonction définie positive de son état. Si le système est conservatif l'énergie reste constante, pour un système dissipatif, elle décroît. Pour ces deux cas, le système est stable. Si l'énergie croît, il est clair que le système est instable.

L'idée ici est d'analyser la stabilité du système, sans avoir à résoudre explicitement les équations différentielles non linéaires le régissant. On se contente dans cette méthode d'étudier les variations (signe de la dérivée) de l'énergie (ou une fonction qui lui est équivalente) le long de la trajectoire du système. Comme outil, on utilise les théorèmes suivants, que l'on doit à A.M.Lyapunov (1966), qui permettent de se prononcer sur la stabilité (ou l'instabilité) d'un système [6][63].

#### **Théorème 1: Stabilité asymptotique**

S'il est possible de trouver une fonction  $V$  de signe définie, dans un domaine  $\mathcal{D}$  comprenant la position d'équilibre, et dont la dérivée totale par rapport au temps soit définie et de signe opposé dans le même domaine, l'équilibre sera asymptotiquement stable dans ce domaine.

#### **Théorème 2: Instabilité**

S'il est possible de trouver une fonction  $V$  de signe définie, dans un domaine  $\mathcal{D}$  comprenant la position d'équilibre, et dont la dérivée totale par rapport au temps soit définie et de même signe ou indéfinie en signe dans le même domaine, l'équilibre sera instable.

#### **Théorème 3: Stabilité simple**

S'il est possible de trouver une fonction  $V$  de signe définie, dans un domaine  $\mathcal{D}$  comprenant la position d'équilibre, et dont la dérivée totale par rapport au temps soit semi-définie et de signe opposé dans le même domaine, l'équilibre sera stable dans ce domaine.

## Application

Ces théorèmes présentent une condition suffisante à la stabilité, ainsi, un point d'équilibre d'un système non linéaire est stable, si une fonction de Lyapunov peut être trouvée et qui vérifie, au voisinage de ce point, les conditions imposées. Le problème est que pour les systèmes non linéaires, il n'y a aucune règle générale permettant de trouver une fonction de Lyapunov. Il existe, néanmoins, des approches qui conduisent en général, à des résultats acceptables. Des exemples de fonctions qui réussissent souvent comme fonctions de Lyapunov [6][56][63], sont données par:

- Fonction quadratique (Lyapunov)

$$V(x) = x^T P x \quad (6.1)$$

Où  $x$  est le vecteur état et  $P$  est une matrice symétrique définie positive.

- Fonction quadratique plus intégrale (Lur'e)

$$V(x) = x^T P x + \int_0^x \varphi(u) du \quad (6.2)$$

Avec  $\varphi$  est assujettie à certaines contraintes.

### 6.2.3 Commande des systèmes non linéaires par Lyapunov

Introduite au départ comme un outil d'analyse, la méthode (deuxième) de Lyapunov s'est très vite avérée fort utile dans les problèmes de design. Il s'agit de formuler une fonction scalaire positive  $V(x) > 0$  pour les variables d'état du système, et de choisir la loi de commande qui fera décroître cette fonction. Donc calculer une loi de commande, afin de garantir que la dérivée d'une certaine fonction scalaire, de Lyapunov définie positive, et bien choisie, soit négative. Cette propriété doit être vérifiée le long de toutes les trajectoires possibles du système en boucle fermée. Le design consiste, alors, à trouver une fonction de Lyapunov et une loi de commande qui répond aux spécifications. Pour des raisons de stabilité, ces méthodes conviennent mieux aux systèmes non linéaires. Les solutions proposées sont spécialement conçues pour ce type de systèmes [6][69].

Cette méthode est présentée, dans ce chapitre, pour le cas simple des systèmes scalaires. Sa généralisation aux systèmes d'ordre arbitraire a été rendue possible, grâce à la technique récursive du backstepping. Pour des systèmes non linéaires de tout ordre, à paramètres connus ou inconnus, le backstepping constitue "la solution". Que nous allons présenter dans ce qui suit.

### 6.3 Aspect théorique de la technique du backstepping

Le backstepping est une méthode de conception de régulateur basé sur le modèle du système non linéaire, il repose sur les théorèmes de Lyapunov de la stabilité d'un système, dont il combine le choix de la fonction énergie avec celui des lois de commande. Ceci lui permet, en plus de la tâche pour laquelle le contrôleur est conçu (poursuite et/ou régulation), de garantir, en tout temps, la stabilité globale du système compensé [6][69].

Un système tend vers un point d'équilibre s'il perd de l'énergie. Cela est réalisé par le choix d'une fonction énergie appropriée, notée  $V$ , qui par la condition suivante permet de définir l'expression de la commande :

$$V(x) \dot{V}(x) < 0 \quad (6.3)$$

Cette dernière combine la notion de fonction de commande de Lyapunov (fcl) avec une procédure récursive de design. Cela permet de surmonter l'obstacle de la dimension et d'exploiter la souplesse de conception dans le cas scalaire pour résoudre les problèmes de commande pour des systèmes d'ordre plus élevé. Ne faisant pas nécessairement appel à la linéarisation, le backstepping permet, quand il y en a, de conserver les non-linéarités utiles qui, souvent, aident à conserver des valeurs finies du vecteur d'état. Cette technique suppose que l'on est en mesure de trouver au moins pour un système scalaire, une loi de commande  $u(t)$  et une fonction de contrôle de Lyapunov  $V$  qui stabilise le système sur son origine. Dans le design par backstepping, aucune contrainte n'est imposée à la caractéristique non linéaire du système. Ce dernier doit, cependant, se présenter sous la forme dite paramétrique pure. Les équations d'un tel système sont données par:

$$\begin{aligned}
 \dot{x}_1 &= \varphi_1(x_1)^T \theta + \psi_1(x_1)x_2 \\
 \dot{x}_2 &= \varphi_2(x_1, x_2)^T \theta + \psi_2(x_1, x_2)x_3 \\
 &\vdots \\
 &\vdots \\
 &\vdots \\
 \dot{x}_{n-1} &= \varphi_{n-1}(x_1, \dots, x_{n-1})^T \theta + \psi_{n-1}(x_1, \dots, x_{n-1})x_n \\
 \dot{x}_n &= \varphi_n(x_1, \dots, x_{n-1}, x_n)^T \theta + \psi_n(x_1, \dots, x_{n-1}, x_n)u \\
 y &= x_1
 \end{aligned} \tag{6.4}$$

Où  $\theta$  est un vecteur de paramètres constants (connus ou inconnus). Les  $\psi_i$  et  $\varphi_i$  sont des fonctions non linéaires connues, avec  $\varphi_i(0) = 0$  et  $\psi_n(x) \neq 0, \forall x \in \mathcal{R}^n$ .

Afin d'illustrer le principe de la méthode du backstepping, on considère le cas du système non linéaire du deuxième ordre de la forme suivante :

$$\begin{aligned}
 \dot{x}_1 &= f_1(x_1, x_2) \\
 \dot{x}_2 &= f_2(x_1, x_2) + g_2(x_1, x_2)u
 \end{aligned} \tag{6.5}$$

Avec:  $x=[x_1, x_2]$  vecteur état et  $u(t)$  est l'entrée commande du système.

Le problème est de déterminer la commande  $u(t)$  permettant de stabiliser le système au point  $(x_1, x_2) = (0, 0)$ .

Supposons que la variable de sortie est  $x_1(t)$  et qui suit une certaine trajectoire désirée soit  $x_{1d}(t)$ . Le choix de la grandeur de commande va se faire en deux étapes.

Première étape, on choisit une valeur désirée de  $x_2(t)$  et qui peut être fonction de  $x_1(t)$  notée  $x_{2d}(t)$  du premier sous système.

La première variable  $x_1(t)$  va suivre  $x_{1d}(t)$ .

Deuxième étape on choisit la valeur de l'entrée commande  $u(t)$  de façon à assurer que la valeur de  $x_2(t)$  tend vers la valeur désirée  $x_{2d}(t)$ . Ces deux étapes de conception sont dites méthode du backstepping. Dès que l'un tend vers sa valeur désirée et par back step jusqu'à ce que la commande actuel  $u(t)$  est atteinte.

## 6.4 Conclusion

La multitude des approches, utilisées pour l'analyse des systèmes non linéaires, reflète la grande diversité des non linéarités que l'on peut y rencontrer. Les méthodes approximatives, très largement utilisées, ne sont d'aucune utilité en présence de non linéarités essentielles, qui ne peuvent être négligées. Dans de telles situations, des méthodes exactes, telle que la deuxième méthode de Lyapunov, constituent des outils incontournables.

N'étant à l'origine qu'un outil d'analyse, la méthode de Lyapunov a suscité beaucoup d'intérêts ces dernières années dans le domaine du design, ce qui a donné lieu à des techniques systématiques de conception de contrôleurs pour les systèmes non linéaires. Le backstepping, qui constitue l'élément central de ce travail, est l'un des résultats majeurs en cette matière.

La technique du backstepping offre un outil efficace qui permet, pour les systèmes non linéaires de tout ordre, de construire récursivement, et d'une manière systématique et directe, la loi de commande et la fonction de Lyapunov qui assure la stabilité de la boucle. Dans sa version originelle, le backstepping aboutit à des commandes par retour d'état. Pour obtenir des contrôleurs par retour de sortie.

La technique du backstepping permet de réduire la complexité de synthèse du régulateur pour un système d'ordre élevé. Elle consiste à fragmenter le système en un ensemble de sous-systèmes imbriqués, d'ordre décroissant. Le calcul de la fonction de Lyapunov s'effectue récursivement en partant de l'intérieur de la boucle. A chaque étape, l'ordre du système est augmenté et la partie non stabilisée lors de l'étape précédente est traitée. La dernière étape correspond au système global. L'ordre réduit des systèmes considérés à chaque étape procure une flexibilité dans la conception, ce qui permet de résoudre plusieurs problèmes de commande sous moins de contraintes. Pour visualiser les performances de cette commande, nous allons l'appliquer à un système non linéaire et multivariable, qui est le moteur synchrone à aimants permanents autopilotée et alimentée en tension.

# Chapitre 7

## APPLICATION DE LA TECHNIQUE DU BACKSTEPPING A LA COMMANDE EN CASCADE DE LA MSAP

### 7.1 Introduction

Dans le domaine de la commande des machines électriques, les travaux de recherche s'orientent de plus en plus vers l'application des techniques de commandes modernes. Ces dernières évoluent rapidement avec l'évolution des calculateurs numériques et les composants de l'électronique de puissance. Ceci permet d'aboutir à des processus industriels de hautes performances [12][21].

La machine synchrone à aimants permanents et son convertisseur d'alimentation constituent une bonne application pour tester et développer des méthodes de l'automatique moderne. La technique du backstepping offre un outil efficace qui permet, pour les systèmes non linéaires de tout ordre, de construire récursivement, et d'une manière systématique et directe, la loi de commande et la fonction de Lyapunov qui assure la stabilité de la boucle.

Dans ce chapitre, nous présentons l'application de la commande par backstepping sur la machine synchrone à aimants permanents. La synthèse de cette commande utilise le modèle non linéaire multivariable, et linéaire monovariable par l'utilisation de la commande vectorielle.

Les résultats de la simulation vont nous permettre de conclure sur les performances de la commande pour les deux types de modèles de la MSAP.

### 7.2 Dimensionnement de la commande par backstepping appliquée à la MSAP

#### 7.2.1 Modèle linéaire monovariable

La machine synchrone à aimants permanents avec pilotage vectoriel est décrite par un système linéaire du deuxième ordre avec deux variables d'état, courant  $i_q$  et la vitesse de rotation mécanique et la variable d'entrée commande la tension  $v_q$ , figure 7.1, [30][69] tel que:

$$\begin{aligned}v_d &= -\omega L_q \dot{i}_q \\ \frac{di_q}{dt} &= (v_q - R_s i_q - \omega \phi) / L_q \\ \frac{d\omega}{dt} &= \frac{P}{J} (C_{em} - f \frac{\omega}{P} - C_r)\end{aligned}\tag{7.1}$$

Déterminons la loi de commande par backstepping permettant la régulation de la vitesse suivant une référence :

**Etape1: Commande de la vitesse (Bac1)**

Soit  $e = \omega - \omega_{ref}$  en choisissant une fonction énergie  $V(e) = J e^2/2$

Pour que l'erreur "e" tende vers zéro et donc  $\omega$  vers  $\omega_{ref}$ , il faut que la dérivée de la fonction énergie de Lyapunov soit négative d'où :

$$\begin{aligned}\dot{V} &= J e \dot{e} = J e (\dot{\omega} - \dot{\omega}_{ref}) \\ \dot{e} &= P (C_{em} - f \frac{\omega}{p} - C_r) - J \dot{\omega}_{ref}\end{aligned}\quad (7.2)$$

Pour stabiliser la variable erreur "e" sur zéro, choisissant la commande virtuelle  $C_{ref} = C_{em}$  qui représente le couple électromagnétique de référence produit par la machine. Pour que la dérivée de la fonction énergie soit négative, il faut que la commande virtuelle s'exprime par :

$$C_{ref} = -\frac{c e}{p} + C_r + (f \omega + J \dot{\omega}_{ref})/p \quad (7.3)$$

Dans ce cas:  $\dot{V} = -c e^2$  avec  $c > 0$

**NB:** Puisque le courant  $i_q$  est proportionnel au couple on peut remplacer le couple de référence par le courant de référence et donc assurer la commande du courant.

**Etape2: Commande du couple (Bac2)**

Pour la seconde étape nous choisissons  $e_q$  comme la variable erreur définie par :

$$e_q = C_{em} - C_{ref} \quad (7.4)$$

Utilisant  $e$  et  $e_q$  comme nouvelles variables la fonction énergie de Lyapunov augmentée devient :

$$\begin{aligned}V(e, e_q) &= (J e^2 + e_q^2)/2 \\ \dot{V} &= J e \dot{e} + e_q \dot{e}_q \\ \dot{e}_q &= \dot{C}_{em} - \dot{C}_{ref} = P \phi \dot{i}_q - \dot{C}_{ref} \\ \dot{e}_q &= P \phi (v_q - R_s i_q - \omega \phi) / L_q - \dot{C}_{ref}\end{aligned}\quad (7.5)$$

Pour stabiliser  $e_q$  sur l'origine, il faut choisir  $v_q$  de façon à ce que la dérivée soit négative.

D'où la commande  $v_q$ :

$$v_q = -\frac{(c_1 e_q - \dot{C}_{ref})}{P \phi} L_q + R_s i_q + \omega \phi \quad (7.6)$$

Nous pouvons dire que la commande  $v_q$  assure la convergence du couple  $C_{em}$  vers  $C_{ref}$  et qui conduit à la convergence de  $\omega$  vers  $\omega_{ref}$ , avec la condition :  $\forall c, c_1 > 0$

**NB :** Le choix des coefficients  $c$  et  $c_1$  améliorent les performances de la commande, à savoir (temps de réponse, dépassement...etc).



Notre objectif est de synthétiser l'expression de la commande multivariable  $u=[vd \ vq]^T$  permettant de stabiliser les variables d'états du moteur sur leurs références, et par conséquent les variables erreurs sur l'origine. Cela sera réalisé en suivant l'approche du backstepping.

### Étape1: Régulation de la vitesse (**Bac1**)

Soit  $e = \omega - \omega_{ref}$ , l'erreur de vitesse.

Choissant une fonction énergie :  $V(e) = J e^2 / 2$

Pour que l'erreur  $e$  tend vers zéro et donc  $\omega$  vers  $\omega_{ref}$ , il faut que la dérivée de la fonction énergie soit négative (critère de stabilité de Lyapunov) d'où:

$$\begin{aligned} \dot{V} &= J e \dot{e} = J e (\dot{\omega} - \dot{\omega}_{ref}) \\ \dot{e} &= P (C_{em} - f \frac{\omega}{P} - C_r) - J \dot{\omega}_{ref} \end{aligned} \quad (7.8)$$

Pour stabiliser  $e$  sur zéro, choisissant la commande virtuelle  $C_{ref}$  qui représente le couple électromagnétique de référence produit par la machine. Pour que la dérivée de la fonction énergie soit négative, il faut que la commande virtuelle s'exprime par :

$$C_{ref} = -\frac{c e}{P} + C_r + (f \omega + J \dot{\omega}_{ref}) / P \quad (7.9)$$

Dans ce cas:  $\dot{V} = -c e^2$  avec  $c > 0$

La seconde étape, utilisera le couple de référence pour assuré la commande du couple.

### Étape 2 : Commande du couple (**Bac2**)

Soit  $z_1$  l'expression de l'erreur sur le couple définie par:

$$z_1 = C_{em} - C_{ref} \quad (7.10)$$

Utilisant  $e$  et  $z_1$  comme nouvelles variables, la fonction de Lyapunov augmentée devient :

$$V(e, z_1) = (J e^2 + z_1^2) / 2 \quad (7.11)$$

L'expression de sa dérivée est définie par:

$$\dot{V}(e, z_1) = J e \dot{e} + z_1 \dot{z}_1 \quad (7.12)$$

$$\dot{z}_1 = \dot{C}_{em} - \dot{C}_{ref} \quad (7.13)$$

$$\dot{z}_1 = \beta_0 + \beta_1 vd + \beta_2 vq \quad (7.14)$$

Tel que :

- $\beta_1 = P (L_d - L_q) / L_d$ ,  $\beta_2 = P (\phi + (L_d - L_q) id) / L_q$ ;
- $\beta_0 = P (\phi (-\omega L_d id - R_s iq - \omega \phi) / L_q + k_1 (L_d - L_q)) + k_2$ ;
- $k_1 = iq (-R_s id + \omega L_q iq) / L_d + id (-\omega L_d id - R_s iq - \omega \phi) / L_q$ ;
- $k_2 = c (C_{em} - C_r - f \omega / P) / J - f (C_{em} - C_r - f \omega / P) / J$ ;

Pour stabiliser  $e$  et  $z_1$  sur l'origine, il faut que la dérivé de la fonction de Lyapunov soit négative et donc choisir les paramètres  $c_1$  et  $c_2$  positifs:

$$\dot{V}(e, z_1) = -c_1 e^2 - c_2 z_1^2 \leq 0 \quad (7.15)$$

Ce qui nous donne une équation à deux inconnues  $v_d$  et  $v_q$ , suivante:

$$\beta_1 v_d + \beta_2 v_q = -\beta_0 - c_2 z_1 \quad (7.16)$$

Il faut trouver une autre relation, qui permet la détermination de l'expression des deux grandeurs de commandes. Nous allons procéder à la commande du courant de phase.

### Etape 3 : Commande du courant (**Bac3**)

Soit  $z_2$  l'erreur sur le carré de la valeur efficace du courant, tel que :

$$z_2 = I - I_{ref}, \quad I = i_d^2 + i_q^2 \quad (7.17)$$

Ce qui conduit à la nouvelle expression augmentée de la fonction énergie, définie par:

$$V(e, z_1, z_2) = (J e^2 + z_1^2 + z_2^2) / 2 \quad (7.18)$$

D'où sa dérivée est exprimée par :

$$\dot{V} = J e \dot{e} + z_1 \dot{z}_1 + z_2 \dot{z}_2 \quad (7.19)$$

$$\dot{z}_2 = \dot{I} - \dot{I}_{ref}$$

$$\dot{z}_2 = \beta_3 + \beta_4 v_d + \beta_5 v_q \quad (7.20)$$

Avec :

- $\beta_4 = 2 i_d / L_d, \beta_5 = 2 i_q / L_q,$
- $k_3 = 2 i_d (R_s i_d + \omega L_q i_q) / L_d$
- $\beta_3 = k_3 - 2 i_q (\omega L_d i_d + R_s i_q + \omega \phi) / L_q$

Pour stabiliser  $e$ ,  $z_1$  et  $z_2$  sur l'origine, il faut que la dérivée de la fonction de Lyapunov soit négative et par conséquent, choisir les coefficients  $c_1$ ,  $c_2$  et  $c_3$  positifs:

$$\dot{V}(e, z_1, z_2) = -c_1 e^2 - c_2 z_1^2 - c_3 z_2^2 \leq 0 \quad (7.21)$$

Ce qui conduit à:

$$\beta_4 v_d + \beta_5 v_q = -\beta_3 - c_3 z_2 \quad (7.22)$$

Combinant eqs.(7.20) et eqs.(7.22), nous obtenons la loi de commande suivante:

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \beta_1 & \beta_2 \\ \beta_4 & \beta_5 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} -\beta_0 - c_2 z_1 \\ -\beta_3 - c_3 z_2 \end{bmatrix} \quad (7.23)$$

Pour satisfaire la stabilité du système, tous les gains ( $c_1$ ,  $c_2$ ,  $c_3$ ) doivent être choisis positifs. De meilleures performances peuvent être obtenues par un choix adéquat des gains.

L'équation (7.21), représentant l'expression de la dérivée de la fonction énergie globale, montre que le système en boucle fermée eqs.(7.7) et eqs.(7.23) réalise les objectifs de la commande de la vitesse, du couple et du courant de phase, dans le sens que tous les erreurs  $e$ ,  $z_1$ ,  $z_2$  convergent vers zéro.

### 7.3 Résultats de la simulation

#### Cas N°1 Modèle monovariante linéaire

La commande adoptée basée sur la méthode par backstepping appliquée à la MSAP avec pilotage vectoriel, est testée par simulation numérique pour les valeurs des paramètres suivants:

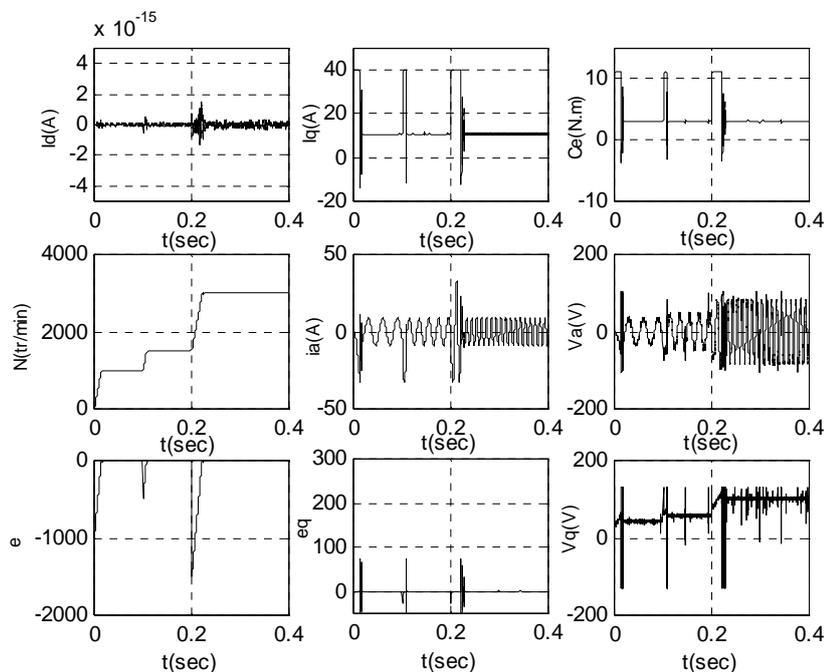
$c=90$  et  $c_1=90$ .

La fig 7.3 montre l'évolution des grandeurs électriques et mécaniques de la MSAP pour une variation de vitesse référence de 1000 à 1500 à 3000 [tr/min] à charge constante.

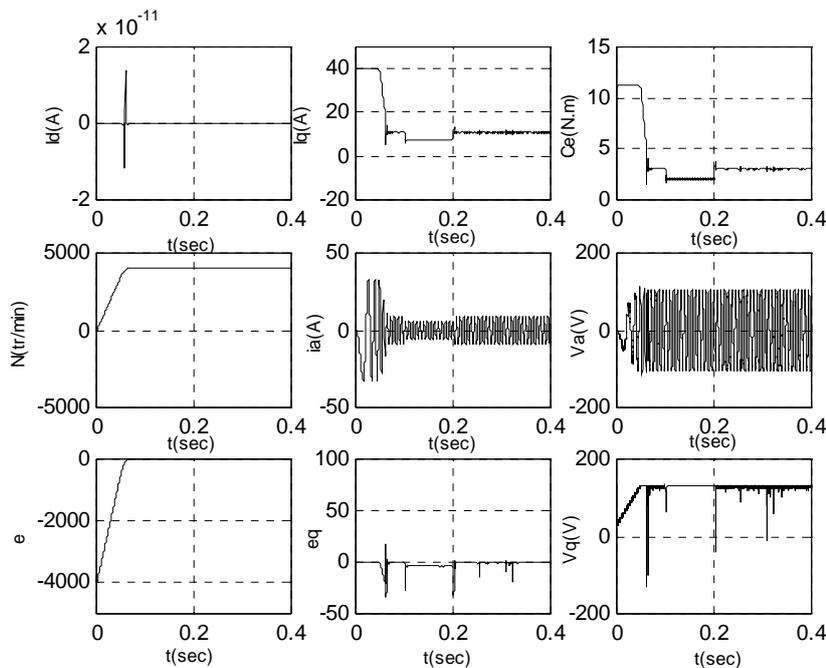
La fig 7.4 montre l'évolution des grandeurs électriques et mécaniques de la MSAP pour une variation de la charge mécanique à vitesse constante.

Les résultats montrent une bonne réponse de la MSAP en poursuite avec un temps de réponse très faible et une erreur statique nulle. Le couple présente un pic lié au démarrage et qui s'atténue pendant le régime permanent. Quant à la grandeur de commande, elle varie de la même manière que le couple et suit le changement du point de fonctionnement. Les différentes erreurs ( $e$ ,  $e_q$ ) s'annulent au régime permanent. La variation de la charge nous a permis aussi de conclure sur le rejet de la perturbation qui est satisfaisant. La structure de la commande par backstepping assure aussi la commande indirecte du courant de phase, par la commande de la composante  $i_q$  du courant de phase. Qui est une grandeur importante dans le fonctionnement de la machine.

Le découplage par la commande vectorielle n'est pas influencé lors de la variation de la consigne et la variation de la charge.



**Fig 7.3** : Résultats de simulation de la MSAP autopilotée alimentée en tension avec pilotage vectoriel réglée par la méthode backstepping avec variation de la vitesse référence de 1000 à 1500 à 3000 [tr/min].



**Fig 7.4 :** Résultats de simulation à la MSAP autopilotée alimentée en tension avec pilotage vectoriel réglé par la méthode backstepping avec variation de charge.

#### Cas N°2 Modèle non linéaire multivariable

La commande adoptée est basée sur la méthode par backstepping appliquée à une MSAP, dont le modèle est non linéaire et multivariable, est testé par simulation numérique pour les valeurs des paramètres suivants:

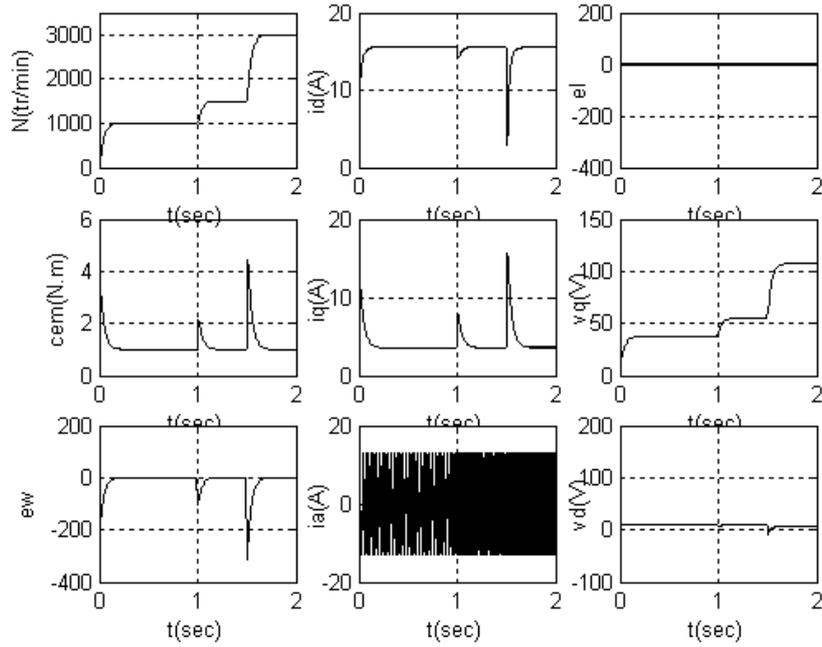
$$c_1=0.295, c_2=4, c_3=500.$$

La fig 7.5 montre l'évolution des grandeurs électriques et mécaniques de la MSAP pour une variation de vitesse référence de 1000 à 1500 à 3000 [ tr/min] à charge constante.

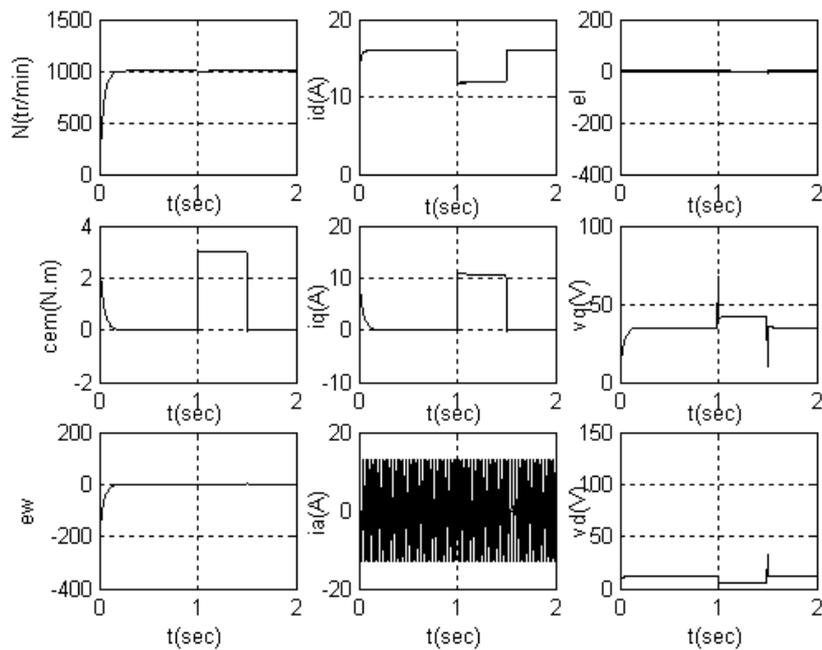
La fig 7.6 montre l'évolution des grandeurs électriques et mécaniques de la MSAP pour une variation de la charge mécanique à vitesse constante.

Les résultats montrent une bonne réponse de la MSAP en poursuite avec un temps de réponse faible et une erreur statique nulle. Le couple présente un pic lié au démarrage, qui s'atténue pendant le régime permanent. Quant à la grandeur de commande, elle varie de la même manière que le couple et suit le changement du point de fonctionnement. Les différentes erreurs ( $e$ ,  $z_1$ ,  $z_2$ ) s'annulent au régime permanent. Dans les figures l'erreur " $e$ " est représentée par  $e_w$  et  $z_1$  par  $e_1$ . La variation de la charge nous a permis aussi de conclure sur le rejet de la perturbation qui est satisfaisant.

La structure de la commande par backstepping assure aussi la commande directe du courant de phase, qui est une grandeur importante dans le fonctionnement de la machine.



**Fig 7.5:** Evolutions des grandeurs électriques et mécaniques de la MSAP alimentée en tension régler par la méthode du backstepping non linéaire et multivariable lors de la variation de la vitesse de référence 1000 à 1500 à 3000 [tr/min] à charge constante.



**Fig 7.6 :** Evolutions des grandeurs électriques et mécaniques de la MSAP alimentée en tension régler par la méthode du backstepping non linéaire et multivariable lors d'une variation de la charge ( $C_r=0$  à  $C_n$  à  $0$ ) à  $N=1000$  tr/min.

## 7.4 Conclusion

Cette partie nous présente l'application, donc les étapes principales du dimensionnement du régulateur non linéaire utilisant la technique du backstepping. Cette dernière est basée sur la théorie de Lyapunov de la stabilité de système.

En choisissant une fonction énergie liée au système, tel que sa dérivée est négative, la théorie de Lyapunov nous assure la stabilité asymptotique du système en boucle fermée vers l'origine. Par conséquent, l'erreur tend vers zéro et la poursuite de la consigne est réalisée.

Pour évaluer la robustesse de notre régulateur, nous avons simulé l'association régulateur-MSAP. Nous avons constaté que les performances du régulateur sont satisfaisantes à savoir la poursuite de la référence, le temps de réponse et le rejet de la perturbation pour les deux types de modèles (monovariante et multivariante) de la machine.

En plus, la structure de la commande par backstepping assure la commande du courant de phase d'une façon directe dans le cas non linéaire multivariante et indirecte dans le cas linéaire monovariante, qui est une grandeur importante dans le fonctionnement de la machine.

# Chapitre 8

## COMMANDE PAR MODE DE GLISSEMENT NON LINEAIRE

### 8.1 Introduction

L'évolution des calculateurs numériques et de l'électronique de puissance a permis d'aboutir à des processus industriels de hautes performances [9][21]. Chaque technique de commande étant meilleure pour une classe particulière et pour une application donnée, dépendant du modèle du système et selon le but envisagé en respectant le compromis simplicité de synthèse/ performances [6]. Nous pouvons citer à titre d'exemple, la commande par backstepping, la commande floue, la commande adaptative et la commande par mode de glissement. L'intérêt accordé à cette dernière est essentiellement dû à la disponibilité d'interrupteurs rapides et de microprocesseurs plus performants permettant la commande en temps réel des systèmes dynamiques [19].

Le mode de glissement est un mode particulier des systèmes à structure variable. La théorie de ces systèmes a été étudiée et développée en ex union soviétique, tout d'abord par Emelyanov [63], puis par d'autres comme Utkin [99], J.Slotine[93-95].

La commande des systèmes à structures variables par le mode de glissement est devenue très intéressante et attractive qu'à partir du début des années 80 [87], elle est considérée comme une des approches les plus simples pour la commande des systèmes ayant un modèle imprécis. Ceci est dû à la bonne connaissance et à l'appréciation de la robustesse, propriété très importante caractérisant cette commande [88][93][99].

Dans ce chapitre nous présentons des notions générales sur les systèmes à structures variables et la conception de la commande non linéaire par mode glissant traité dans le plan de phase. Ainsi, que son application pour la commande de la vitesse de la machine synchrone à aimants permanents, en considérant les modèles linéaire et non linéaire. Les résultats de la simulation permettront de valider les performances de cette commande.

### 8.2 Les systèmes à structures variables

Un système à structure variable (SSV) est un système dont la structure change pendant le fonctionnement. Il est caractérisé par le choix d'une fonction et d'une logique de commutation. Ce choix permet de commuter à tout instant entre chaque structure, en combinant les propriétés utiles de chacune d'elles, afin d'avoir un comportement désiré du système. De plus, un système à structures variables peut avoir de nouvelles propriétés qui ne sont dans aucune de ses structures utilisées [38].

Dans les systèmes à structure variable avec mode de glissement, la trajectoire d'état est amenée vers une surface (hyperplan). Puis à l'aide de la loi de commutation, elle est obligée de rester au voisinage de cette surface. Cette dernière est dite surface de glissement et le mouvement le long de laquelle se produit, est dit mouvement de glissement.

Dans la littérature de l'automatique, il a été convenu que le terme surface de glissement représente la fonction de commutation quelque soit l'ordre du système à régler. En général, les dynamiques du système peuvent suivre plusieurs surfaces.

La trajectoire dans le plan de phase (ex: un système d'ordre deux) est constituée de trois parties distinctes figure 8.1 [95][54][38]:

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

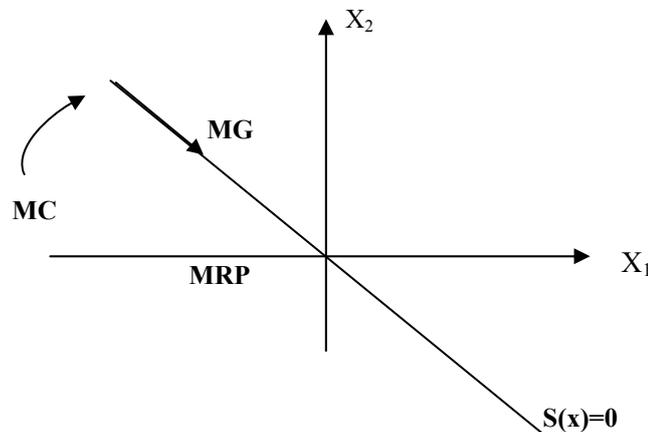


Fig 8.1 : Différents modes pour la trajectoire dans le plan de phase.

La surface  $S(x)$  est localement attractive, et lorsque les points représentatifs du système rencontrent cette surface, ils seront contraints de rester dans un voisinage de cette surface  $|S(x)| < \epsilon$ . Par passage à la limite, nous dirons que le mouvement s'effectue alors sur la surface et peut être décrit par l'équation  $S(x)=0$ , qui sera nommée surface de glissement (ou de commutation). Ce mouvement sera appelé régime glissant idéal. Dans ce cas nous aurons des oscillations de fréquence infinie et d'amplitude nulle. Les points représentatifs du mouvement glissent parfaitement sur la surface de commutation.

### 8.3 Conception de la commande par mode de glissement

Les avantages de la commande par mode de glissement sont importants et multiples, comme la haute précision, la stabilité, la simplicité, un temps de réponse très faible et notamment la robustesse. Ceci lui permet d'être particulièrement adapté pour traiter les systèmes à modèle imprécis, dû soit à un problème d'identification soit à un problème de modélisation [95].

Souvent, il est préférable de spécifier la dynamique du système durant le mode de convergence. Dans ce cas, la structure du contrôleur comporte deux parties. Une première continue représentant la dynamique du système durant le mode de glissement et une autre discontinue représentant la dynamique du système

durant le mode de convergence. Cette deuxième est importante dans la commande non linéaire, car elle a pour rôle d'éliminer les effets d'imprécision et de perturbation sur le modèle [52][99].

La conception de cette commande peut être divisée en trois étapes principales très dépendantes. Ces étapes concernent [19][74][95] :

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

### 8.3.1 Le choix de la surface de glissement

Le choix de la surface concerne le nombre nécessaire ainsi que la forme. Ces deux facteurs sont en fonction de l'application et de l'objectif visé. En général, pour un système non linéaire définie par l'équation d'état suivante :

$$\dot{x}(t) = f(x, t) + g(x, t) u(t) + v(t) \quad (8.1)$$

Avec :  $x(t)$  vecteur état,  $u(t)$  vecteur entré,  $v(t)$  vecteur perturbation, et  $f(x,t)$  et  $g(x,t)$  des fonctions non linéaires.

Il faut choisir  $m$  surfaces de glissements pour le vecteur  $u(t)$  de dimension  $m$ . En ce qui concerne la forme de la surface, deux possibilités se présentent, soit dans le plan de phase ou dans l'espace d'état. Dans ce dernier, on trouve la méthode connue par " loi de commutation par contre réaction d'état" [38]. L'étude détaillée de celle-ci se trouve dans le chapitre 3. Dans le cas du traitement dans le plan de phase, la fonction de commutation est une fonction scalaire, telle que la variable à régler glisse sur cette surface pour atteindre l'origine du plan de phase. Ainsi la surface  $S(x)$  représente le comportement dynamique désiré du système. J.J.Slotine [95] nous propose une forme d'équation générale pour déterminer la surface de glissement qui assure la convergence d'une variable  $x$  à sa valeur de consigne ( $X_{ref}$ ).

$$S(x) = \left( \frac{d}{dt} + \lambda \right)^{r-1} e(x) \quad (8.2)$$

Avec:

- $x$  : variable à réguler,
- $e(x)$  : l'écart de la variable à réguler =  $X_{ref} - x$ ,
- $\lambda$  : Constante positive,
- $r$  : degré relatif, représentant le nombre de fois qu'il faut dériver la surface pour faire apparaître la commande.

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

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

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

⋮

$$r=n \quad S(x) = e^{(n-1)}(x) + \binom{n-1}{1} \lambda e^{(n-2)}(x) + \binom{n-1}{2} \lambda^2 e^{(n-3)}(x) + \dots + \lambda^{n-1} e(x) \quad (8.3)$$

Sous une forme générale [98]:

$$S(x) = \sum_{k=0}^{n-1} \binom{n-1}{k} \lambda^k e^{(n-1-k)}(x) \quad (8.4)$$

L'expression  $S(x)=0$  est une équation différentielle linéaire autonome dont la réponse  $e(x)$  tend vers zéro pour un choix correct du gain ( $\lambda$ ). En d'autre terme la difficulté revient à un problème de poursuite de trajectoire dont l'objectif est de garder  $S(x)$  égale à zéro. Ceci est équivalent à une linéarisation exacte de l'écart tout en respectant une condition de convergence [98][99].

### 8.3.2 Conditions d'existence et de convergence

Les critères qui permettent aux dynamiques du système dans le plan de phase de converger vers la surface de glissement et de l'atteindre sont les conditions de convergence, nous retenons de la littérature de l'automatique deux conditions celles-ci correspondent au mode de convergence de l'état du système.

#### 8.3.2.1 la fonction direct de commutation

C'est la première condition de convergence, proposée par Emilyanov et Utkin [49][63][95][99]. Elle est sous la forme :

$$S(x)\dot{S}(x) < 0 \quad (8.5)$$

Dans cette condition, il faut introduire pour  $S(x)$  et sa dérivée  $\dot{S}(x)$ , les valeurs justes à gauches et à droite de la surface de commutation. Puisque  $S(x)$  change de signe aux deux cotés de la surface de commutation. La condition (8.5) est équivalente à exiger que la dérivée de  $S(x)$  doive aussi changer de signe lorsqu'on passe d'un côté à l'autre de la surface de commutation.

#### 8.3.2.2 la fonction de Lyapunov

Il s'agit de formuler une fonction scalaire positive  $V(x)>0$  pour les variables d'état du système, et de choisir la loi de commande qui fera décroître cette fonction. Donc déterminer une loi de commande, afin de garantir que la dérivée d'une certaine fonction scalaire, de Lyapunov définie positive, et bien choisie, soit négative. Cette propriété doit être vérifiée le long de toutes les trajectoires possibles du système en boucle fermée. Le design consiste, alors, à trouver une fonction de Lyapunov et une loi de commande qui répond aux spécifications. Pour des raisons de stabilité, ces méthodes conviennent mieux aux systèmes non linéaires. Les solutions proposées sont spécialement conçues pour ce type de systèmes [49][95][99].

$$\dot{V}(x) < 0 \quad \text{et} \quad V(x) > 0 \quad (8.6)$$

En déduisant la fonction de Lyapunov et sa dérivée par :

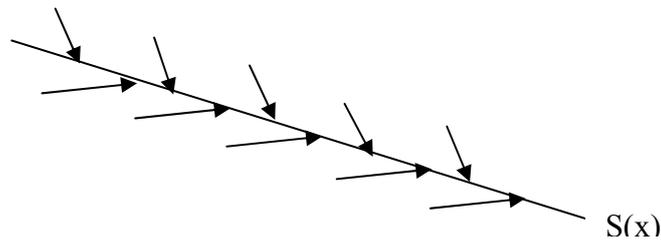
$$\begin{aligned} V(x) &= \frac{1}{2} S^2(x) \\ \dot{V}(x) &= S(x)\dot{S}(x) \end{aligned} \quad (8.7)$$

Pour que la fonction de Lyapunov décroît, il suffit d'assurer que sa dérivée soit négative, ceci est vérifié si :

$$\dot{V}(x) = S(x)\dot{S}(x) < 0 \quad (8.8)$$

Cette équation explique le carré de la distance vers la surface, mesuré par  $S^2(x)$ , diminue tout le temps, contraignant les trajectoires du système à se diriger vers la surface des deux côtés, figure (8.2). Cette condition suppose un régime glissant idéal où la fréquence de commutation est infinie [99]. En résumé,

l'idée est de choisir une fonction scalaire  $S(x)$  pour garantir l'attraction de la variable à contrôler vers sa valeur de référence et de construire une commande  $u$ , telle que  $\dot{S}^2(x)$  correspond à une fonction de Lyapunov.



**Fig 8.2** : Trajectoire de l'état vis-à-vis de la surface

### 8.3.3 Définitions des grandeurs de commande

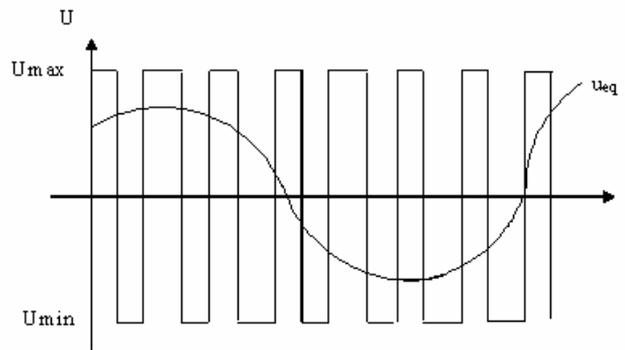
La surface de glissement se détermine en fonction du système et des performances désirées. Lorsque le régime glissant est atteint, la dynamique est indépendante de la loi de commande qui n'a pour but que de maintenir les conditions de glissement (l'attractivité vers la surface). C'est pourquoi la surface a pu être déterminée indépendamment de la commande, sur la base du système et des performances désirées (la réciprocity n'est pas vraie, et la commande va dépendre de la surface de glissement) [49][53][83]. Il reste à déterminer la commande nécessaire pour attirer la trajectoire d'état vers la surface et ensuite vers son point d'équilibre en maintenant la condition d'existence du mode de glissement.

L'obtention du régime glissant supposerait la discontinuité de la commande. De ce fait, si cette commande est indispensable pour assurer l'attractivité, elle n'empêche nullement, au contraire, une partie continue qui lui soit adjointe pour diminuer l'amplitude de la discontinuité. Dans ce cas, la structure d'un contrôleur par mode de glissement se compose de deux parties, une concernant la linéarisation exacte  $u_{eq}$  et l'autre stabilisante  $u_n$ :

$$u = u_{eq} + u_n \quad (8.9)$$

La grandeur  $u_{eq}$  correspond à la commande équivalente proposée par Filippov [48]. Elle sert à maintenir l'état sur la surface de glissement  $S(x)$ . La commande équivalente est déduite, connaissant que la dérivée de la surface est nulle  $\dot{S}(x) = 0$ . Elle peut être interprétée comme un retour d'état particulier jouant le rôle de signal de commande appliqué sur le système à régler [49].

La commande équivalente peut être interprétée comme la valeur moyenne modulée grandeur continue que prend la commande lors de la commutation rapide entre  $U_{max}$  et  $U_{min}$  figure 8.3.



**Fig 8.3:** La valeur continue  $u_{eq}$  prise par la commande lors de la commutation entre  $U_{max}$  et  $U_{min}$

La commande  $u_n$  est déterminée pour garantir l’attractivité de la variable à contrôler vers la surface de glissement et satisfaire la condition de convergence. Plusieurs choix pour la commande discontinue ( $u_n$ ) peuvent être faits. Le plus simple consiste à exprimer la commande discontinue par :

$u_n = [u_1, u_2, \dots, u_m]$  avec la fonction signe par rapport à  $S = [S_1, S_2, \dots, S_m]$  :

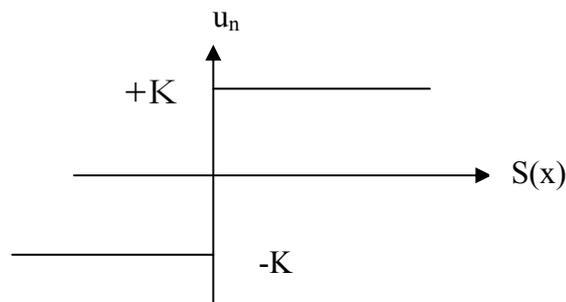
$$\begin{aligned} \text{Sign}(S) &= +1 && \text{Si } S > 0 \\ \text{Sign}(S) &= -1 && \text{Si } S < 0 \end{aligned} \tag{8.10}$$

Avec  $u_n$  s’exprime donc comme suite:

$$u_n = K \text{ Sign}(S) \tag{8.11}$$

Où K est un gain positif.

Ce premier choix de la fonction discontinue est représenté sur la figure 8.4.



**Fig 8.4 :** Allure de la fonction signe

Si le gain K est très petit, le temps de réponse sera long, si K est très grand, le temps de réponse sera rapide mais des oscillations indésirables risquent d’apparaître sur les réponses en régime permanent, dites broutement ou chattering.

### 8.3.4 Application de la commande

Soit le système défini dans l'espace d'état par :

$$\dot{x} = f(x, t) + g(x, t)u(t) \quad (8.12)$$

Le vecteur commande  $u(t)$  est composé de deux grandeurs  $u_{eq}$  et  $u_n$  :

$$u(t) = u_{eq} + u_n \quad (8.13)$$

Par substitution, nous trouvons l'expression suivante:

$$\dot{S}(x) = \frac{dS}{dt} = \frac{\partial S}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} [f(x, t) + g(x, t)u_{eq}] + \frac{\partial S}{\partial x} [g(x, t)u_n] \quad (8.14)$$

En mode de glissement et en régime permanent. La surface est nulle, par conséquent sa dérivée et la composante discontinue est aussi nulle :

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

D'où, nous déduisons l'expression de la commande équivalente

$$u_{eq} = - \left[ \frac{\partial S}{\partial x} g(x, t) \right]^{-1} \left[ \frac{\partial S}{\partial x} f(x, t) \right] \quad (8.15)$$

Afin que la commande équivalente existe, la surface doit remplir la condition suivante:

$$\frac{\partial S}{\partial x} g(x, t) \neq 0 \quad (8.16)$$

Durant le mode de convergence, en remplaçant le terme  $u_{eq}$  par son expression dans l'équation (8.15), nous obtenons une nouvelle expression de la dérivée de la surface soit :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} (g(x, t)u_n) \quad (8.17)$$

La condition d'attractivité devient:

$$\dot{S}(x)S(x) = S(x) \frac{\partial S}{\partial x} (g(x, t)u_n) < 0 \quad (8.18)$$

La solution la plus simple de choisir  $u_n$  sous la forme de relais. Dans ce cas, la commande s'écrit comme suite :

$$u_n = K \text{sign}(S(x, t)) \quad (8.19)$$

En remplaçant l'expression de  $u_n$  dans (8.18) on obtient :

$$\dot{S}(x)S(x) = \frac{\partial S}{\partial x} g(x, t)K|S(x)| < 0 \quad (8.20)$$

Le gain  $K$  est choisi positif. Si  $K$  est choisi très petit, le temps de réponse sera très long. Si au contraire il est choisi très grand nous aurons de fortes sollicitations de l'organe de commande qui peuvent exciter des dynamiques négligées.

### 8.3.5 Phénomène de broutement

Le problème des régimes glissants est que la commande est discontinue sur la surface de glissement. Elle commute entre deux valeurs  $\pm|K|$  à une fréquence théoriquement infinie. Ceci est impossible à réaliser d'une part de la présence d'un temps de retard pour le calcul de la commande et d'autre part de la limite de la fréquence de commutation des interrupteurs. Par conséquent, des oscillations à hautes fréquences se produisent, ce phénomène est dit phénomène de broutement (chattering en anglais). Dans ce mode la trajectoire d'état n'évolue plus exactement le long de la surface, mais elle tend à osciller autour d'elle [99][83]. Ce phénomène est néfaste pour le bon fonctionnement du système. Le broutement (chattering) peut être réduit en remplaçant la fonction "signe" par une fonction de saturation adéquate qui filtre les hautes fréquences.

$$\text{Sat} = \begin{cases} 1 & \text{si } S > \mu \\ -1 & \text{si } S < -\mu \\ \frac{S}{\mu} & \text{si } |S| < \mu \end{cases} \quad (8.21)$$

Avec  $\mu$  est un paramètre petit et positif

Nous trouvons aussi dans littérature de l'automatique, d'autres types d'adoucissement de la fonction signe, par exemple, on peut remplacer la fonction signe par une fonction de classe C1, figures 8.5 et 8.6.

$$\text{Smooth}(S) = \frac{S}{|S| + \mu} \quad (8.22)$$

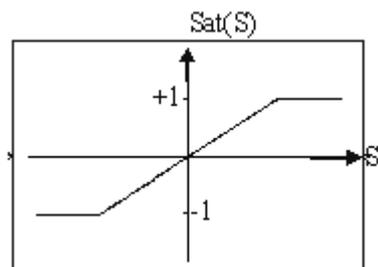


Fig 8.5: Fonction saturation Sat(S)

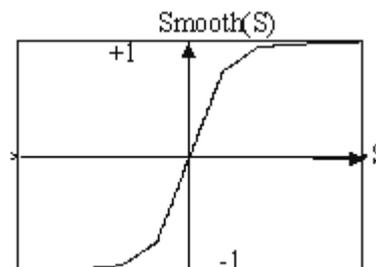


Fig 8.6: Fonction Smooth(S)

Quelque soit la méthode utilisée pour la réduction du phénomène de chattering, plus les seuils sont augmentés, plus le chattering est réduit. Cependant la précision diminue.

## 8.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons abordé les aspects théoriques de la commande à structure variable par mode de glissement avec loi de commutation non linéaire proposée par J.Slotine. Dans un premier lieu, nous avons présenté la définition des systèmes à structure variable, la théorie des modes glissants, ainsi que la détermination de la commande. Cette dernière, engendre un phénomène néfaste appelé broutement, que nous pouvons réduire en utilisant des techniques appropriées.

## Chapitre 9

### APPLICATION DU MODE DE GLISSEMENT A LA COMMANDE EN CASCADE DE LA MSAP

#### 9.1 Introduction

Après avoir présenté des notions générales sur les systèmes à structures variables et la conception de la commande non linéaire par mode glissant traitée dans le plan de phase, nous présentons, dans ce chapitre, l'application de la commande par mode de glissement sur la machine synchrone à aimants permanents autopilotée et alimentée en tension. La synthèse de cette commande utilise le modèle non linéaire multivariable, et linéaire monovariable par l'utilisation de la commande vectorielle.

Les résultats de simulation vont nous permettre d'évaluer les performances de cette commande.

#### 9.2 Dimensionnement de la commande par mode de glissement appliquée à la MSAP

##### 9.2.1 Modèle non linéaire multivariable

Le modèle du moteur s'écrit, dans un repère d-q lié au rotor :

$$\begin{aligned} \dot{i}_d &= -\frac{R_s}{L_d} i_d - P \frac{L_q}{L_d} \Omega i_q + \frac{1}{L_d} v_d \\ \dot{i}_q &= -\frac{R_s}{L_q} i_q - P \frac{L_d}{L_q} \Omega i_d - P \frac{\phi}{L_q} \Omega + \frac{1}{L_q} v_q \\ \dot{\Omega} &= \left( P \frac{(L_d - L_q)}{J} i_d + P \frac{\phi}{J} i_q - \frac{f}{J} \Omega - \frac{P}{J} C_r \right) \end{aligned} \quad (9.1)$$

Ce modèle peut s'écrire sous la forme suivante :

$$\begin{aligned} \dot{i}_d &= f_1 + \frac{1}{L_d} v_d \\ \dot{i}_q &= f_2 + \frac{1}{L_q} v_q \\ \dot{\Omega} &= f_3 + g i_q \end{aligned} \quad (9.2)$$

Où

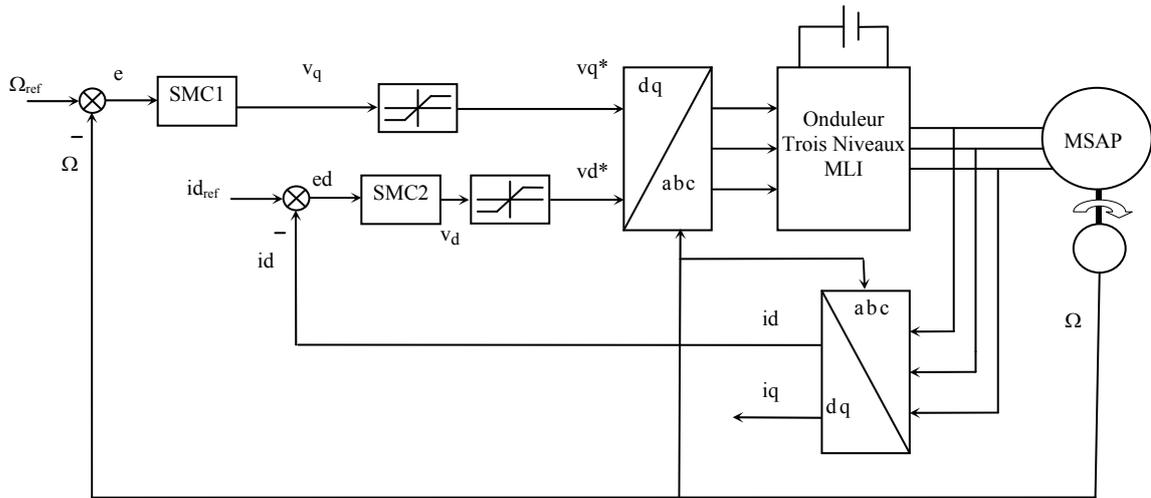
- $f_1 = -\frac{R_s}{L_d} i_d - P \frac{L_q}{L_d} \Omega i_q$
- $f_2 = -\frac{R_s}{L_q} i_q - P \frac{L_d}{L_q} \Omega i_d - P \frac{\phi}{L_q} \Omega$
- $f_3 = -\frac{f}{J} \Omega - \frac{P}{J} C_r$
- $g = P \frac{(L_d - L_q)}{J} i_d + P \frac{\phi}{J}$

Pour notre étude nous appliquons deux stratégies de commande :

- Stratégie de commande à deux surfaces indépendantes.
- Stratégie de commande à trois surfaces.

### 9.2.1.1 Cas à deux surfaces

La Commande non linéaire par mode glissant utilisant le principe de la stratégie à deux surfaces indépendantes est représentée par la figure (9.1). La structure comprend une boucle de régulation de vitesse qui génère la commande  $v_q$ , et une deuxième boucle indépendante de la première impose la commande du courant  $i_d$  par la tension  $v_d$ .



**Fig 9.1 :** Schéma global de la commande par mode glissant : stratégie de deux surfaces

Cette stratégie consiste à réguler la vitesse et le courant  $i_d$  par deux surface indépendantes : la surface de vitesse fournit la commande  $v_q^*$  et l'autre fournit la commande  $v_d^*$  (valeurs après **limitation** de  $v_q$  et  $v_d$ ), le choix des surfaces pour chaque boucle est décrit comme suit :

#### a Commande du courant direct (SMC2)

Le degré de la surface de glissement est égal à un, déduit la surface :

$$S(i_d) = i_{d\_ref} - i_d \tag{9.3}$$

En tenant compte de l'expression du courant  $i_d$  décrite dans le système (9.1) . Calculant la dérivée de  $S(i_d)$  par rapport au temps :

$$\dot{S}(i_d) = i_{d\_ref} - f_1 - \frac{v_d}{L_d} \tag{9.4}$$

Durant le mode de glissement la surface  $S(i_d)$  devient nulle de même sa dérivée ce qui nous permis de déduire l'expression de la commande équivalente :

$$\begin{aligned} \dot{S}(i_d) = 0 &\Rightarrow v_{d\_eq} = L_d (\dot{i}_{d\_ref} - f_1) \\ v_{d_n} &= 0 \end{aligned} \tag{9.5}$$

Où  $v_{d\_eq}$  et  $v_{d_n}$  sont les deux composantes de la tension de commande  $v_d$ .

La condition  $S(id)\dot{S}(id) < 0$  est satisfaite par le choix suivant:

$$vd_n = K_d \text{sign}(S(id)) \quad (9.6)$$

Par conséquent, la commande à la sortie du régulateur s'exprimera par:

$$vd = L_d (id_{ref} - f_1) + K_d \text{sign}(S(id)) \quad (9.7)$$

### b Commande de la vitesse (SMC1)

Le degré relatif est pris égal à deux afin que la commande apparaisse implicitement dans sa dérivée.

La surface de commande est donnée par l'expression suivante :

$$S(\Omega) = \dot{e}(\Omega) + \lambda_{\Omega} \cdot e(\Omega) \quad (9.8)$$

Avec  $e(\Omega) = \Omega_{ref} - \Omega$

$$\dot{e}(\Omega) = \dot{\Omega}_{ref} - \dot{\Omega} = \dot{\Omega}_{ref} - f_3 - g \cdot iq \quad (9.9)$$

Par conséquent la dérivée de cette surface est définie par:

$$\dot{S}(\Omega) = \ddot{e}(\Omega) + \lambda_{\Omega} \dot{e}(\Omega) \quad (9.10)$$

Il devient

$$\dot{S}(\Omega) = \ddot{\Omega}_{ref} - \dot{f}_3 - \dot{g} \cdot iq - g \cdot \dot{iq} + \lambda_{\Omega} (\dot{\Omega}_{ref} - f_3 - g \cdot iq) \quad (9.11)$$

Avec :

- $\dot{f}_3 = -\frac{f}{J} \dot{\Omega}$
- $\dot{f}_3 = -\frac{f}{J} (f_3 - g \cdot iq)$
- $\dot{g} = P \frac{(L_d - L_q)}{J} id = P \frac{(L_d - L_q)}{J} \left( f_1 + \frac{vd}{L_d} \right)$

Durant le mode de glissement la surface  $S(\Omega)$  devient nulle de même sa dérivée :

$$\dot{S}(\Omega) = 0 \Rightarrow vq_{eq} = \frac{L_q}{g} \left( \ddot{\Omega}_{ref} - \dot{f}_3 - \dot{g} \cdot iq + \lambda_{\Omega} \left( \dot{\Omega}_{ref} - f_3 - g \cdot iq \right) - f_2 \cdot L_q \right) \quad (9.12)$$

Et  $vq_n = 0$ .

Durant le mode de convergence on doit satisfaire la condition  $S(\Omega)\dot{S}(\Omega) < 0$  en choisissant :

$$vq_n = K_{\Omega} \text{sign}(S(\Omega)) \quad (9.13)$$

Ce qui nous donne la commande de sortie du régulateur  $vq$ , par :

$$vq = vq_{eq} + vq_n \quad (9.14)$$

### 9.2.1.2 Cas à trois surfaces

La figure (9.2) présente le schéma bloc de la Commande non linéaire par mode glissant, d'une machine synchrone à aimants permanents (MSAP) alimentée en tension. Cette commande utilise la structure en cascade, elle comprend une boucle de régulation de vitesse qui génère la référence de courant  $i_{qref}$ , une deuxième boucle en cascade pour la régulation du courant  $i_q$  laquelle impose la commande  $v_q$ . La commande  $v_d$  est imposée par le régulateur de courant  $i_d$  [33].

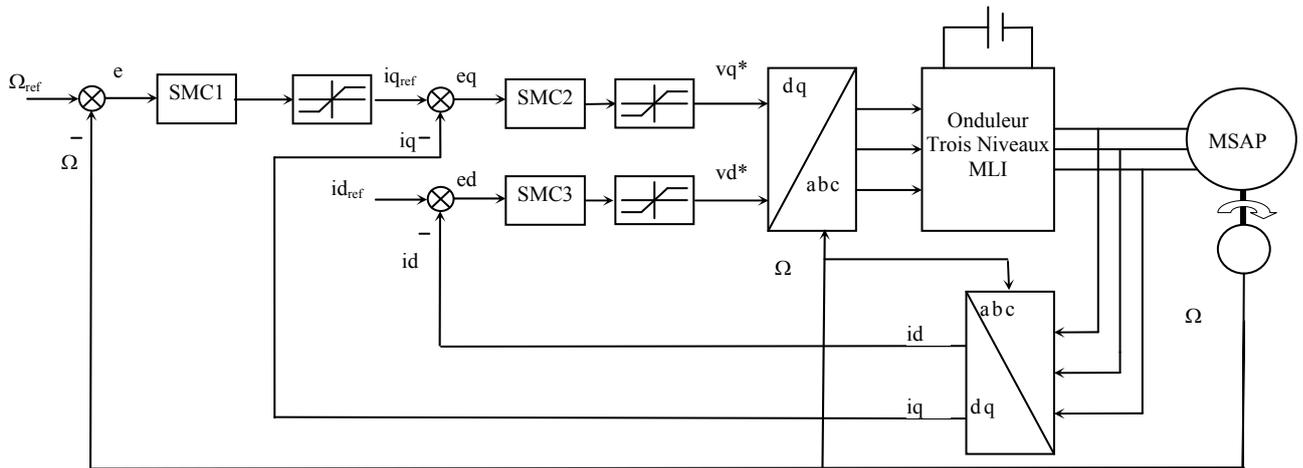


Fig 9.2: Schéma global de réglage par mode glissant, stratégie à trois surfaces

#### a Commande du courant direct (SMC3)

Cette boucle est similaire à celle à de deux surfaces. Le degré de la surface de glissement est égal à un, donc nous déduisons l'expression de la surface :

$$S(id) = id_{ref} - id \quad (9.15)$$

En tenant compte de l'expression du courant  $i_d$  décrite dans le système (9.1). Calculons la dérivée de  $S(id)$  par rapport au temps :

$$\dot{S}(id) = \dot{id}_{ref} - f_1 - \frac{v_d}{L_d} \quad (9.16)$$

Durant le mode de glissement la surface  $S(id)$  devient nulle, de même sa dérivée ce qui conduit à l'expression de la commande équivalente :

$$\dot{S}(id) = 0 \Rightarrow v_{d_{eq}} = L_d(\dot{id}_{ref} - f_1) \quad (9.17)$$

$$\text{et } v_{d_n} = 0$$

Où  $v_{d_{eq}}$  et  $v_{d_n}$  sont les deux composantes de la tension de commande  $v_d$ .

La condition  $S(id)\dot{S}(id) < 0$  est satisfaite par le choix suivant:

$$v_{d_n} = K_d \text{sign}(S(id)) \quad (9.18)$$

Par conséquent, la commande à la sortie du régulateur devient:

$$v_d = L_d (id_{ref} - f_1) + K_d \text{sign}(S(id)) \quad (9.19)$$

**b Commande de la vitesse:**

La structure de la commande de la vitesse contient deux boucles en cascade, l'une est extérieure concerne la vitesse  $\Omega$  et l'autre est interne concerne le courant  $i_q$ .

**\* Commande de la vitesse (SMC1):**

Afin de déterminer la surface, le degré relatif est pris égal à un

$$S(\Omega) = e(\Omega) \quad (9.20)$$

Avec :  $e(\Omega) = \Omega_{ref} - \Omega$

Nous obtenons l'expression de la surface :

$$\dot{S}(\Omega) = \dot{\Omega}_{ref} - f_3 - g i_q \quad (9.21)$$

Durant le mode de glissement la surface  $S(\Omega)$  devient nulle de même sa dérivée :

$$\dot{S}(\Omega) = 0 \Rightarrow i_{q_{eq}} = (\dot{\Omega}_{ref} - f_3) / g \quad (9.22)$$

$$i_{qn} = 0$$

Satisfaisant la condition de convergence  $S(\Omega)\dot{S}(\Omega) < 0$ , tel que :

$$i_{q_{ref}} = \frac{1}{g} (\dot{\Omega}_{ref} - f_3) + K_{\Omega} \text{sign}(S(\Omega)) \quad (9.23)$$

**\* Commande du courant quadrature (SMC2)**

La valeur de  $i_{q_{ref}}$  à la sortie du régulateur de la vitesse est comparée à celle mesurée. L'erreur résultante sera corrigée par un régulateur fonctionnant en mode de glissement.

L'expression de l'erreur est :

$$e = i_{q_{ref}} - i_q \quad (9.24)$$

Le degré "r" de la surface de glissement est égal à un, d'où l'expression de la surface :

$$S(i_q) = i_{q_{ref}} - i_q \quad (9.25)$$

Et sa dérivée est définie par :

$$\dot{S}(i_q) = i_{q_{ref}} - f_2 - \frac{vq}{L_q} \quad (9.26)$$

Durant le mode de glissement la surface  $S(i_q)$  devient nulle de même sa dérivée :

$$\dot{S}(i_q) = 0 \Rightarrow v_{q_{eq}} = (i_{q_{ref}} - f_2) L_q \quad (9.27)$$

$$v_{qn} = 0$$

La condition  $S(i_q)\dot{S}(i_q) < 0$  est vérifiée afin d'assurer la convergence :

$$v_{q_n} = K_q \text{sign}(S(i_q)) \quad (9.28)$$

La commande  $vq$  devient :

$$vq = (i_{q_{ref}} - f_2) L_q + K_q \text{sign}(S(i_q)) \quad (9.29)$$

Pour le choix des coefficients des régulateurs, le coefficient  $K_q$  est imposé de telle façon que la boucle de régulation du courant soit très rapide par rapport à celle de la vitesse. Les autres coefficients sont choisis de façons à assurer la rapidité et la stabilité du système à régler. La limitation permet de ne pas dépasser la tension et le courant nominale de la machine.

### 9.2.2 Modèle linéaire monovariante

La machine synchrone à aimants permanent avec pilotage vectoriel est décrite par un système linéaire du deuxième ordre avec deux variables d'état (courant  $i_q$  et la vitesse de rotation mécanique) et la variable entrée commande la tension  $v_q$ , définit par:

$$\begin{aligned} v_d &= -\omega L_q i_q \\ \frac{di_q}{dt} &= (v_q - R_s i_q - \omega \phi) / L_q \\ \frac{d\omega}{dt} &= \frac{p}{J} (C_{em} - f \frac{\omega}{p} - C_r) \end{aligned} \quad (9.30)$$

Déterminons la loi de commande par mode de glissement permettant la régulation de la vitesse suivant une référence. A partir de l'étude précédente, utilisant le modèle complet, nous avons constaté que la synthèse de la commande appliquée à la MSAP s'effectue en utilisant soit la stratégie à trois surfaces, soit celle à deux surfaces. Dans les deux cas, la boucle de commande du courant  $i_d$  est indépendante des autres boucles. Ce qui nous conduit à conclure, que la commande par mode de glissement réalise la commande vectorielle donc le découplage flux/ couple.

Pour avoir un courant  $i_d$  nul, il suffit de prendre  $I_{dref}$  nul, ce qui permet de maintenir le courant statorique en quadrature avec le flux rotorique (c-à-d le réduire à la seule composante  $i_q$ ). Il est également possible d'utiliser le courant  $i_d$  non nul, afin de réduire le flux dans la machine.

Le dimensionnement est par conséquent le même que le cas précédent. Nous pouvons, aussi, réaliser le découplage par une autre technique de commande par exemple le backstepping ou tout simplement un régulateur PI [30][33].

### 9.3 Résultats de la simulation

Afin de valider la structure de commande proposée, nous l'avons testé par simulation numérique. La commande est adoucie par l'utilisation de la fonction smooth.

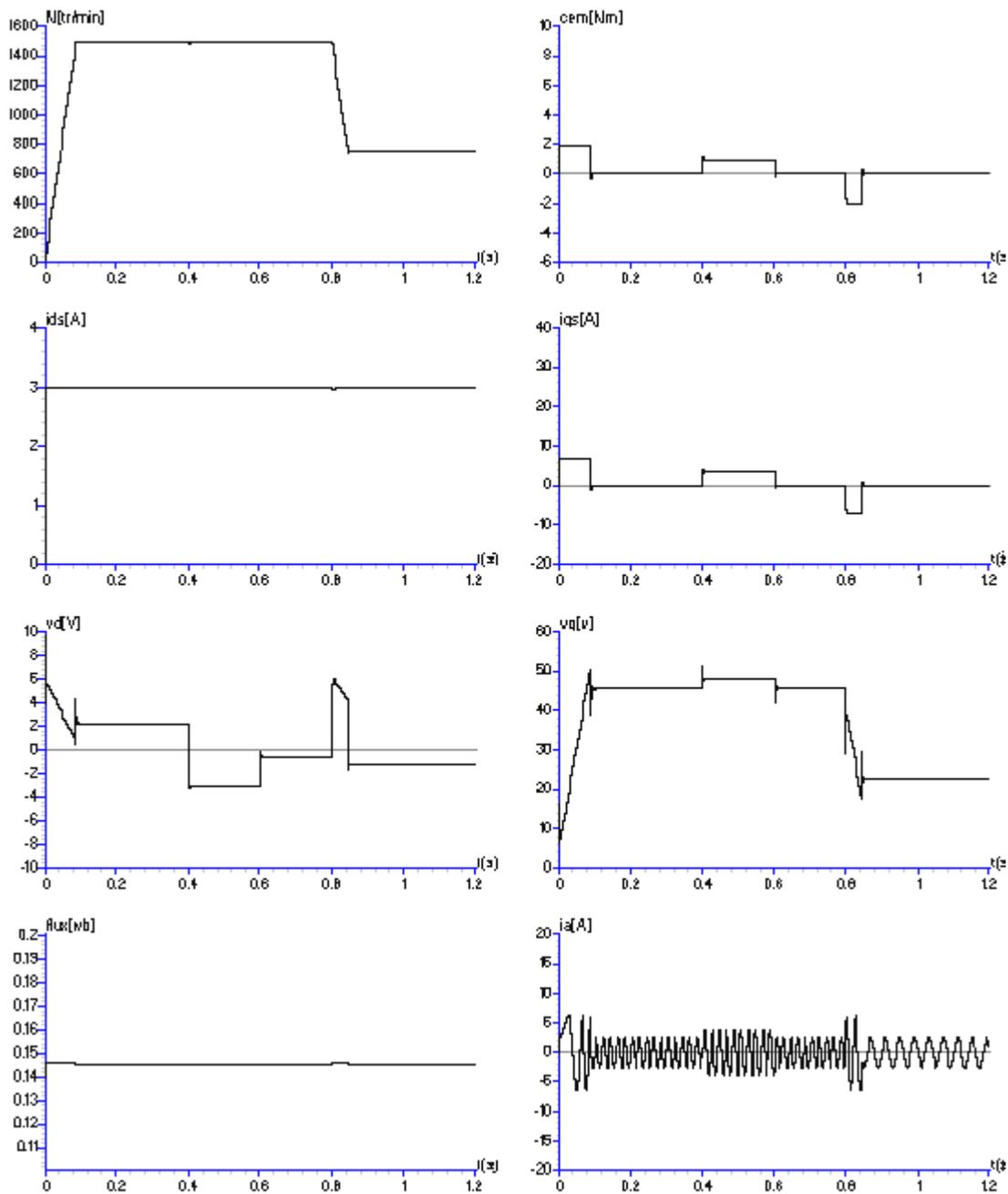
Les paramètres des différentes surfaces sont:

- Stratégie de trois surfaces :  $K_d=1800$ ,  $K_q=2000$ ,  $K_\Omega=1500$ , (fig 9.3)
- Stratégie de deux surfaces :  $K_d=160$ ,  $K_\Omega=1500$ ,  $\lambda_\Omega=10000$ , (fig 9.4)

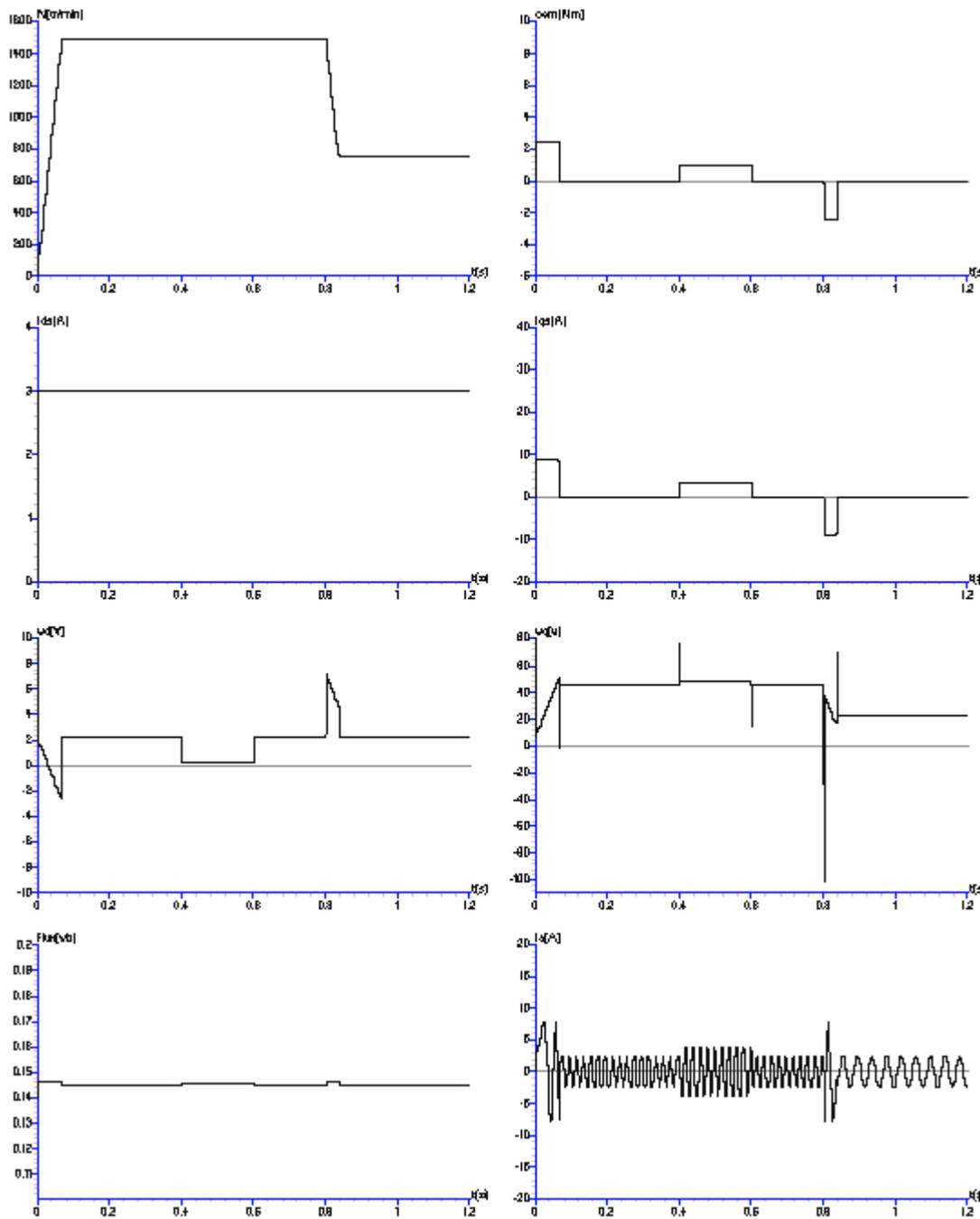
Les figures (9.3) et (9.4) donnent les performances de la commande pour un démarrage à vide avec application puis élimination de la charge ( $C_r=1N.m$ ) aux instants  $t_1=0,4$  s et  $t_2=0,6$  s, puis la machine est soumise à une variation de la consigne de la vitesse à l'instant  $t_3=0,8$  s.

Nous notons des performances dynamiques et statiques satisfaisantes, le rejet de la perturbation est efficace.

Par ailleurs, les figures montrent aussi, que l'application de la commande douce (fonction Smooth) permet de limiter les effets du phénomène de broutement.



**Fig 9.3 :** Comportement de la MSAP (Stratégie de commande à trois surfaces) alimentée par source de tension sinusoïdale : démarrage à vide puis application de la charge ( $C_r=1\text{Nm}$ ) et la variation de la consigne de vitesse ( $K_d=1800$ ,  $K_q=2000$ ,  $K_\Omega=1500$ )



**Fig 9.4:** Comportement de la MSAP (Stratégie de commande à deux surfaces) alimentée par source de tension sinusoïdale : démarrage à vide puis application de la charge ( $C_r=1 \text{ Nm}$ ) et la variation de la consigne de vitesse ( $K_d=160$ ,  $K_\Omega=1500$ ,  $\lambda_\Omega=10000$ )

## 9.4 Conclusion

Ce chapitre, est consacré à l'application de la commande par mode de glissement non linéaire au moteur synchrone à aimants permanents autopiloté et alimenté en tension. Donc les étapes principales du dimensionnement du régulateur non linéaire multivariable utilisant la théorie des modes glissants. Cette dernière est basée sur la théorie de Lyapunov de la stabilité de système. Deux structures de commande ont été mises en œuvre à savoir, la stratégie à deux surfaces, avec un nombre réduit de surface, et la stratégie à trois surfaces. Leurs inconvénients est quelles n'assurent pas un contrôle direct du courant de phase, comme dans le cas de la commande par backstepping.

En choisissant une fonction énergie liée au système, telle que sa dérivée est négative, la théorie de Lyapunov nous assure, que la surface de commutation tend vers l'origine. Donc la condition d'existence des modes glissants est réalisée.

Nous avons, aussi, constaté que le principe de la commande vectorielle est assuré par la structure de la commande. Donc les mêmes étapes de dimensionnement sont utilisées du cas de modèle non linéaire multivariables au cas du modèle monovariante linéaire.

Pour évaluer la robustesse de notre régulateur, nous avons simulé l'association régulateur-MSAP. Nous avons constaté que les performances du régulateur sont satisfaisantes à savoir la poursuite de la référence, le temps de réponse et le rejet de la perturbation pour les deux types de modèles (monovariante et multivariable) de la machine.

# **Partie IV**

## **ETUDE COMPARATIVE DES PERFORMANCES DES DEUX COMMANDES NON LINEAIRES**

## Introduction

Lorsqu'on est amené à commander un système, les paramètres du système sont souvent variables. Ces variations peuvent être plus ou moins importantes en fonction du système et des paramètres. Il sera donc intéressant de trouver les paramètres fixes du régulateur pour lesquelles, même si les paramètres du système varient dans un certain domaine, les performances sont maintenues et restent dans un certain domaine limité. La commande est alors quantifiée de robuste. Si par contre, les paramètres du système varient dans un large domaine, engendrant une dégradation des performances, il faut soit améliorer dans la procédure de conception de la commande en prenant en compte la variation des paramètres (ex: backstepping adaptatif), soit faire appel à d'autres méthodes de commande telle que la commande adaptative [6].

Parmi les avantages de la technique de backstepping, c'est qu'on peut l'associer à d'autres méthodes de l'automatique moderne dans l'objectif d'améliorer les performances. La commande par mode de glissement non linéaire est l'une des méthodes qui s'associe à la technique de backstepping avec une procédure très simple [34].

Aussi, une autre solution permettant d'améliorer la robustesse de la commande par backstepping et pour être en mesure d'éliminer les erreurs résiduelles, en présence de perturbations à moyenne non nulle, une action intégrale est introduite dans les contrôleurs générés par le backstepping. Cette introduction nécessite une modification de la procédure de design [35].

Dans cette partie, nous allons tester la robustesse des deux méthodes de commandes non linéaire, le backstepping et le mode de glissement, par rapport à:

- l'influence des variations paramétriques,
- l'alimentation par onduleur M.L.I à trois niveaux
- le fonctionnement à des faibles vitesses et aux grandes variations de consignes et de perturbations.

Nous procédons par la suite à l'application d'amélioration de la méthode du backstepping par:

- Association avec la méthode du mode de glissement.
- Par l'introduction d'un terme intégrale.

Les résultats de la simulation vont nous permettre de comparais les performances et la robustesse des deux commandes non linéaires (backstepping/ mode glissant) avec et sans l'effet de l'alimentation pour des variations de la consigne et de la charge.

# Chapitre 10

## ETUDE COMPARATIVE DES PERFORMANCES DES DEUX COMMANDES NON LINEAIRES

### 10.1 Tests de robustesse des deux commandes non linéaires appliquées à la MSAP

#### 10.1.1 Tests de robustesse de la commande par backstepping appliquée à la MSAP

Afin de tester la robustesse de la commande par backstepping appliquée à la MSAP alimentée en tension, nous avons effectué les essais en simulation suivants :

- Démarrage à 1000 tr/min puis une double variation de charge, ensuite inversion du sens de rotation.
- Variation des paramètres de la machine, une augmentation de 50% de  $R_s$ ,  $L_d$  et  $J$ .

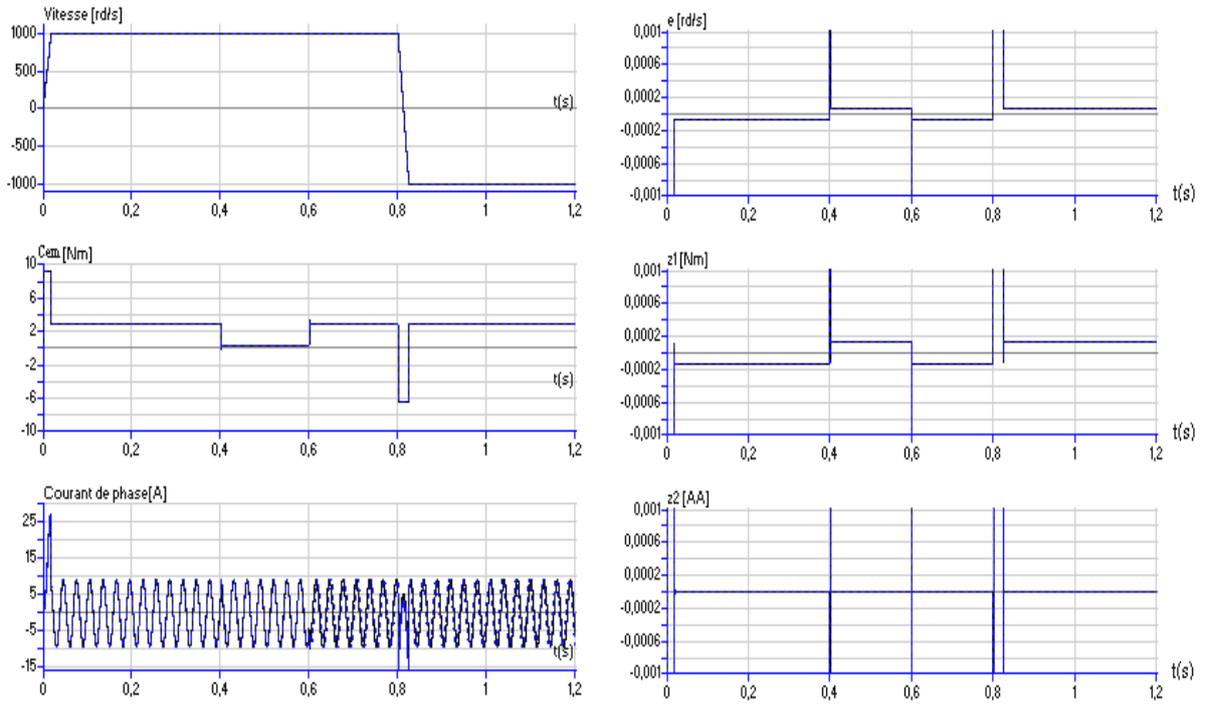
Ensuite nous les avons comparé par rapport aux résultats obtenus avec les données initiales. La robustesse de la commande par backstepping est testée pour le modèle non linéaire multivariable.

Les résultats de la simulation sont obtenus pour le test de démarrage à 1000 tr/min, suivi d'une double variation de la charge ( $C_n$  à 0 à  $C_n$ ), puis inversion du sens de rotation. Nous avons présenté l'évolution de la vitesse de rotation, du couple électromagnétique, du courant de phase, de l'erreur sur la vitesse "e", l'erreur sur le couple électromagnétique "z<sub>1</sub>", l'erreur sur le carré de la valeur efficace du courant de phase "z<sub>2</sub>".

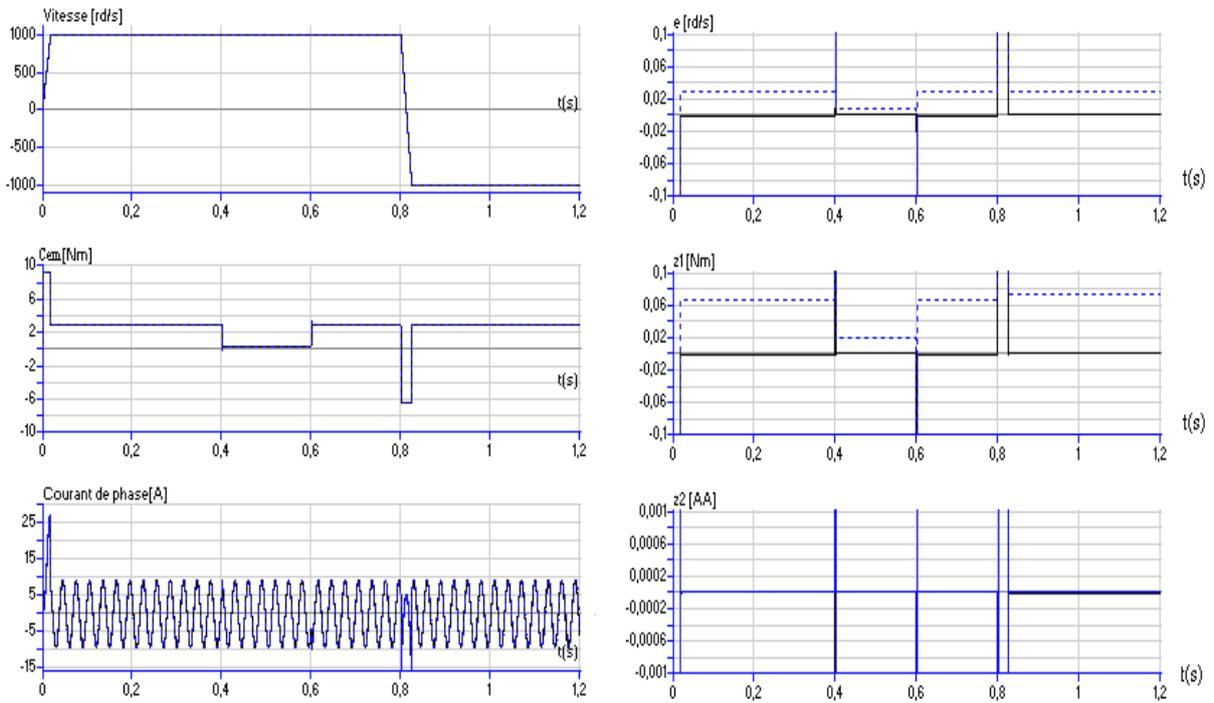
La figure 10.1 présente l'évolution des grandeurs électriques et mécaniques lors du test de l'augmentation de la résistance statorique  $R_s$  de 50%. Aucune influence n'est visualisée. Nous notons des performances très satisfaisantes vis-à-vis de la variation de la consigne et de la charge.

La figure 10.2 présente l'évolution des grandeurs électriques et mécaniques lors du test de l'augmentation de l'inductance direct  $L_d$  de 50%. Nous notons une légère augmentation de l'erreur statique de la vitesse et du couple électromagnétique. Les performances restent satisfaisantes vis-à-vis de la variation de la consigne et de la charge.

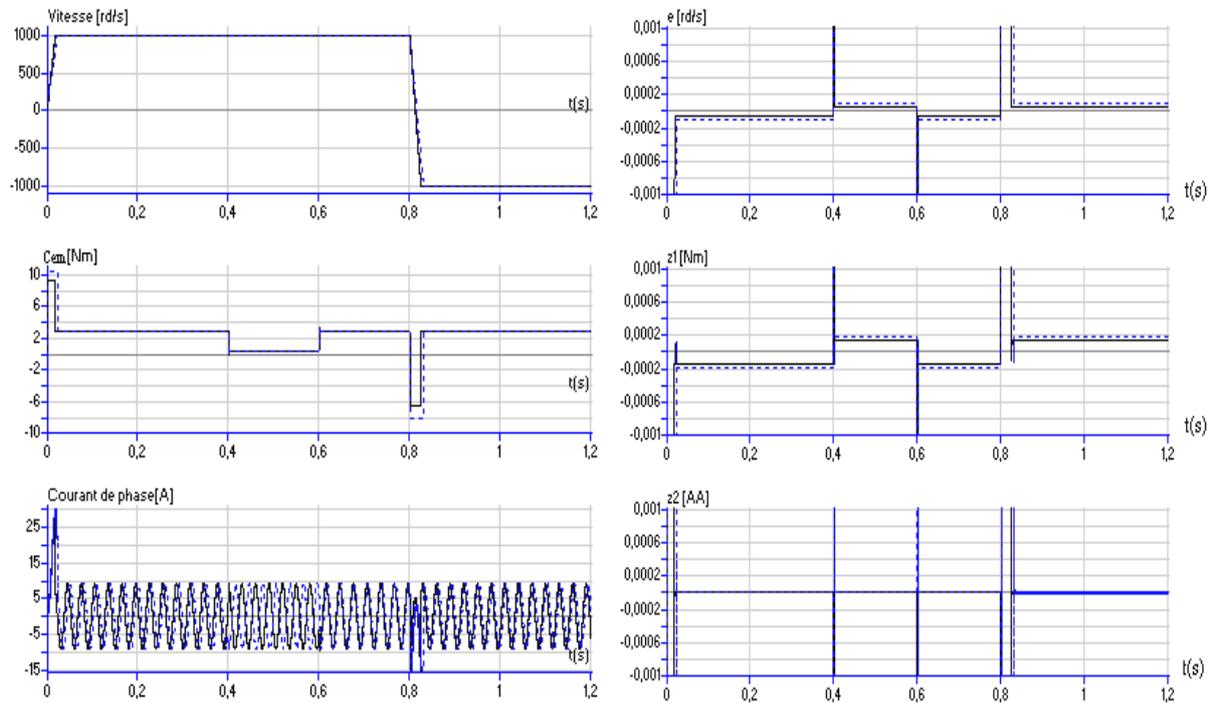
La figure 10.3 présente l'évolution des grandeurs électriques et mécaniques lors du test de l'augmentation du moment d'inertie  $J$  de 50%. Nous notons une légère augmentation du temps de réponse, de l'erreur statique de la vitesse et du couple électromagnétique. Les performances restent satisfaisantes vis-à-vis de la variation de la consigne et de la charge.



**Fig 10.1 :** Test de robustesse de la commande par backstepping, non linéaire multivariable, augmentation de  $R_s$  de 50% (Continue:  $R_s$ , discontinue:  $1,5 R_s$ ).



**Fig 10.2 :** Test de robustesse de la commande par backstepping, non linéaire multivariable, augmentation de  $L_d$  de 50% (Continue:  $L_d$ , discontinue:  $1,5 L_d$ ).



**Fig 10.3 :** Test de robustesse de la commande par backstepping, non linéaire multivariable, augmentation de  $J$  de 50% (Continue :  $J$ , discontinue :  $1,5 J$ ).

### 10.1.2 Tests de robustesse de la commande par mode de glissement appliquée à la MSAP

Afin de tester la robustesse de la commande par mode de glissement non linéaire appliquée à la MSAP alimentée en tension, nous avons effectué les essais en simulation suivants :

- Démarrage à 1000 tr/min puis une double variation de charge, ensuite inversion du sens de rotation.
- Variation des paramètres de la machine, une augmentation de 50% de  $R_s$ ,  $L_d$  et  $J$ .

Ensuite nous les avons comparé par rapport aux résultats obtenus avec les données initiales. La robustesse de la commande est testée pour le modèle non linéaire multivariable, dans le cas à trois surfaces et le cas à deux surfaces.

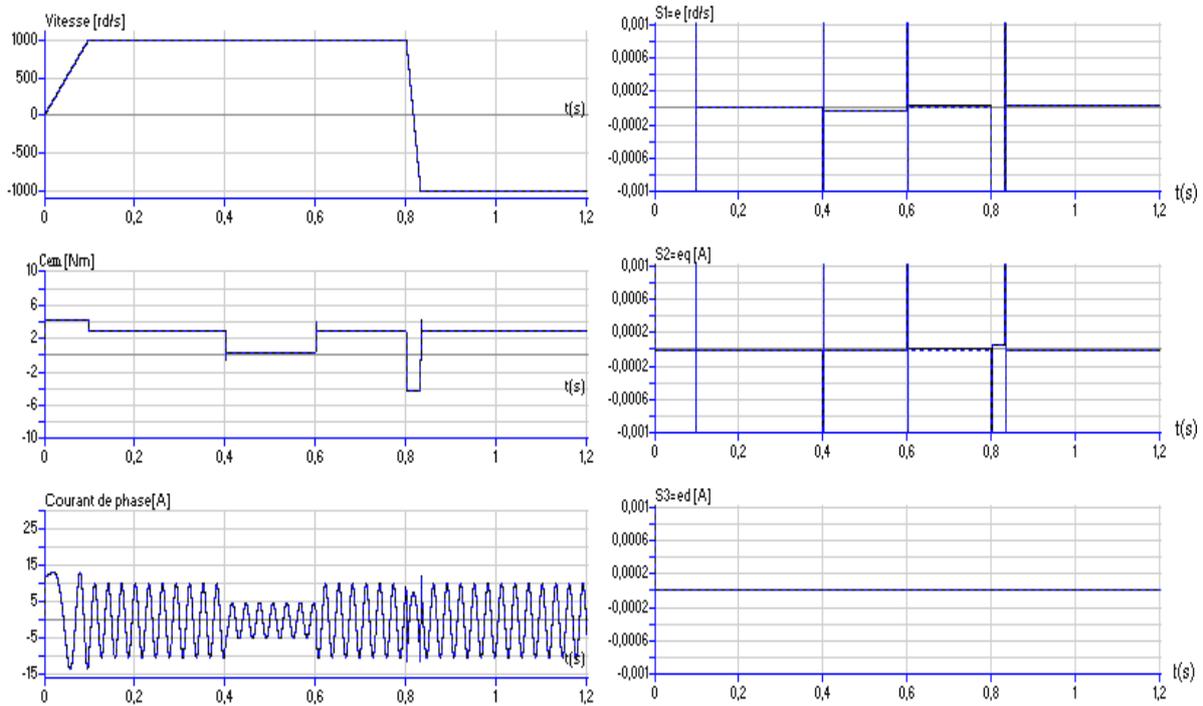
#### a- Commande à trois surfaces

Les résultats de la simulation sont obtenus pour le test de démarrage à 1000 tr/min, suivi d'une double variation de la charge ( $C_n$  à 0 à  $C_n$ ), puis inversion du sens de rotation. Nous avons présenté l'évolution de la vitesse de rotation, du couple électromagnétique, du courant de phase, de l'erreur sur la vitesse " $S1=e$ ", l'erreur sur le couple électromagnétique " $S2=ed$ ", l'erreur sur la valeur direct du courant de phase " $S3=eq$ ".

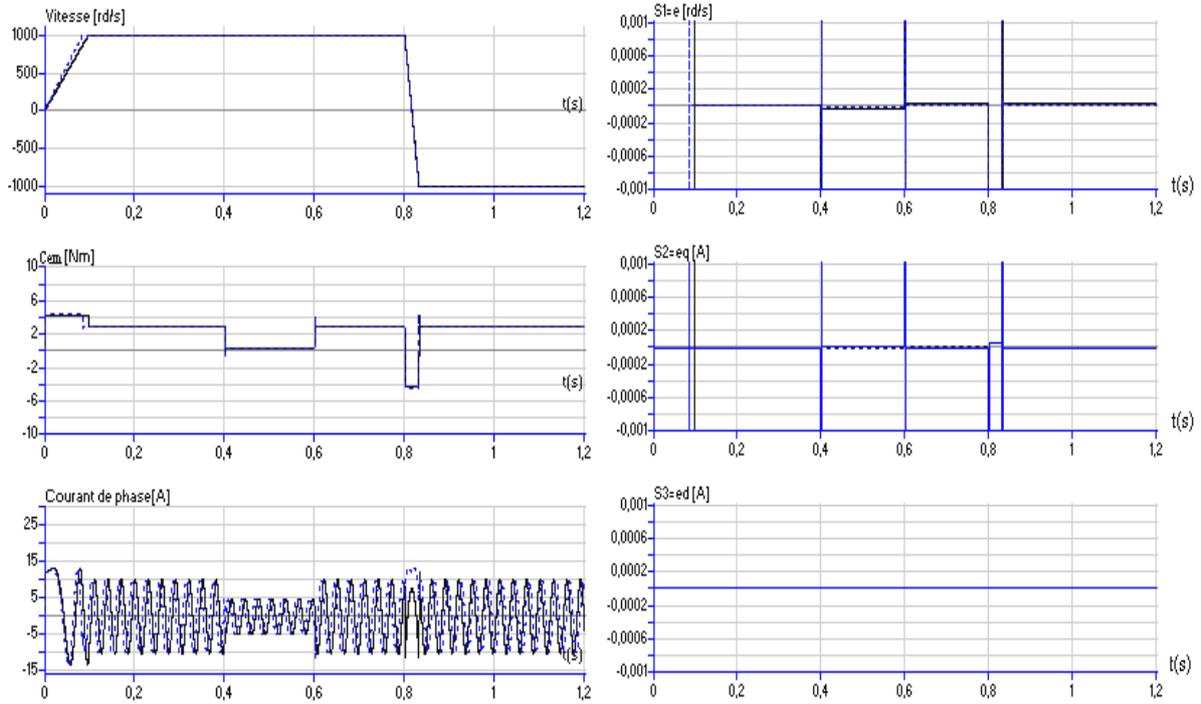
La figure 10.4 présente l'évolution des grandeurs électriques et mécaniques lors du test de l'augmentation de la résistance statorique  $R_s$  de 50%. Aucune influence n'est visualisée. Nous notons des performances très satisfaisantes vis-à-vis de la variation de la consigne et de la charge.

La figure fig10.5 présente l'évolution des grandeurs électriques et mécaniques lors du test de l'augmentation de l'inductance direct  $L_d$  de 50%. Nous notons une légère diminution du temps de réponse. Les performances restent satisfaisantes vis-à-vis de la variation de la consigne et de la charge.

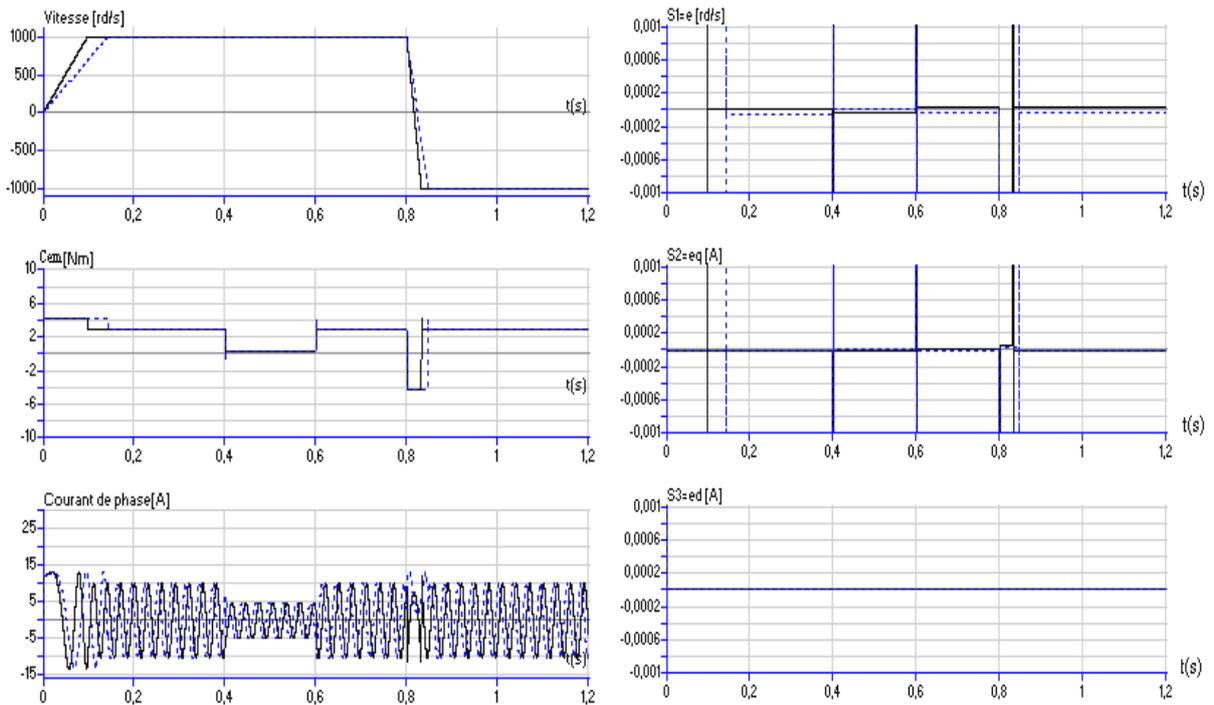
La figure fig10.6 présente l'évolution des grandeurs électriques et mécaniques lors du test de l'augmentation du moment d'inertie  $J$  de 50%. Nous notons une légère augmentation du temps de réponse et de l'erreur statique de la vitesse. Les performances restent satisfaisantes vis-à-vis de la variation de la consigne et de la charge.



**Fig 10.4 :** Test de robustesse de la commande par mode de glissement à trois surface, non linéaire multivariable, augmentation de  $R_s$  de 50% (Continue:  $R_s$ , discontinue:  $1,5 R_s$ ).



**Fig 10.5 :** Test de robustesse de la commande par mode de glissement à trois surface, non linéaire multivariable, augmentation de  $L_d$  de 50% (Continue:  $L_d$ , discontinue:  $1,5 L_d$ ).



**Fig 10.6:** Test de robustesse de la commande par mode de glissement à trois surface, non linéaire multivariable, augmentation de  $J$  de 50% (Continue:  $J$ , discontinue:  $1,5 J$ ).

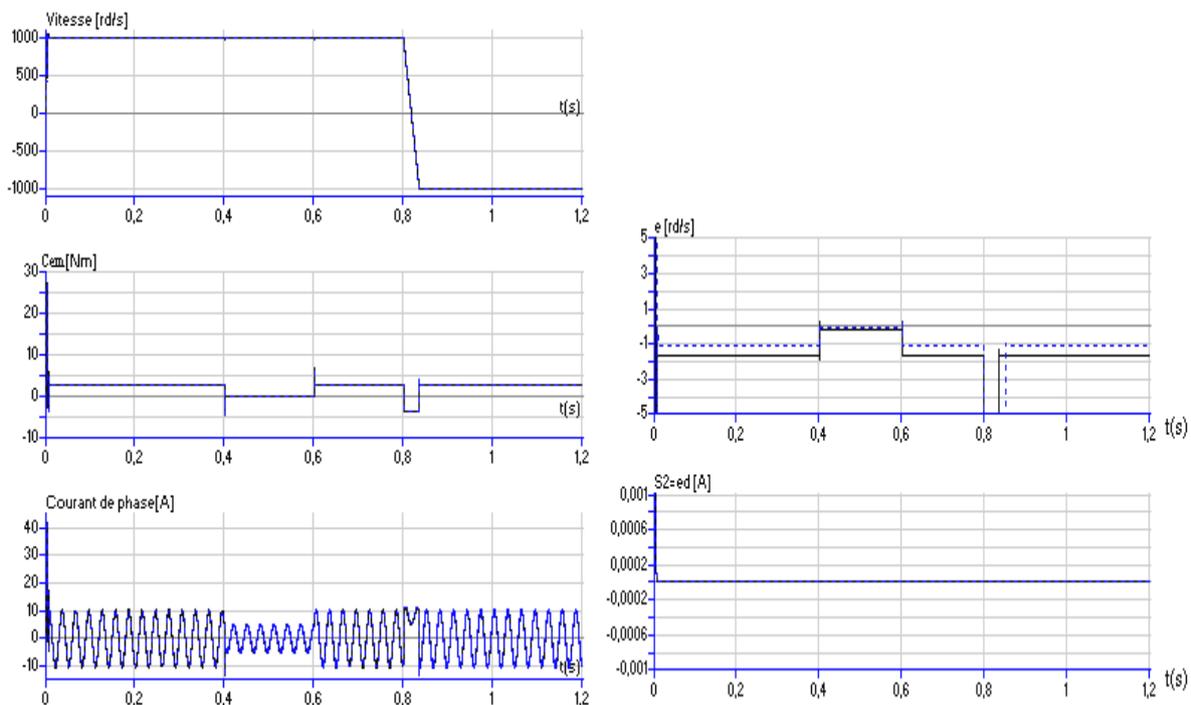
## b- Commande à deux surfaces

Les résultats de la simulation sont obtenus pour le test de démarrage à 1000 tr/min, suivi d'une double variation de la charge ( $C_n$  à 0 à  $C_n$ ), puis inversion du sens de rotation. Nous avons présenté l'allure de la vitesse de rotation, du couple électromagnétique, du courant de phase, de l'erreur sur la vitesse "S1=e", l'erreur sur la valeur direct du courant de phase "S2=ed".

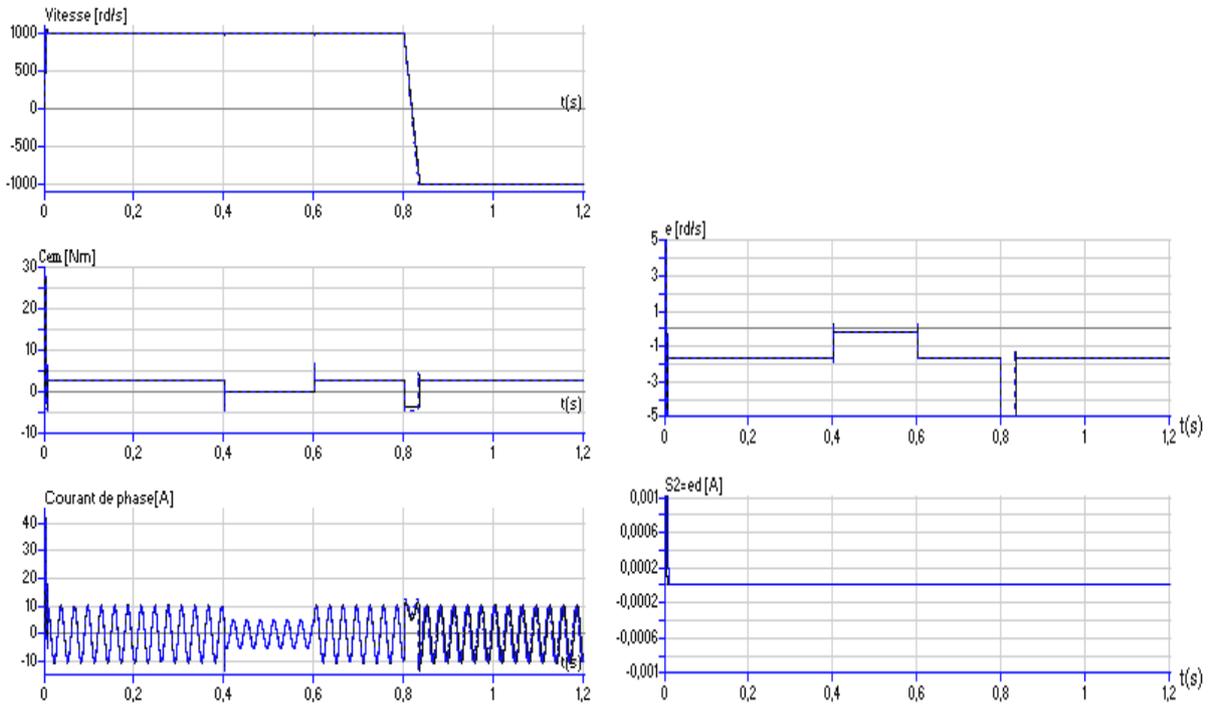
La figure 10.7 présente l'évolution des grandeurs électriques et mécaniques lors du test de l'augmentation de la résistance statorique  $R_s$  de 50%. Nous notons une légère augmentation de l'erreur statique de la vitesse. Les performances restent satisfaisantes vis-à-vis de la variation de la consigne et de la charge.

La figure 10.8 présente l'évolution des grandeurs électriques et mécaniques lors du test de l'augmentation de l'inductance direct  $L_d$  de 50%. Les figures sont semblables au cas initial, aucune influence n'est à signaler. Les performances restent satisfaisantes vis-à-vis de la variation de la consigne et de la charge.

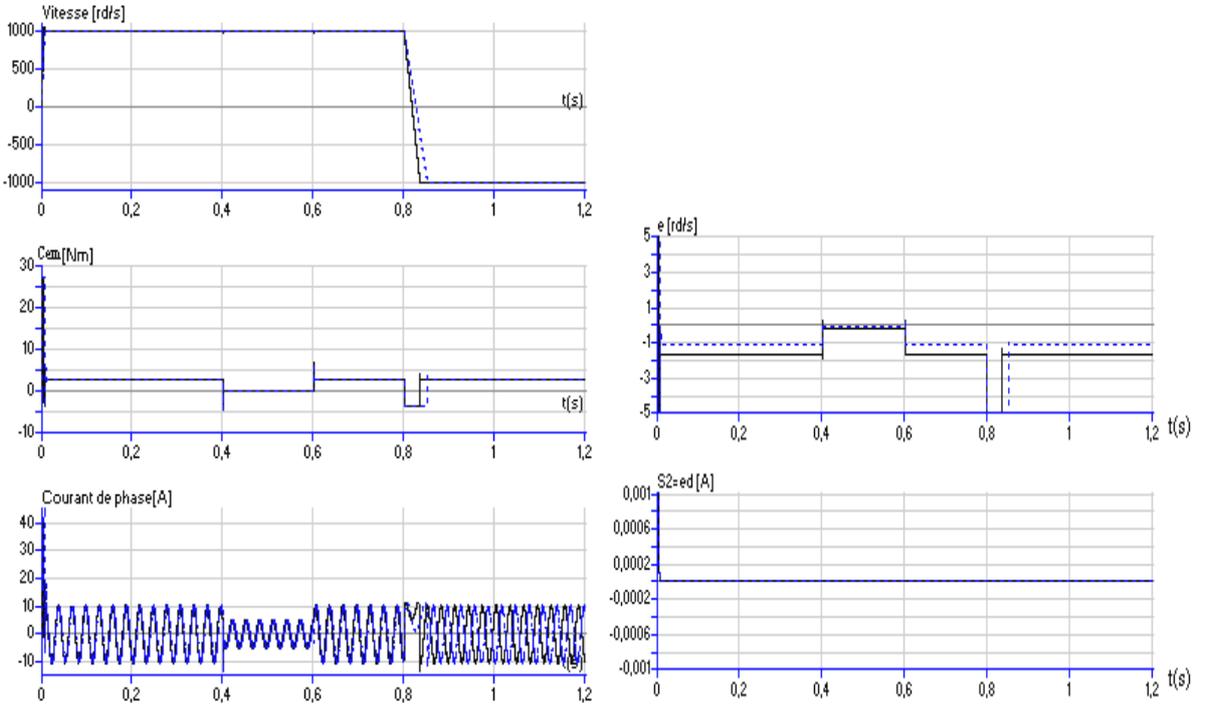
La figure 10.9 présente l'évolution des grandeurs électriques et mécaniques lors du test de l'augmentation du moment d'inertie  $J$  de 50%. Nous notons une légère augmentation du temps de réponse et de l'erreur statique de la vitesse. Les performances restent satisfaisantes vis-à-vis de la variation de la consigne et de la charge.



**Fig 10.7 :** Test de robustesse de la commande par mode de glissement à deux surface, non linéaire multivariable, augmentation de  $R_s$  de 50% (Continue:  $R_s$ , discontinue:  $1,5 R_s$ ).



**Fig 10.8:** Test de robustesse de la commande par mode de glissement à deux surface, non linéaire multivariable, augmentation de  $L_d$  de 50% (Continue:  $L_d$ , discontinue:  $1,5 L_d$ ).



**Fig 10.9 :** Test de robustesse de la commande par mode de glissement à deux surface, non linéaire multivariable, augmentation de  $J$  de 50% (Continue:  $J$ , discontinue:  $1,5 J$ ).

### 10.1.3 Conclusion

Ces tests de robustesse sont effectués sur deux types de commandes non linéaires. Ce qui nous a permis de visualiser l'influence de la variation des paramètres de la machine sur les performances des commandes. Aussi, ces tests nous ont permis d'évaluer la robustesse vis-à-vis de la variation de la consigne et de la charge.

Les performances sont très satisfaisantes. La commande par backstepping non linéaire multivariable et la commande par mode de glissement à trois surfaces ont montré une supériorité par rapport à la commande par mode de glissement à deux surfaces.

## 10.2 Association de la commande par backstepping au mode glissant appliquée à la MSAP

### 10.2.1 Aspect théorique

La plupart des nouveaux outils de conception ont émergé en activant quelques concepts descriptifs classiques. Cela explique le regain d'activité que connaît ce domaine depuis plusieurs années. La fonction de commande de Lyapunov a suscité beaucoup d'intérêt ces dernières années dans le domaine de conception, ce qui a donné lieu à des techniques systématiques de conception de contrôleurs pour les systèmes non linéaires [49][95][99].

La technique de backstepping et celle de mode de glissement sont deux méthodes qui exploitent la notion de fonction de commande de Lyapunov. Nous allons utiliser ce point commun pour élaborer une nouvelle commande associant les deux techniques de commandes [20].

En effet, les deux critères qui permettent aux dynamiques du système de converger vers la surface de glissement sont:

- Celui proposé par Emilyanov et Utkin:  $S(x)\dot{S}(x) < 0$
- Celui défini par la fonction de Lyapunov:  $V(x)\dot{V}(x) < 0$

En mode glissant cette condition est réalisée par:  $\dot{S} = -q_0 \text{Sign}(S) - q_1 (S)$  .

Avec  $q_0$  et  $q_1$  réels positifs.

Par conséquent la condition de stabilité de Lyapunov est réalisée par la condition de convergence des modes glissants. Nous allons utiliser l'application sur la commande de la MSAP pour introduire cette procédure.

### 10.2.2 Application à la commande de la MSAP

#### 10.2.2.1 Synthèse de la commande

La machine synchrone à aimants permanents est décrite par un système d'équations non linéaires multivariées du troisième ordre avec trois variables d'états (courant  $i_d$ , courant  $i_q$  et la vitesse de rotation mécanique) et deux variables d'entrées commandes les tensions  $v_d$  et  $v_q$  ( Fig 7.1), dont le modèle est décrit par:

$$\begin{aligned} \frac{di_d}{dt} &= (v_d - R_s i_d + \omega L_q i_q) / L_d \\ \frac{di_q}{dt} &= (v_q - R_s i_q - \omega \phi) / L_q \\ \frac{d\omega}{dt} &= \frac{p}{J} (C_{em} - f \frac{\omega}{p} - C_r) \end{aligned} \quad (10.1)$$

Notre objectif est de synthétiser l'expression de la commande multivariable  $u=[vd \ vq]^T$  permettant de stabiliser les variables d'états du moteur sur les références désirées. En faisant un changement de variables, les nouvelles sont les erreurs entre consignes et variables d'états et donc nous déterminons les commandes permettant de les stabiliser le système sur l'origine.

Etape1: Régulation de la vitesse

Soit  $e=\omega-\omega_{ref}$ , l'erreur de vitesse.

Choisisant une fonction énergie :  $V(e)=J e^2/2$

Pour que l'erreur  $e$  tend vers zéro et donc  $\omega$  vers  $\omega_{ref}$ , il faut que la dérivée de la fonction énergie soit négative (critère de stabilité de Lyapunov) [20]d'où:

$$\begin{aligned}\dot{V} &= J e \dot{e} = J e (\dot{\omega} - \dot{\omega}_{ref}) \\ \dot{e} &= P (C_{em} - f \frac{\omega}{P} - C_r) - J \dot{\omega}_{ref}\end{aligned}\quad (10.2)$$

Pour stabiliser la grandeur erreur "e" sur zéro, choisissant la commande virtuelle  $C_{ref}$  qui représente le couple électromagnétique de référence produit par la machine. Pour que la dérivée de la fonction énergie soit négative, il faut que la commande virtuelle soit définie par:

$$C_{ref} = -\frac{c e}{P} + C_r + (f \omega + J \dot{\omega}_{ref}) / P \quad (10.3)$$

d'où:  $\dot{V} = -c e^2$  avec  $c > 0$

La seconde étape, utilisera le couple de référence pour assurer la commande du couple.

Etape 2 : Commande du couple électromagnétique

Soit  $s_1$  l'erreur sur le couple définie par:

$$s_1 = C_{em} - C_{ref} \quad (10.4)$$

Utilisant  $e$  et  $s_1$  comme nouvelles variables la fonction énergie de Lyapunov augmentée devient:

$$V(e, s_1) = (J e^2 + s_1^2) / 2 \quad (10.5)$$

Sa dérivée est définie par:

$$\dot{V} = J e \dot{e} + s_1 \dot{s}_1 \quad (10.6)$$

$$\dot{s}_1 = \dot{C}_{em} - \dot{C}_{ref}$$

$$\dot{s}_1 = \beta_0 + \beta_1 vd + \beta_2 vq \quad (10.7)$$

Tels que :

$$\beta_1 = P (L_d - L_q) / L_d, \beta_2 = P (\phi + (L_d - L_q) id) / L_q, \beta_0 = P (\phi (-\omega L_d id - R_s iq - \omega \phi) / L_q + k_1 (L_d - L_q)) + k_2$$

$$k_1 = iq (-R_s id + \omega L_q iq) / L_d + id (-\omega L_d id - R_s iq - \omega \phi) / L_q, k_2 = c (C_{em} - C_r - f \omega / P) / J - f (C_{em} - C_r - f \omega / P) / J$$

Pour stabiliser  $e$  et  $s_1$  sur l'origine, donc la dérivée de  $V$  soit négative, il faut choisir  $c$  positif. Ce qui peut se traduire avec le critère de convergence des modes glissant par la relation suivante [20] :

$$\dot{s}_1 = -q_0 \text{sign}(s_1) - q_1 (s_1) \quad (10.8)$$

avec :  $q_0, q_1 > 0$

Nous aboutissons à une équation à deux inconnues  $vd$  et  $vq$ , suivante :

$$\beta_1 vd + \beta_2 vq = -\beta_0 - q_0 \text{sign}(s_1) - q_1 (s_1) \quad (10.9)$$

Il faut trouver une autre relation, pour avoir un système de deux équations à deux inconnues. Nous allons procéder à la commande du courant de phase.

Etape 3 : Commande de la valeur efficace du courant de phase

Soit  $s_2$  l'erreur sur le carré de la valeur efficace du courant, tel que :

$$s_2 = I - I_{ref}, \quad I = i_d^2 + i_q^2 \quad (10.10)$$

Ce qui conduit à la nouvelle expression augmentée de la fonction énergie, définie par:

$$V(e, s_1, s_2) = (J e^2 + s_1^2 + s_2^2) / 2 \quad (10.11)$$

Sa dérivée est :

$$\dot{V} = J e \dot{e} + s_1 \dot{s}_1 + s_2 \dot{s}_2 \quad (10.12)$$

$$\dot{s}_2 = \dot{I} - \dot{I}_{ref}$$

$$\dot{s}_2 = \beta_3 + \beta_4 v_d + \beta_5 v_q \quad (10.13)$$

La surface  $s_2$  doit être choisi en respectant le critère de convergence des modes glissants :

$$\dot{s}_2 = -q_2 \text{sign}(s_2) - q_3 (s_2) \quad (10.14)$$

avec :  $q_2, q_3 > 0$

Ce qui nous donne une équation à deux inconnues  $v_d$  et  $v_q$ , suivante :

$$\beta_4 v_d + \beta_5 v_q = -\beta_3 - q_2 \text{sign}(s_2) - q_3 (s_2) \quad (10.15)$$

Combinons les équations (10.9) et (10.15), nous obtenons alors l'expression des commandes  $v_d$  et  $v_q$  :

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \beta_1 & \beta_2 \\ \beta_4 & \beta_5 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} -\beta_0 - q_0 \text{sign}(s_1) - q_1 (s_1) \\ -\beta_3 - q_2 \text{sign}(s_2) - q_3 (s_2) \end{bmatrix} \quad (10.16)$$

NB: Le choix de  $c$  et  $q_0, q_1, q_2$  et  $q_3$  améliorent les performances de la commande à savoir ( temps de réponse, dépassement...etc).

### 10.2.2.2 Les résultats de la simulation

La commande adoptée basée sur l'association de la méthode par backstepping au mode glissant appliquée à la MSAP est testée par simulation numérique pour les valeurs des paramètres suivants :

$c_1=195, c_2=3000, c_3=13000$  pour le backstepping multivariable.

Et pour l'association des deux commandes :  $c_1=195, q_0=3260, q_1=q_0,$

$q_2=50000, q_3=q_2.$

La robustesse de la commande est testée pour le modèle multivariable non linéaire.

Les résultats de la simulation sont obtenues pour le test de démarrage pour deux références de vitesse, suivi d'une double variation de la charge ( $C_n-0-C_n$ ), puis inversion du sens de rotation, dans le cas de l'alimentation sinusoïdale et le cas par onduleur à trois niveaux.

Ensuite, nous les avons comparé par rapport aux résultats obtenus avec la commande par backstepping non linéaire multivariable.

Nous avons présenté pour les deux commandes l'évolution de la vitesse de rotation, du couple électromagnétique, du courant de phase, de l'erreur sur la vitesse "e", l'erreur sur le couple électromagnétique " $z_1/s_1$ ", l'erreur sur le carré de la valeur efficace du courant de phase " $z_2/s_2$ ", les deux tensions de commande  $v_d$  et  $v_q$ .

Les figures 10.10 et 10.11 présentent l'évolution des grandeurs électriques et mécaniques pour la référence : 1000 tr/min, dans le cas d'une alimentation sinusoïdale. Nous notons des résultats semblable et très satisfaisants.

Les figures 10.12 et 10.13 présentent l'évolution des grandeurs électriques et mécaniques pour la référence : 1000 tr/min, dans le cas d'une alimentation par un onduleur M.L.I à trois niveaux.

Les résultats restent semblables et très satisfaisants, avec une légère augmentation des ondulations dues à l'alimentation. Nous notons, aussi, moins d'ondulations dans les erreurs sur les grandeurs pour la commande associant les deux méthodes.

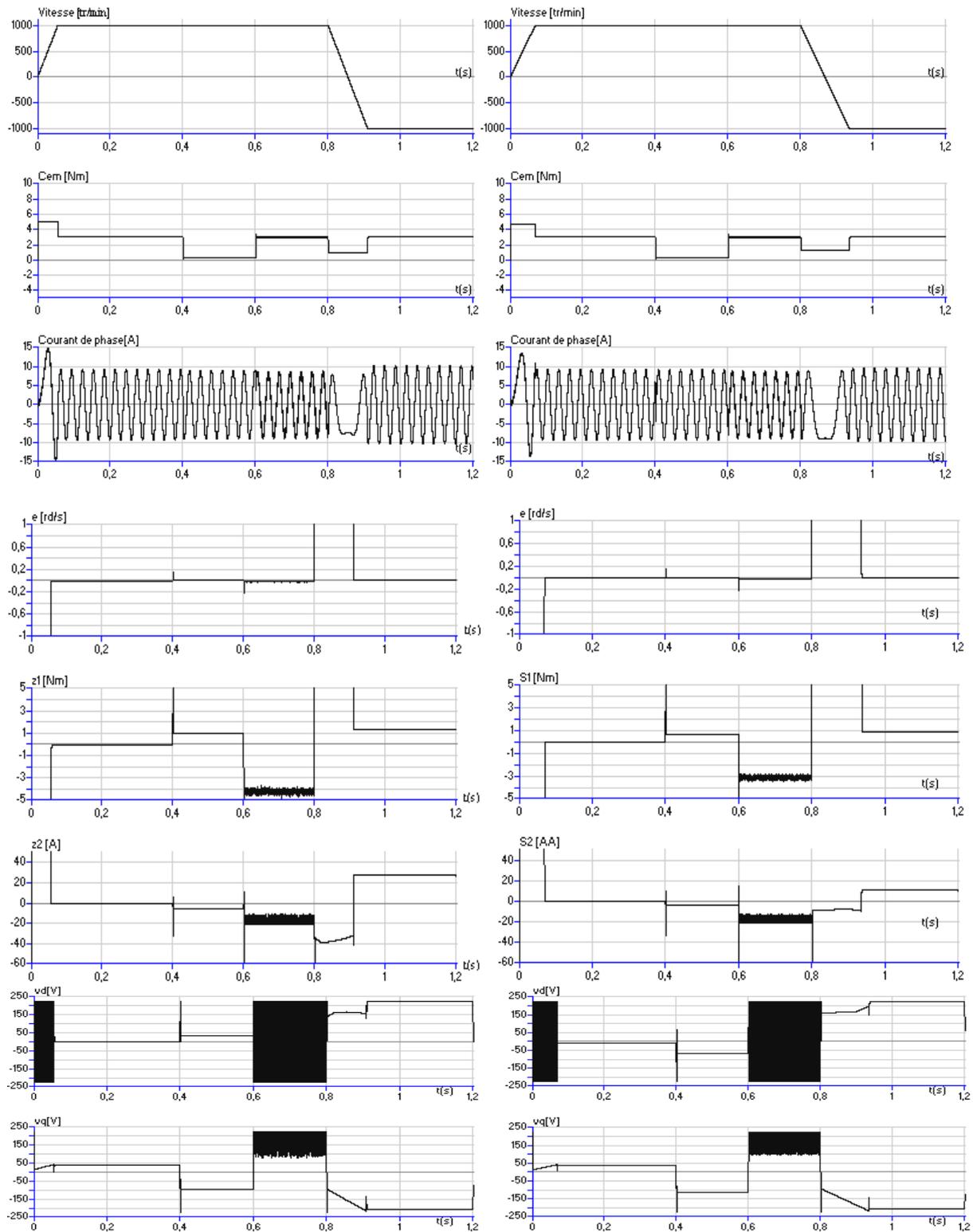
Les figures 10.14 et 10.15 présentent l'évolution des grandeurs électriques et mécaniques pour la référence : 100 tr/min c'est la plage des faibles vitesses, dans le cas d'une alimentation sinusoïdale. Nous notons des résultats semblables et très satisfaisants.

Les figures 10.16 et 10.17 présentent l'évolution des grandeurs électriques et mécaniques pour la référence : 100 tr/min, dans le cas d'une alimentation par un onduleur M.L.I à trois niveaux.

Les résultats restent semblables et très satisfaisants, avec une légère augmentation des ondulations dues à l'alimentation.

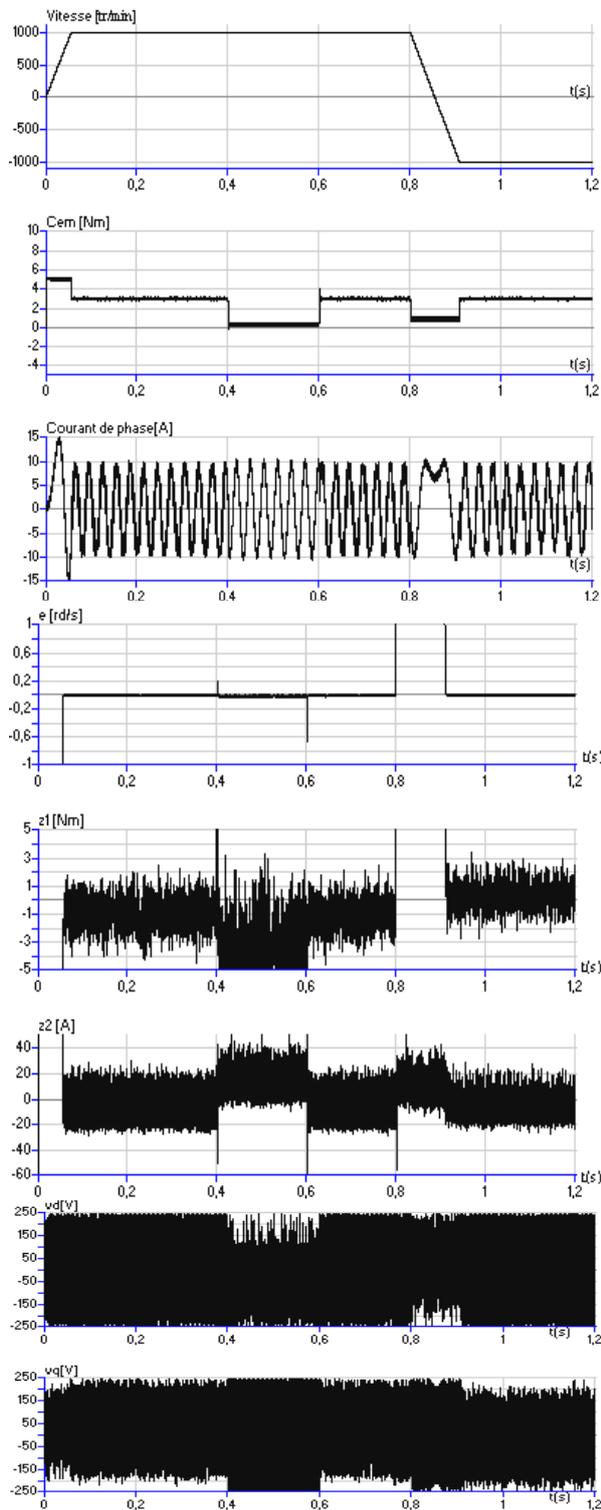
Un test de robustesse vis-à-vis de la variation du moment d'inertie est réalisé pour les deux commandes avec l'alimentation sinusoïdale figure 10.18 et avec un onduleur M.L.I à trois niveaux figure 10.19. Nous notons une légère augmentation du temps réponse.

Les résultats montrent une bonne réponse de la MSAP en poursuite avec un temps de réponse faible et une erreur statique nulle. Les différentes erreurs ( $e$ ,  $s_1$ ,  $s_2$ ) s'annulent au régime permanent. La variation de la charge nous a permis aussi de conclure sur le rejet de la perturbation qui est satisfaisant.

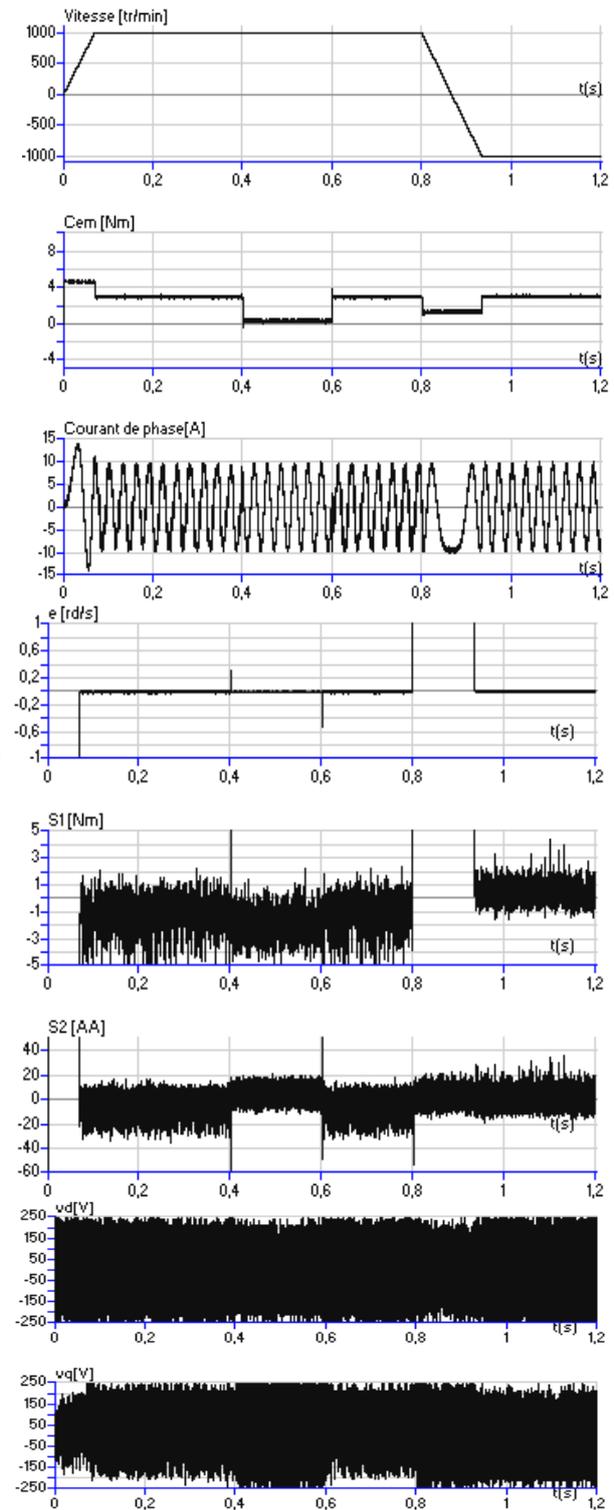


**Fig.10.10:** Résultats de simulation de la commande par backstepping non linéaire multivariable de la MSAP alimentée en tension sinusoïdale.

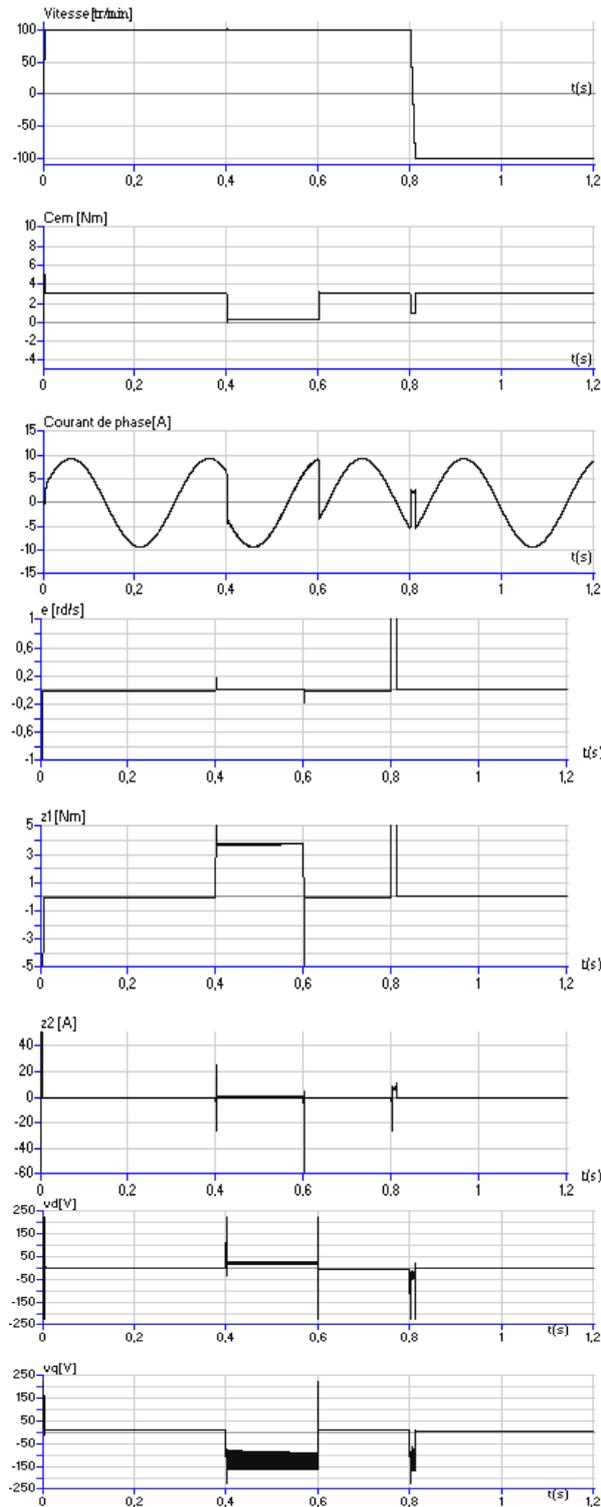
**Fig.10.11:** Résultats de simulation de la commande associant le backstepping non linéaire multivariable et le mode glissant de la MSAP alimentée en tension sinusoïdale



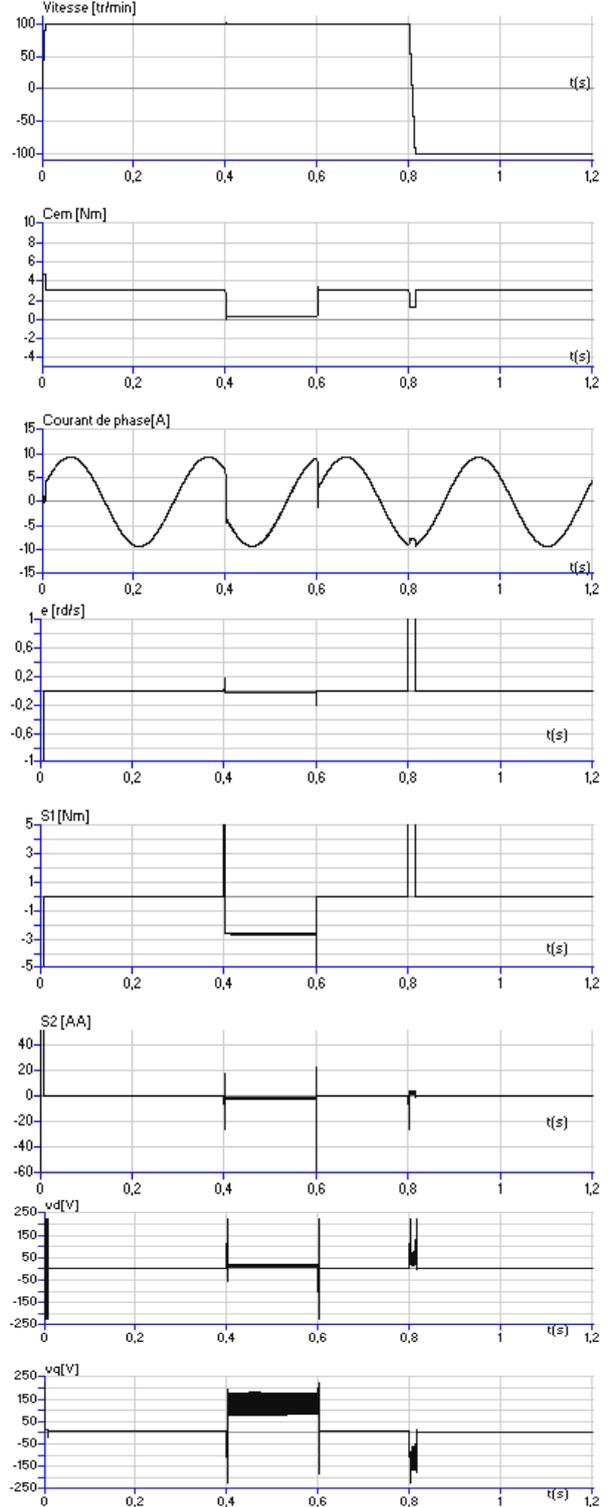
**Fig.10.12:** Résultats de simulation de la commande par backstepping non linéaire multivariable de la MSAP alimentée par un onduleur MLI à trois niveaux.



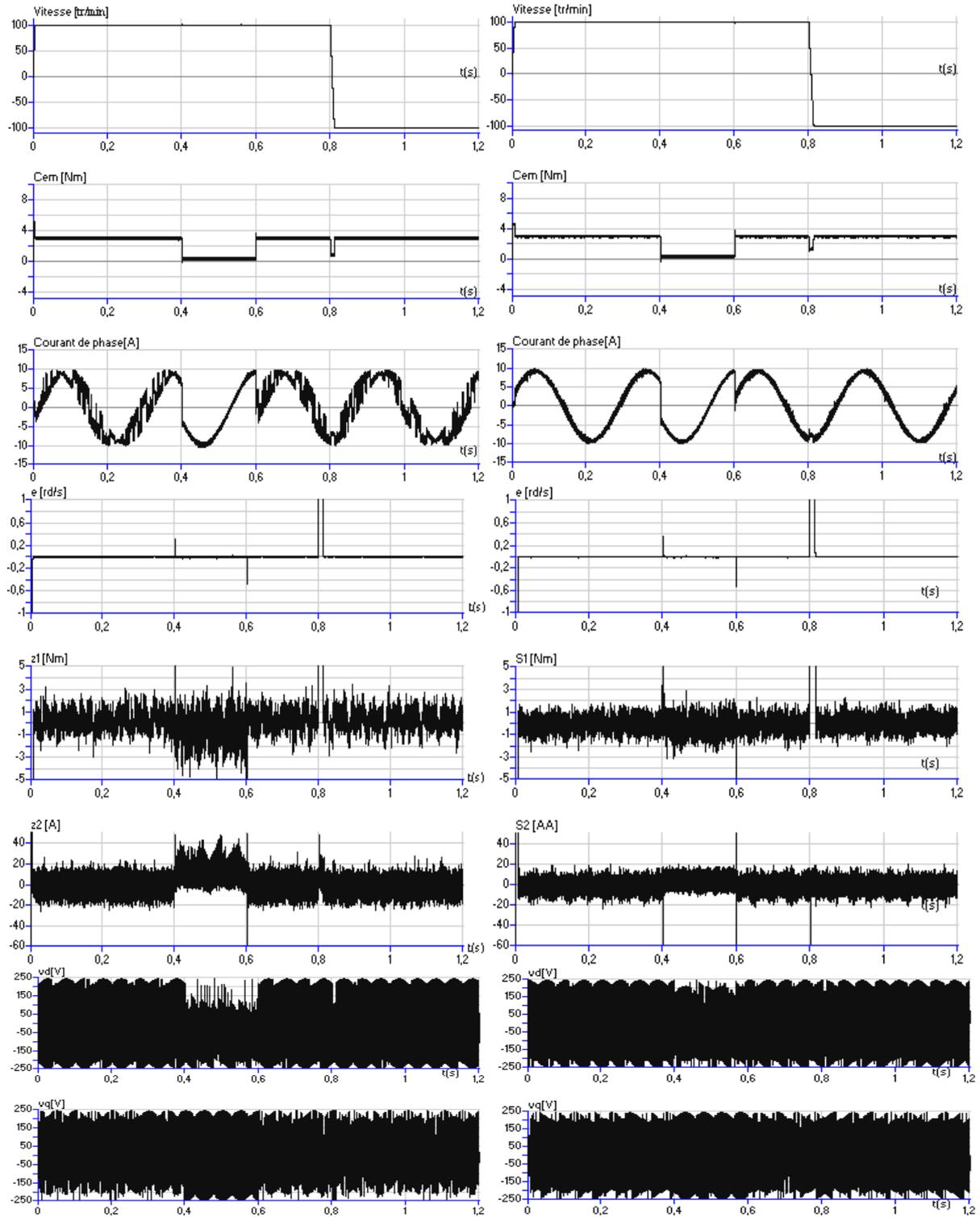
**Fig.10.13:** Résultats de simulation de la commande associant le backstepping non linéaire multivariable et le mode glissant de la MSAP alimentée par un onduleur MLI à trois niveaux.



**Fig 10.14:** Résultats de simulation de la commande par backstepping non linéaire multivariable de la MSAP alimentée en tension sinusoïdale.

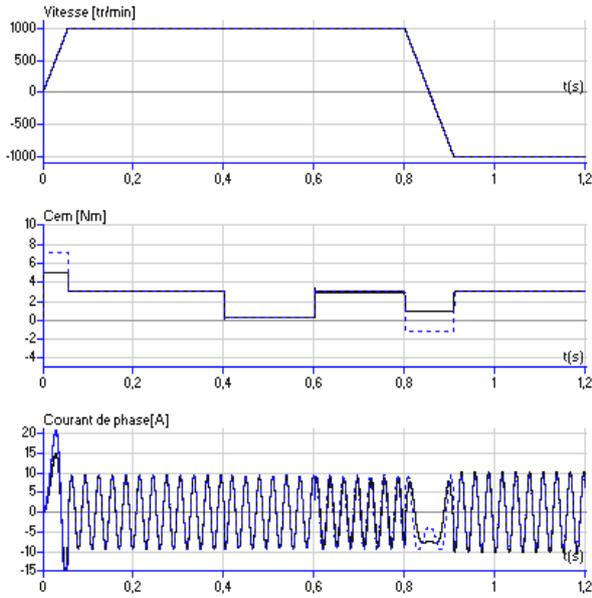


**Fig 10.15:** Résultats de simulation de la commande associant le backstepping non linéaire multivariable et le mode glissant de la MSAP alimentée en tension sinusoïdale

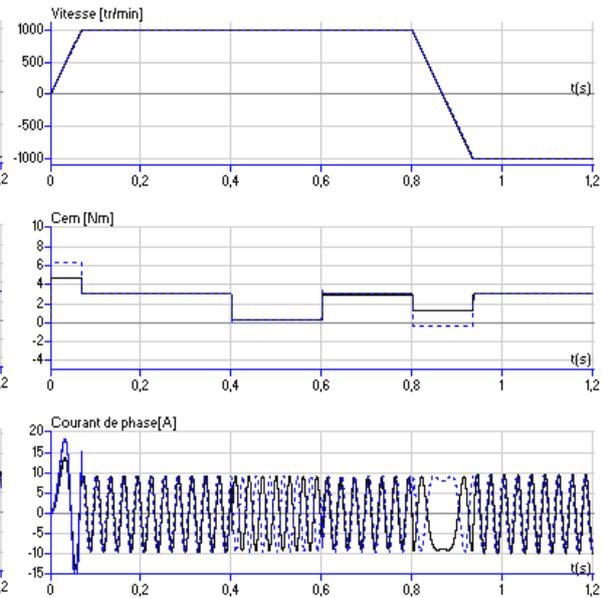


**Fig 10.16:** Résultats de simulation de la commande par backstepping non linéaire multivariable de la MSAP alimentée par un onduleur MLI à trois niveaux.

**Fig 10.17:** Résultats de simulation de la commande associant le backstepping non linéaire multivariable et le mode glissant de la MSAP alimentée par un onduleur MLI à trois niveaux.



**Fig 10.18:** Test de robustesse de la commande par backstepping non linéaire multivariable de la MSAP alimentée par tension sinusoïdale, augmentation de  $J$  de 100% (Continue:  $J$ , discontinue:  $2 J$ ).



**Fig 10.19:** Test de robustesse de la commande associant le backstepping non linéaire multivariable et le mode glissant, de la MSAP alimentée par tension sinusoïdale, augmentation de  $J$  de 100% (Continue:  $J$ , discontinue:  $2 J$ ).

### 10.2.3 Conclusion

Ces tests de robustesse effectués sur les deux types de commandes non linéaires, nous ont permis de conclure que les résultats sont semblables et très satisfaisants, avec une légère augmentation des ondulations dues à l'alimentation par onduleur de tension.

Un test de robustesse vis-à-vis de la variation du moment d'inertie est réalisé pour les deux commandes avec l'alimentation sinusoïdale et avec un onduleur M.L.I à trois niveaux. Nous notons une légère augmentation du temps réponse les performances reste semblables et satisfaisantes.

### 10.3 La commande par backstepping avec action intégrale

#### 10.3.1 Aspect théorique

Une des solutions permettant d'améliorer la robustesse de la commande par backstepping et pour être en mesure d'éliminer les erreurs résiduelles, en présence de perturbations à moyenne non nulle, une action intégrale est introduite dans les contrôleurs générés par le backstepping [97]. Cette introduction nécessite une modification de la procédure de design. Nous allons utiliser l'application sur la commande de la MSAP pour introduire cette procédure.

#### 10.3.2 Application à la MSAP

##### 10.3.2.1 Synthèse de la commande

La machine synchrone à aimants permanents est décrite par un système d'équations non linéaires multivariées du troisième ordre avec trois variables d'états (courant  $i_d$ , courant  $i_q$  et la vitesse de rotation mécanique) et deux variables d'entrées commandes les tensions  $v_d$  et  $v_q$  (Fig 7.2), dont le modèle est décrit par :

$$\begin{aligned}\frac{di_d}{dt} &= (v_d - R_s i_d + \omega L_q i_q) / L_d \\ \frac{di_q}{dt} &= (v_q - R_s i_q - \omega \phi) / L_q \\ \frac{d\omega}{dt} &= \frac{P}{J} (C_{em} - f \frac{\omega}{p} - C_r)\end{aligned}\quad (10.17)$$

Notre objectif est de synthétiser l'expression de la commande multivariable  $u=[v_d \ v_q]^T$  permettant de stabiliser les variables d'états du moteur sur leurs références, et par conséquent les variables erreurs sur l'origine. Cela sera réalisé en suivant l'approche du backstepping dans laquelle nous avons introduit une action intégrale.

Etape1: Régulation de la vitesse

Soit  $e=\omega-\omega_{ref}$ , l'erreur de vitesse.

Choisissant une fonction énergie :  $V(e)=J e^2/2$

Pour que l'erreur  $e$  tend vers zéro et donc  $\omega$  vers  $\omega_{ref}$ , il faut que la dérivée de la fonction énergie soit négative (critère de stabilité de Lyapunov) d'où:

$$\begin{aligned}\dot{V} &= J e \dot{e} = J e (\dot{\omega} - \dot{\omega}_{ref}) \\ \dot{e} &= P (C_{em} - f \frac{\omega}{p} - C_r) - J \dot{\omega}_{ref}\end{aligned}\quad (10.18)$$

Pour stabiliser  $e$  sur zéro, choisissant la commande virtuelle  $C_{ref}$  qui représente le couple électromagnétique de référence produit par la machine. Pour que la dérivée de la fonction énergie soit négative, il faut que la commande virtuelle s'exprime par:

$$C_{ref} = -\frac{c e}{p} + C_r + (f \omega + J \dot{\omega}_{ref}) / P \quad (10.19)$$

Dans ce cas:  $\dot{V} = -c.e^2$  avec  $c > 0$

Puisque le couple électromagnétique n'est pas une entrée commande et qu'elle est seulement une variable du système avec sa propre dynamique. Nous allons l'utiliser pour introduire l'action intégrale, nous choisissons donc le comportement dynamique désirée de la commande virtuelle  $C_{ref}$  comme suite:

$$C_{ref} = -\frac{c e}{P} + C_r + (f \omega + J \dot{\omega}_{ref})/P + \lambda_1 \chi_1 \quad (10.20)$$

Où:  $c$  et  $\lambda_1$  sont des constants positifs et  $\chi_1 = \int_0^t e(\tau) d\tau$  est l'action intégrale introduite en fonction de l'erreur de poursuite "e". En introduisant cette intégrale dans la commande virtuelle, nous assurant la convergence de l'erreur de poursuite vers zéro au régime permanent, malgré la présence de perturbation ou d'incertitudes dans le modèle du système. Comme le couple électromagnétique n'est la commande du système, il y a une erreur entre  $C_{em}$  et sa valeur de référence  $C_{ref}$ . Nous allons compenser cette erreur dans l'étape suivante.

### Etape 2 : Commande du couple

Soit  $z_1$  l'expression de l'erreur sur le couple définie par:

$$z_1 = C_{em} - C_{ref} \quad (10.21)$$

Utilisant  $e$  et  $z_1$  comme nouvelles variables, la fonction de Lyapunov augmentée devient :

$$V(e, z_1) = (J \cdot e^2 + z_1^2) / 2 \quad (10.22)$$

L'expression de sa dérivée est définie par :

$$\dot{V}(e, z_1) = J e \dot{e} + z_1 \dot{z}_1 \quad (10.23)$$

$$\dot{z}_1 = \dot{C}_{em} - \dot{C}_{ref} \quad (10.24)$$

$$\dot{z}_1 = \beta_0 + \beta_1 v_d + \beta_2 v_q \quad (10.25)$$

Tels que :

$$\beta_1 = P (L_d - L_q) / L_d, \beta_2 = P (\phi + (L_d - L_q) id) / L_q, \beta_0 = P (\phi (-\omega L_d id - R_s iq - \omega \phi) / L_q + k_1 (L_d - L_q)) + k_2$$

$$k_1 = iq (-R_s id + \omega L_q iq) / L_d + id (-\omega L_d id - R_s iq - \omega \phi) / L_q, k_2 = c (C_{em} - C_r - f \omega / P) / J - f (C_{em} - C_r - f \omega / P) / J$$

Pour stabiliser  $e$  et  $z_1$  sur l'origine, il faut que la dérivée de la fonction de Lyapunov soit négative et choisir  $c_1$  et  $c_2$  positifs, tels que:

$$\dot{V}(e, z_1) = -c_1 e^2 - c_2 z_1^2 \leq 0 \quad (10.26)$$

Ce qui nous donne une équation à deux inconnues  $v_d$  et  $v_q$ , suivante:

$$\beta_1 v_d + \beta_2 v_q = -\beta_0 - c_2 z_1 \quad (10.27)$$

Il faut trouver une autre relation, pour avoir un système de deux équations à deux inconnues. Nous allons procéder à la commande du courant de phase.

### Etape 3 : Commande de la valeur efficace du courant de phase

Soit  $z_2$  l'erreur sur le carré de la valeur efficace du courant, tel que :

$$z_2 = I - I_{ref}, I = id^2 + iq^2 \quad (10.28)$$

Ce qui conduit à la nouvelle expression augmentée de la fonction énergie, définie par:

$$V(e, z_1, z_2) = (J e^2 + z_1^2 + z_2^2) / 2 \quad (10.29)$$

Sa dérivée est :

$$\dot{V} = J e \dot{e} + z_1 \dot{z}_1 + z_2 \dot{z}_2 \quad (10.30)$$

$$\dot{z}_2 = \dot{I} - \dot{I}_{ref}$$

$$\dot{z}_2 = \beta_3 + \beta_4 vd + \beta_5 vq \quad (10.31)$$

Avec:

$$\beta_4 = 2 \text{ id}/L_d, \beta_5 = 2 \text{ iq}/L_q, k_3 = 2 \text{ id} (R_s \text{ id} + \omega L_q \text{ iq})/L_d, \beta_3 = k_3 - 2 \text{ iq} (\omega L_d \text{ id} + R_s \text{ iq} + \omega \phi)/L_q$$

Pour stabiliser  $e$ ,  $z_1$  et  $z_2$  sur l'origine, il faut que la dérivée de la fonction de Lyapunov soit négative et choisir  $c_1$ ,  $c_2$  et  $c_3$  positifs:

$$\dot{V}(e, z_1, z_2) = -c_1 e^2 - c_2 z_1^2 - c_3 z_2^2 \leq 0 \quad (10.32)$$

Ce qui conduit à:

$$\beta_4 vd + \beta_5 vq = -\beta_3 - c_3 z_2 \quad (10.33)$$

Combinant eqs.(10.27) et eqs.(10.33), nous obtenons la lois de commande suivante:

$$\begin{bmatrix} vd \\ vq \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \beta_1 & \beta_2 \\ \beta_4 & \beta_5 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} -\beta_0 - c_2 z_1 \\ -\beta_3 - c_3 z_2 \end{bmatrix} \quad (10.34)$$

Pour satisfaire la stabilité du système, tous les gains ( $c_1$ ,  $c_2$ ,  $c_3$ ) doivent être choisis positifs. De meilleures performances peuvent être obtenues par un choix adéquat des gains.

L'équation (10.32), représentant l'expression de la dérivée de la fonction énergie globale, montre que le système en boucle fermée eqs.(10.17) et eqs.(10.34) réalise les objectives de la commande de la vitesse, du couple et du courant de phase, dans le sens que tous les erreurs  $e$ ,  $z_1$ ,  $z_2$  convergent vers zéro.

### 10.3.2.2 Résultats de la simulation

La nouvelle commande obtenue est testée en simulation numérique, appliquée à la MSAP autopilotée et alimentée par un onduleur MLI à trois niveaux pour les valeurs des paramètres suivants :

$c_1=195$ ,  $c_2=3000$ ,  $c_3=13000$  pour le backstepping multivariable,

Et pour l'association des deux commandes :  $c_1=195$ ,  $c_2=3000$ ,  $c_3=13000$ ,  $\lambda_1=0.6$ .

La robustesse de la commande est testée pour le modèle multivariable non linéaire.

Les résultats de la simulation sont obtenus pour le test de démarrage pour deux références de vitesse, suivi d'une double variation de la charge ( $C_n$  à 0 à  $C_n$ ), puis inversion du sens de rotation, dans le cas de l'alimentation sinusoïdale et le cas par onduleur à trois niveaux.

Ensuite nous les avons comparé par rapport aux résultats obtenus avec la commande par backstepping multivariable sans l'action intégrale.

Nous avons présenté pour les deux commandes l'allure de la vitesse de rotation, du couple électromagnétique, du courant de phase, de l'erreur sur la vitesse "e", l'erreur sur le couple

électromagnétique " $z_1$ ", l'erreur sur le carré de la valeur efficace du courant de phase " $z_2$ ", les tensions de commandes  $v_d$  et  $v_q$ .

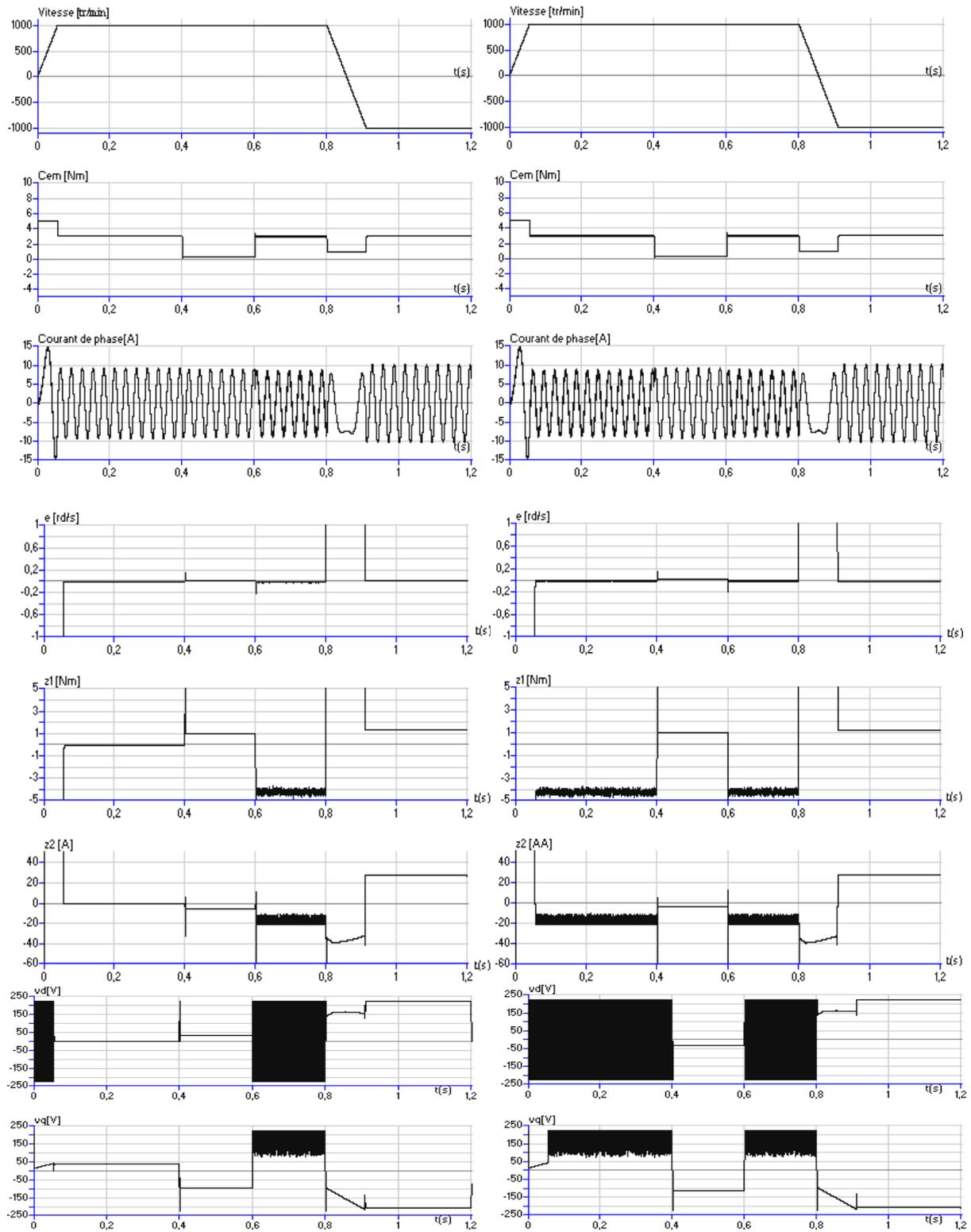
Les figures 10.20 et 10.21 présentent l'évolution des grandeurs électriques et mécaniques pour la référence de 1000 tr/min, dans le cas d'une alimentation sinusoïdale. Nous notons des résultats semblables et satisfaisants.

Les figures 10.22 et 10.23 présentent l'évolution des grandeurs électriques et mécaniques pour la référence de 1000 tr/min, dans le cas d'une alimentation par un onduleur M.L.I à trois niveaux. Les résultats restent semblables et satisfaisants, avec une légère augmentation des ondulations dues à l'alimentation. Nous notons, aussi, moins d'ondulations sur l'allure de la tension  $v_q$  dans le cas de la commande sans action intégrale.

Les figures 10.24 et 10.25 présentent l'évolution des grandeurs électriques et mécaniques pour la référence de 100 tr/min c'est la plage des faibles vitesses, dans le cas d'une alimentation sinusoïdale. Nous notons des résultats semblables et satisfaisants.

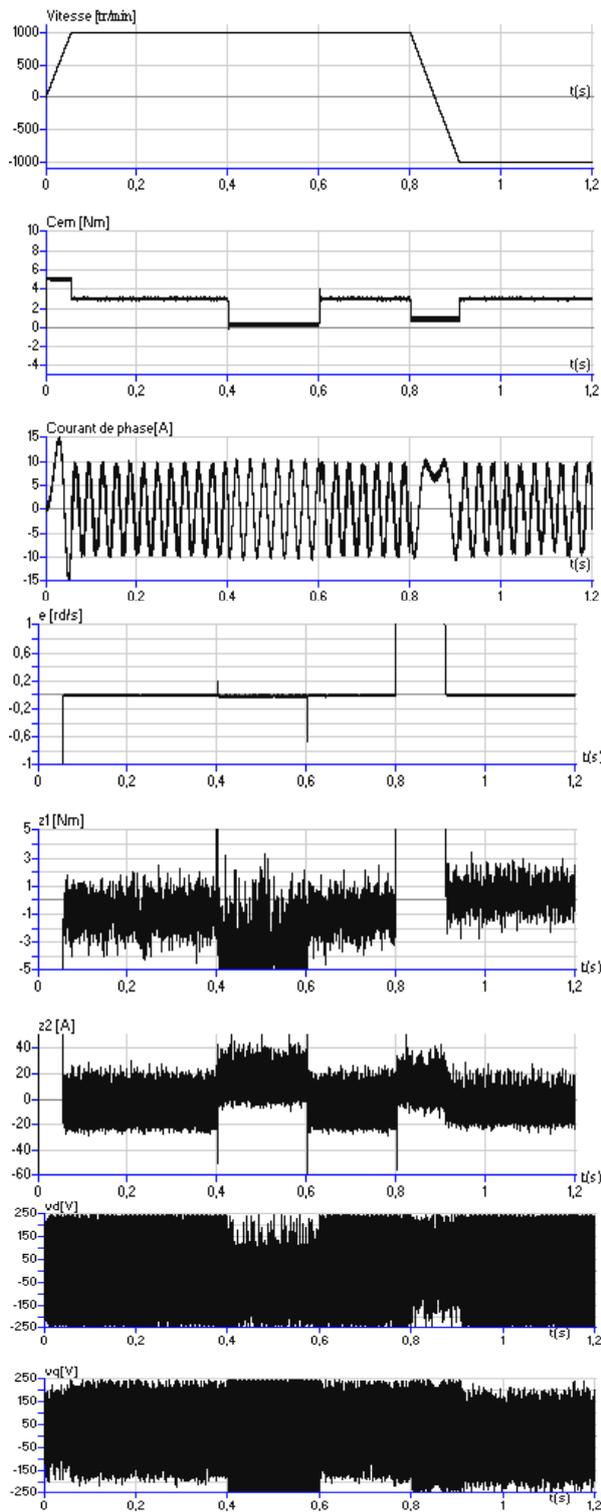
Les figures 10.26 et 10.27 présentent l'évolution des grandeurs électriques et mécaniques pour la référence de 100 tr/min, dans le cas d'une alimentation par un onduleur M.L.I à trois niveaux. Les résultats restent semblables et satisfaisants, avec une légère augmentation des ondulations dues à l'alimentation.

Un test de robustesse vis-à-vis de la variation du moment d'inertie est réalisé pour la commande avec action intégrale alimentée par tension sinusoïdale et avec un onduleur M.L.I à trois niveaux figure 10.29, comparais au cas sans action intégrale figure 10.28. Nous notons une légère augmentation du temps réponse et courant lors du démarrage.

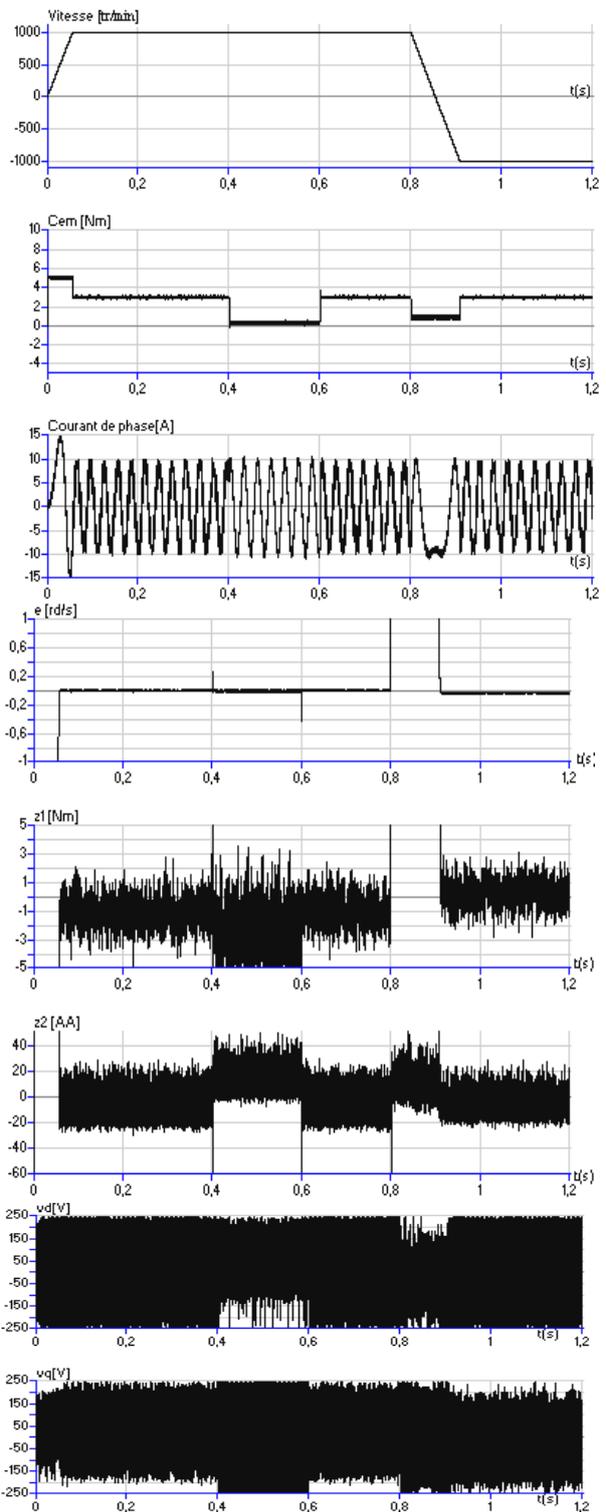


**Fig 10.20:** Résultats de simulation de la commande par backstepping non linéaire multivariable de la MSAP alimentée en tension sinusoïdale.

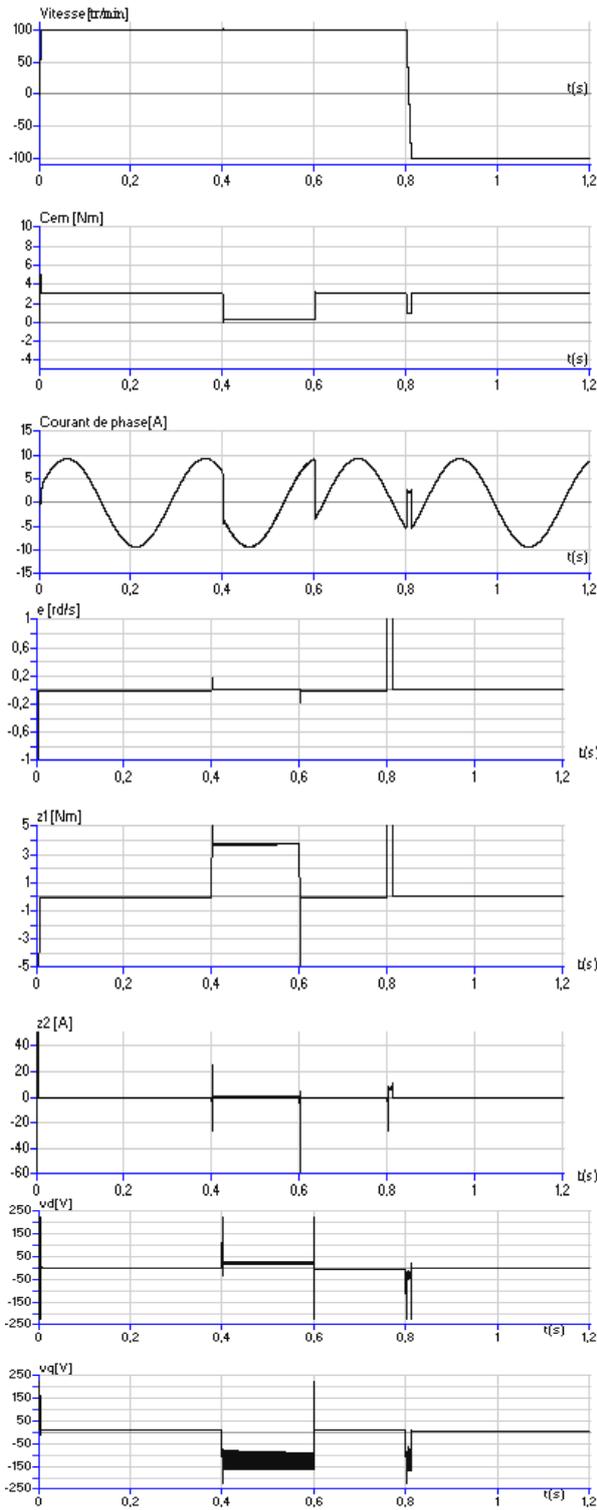
**Fig 10.21:** Résultats de simulation de la commande, par backstepping non linéaire multivariable avec action intégrale, de la MSAP alimentée en tension sinusoïdale.



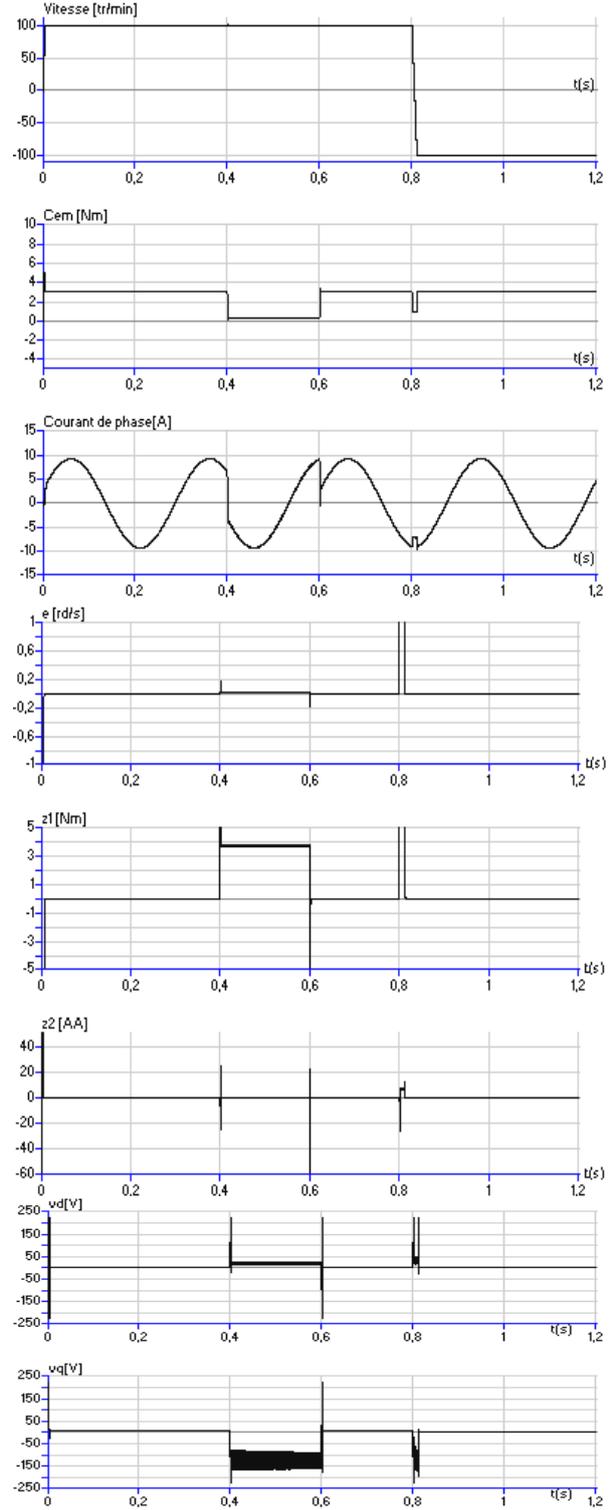
**Fig 10.22:** Résultats de simulation de la commande par backstepping non linéaire multivariable de la MSAP alimentée par un onduleur MLI à trois niveaux.



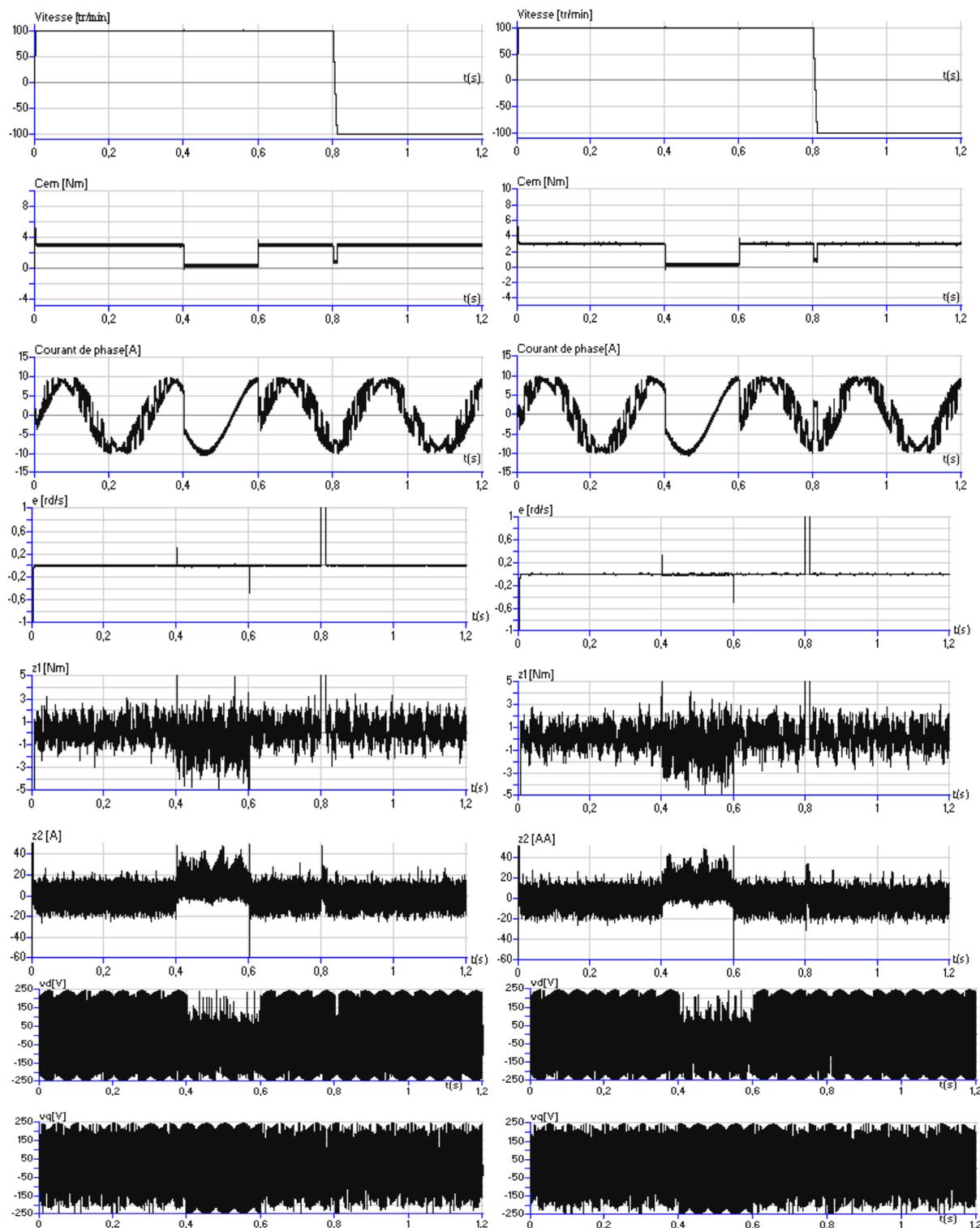
**Fig 10.23:** Résultats de simulation de la commande, par backstepping non linéaire multivariable avec action intégrale, de la MSAP alimentée par un onduleur MLI à trois niveaux.



**Fig 10.24:** Résultats de simulation de la commande par backstepping non linéaire multivariable de la MSAP alimentée en tension sinusoïdale.

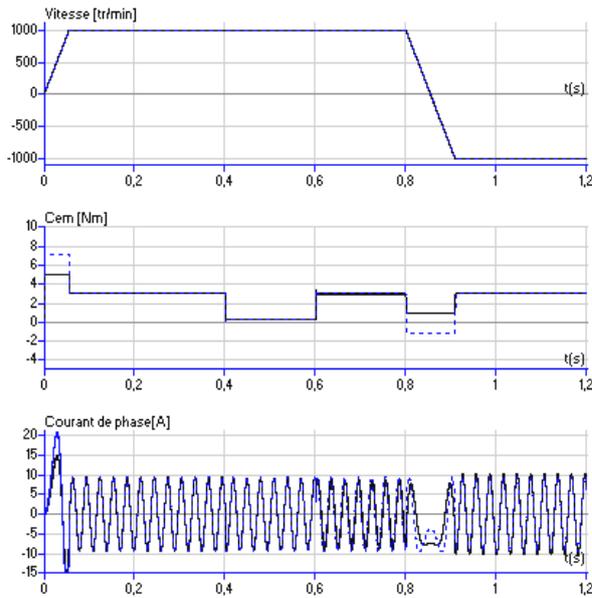


**Fig 10.25:** Résultats de simulation de la commande, par backstepping non linéaire multivariable avec action intégrale, de la MSAP alimentée en tension sinusoïdale.

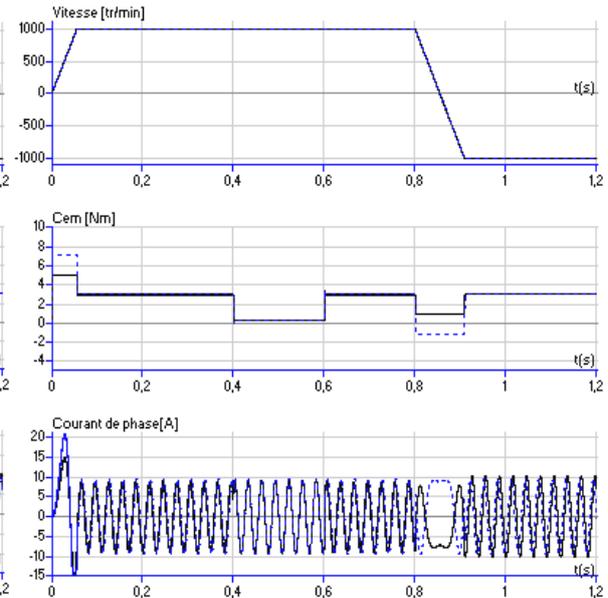


**Fig 10.26:** Résultats de simulation de la commande par backstepping non linéaire multivariable de la MSAP alimentée par un onduleur MLI à trois niveaux.

**Fig 10.27:** Résultats de simulation de la commande, par backstepping non linéaire multivariable avec action intégrale, de la MSAP alimentée par un onduleur MLI à trois niveaux.



**Fig 10.28:** Test de robustesse de la commande par backstepping non linéaire multivariable de la MSAP alimentée par tension sinusoïdale, augmentation de  $J$  (Continue:  $J$ , discontinue:  $2 J$ ).



**Fig 10.29:** Test de robustesse de la commande, par backstepping non linéaire multivariable avec action intégrale, de la MSAP alimentée par tension sinusoïdale, augmentation de  $J$  (Continue:  $J$ , discontinue:  $2 J$ ).

### 10.3.3 Conclusion

Les résultats des tests de robustesse de la commande par backstepping avec action intégrale montrent une bonne réponse de la MSAP en poursuite avec un temps de réponse faible et une erreur statique nulle. Les différentes erreurs ( $e$ ,  $z_1$ ,  $z_2$ ) s'annulent au régime permanent. La variation de la charge nous a permis aussi de conclure sur le rejet de la perturbation qui est satisfaisant. En comparaison avec le backstepping sans l'action intégrale, les tests réalisés ont montré une équivalence des résultats.

## 10.4 Conclusion

Dans cette partie, nous avons évalué la robustesse des deux commandes non linéaires et leurs extensions, par rapport à la variation des paramètres de la machine et par rapport aux grandes variations de la consigne et de la perturbation. La commande par backstepping non linéaire multivariable et la commande par mode de glissement à trois surfaces ont montré une supériorité par rapport à la commande par mode de glissement à deux surfaces.

L'avantage de la technique du backstepping est qu'elle peut être associée à d'autres méthodes de l'automatique moderne dans l'objectif d'améliorer les performances. Par l'association à la commande par mode de glissement ou par l'ajout d'une action intégrale, les deux possibilités nous ont donné de bonnes performances. Aussi, avec un choix adéquat des paramètres des deux commandes, nous pouvons obtenir de meilleurs résultats.

L'utilisation d'une alimentation par onduleur à trois niveaux n'a pas affecté les performances des commandes. Les résultats montrent une bonne réponse de la MSAP en poursuite avec un temps de réponse faible et une erreur statique nulle, par conséquent, les différentes erreurs s'annulent au régime permanent. La variation de la charge nous a permis aussi de conclure sur le rejet de la perturbation qui est satisfaisant.

# **CONCLUSION GENERALE**

## **CONCLUSION GENERALE**

Le présent travail, porte sur la contribution de la commande linéaire dans l'espace d'état et la commande non linéaire pour la mise en œuvre par simulation numérique d'un actionneur synchrone. De façon générale, la machine synchrone alimentée par un convertisseur statique est un procédé électrotechnique complexe. Ce système de nature multivariable, non linéaire, est d'une part soumis à des perturbations inhérentes au type d'actionneur utilisé, et d'autre part à des variations paramétriques importantes selon le fonctionnement.

Nous avons étudié ici plus particulièrement la commande des machines synchrones à rotor bobiné et à aimants permanents, alimentées par un onduleur de tension à trois niveaux à structure NPC, fonctionnant en modulation de largeur d'impulsion (M.L.I).

La première partie de nos travaux est consacrée à une synthèse des modèles du moteur synchrone à rotor bobiné et à aimants permanents en vue de la commande, nous nous sommes aussi intéressés à l'utilisation de la commande vectorielle, qui permet l'obtention d'un modèle découplé, dont le comportement électromécanique est similaire à celui d'une machine à courant continu commandable. Cinq modèles dans le référentiel de Park ont été présentés:

- Machine synchrone à rotor bobiné à excitation constante:
  - Cas non linéaire multivariable, avec les tensions comme entrées commandes;
  - Cas non linéaire monovariable, avec l'angle interne comme entrée commande;
  - Cas linéaire monovariable, en utilisant le principe de la linéarisation autour d'un point de fonctionnement, avec l'angle interne comme entrée commande.
- Machine synchrone à aimants permanents:
  - Cas non linéaire multivariable, avec les tensions comme entrées commandes;
  - Cas linéaire monovariable, en utilisant la commande vectorielle.

L'application dans ce cadre de recherche des outils issus des progrès de l'automatique tels que : la commande par retour d'état, la commande par mode de glissement linéaire par imposition des pôles et non linéaire, et la commande non linéaire par backstepping et ses extensions, a été pour nous riche d'enseignements. Cela a été développé dans les parties 2, 3, et 4 de ce travail. Ce qui nous a permis d'aborder plusieurs domaines :

- L'automatique (linéaire, non linéaire, continue, discret)
- L'électrotechnique (machine synchrone, alimentation en tension)
- L'informatique (méthodes numériques, logicielles de programmation)

Nos contributions principales sont :

- Application de la commande par retour d'état échantillonnée à la MSA alimentée en tension. Puis, utilisation de deux types d'observateurs pour la reconstitution des variables états du système et de la perturbation.
- Application de la commande par mode de glissement dans l'espace d'état par imposition des pôles à la MSA alimentée en tension.
- Application de la commande non linéaire par backstepping à la MSAP, pour les deux types de modèles.
- Application de la commande par mode de glissement non linéaire pour les deux types de modèles, le premier à deux surfaces le second à trois surfaces.

Les résultats obtenus nous ont permis de montrer la faisabilité de ces méthodes de commandes et de faire une étude comparative, réalisée au niveau du chapitre 4 dans le cas linéaire et le chapitre 10 dans le cas non linéaire. Les deux commandes linéaires par retour d'état et par mode de glissement dans l'espace d'état, basées sur le modèle linéarisé, ont donné des résultats satisfaisants pour les faibles variations de consignes et de charges. Cependant, pour les grands changements par rapport au point de fonctionnement utilisé dans le dimensionnement ou bien par rapport aux variations paramétriques, les performances se détériorent. Ce qui nous conduit à chercher d'autres méthodes respectant le compromis, robustesse-performances désirées, ainsi que celui relatif à la simplicité de synthèse et facilité de réglage des paramètres des correcteurs. Ceci peut faire la différence dans le cadre industriel quant au choix d'une structure de commande d'un actionneur synchrone, ou d'un système non linéaire quelconque. Le backstepping connu par sa robustesse inhérente, cette méthode apporte une amélioration substantielle aux performances des contrôleurs proposés. Les résultats obtenus suite à son application à l'actionneur synchrone, avec les deux types de modèles multivariable et monovariable, sont satisfaisants.

La robustesse et les similitudes de la commande par mode glissant non linéaire avec celle du backstepping, nous ont conduit à utiliser cette commande pour une comparaison des performances. Les résultats de la simulation ont montré une équivalence des performances avec un avantage du backstepping, qui permet en plus la commande directe du courant de phase.

A travers ces résultats, la commande par backstepping et ses extensions, à savoir son association au mode glissant et l'ajout d'une action intégrale, présentent des aspects intéressants au niveau du compromis robustesse- performances désirées, ainsi que celui relatif à la simplicité de synthèse, et facilité de réglage des paramètres des correcteurs. De par sa robustesse inhérente, cette méthode apporte une amélioration substantielle aux performances des contrôleurs proposés

Enfin, ces travaux ouvrent de nombreuses nouvelles voies de recherches qui pourront être traités dans d'autres études à venir. Nous pouvons citer entre autres :

- L'introduction de l'effet de la saturation et le rapprochement du modèle à la machine réelle.
- L'introduction du modèle non linéaire des convertisseurs multiniveaux.
- L'utilisation des nouvelles techniques de commande sans capteurs.
- Le développement du backstepping par l'utilisation de la loi adaptative, et réalisations pratiques.

# Annexe

## Caractéristiques des machines utilisées

### Machine synchrone à rotor bobiné

- $P_n = 1.5 \text{ kW}$
- $N_n = 1500 \text{ tr/min}$
- $V_n = 220/380 \text{ V}$
- $P = 2$
- $R_s = 4.8 \Omega$
- $R_r = 160 \Omega$
- $L_s = 0.16 \text{ H}$
- $L_r = 13 \text{ H}$
- $M_{sr} = 1.4 \text{ H}$
- $I_{rq} = 1 \text{ A}$
- $f = 8 \cdot 10^{-3} \text{ Nm.S/rad}$
- $J = 4 \cdot 10^{-3} \text{ kg.m}^2$

### Machine synchrone à aimants permanents

- $P_n = 1.38 \text{ kW}$
- $V_n = 130 \text{ V}$
- $N_n = 4000 \text{ tr/min}$
- $P = 2$
- $\phi = 0.14 \text{ Wb}$
- $R_s = 0.76 \Omega$
- $L_q = L_d = 0.0018 \text{ H}$
- $f = 0.00005 \text{ Nm.S/rad}$
- $J = 0.0011 \text{ kg.m}^2$

# **BIBLIOGRAPHIE**

- [1] J.Ackermann, "Sampled-data control systems, Analysis and Synthesis, Robust system design", Springer Ed. Berlin, 1985.
- [2] A.M.A.Amin, " Three-level inverter-fed synchronous motor drive system " Industry Applications Conference, 1999. Thirty-Fourth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 1999 IEEE , Volume: 2 , 3-7 Oct. 1999
- [3] A. Balestrino, G. De Maria, A.S.I. Zinober. "Nonlinear Adaptive Model-following Control", Automatica. Vol, 20. N° 5, pp. 559-568, 1984.
- [4] Aman Behal, "Lyapunov based nonlinear control of electrical and mechanical systems", PhD thesis of electrical engineering, Clemson University, Dec 2001, Canada.
- [5] F.Blaschke, "The principle of field orientation as application to the new transvector closed loop control system for rotating field machines". Siemens Review, Vol.34. pp. 217-220. May, 1972.
- [6] A.R.Benaskeur; "Aspects de l'application du backstepping adaptatif à la commande décentralisée des systèmes non linéaires", Thèse Ph.D, université Laval, Québec, Fev 2000.
- [7] K.Benmansour , O.Bouchhida, M.S.Boucherit, **A.Boumediène**, L.Nezli, "Commande numérique avec observateur d'une machine synchrone autopilotée ", IEEA , International Annual Conf , University of BATNA, décembre 1997.
- [8] E.M. Berkouk, "Contribution à la conduite des machines asynchrones monophasées et triphasées alimentées par des convertisseurs directs et indirects, applications aux gradateurs et onduleurs multiniveaux", Thèse Doctorat, CNAM, France, 1995.
- [9] E.M.Berkouk, G.Manesse, " Multilevel PWM rectifier-multilevel inverter cascade. Application to the speed control of the PMSM "; Control Applications, 1998, Proc of the 1998 IEEE International Conf on, Vol.2 , 1-4 Sept.
- [10] Bianchi, N.; Bolognani, S.;" Interior PM synchronous motor for high performance applications"; Power Conversion Conference, 2002. PCC Osaka 2002. Proceedings, Volume: 1 , 2-5 April 2002.
- [11] K.Boualam, " Analyse et commande de la cascade redresseur triphasé à trois niveaux à MLI –onduleur triphasé à trois niveaux application à la conduite d'une MSAP ", Thèse de Magister ENP, Alger 2000.
- [12] M.S.Boucherit, "Sur l'application de l'automatique moderne dans la commande des machines électriques". Thèse de Doctorat d'Etat. ENP , 1995.
- [13] M.S.Boucherit, **A.Boumediène**, L.Nezli, N.K.M'Sirdi, W.Koczara, " Etude des performances du réglage d'état appliqué à une machine synchrone autopilotée alimentée en tension "; Journal of Technology , Mach 1995, Vol.1.Ed, Ecole Nationale Polytechnique International Publication.
- [14] M.S.Boucherit, **A.Boumediène**, L.Nezli, N.K.M'Sirdi, " Synthèse sur la commande par retour d'état d'une machine synchrone autopilotée alimentée en tension "; Journal of Technology , Série B, Vol 11, N°1 1995, Ed, Ecole Nationale Polytechnique International Publication.
- [15] M.S.Boucherit, **A.Boumediène**, L.Nezli, N.K.M'Sirdi, " Réglage par retour d'état avec adaptation des paramètres d'une machine synchrone autopilotée alimentée en tension "; JTEA'96, Hammamet, Tunisie, Nov 1996.
- [16] M.S.Boucherit,**A.Boumediène**,L.Nezli, N.K.M'Sirdi, " Sur la commande numérique des machines synchrones autopilotées alimentées en tension ", 2<sup>ème</sup> Journées Scientifiques et Techniques de l'INH BOUMERDES, Algérie 05-06 Mai 1997.
- [17] M.S.Boucherit, **A.Boumediène**, L.Nezli, N.K.M'Sirdi, "Réglage par retour d'état échantillonné d'un variateur de vitesse"; First ARAB MECHANICS CONGRESS , DAMASCUS, SYRIA , 1-3 June 1997.
- [18] M.S.Boucherit, **A.Boumediène**, L.Nezli, N.K.M'Sirdi, " Commandes d'une machines synchrone ; Etude comparative ", 37<sup>ème</sup> semaine scientifique de l'université de DAMAAS, SYRIE, janvier 1998.
- [19] F.Boudjema, "Commande par mode de glissement: Application aux convertisseurs électriques". Thèse de Doctorat de l'Université Paul Sabatier de Toulouse. Mai, 1991.
- [20] F.Boudjema, A.Benchaib, A.Rachid, "Backstepping approach for nonlinear sliding mode control of an induction motor", International Journal ELECTROMOTION Vol.5, N°1, January-March 1998, Roumania.
- [21] B.K.Bose," Modern power electronics and AC drives", Prentice-Hall PTR 2002.
- [22] A. Bouhassoun, "Contribution à la commande par mode de glissement d'une machine synchrone à aimants permanents avec pilotage vectorielle", Thèse de Magister, ENP, 1998.
- [23] **A.Boumediène**, L.Nezli, M.S.Boucherit, " Etude par simulation du réglage par retour d'état d'une machine synchrone autopilotée alimentée en tension "; JTEA'94, Hammamet, Tunisie, Nov 1994.
- [24] **A.Boumediène**, L.Nezli, M.S.Boucherit, " Réglage numérique par retour d'état d'une machine synchrone autopilotée alimentée en tension "; CMSES'94, Skikda, Mai 1994.
- [25] **A.Boumediène**; " Etude par simulation du réglage par retour d'état échantillonné d'une machine synchrone autopilotée alimentée en tension "; Thèse de Magister, ENP, Alger, 1994.

- [26] **A.Boumédiène**, L.Nezli, M.S.Boucherit, " Adaptation des paramètres du réglage d'état échantillonné d'une machine synchrone autopilotée alimentée en tension "; ICSS'94, International Conf on signals & systems, Alger, Sept 1994.
- [27] **A.Boumédiène**, M.S.Boucherit, F.Boudjema; " Application du réglage d'état partiel à une machine synchrone autopilotée alimentée en tension"; 3ème Séminaire International sur la Physique Energétique, Béchar, Nov 1996.
- [28] **A.Boumédiène**, M.S.Boucherit, F.Boudjema; " Application du réglage d'état partiel à une machine synchrone autopilotée alimentée par un onduleur de tension MLI "; 2<sup>ème</sup> conférence maghrébine sur l'automatique, l'électrotechnique et l'électronique industrielle, Tlemcen décembre 1996.
- [29] **A.Boumédiène**, M.S.Boucherit, F.Boudjema " Etude comparative du réglage d'état et par mode glissant d'un variateur de vitesse synchrone" , SIPE 5 , 7 au 9 nov 2000, 5ème Séminaire International sur la Physique Energétique, Béchar.
- [30] **A.Boumédiène**, M.S.Boucherit, F.Boudjema " Application du réglage par backstepping non linéaire à une machine synchrone à aimants permanents alimentée en tension avec pilotage vectoriel ", CIGE '04 le 03 au 05 octobre 2004, Béchar.
- [31] **A.Boumédiène**, M.S.Boucherit, F.Boudjema," Association de la méthode par backstepping au réglage par mode glissant non linéaire à une machine synchrone à aimants permanents alimentée en tension avec pilotage vectoriel ", CIGE '04 le 03 au 05 octobre 2004, Béchar.
- [32] **A.Boumédiène**, M.S.Boucherit, F.Boudjema , " Association de l'approche par backstepping au réglage par mode glissant non linéaire multivariable à une machine synchrone à aimants permanents alimentée en tension", CNGE '04 le 29/11 au 01/12 2004, Tiaret .
- [33] **A.Boumédiène**, M.S.Boucherit, F.Boudjema; "A robustness comparative study of several types of speed controllers with the kind based on backstepping for PMSM control fed by a three-level voltage source inverter ", International Review of Electrical Engineering, August 2007.
- [34] **A.Boumédiène**, M.S.Boucherit, F.Boudjema, "A robustness comparative study of the backstepping and the combined backstepping and sliding mode design technique for PMSM control fed by a three-level voltage source inverter", Serbian Journal of Electrical Engineering.(Soumis)
- [35] **A.Boumédiène**, M.S.Boucherit, F.Boudjema, "A robustness comparative study of integral backstepping and nonlinear sliding mode for PMSM control fed by a three-level voltage source inverter", The Mediterranean Journal of Measurement and Control. (Soumis)
- [36] H. Bühler. "Réglages échantillonnés;Vol.1 Traitement par la transformation en Z", Presses Polytechniques Romandes, 1983.
- [37] H. Bühler, "Réglages échantillonnés; Vol.2: Traitement dans l'espace d'état", Presses Polytechniques Romandes, 1984.
- [38] H. Bühler, "Réglage par mode de glissement". Presses Polytechniques Romandes, 1986.
- [39] H. Bühler, "Conception des systèmes automatiques". Presses Polytechniques Romandes, 1988.
- [40] R.A. De Carlo, S.H. Zak and G.F. Mathiows, "Variable structure control of nonlinear multivariable systems : A tutorial", Proc. IEEE. Vol, 76, N° 3, pp. 409-415.
- [41] C.M. Dorling and A.S. Zinober, "Two approaches to hyperplane design in multivariable variable structure systems control", I.J.C. N°44, pp. 65-82, 1986.
- [42] Y. Dote, "Application of modern control techniques to motors control", Proc. IEEE, Vol, 76, N° 4, pp. 438-454, 1988.
- [43] S. Drakunov, V. Utkin, "On discret-time sliding modes", IFAC nonlinear control systems Design, Capri. pp. 273-279, Italy, 1989.
- [44] S. Drakunov, V. Utkin. "Sliding mode control in dynamic systems", I.J.C. . Vol. 55. N°4. pp 1029-1037, 1992.
- [45] S. Drakunov, V. Utkin. "Sliding mode observers. Tutorial". IEEE Proceeding of 34th CDC. 07803-2685-7/95. New Orleans. December, 1995.
- [46] H.Ebrahimirad, S.Vaez-Zadeh, M.Jalili-Kharaajoo, "Robust sliding mode control applied to speed control of PM synchronous motors", Control Appl 2003, CCA 2003. Proc of 2003 IEEE Conf on, Volume: 1, June 2003.
- [47] M.Fadel, "Lois de commande d'une machine synchrone associée à un onduleur de tension M.L.I: commande modale avec observateur de flux, commande auto-adaptative", Thèse de Doctorat, INPL, Toulouse, France, 1988.
- [48] A.F. Filippov, "Differential equations with discontinuous right-hand side", Matematicheskii Sbornik, Vol. 51, N° 1, pp. 99-128, 1960.
- [49] A.I. Fossard, "Commande à structure variable", Système de Régulation, Collaboration Automatique. Ed.

Masson, 1996.

[50] A. Freidland, "Control system design, an introduction to state space model", Ed Mc Grow-Hill Book Company, 1972.

[51] K. Furuta, "Sliding mode control of a discrete system", *Systems-Controlletters*, N°14, pp. 145-152, 1990.

[52] W. Gao, I.C. Hung. "Variable structure control system", *IEEE Trans. Ind. Elec.* Vol.40, N° 1. pp 45-55. February. 1993.

[53] W. Gao, "Discrete-time variable structure control systems", *IEEE Trans. Ind. Elect.* Vol. 42, N° 2, pp. 117-122. Canada, 1995.

[54] A.Gayed, "Contribution à la commande par mode de glissement d'une machine synchrone à aimants permanents", Thèse de Doctorat de l'Université de Nantes. Mai, 1996.

[55] Glumineau, A.; Hamy, M.; Lanier, C.; Moog, C.H.; " Speed drive of a synchronous motor via sliding modes control", *Variable Speed Drives and Motion Control*, IEE Colloquium on , 4 Nov 1992.

[56] J.C.Gille, " Systèmes asservis non linéaires", Ed Dunod, 1988.

[57] A.Golea, N.Golea, M.Kadjoudj, N.Benounnes, "Computer-aided design of sliding mode control of permanent magnet synchronous motors ", *Computer Aided Control System Design*, 1999. Proceedings of the 1999 IEEE International Symposium on, 22-27 Aug. 1999

[58] S.Halasz, " Voltage spectra of three-level inverters "; *Industrial Electronics*, 2003. ISIE '03. 2003 IEEE International Symposium on, Volume: 1, 9-11 June 2003

[59] F. Harashima, H. Hashimoto and S. Kondo, "MOSFET converter fed position servo system with sliding mode control", *IEEE Trans. Ind. Appl.* Vol. 32, N° 3, pp. 238-244, 1985.

[60] H. Hashimoto, K. Maruyama, Y. Arai, F. Harashima, "Practical realisation of VSS controllers for robotic arm", *IEEE IECON*, pp. 34-40, 1986.

[61] H. Hashimoto, H. Yamamoto, S. Yanagizawa and F. Harashima, " Brushless servo motor control using variable structure approach", *IEEE Trans. Ind. Appl.* Vol. 24, N° 1, pp. 160170, 1988.

[62] J.Y. Hung, W. Gao, J.C. Hung, " Variable structure control: A Survey", *IEEE Trans. Ind. Elec.* Vol.40, N° 1. pp 2-22. February. 1993.

[63] B.Idris, M.Benalegue, H.Mostefai, " Systèmes asservis non linéaires", Ed Lamine, Alger, Algérie 2003

[64] A. Isidori. " Nonlinear control systems", 3rd Ed. Springer Verlag. Comm. & Contr. Eng Series, 1995.

[65] M.Kadjoudj, M.E.H.Benbouzid, R.Abdessemmed, C.Ghennai, " A robust hybrid current control for permanent magnet synchronous motor drive "; *Industrial Electronics Society*, 2001. IECON '01. The 27th Annual Conference of the IEEE, Volume: 3, 29 Nov.-2 Dec. 2001

[66] Kyeong-Hwa Kim, Myung-Joong Youn, "A nonlinear speed control for a PM synchronous motor using a simple disturbance estimation technique", *Industrial Electronics*, *IEEE Trans on* , Volume: 49 , Issue: 3 , June 2002.

[67] L. Kanellakopoulos, P. Kokotović, A. Morse, "A toolkit for nonlinear feedback design", *Systems & control Letters*, vol.18, pp. 83-92, 1992.

[68] L. Kanellakopoulos, P. T. Krein, "Integral-action nonlinear control of induction motors", *Proceedings of the 12th IFAC World Congress*, pp. 251-254, Sydney, Australia, July 1993.

[69] M. Krstic, I. Kanellakopoulos, P. Kokotovic, "Nonlinear and Adaptive Control Design", John Wiley & Sons, 1995.

[70] J.S.Lai, F.Heng peng, " Multilevel converters .A new Breed of power conveters", *IEEE Transaction on Industry Application* vol 32 n°3 May/June 1996.

[71] Y.D. Landau, "Adaptive control, the model reference approach", Marcel Dekker, New York, Basel, 1979.

[72] Zongtao.Lu, "Study of several problems in nonlinear control by backstepping", Master of science thesis in control engineering, Lakehead University, Thunder Bay, Ontario. Nov 2005, Canada.

[73] M.Maaziz, "Commande prédictive de systèmes non linéaires : application à la commande de machines asynchrone", Thèse Doctorat ORSAY, 2000, Paris.

[74] N.Madani, M.F.Benkhoris, S.Siala, M.O.Mahmoudi, "Sliding mode control of an asynchronous motor drive, *Power Electronics and Variable Speed Drives*", 1998. Seventh International Conference on IEE Conf. Publ. No. 456, 21-23 Sept. 1998.

[75] L. T . May-win, E.A Mizawa, "Comparison of the sliding observer to several state estimation using a rotational inverted pendulum", *IEEE Proceeding of 34th CDC.* 078032685-7/95. New Orleans. December, 1995.

[76] D. Milozavljevic, "General conditions for existence of quasi sliding mode on the switching hyperplane in the discrete VSS", *Automat Remote Control*, Vol. 46, pp. 307-314, 1985.

[77] E.A. Mizawa, "Nonlinear observer: A state-of-the-art Survey". *Transactions of the ASME.* 344/Vol.111. September 1989.

- [78] A.Nabae,Takahashi, H.Akagi, "A new neutral point clamped PWM inverter", IEEE Trans. Industry Applications, vol IA-17,n°5, sept.1981
- [79] L. Nezli, A. Kerboua, A. Abimouloud, **A.Boumédiène** and M.S. Boucherit, "Commande par mode de glissement d'une machine synchrone autopilotée". Conférence Internationale, Signaux, Systèmes, et Automatique, SSA'2, Blida, 10-12 Mai 1999.
- [80] L. Nezli, A. Kerboua, A. Abimouloud, **A.Boumédiène** and M.S. Boucherit, "Commande par mode de glissement d'une machine synchrone autopilotée alimentée en tension, Performances et Robustesse", SMAPDIMA '99, Annaba, Octobre 1999.
- [81] J. O'reilly, "Observer for linear systems", London Academic Press, 1983.
- [82] R.B. Potts, and X. Yu, "Analysis of discrete variable structure system with pseudo-sliding mode", Int. Jour. Syst. Science. N° 23, pp. 503-516, 1992.
- [83] W.Perruquetti, J.P.Barbot, "Sliding mode control in engineering"; Ed Marcel Dekker, Inc; 2002, New York, USA.
- [84]M.A.Rahman, D.M.Vilathgamuwa, M.N.Uddin, King-Jet Tseng, " Nonlinear control of interior permanent-magnet synchronous motor ", Industry Applications, IEEE Trans on , Vol 39 , Issue: 2 , March-April 2003
- [85] B. Robyns, "Commande numérique des moteurs synchrones et asynchrones", Séminaire sur les entraînements à vitesse variable, Rabat, 1992.
- [86] B. Robyns, "Commandes numériques évoluées d'actionneurs à courant alternatif". Thèse de Doctorat de l'Université Catholique de Louvain. Décembre, 1993.
- [87] A. Sabanovic and D.B. Iozimov, "Application of sliding modes to induction motor control", IEEE Trans. Ind. Appl. Vol. IA 13, N° 1, pp. 41, 1981.
- [88] A. Sabanovic, F. Bilalovic, "Sliding mode control of AC drive", IEEE Trans. Ind. Appl. Vol. 25, N°1, pp. 70-75, 1989.
- [89] A. Saberi, P. Kokotović, H. Sussmann, "Global stabilization of partially linear composite systems", Society for Industrial and Applied Mathematics, Journal of Control Optimization, vol. 28, pp. 1491-1503, 1990
- [90] S.Z. Sarpturk, Y. Istefanopulos, "On the stability of discrete-time sliding mode control systems", IEEE Trans. Auto. Contr. Vol. AC 32, , pp. 930-932,1987.
- [91] P .C. Sen, "Electrique motor drive and control-past, present and future", IEEE, Trans. Ind. Elect. Vo137, N° 6, 1990.
- [92] H. Sira-Ramirez, "Nonlinear discret variable structure systems in quasi-sliding mode", I.J.C. N°54, pp. 1171-1187, 1991.
- [93] J.J. Slotine, "Sliding controller design for nonlinear systems". I.J.C. Vol. 4. N° 2. pp 421434, 1984.
- [94] J.J. Slotine, J.K. Hedrick, E.A. Mizawa, "On sliding observer for nonlinear systems", Jour. Dynam. Syst. Measur. Contr., Vol 109/245, 1987.
- [95] J.J. Slotine, " Applied nonlinear control". Englewood Cliffs. NJ. Printice Hall, 1991.
- [96] G.Sturtzer, E.Smigiel, "Modélisation et commandes des moteurs triphasés", Ellipse edition marketing S.A., Paris, 2000.
- [97] Y.Tan, J.Chang, H.Tan, J.H, Integral backstepping and experimental implementation for motion system, Proc of the 2000 IEEE conf on control applications, Anchorage, Alaska, USA, sept 25-27 2000.
- [98] S.G.Tzafestas, G.G.Rigatos, "Design and stability analysis of new sliding-mod fuzzy logic controller of reduce complexity", Machine Intelligence & Robotic Control, Vol.1, N°.1, 27-41, 1999.
- [99] V. Utkin, "Variable structure systems with sliding modes: A survey Paper", IEEE Trans. Auto. Contr. Vol. AC-22. N° 2. pp 212-222. April, 1977.
- [100] V. Utkin, "Sliding mode control design principles and applications to electric drives". IEEE Trans. Ind. Elec. Vol.40, N° 1. pp 23-36. February. 1993.
- [101] P. Vas, "Vector control of AC machines", Oxford Science Publication, 1990.
- [102] P. Vas, W. Drury, "Electrical machines and drives: present and future", IEEE, Vol. 31, pp. 67-73, 1996.
- [103] M.Vilathgamuwa, M.A.Rahman, K.J.Tseng, " Nonlinear control of interior permanent magnet synchronous motor "; Industry Applications Conference, 2000. Conf Record of the 2000 IEEE, Volume: 2, 8-12 Oct. 2000.
- [104] K.K. Young, "Controller design a manipulator using theory of variable structure systems", IEEE Trans. Syst. Man. Cyber. Vol. SMC-8, N°2, 1978.