

14/99

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE.

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET  
DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE.



ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE  
DER de Génie Electrique & Informatique

**PROJET DE FIN D'ETUDES**



En vue d'obtention du diplôme  
d'Ingénieur d'Etat en Automatique

**THEME**

**Commande et Observateur à Mode  
Glissant Flou d'une Machine  
Asynchrone**

Proposé & Dirigé par :

Mr : F. BOUDJEMA  
Mr : D. BOUKHETALA

Etudié par :

M. MEHDAOUI  
M. N. DAHIA

Promotion juin 1999  
E.N.P 10, Avenue Hassen Badi, 16200 El-Harrach, Alger.

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE.

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET  
DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE.



ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE  
DER de Génie Electrique & Informatique

PROJET DE FIN D'ETUDES

المكتبة — المكتبة  
BIBLIOTHEQUE — المكتبة  
Ecole Nationale Polytechnique

En vue d'obtention du diplôme  
d'Ingénieur d'Etat en Automatique

THEME

**Commande et Observateur à Mode  
Glissant Flou d'une Machine  
Asynchrone**

Proposé & Dirigé par :

Mr : F. BOUDJEMA  
Mr : D. BOUKHETALA

Etudié par :

M. MEHDAOUI  
M. N. DAHIA

Promotion juin 1999

E.N.P 10, Avenue Hassen Badi, 16200 El-Harrach, Alger.

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
BIBLIOTHEQUE — مكتبة  
Ecole Nationale Polytechnique



في هذه المذكرة قمنا بالنمذجة، والتحليل والتحكم لمحرك غير تزامني وقد اقترحنا طريقتين للتحكم، تعتمد الأولى على نظرية الأنظمة ذات البنى المتغيرة في نمط الإنزلاق، أما الأخرى، فتستعمل مفاهيم المنطق الغامض. هدفنا من خلال ذلك هو إيصال السرعة والتدفق إلى القيمة المرادة. التحكم بواسطة المنطق الغامض إستعملت فيه مبادئ وجود النماذج المترلقة، وذلك بدون إستعمال النموذج الرياضي للمحرك. وبما أنه في الواقع لا نستطيع قياس التدفق بسهولة فإننا استعملنا لهذا الغرض، نوعين من الرواصد غير الخطية أولهما راصد ذو نموذج الإنزلاق والآخر ذو نموذج مبني على المنطق الغامض المستعمل لمفهوم النماذج المترلقة. بالإضافة إلى هذا قمنا بتقديم العلاقة الرياضية لقانون التحكم بالمنطق الغامض وأخيرا تطرقنا إلى دراسة استقرار النظام المتحكم فيه بإستعمال (نظرية لياونوف) مع عرض نتائج المحاكات العددية واختبار صمود التحكم والرواصد ازاء تغير العوامل والإضطرابات الخارجية.

**كلمات مفتاحية :** النماذج المترلقة، المنطق الغامض، راصد، محرك لا تزامني، استقرار، نظرية " لياونوف " للاستقرار.

#### **Abstract:**

This work deals with the cascade control of an induction motor using two techniques, a classical sliding mode control and a fuzzy sliding mode control. A fuzzy logic controller based on sliding mode existence condition is synthesized in order to regulate the flux rotor and speed variable. Since in real tasks, there is a difficulty to measure a flux rotor, two observers have been proposed. One of them is a sliding mode observer based on the backstepping procedure. the other, is a fuzzy sliding mode observer. In addition, an analytical form of a proposed fuzzy sliding mode controller is obtained. Moreover, a proof of stability of the whole system controller-observer is achieved with the use of "Lyapunov" theory. The simulation results show that the proposed control system is robust to parametric variations and external disturbances.

**Keywords :** Sliding mode control, Fuzzy sliding mode control, Observer, Induction motor, Stability, Lyapunov stability theory.

#### **Résumé :**

Ce travail traite la commande en cascade d'une machine asynchrone en utilisant deux techniques, le mode de glissement classique et le mode glissant à logique floue. Une commande par la logique floue basée sur la condition d'existence des modes glissants a été proposée afin de réguler le flux rotorique et la vitesse. Comme en pratique, la mesure du flux rotorique est difficile, on a proposé deux observateurs, l'un par mode de glissement basé sur la procédure du backstepping et l'autre par mode glissant à logique floue. De plus, nous avons pu déterminer la forme analytique de la loi de commande du régulateur flou-glissant. Ainsi, nous avons pu démontrer la stabilité du système global régulateur-observateur, en utilisant l'approche de Lyapunov. Les résultats numériques montrent la robustesse du régulateur proposé vis à vis des variations paramétriques et des perturbations.

**Mots clés :** Mode de glissement, mode glissant à logique floue, Observateur, Machine asynchrone, Stabilité, Approche de Lyapunov.

المكتبة — المكتبة  
المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
BIBLIOTHEQUE — المكتبة  
Ecole Nationale Polytechnique

# « DÉDICACES »

*A* mes très chères mères, qu'elles reçoivent le témoignage de ma profonde affection.

*A* la mémoire de mon père et mon grand père.

*A* mes frères et sœurs.

*A* mes tantes et oncles.

*A* toute ma famille.

*A* mon binôme Mohamed.

*A* Abdelhafid et Boukhari.

*A* tous mes amis.

*A* tous ceux que j'aime.

*Je dédie ce modeste travail.*

*Mohamed Nabil.*



## « DÉDICACES »

*A* mes inestimables Parents avec toute mon affection et toute ma reconnaissance.

*A* ma très chère grand-mère, qu'elle reçoive toute ma gratitude.

*A* mon cher oncle Abdelmalek et sa famille.

*A* mes frères et sœurs.

*A* Abderahmane et Djailil.

*A* Amel et Fatiha.

*A* mon binôme Mohamed Nabil et tous mes amis.

*A* toute la famille MEHDAOUL.

*A* la famille SEDDINI.

*A* la famille BENACER.

*A* tous ceux que j'aime.

*A* Vous.

*Je dédie ce modeste travail.*

*Mohamed.*

## AVANT-PROPOS

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
BIBLIOTHEQUE — المكتبة  
Ecole Nationale Polytechnique

Lorsqu'une thèse s'achève, un désir s'empare de nous afin de remercier chacune des personnes dont la contribution a permis à ce travail de voir le jour.

Nous aimerions tout d'abord adresser nos vifs remerciements à nos deux promoteurs Mr **F. BOUDJEMA** et Mr **D. BOUKHATALA** qui ont accepté de nous encadrer et guider nos travaux jusqu'à la réalisation de ce mémoire. Qu'ils trouvent ici l'expression de notre profonde gratitude.

Nous tenons également à remercier Messieurs les membres du jury qui nous ont fait l'honneur de juger ce travail.

Nous remercions Messieurs **M. TADJINE**, **Z. TIDJANI**, pour la discussion entreprise avec eux sur le sujet et qui nous ont été d'un apport appréciable à l'amélioration de ce travail.

Notre sincère reconnaissance à nos parents qui nous ont aidés, soutenus et encouragés durant toutes nos études.

Que tous les enseignants qui ont contribué à notre formation trouvent ici notre sincère gratitude.

Nous ne manquerons pas de saluer et remercier nos amis de l'école qui étaient toujours présents quand nous avons besoin d'eux et ce, malgré leurs occupations :

**A. MEZOUAR, M. LARABI, A. KERBOUA, F. NABI, A. DAHIA, I. KESSI.**

Finalement, nous remercions tous ceux qui nous ont accompagné durant ces années de difficile labeur et particulièrement ceux dont nous avons pu apprécier l'esprit d'amicale entraide. Nous citerons : **Abdelkader, Akram, Abdelhadi, Aziz, Yacine, Ismail, Kamel, Mustapha, Amine, Kassem, Moussa, Mohamed, Rachid, Azeddine, Abdelrazak, Karim, Ammar.**

*« Votre ami est celui qui répond à vos besoin. Il est champ que vous ensemencez avec amour et moissonnez avec reconnaissance. Et il est votre table et votre foyer. Car vous venez à lui avec votre faim, et vous le recherchez pour obtenir la paix. »*

**Khalil Gibran . Le Prophète.**

# TABLE DES MATIERES

## INTRODUCTION GENERALE



## Chapitre I MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

Introduction.....	03
I.1 Hypothèses simplificatrices .....	03
I.2 Représentation de la machine dans l'espace électrique.....	03
I.3 Equations électriques de la machine asynchrone .....	03
I.4 Transformation de Park.....	04
I.5 Application de la transformation de Park à la M.AS.....	04
I.6 Objectifs de la commande et choix du vecteur d'état .....	05
I.7 Modèle de la machine dans le repère (d-q) .....	06
I.8 Equation mécanique.....	06
I.9 Référentiel lié au champ tournant avec orientation du flux rotorique.....	07
I.10 Equation d'état .....	07
I.11 Simulations numériques et interprétations.....	08
I.12 Conclusion.....	09

## Chapitre II COMMANDE ET OBSERVATION PAR MODE DE GLISSEMENT-APPLICATION A LA M.AS

Introduction.....	12
II.1 Configuration de base pour les systèmes à structure variable .....	12
II.2 Définitions.....	13
<i>Surface de glissement</i> .....	13
<i>Mode de convergence</i> .....	13
<i>Régime ou mode de glissement</i> .....	13
<i>Régime permanent</i> .....	13
II.3 Principe de la commande par mode de glissement .....	13
II.4 Conception de la commande par mode de glissement.....	13
<i>Choix d'une surface de glissement</i> .....	14
<i>Etablissement des conditions d'existence du mode de glissement</i> .....	14
<i>Le calcul de la commande</i> .....	15
II.5 Expression analytique de la commande .....	15
II.6 Phénomène du chattering.....	16
II.7 Application de la commande par mode de glissement à la M.AS .....	17
II.7.1 Choix des surfaces.....	19
II.7.2 L'expression des commandes .....	19
II.8 Résultats de simulations et interprétations .....	20



II.9 Observateur à mode glissant basé sur la méthode du Backstepping .....	25
Introduction .....	25
II.9.1 Méthode du Backstepping .....	25
II.9.1.1 Système mono-entrée .....	25
II.9.1.2 Extension au cas multi-entrée .....	29
II.9.1.3 Détermination des fonctions $\Psi_i(\eta)$ et $V_i(\eta_i)$ .....	31
II.9.2 Modèle de l'observateur .....	33
II.9.3 Synthèse de l'observateur par la méthode du backstepping .....	33
II.9.4 Stabilisation du système augmenté .....	37
II.10 Résultats de simulations et interprétations .....	38
II.11 Conclusion .....	38



## Chapitre III      COMMANDE FLOUE-MODE DE GLISSEMENT APPLICATIONS A LA M.AS

Introduction .....	43
III.1 Principe fondamental de la logique floue .....	44
III.2 Rappelles des principes de la logique floue .....	45
III.2.1 Endemples flous .....	45
III.2.2 Opeération ensembliste élémentaire .....	46
III.2.3 Variables linguistiques et ensembles flous .....	47
III.2.4 Fonction d'appartenanceSurface de glissement .....	48
III.2.5 Implication floue.....	49
III.2.6 Logique floue et raisonnement approche .....	50
III.3 controleur flou .....	51
III.4 Stratégie de fuzzification.....	52
III.5 Base de données .....	52
III.6 Base de règle.....	53
III.7 Logique de prise de décision .....	53
III.7.1Mécanisme d'inférence .....	53
III.7.2 Contrôleur de type Mamdani.....	54
III.7.3 Contrôleur de type Larsen .....	54
III.7.4 Contrôleur de type Zadeh .....	54
III.8 Défuzzification .....	55
III.8.1 Méthode du maximum .....	56
III.8.2 Méthode de la moyenne .....	56
III.8.3 Méthode du centre de gravité.....	56
III.8.4 Méthode des hauteurs pondérés.....	56
III.9 Les avantages et les inconvénients des contrôleurs flous.....	57
III.10 Conclusion .....	57
III.11 Application de la commande à la M.AS .....	58
III.12 Description du contrôleur flou-glissant .....	58
III.12.1Loi de commande .....	59
III.12.2 Implémentation .....	61
III.13 Simulations et interprétations .....	61
III.14 conclusion .....	62

## Chapitre IV

### OBSERVATEUR FLOU-GLISSANT

Introduction .....	67
IV.1 Observateur flou-glissant .....	68
<i>Modèle de la M.AS</i> .....	68
<i>Modèle de l'observateur</i> .....	68
<i>Synthèse des surfaces de glissement</i> .....	68
IV.2 Résultats de simulations et interprétations .....	74
IV.3 Conclusion .....	74



## Chapitre V

### ETUDE DE LA STABILITE GLOBALE

Introduction .....	79
V.1 Description de la loi de commande (La forme analytique de la commande).....	80
V.1.1 description du régulateur flou-glissant.....	80
V.1.2 Implication flou-glissant .....	81
V.1.3 Defuzzyfication.....	85
V.1.4 Propriétés .....	87
V.1.5 Choix des gains de normalisation .....	88
V.2 Analyse de stabilité.....	88

## CONCLUSION GENERALE

# Notations



- $a, b, c$  : Indices correspondants aux trois phases "a", "b", "c".
- $S, R$  : Indices correspondants aux stator et rotor.
- $d, q$  : Axes correspondants au référentiel lié au champ tournant.
- $L_S, L_R$  : Inductance cycliques statorique et rotorique par phase.
- $R_S, R_R$  : Résistance d'enroulement statorique et rotorique par phase.
- $M$  : Inductance mutuelle propre.
- $T_S, T_R$  : Constantes de champ statorique et rotorique.
- $\sigma$  : Coefficient de fuite total.
- $P$  : Nombre de paires de pôles.
- $C_{em}$  : Couple électromagnétique.
- $C_r$  : Couple résistant.
- $j$  : Moment d'inertie de la partie tournante.
- $K_f$  : coefficient de frottement.
- $\theta_S, \theta_R$  : Angles électriques statorique et rotorique.
- $\omega_S, \Omega$  : Vitesse angulaire électrique et rotorique.
- $\Phi_{dr}, \Phi_{qr}$  : Flux rotorique dans l'espace de Park.
- $i_{ds}, i_{qs}$  : Courant statorique dans l'espace de Park.
- $V_{ds}, V_{qs}$  : tension statorique dans l'espace de Park.
- $S_i$  : Surface de glissement.
- $V_j(t)$  : Fonction de Lyapunov.
- $\Lambda_i$  : Gain de l'observateur.
- $\mu_{ij}(\cdot)$  : La  $i^{ème}$  fonction d'appartenance associée à la variable  $x_j$ .
- $G_i, K_i$  : Gains de normalisation.

Les autres symboles utilisés sont définis dans le texte.

# Table des figures



- I.1 : Représentation des enroulements de la machine asynchrone triphasée.
- I.2 : Représentation des enroulements fictifs d'axes 'd' et 'q'.
- II.1 : Configurations de base pour les systèmes à structures variables.
- II.2 : Représentation de la fonction Sign.
- II.3 : Représentation de la fonction SAT.
- II.4 : Mise en œuvre de l'algorithme de commande.
- II.9 : Représentation par schéma bloc du système.
- II.10 : Représentation par schéma bloc du système.
- II.11 : Représentation par schéma bloc du système.
- II.12 : Mise en œuvre de l'algorithme de commande.
- III.1 : Classification des personnes en trois ensembles selon la logique classique.
- III.2 : Classification des personnes en trois ensembles selon la logique floue.
- III.3 : Exemple de fonction caractéristique : Logique classique, logique floue.
- III.4 : Représentation graphique des vitesses floues.
- III.5 : Différentes formes pour les fonctions d'appartenances.
- III.6 : Schéma synoptique général d'un contrôleur flou.
- III.7 : Méthode d'inférence max-min pour deux variables d'entrée et deux règles.
- III.8 : Structure en cascade du réglage flou-glissant.
- III.9 : Les fonctions d'appartenances des différentes variables linguistiques.
- IV.2 : Structure de l'observateur à correction flou-glissant.
- V.1 : Les fonctions d'appartenances des différentes variables linguistiques.

# **CHAPITRE 0**

## **INTRODUCTION** **GENERALE**

*« Combien de royaumes nous ignorons ! »*

***Blaise Pascal***

---

## INTRODUCTION GENERALE

---

L'utilisation des machines à courant alternatif et plus particulièrement des machines asynchrones est de plus en plus répandue dans les milieux industriels. En effet, ces machines robustes et très économiques, associées à une commande vectorielle par orientation du flux permettent de réaliser un réglage similaire à celui des machines à courant continu. Cette combinaison assure l'indépendance du réglage du flux et de la vitesse. Mais, en revanche, elles présentent des difficultés inhérentes lors de leurs exploitations.

Les procédés classiques de commande pour la machine asynchrone reposent sur un modèle à paramètres constants. Or les variations de ces derniers et les non-linéarités très prononcées intervenant peuvent éloigner, de manière notable, la machine de son fonctionnement optimal.

Dans ce contexte, plusieurs approches de commandes robustes intègrent, lors de leur élaboration, les fluctuations paramétriques et les perturbations de charge injectées dans le processus. Elles ont été le fruit de plusieurs recherches. Cependant, dans la plus part des cas, elles consistent en l'analyse de la sensibilité paramétrique en vue de la synthèse d'algorithmes adaptatifs.

La théorie des systèmes à structures variables et les modes glissant est une technique de commande non linéaire. Elle est caractérisée par la discontinuité de la commande au passage par une surface de commutation. Toute réponse donc sur le choix approprié de cette surface, appelée encore surface de glissement.

Pour résoudre les problèmes de la technique précédente comme l'agitation de la commande, des nouvelles stratégies de commande basées sur l'expertise de l'opérateur ont été élaborées. Le point clef de ces nouvelles stratégies réside dans l'utilisation du calcul symbolique pour la modélisation de l'algorithme de commande. Cette méthodologie ouvre une nouvelle voie par l'utilisation d'heuristique. En remplaçant la modélisation des régulateurs par une loi de commande sophistiquée. Or des études faites ont montré que dans une boucle de régulation l'homme réagit comme un contrôleur robuste non linéaire dont les paramètres varient au cours du temps. Cette stratégie de commande humaine intégrée la connaissance du processus et l'indice de performance dont l'objectif de la commande.

Les bases de cette théorie généralisent la notion d'appartenance d'un objet à un ensemble donné. De plus les systèmes à base de logique floue sont apparentés aux systèmes experts. En ce sens qu'il s'appuie sur une base de connaissance et sur des règles de traitement de celle-ci (mode de raisonnement : inférences). Ainsi, un contrôleur flou peut être vu comme un système expert particulier ayant pour objectif de remplacer un opérateur qualifié dans son observation et son jugement. Il permet alors le traitement des idées humaines souvent incertaines.

Dans plusieurs cas, on ne dispose pas de toutes les grandeurs du système intervenant dans l'expression de la commande, à cause de la non disponibilité de la grandeur elle-même ou bien à cause du manque des dispositifs de mesures. De ce fait, l'utilisation des observateurs devient

nécessaire. L'observateur est un système dynamique auxiliaire qui reconstruit l'état du système. Conçu initialement pour le cas linéaire et ils sont étendus récemment au cas non-linéaire.

Donc le travail présenté propose la synthèse de lois de commandes non linéaires et plus précisément, une synthèse de deux stratégies de commande, la commande par mode de glissement et la commande floue, et de les appliquer à une machine asynchrone avec l'observation du flux rotorique. Les régulateurs dimensionnés, tout en gardant des coefficients constants, assurent des performances acceptables. En ce qui concerne ces coefficients, Il n'existe pas de directives précises pour leur dimensionnement. On est donc amené à faire appel à une simulation et à des modifications interactives, jusqu'à ce qu'à obtenir une solution convenable. Pour cela, il faut préalablement fixer les buts à atteindre.

Ce mémoire est organisé en cinq chapitres :

Le premier chapitre, a été consacré à l'élaboration analytique du modèle dynamique de la machine asynchrone. Le modèle ainsi obtenu sera utilisé pour donner au mieux une représentation permettant la simulation de la machine.

La technique des modes glissants avec une application sur la M.AS est développée dans le chapitre II, comme une deuxième partie on a abordé à l'étude et la synthèse d'un observateur glissant basé sur méthode du backstepping. La combinaison de la commande et cet observateur est appliqué. La faiblesse de cette commande apparaît au niveau de l'agitation de la commande. Pour palier cette insuffisance, on a été conduit vers la combinaison de cette technique avec d'autres commandes plus compétitives, C'est la commande floue.

Dans le troisième chapitre, On présente les bases mathématiques de cette technique et la méthodologie de contrôle, la combinaison de cette dernière avec le mode de glissement a été développée et appliquée sur la machine asynchrone.

Le quatrième chapitre est consacré à l'étude et la synthèse d'une nouvelle stratégie d'observation basée sur la logique floue assimilé à un réglage par mode de glissement. La combinaison de la deuxième approche de commande et de cet observateur est appliquée.

Dans le dernier chapitre, nous avons commencé par la présentation de la forme analytique de la loi de commande floue-glissante, et comme une deuxième partie nous avons étudié la stabilité du système globale ( M.AS + Observateur ).

Enfin, une conclusion générale et des perspectives de notre travail clôturent notre présent mémoire.

# **CHAPITRE I**

## **MODELISATION** **DE LA** **MACHINE ASYNCHRONE**

*« Il n'y a pas de problèmes, il n'y a que des solutions  
l'esprit de l'homme invente ensuite les problèmes »*

**Andre Gide**



## Introduction

Dans toutes les disciplines de l'Ingénieur, la modélisation tient une place importante, la compréhension et l'amélioration de tout fonctionnement passent nécessairement par cette phase.

Dans ce chapitre, on présente le modèle mathématique de la machine asynchrone. Cette machine fonctionne en moteur, dont les phases du stator sont alimentées par un réseau triphasé de tensions sinusoïdales à fréquence et amplitude constante ou par un onduleur de tension ou de courant à fréquence et à amplitude variable.

### I.1 Hypothèses simplificatrices

La modélisation de la machine asynchrone est faite en admettant que :

- l'additivité du flux;
- la constance des inductances propres;
- les inductances mutuelles entre enroulements statoriques et rotoriques varient selon une loi sinusoïdale en fonction de l'angle électrique entre leurs axes magnétiques.

soient vérifiées.

Ceux-ci n'étant possibles qu'en conséquences et moyennant certaines hypothèses.

On citera:

- l'entrefer constant;
- l'influence de l'effet de peau et de l'échauffement sur les caractéristiques est négligé;
- le circuit magnétique est non - saturé.

### I.2. Représentation de la machine dans l'espace électrique

La machine est représentée à la figure (I.1) par ces six enroulements dans l'espace électrique. L'angle  $\theta$  repère l'axe de la phase rotorique de référence  $R_a$  par rapport à l'axe fixe de la phase statorique  $S_a$ .

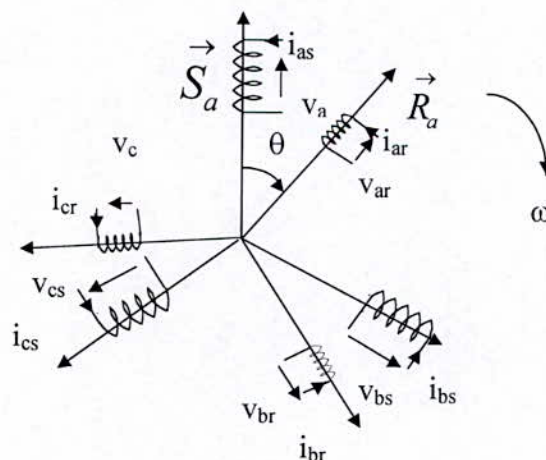


Fig.I.1 Représentation des enroulements de la machine asynchrone triphasée.

### I.3 Equations électriques de la machine asynchrone

En tenant compte de ces hypothèses, la machine est alors représentée par les équations des phases statoriques et rotoriques suivantes:

$$\begin{cases} [V_{Sabc}] = [R_s] [i_{Sabc}] + (d/dt) [\Phi_{Sabc}] \\ [V_{Rabc}] = [R_r] [i_{Rabc}] + (d/dt) [\Phi_{Rabc}] \end{cases} \quad (I-1)$$

Les expressions des flux en fonction des courants statoriques et rotoriques sont données par:

$$\begin{cases} [\Phi_{Sabc}] = [l_s] [i_{Sabc}] + [M_{SR}] [i_{Rabc}] \\ [\Phi_{Rabc}] = [l_r] [i_{Rabc}] + [M_{SR}]^T [i_{Sabc}] \end{cases} \quad (I-2)$$

avec:

$$[R_x] = \begin{bmatrix} R_x & 0 & 0 \\ 0 & R_x & 0 \\ 0 & 0 & R_x \end{bmatrix}, \quad [l_x] = \begin{bmatrix} l_x & M_x & M_x \\ M_x & l_x & M_x \\ M_x & M_x & l_x \end{bmatrix}, \quad x = s, r$$

et:

$$[M_{SR}] = M_{SR} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos\theta & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos\theta \end{bmatrix} \quad (I-3)$$

Il est clair que l'écriture de  $[V_{Sabc}]$ ,  $[V_{Rabc}]$  en fonction des courants conduit à un système d'équations dont les coefficients sont variables dans le temps, d'où la complexité de leur résolution.

Pour résoudre ce problème, on a recouru à la transformation de Park qui s'impose alors comme alternative dans le but d'obtenir un modèle équivalent plus simple à manipuler.

#### I.4 Transformation de Park

La transformation de Park fait projeter les enroulements d'axes a, b, et c sur deux axes fictifs d et q en quadrature. On obtient une machine diphasée équivalente à la machine triphasée équilibrée. Cette transformation est définie par la matrice de Park:

$$P(\theta_x) = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_x) & \cos(\theta_x - 2\pi/3) & \cos(\theta_x + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta_x) & -\sin(\theta_x - 2\pi/3) & -\sin(\theta_x + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix}$$

Les composantes relatives et réelles sont liées par:

$$[d \ q \ 0]_x^T = p(\theta_x) [a_x \ b_x \ c_x]^T, \quad x = s, r$$

### I.5 Application de la transformation de Park à la machine asynchrone

Une transformation de Park  $P(\theta_S)$  et  $P(\theta_R)$  appliquée au courant, tension, et flux, intervenant dans les équations I-1 et I-2 conduit au système d'équations à coefficients constants suivant:

$$\begin{cases} V_{dZ} = R_Z i_{dZ} + \left( \frac{d\Phi_{dZ}}{dt} \right) - \left( \frac{d\theta_Z}{dt} \right) \Phi_{qZ} \\ V_{qZ} = R_Z i_{qZ} + \left( \frac{d\Phi_{qZ}}{dt} \right) + \left( \frac{d\theta_Z}{dt} \right) \Phi_{dZ} \end{cases} \quad Z = R, S$$

$$\begin{cases} \Phi_{dS} = L_S i_{dS} + M i_{dR} \\ \Phi_{qS} = L_S i_{qS} + M i_{qR} \end{cases} \quad \text{avec} \quad \begin{cases} L_S = l_S - M_S \\ M = 3M_{SR} / 2 \end{cases} \quad (I-4)$$

$$\begin{cases} \Phi_{dR} = L_R i_{dR} + M i_{dS} \\ \Phi_{qR} = L_R i_{qR} + M i_{qS} \end{cases} \quad \text{avec} \quad \begin{cases} L_R = l_R - M_R \end{cases}$$

En posant :  $\omega_S = d\theta_S/dt$ ,  $\omega_R = d\theta_R/dt$  et  $\omega = d\theta/dt$ .  
de plus  $\omega_S - \omega_R = \omega = p\Omega$ .

La dernière relation montre que les vitesses angulaires du repère d-q par rapport aux repères statorique et rotorique liées rigidement à la vitesse angulaire du rotor  $\Omega$ , ne sont pas des grandeurs indépendantes.

La machine diphasée sera représentée dans l'espace électrique par la figure (I.2)

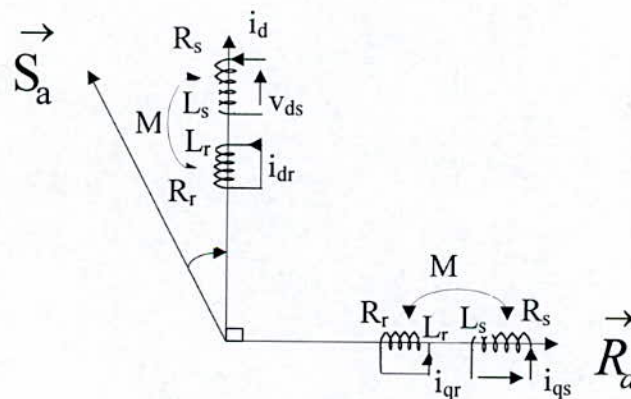


Fig. I.2. Représentation des enroulements fictifs d'axes 'd' et 'q'.

### I.6 Objectifs de la commande et choix du vecteur d'état

Le choix des sorties est d'une grande importance du fait qu'il est lié aux objectifs de commande. On désire commander la vitesse et assurer le contrôle du flux rotorique. Pour le modèle complet, la vitesse mécanique  $\Omega = \omega/p$  est une variable d'état. Pour les quatre variables électriques, les choix les plus courants sont :

$$x = (i_{ds}, i_{qs}, \Phi_{dR}, \Phi_{qR}, \omega)$$

$$x = (i_{ds}, i_{qs}, \Phi_{dS}, \Phi_{qS}, \omega)$$

$$x = (\Phi_{dR}, \Phi_{qR}, \Phi_{dS}, \Phi_{qS}, \omega)$$

$$x = (i_{ds}, i_{qs}, i_{dR}, i_{qR}, \omega)$$

Parmi ces choix possibles des variables d'état, on opte les courants statoriques du fait qu'ils sont mesurables, et le flux rotorique pour contrôler sa norme. Les tensions statoriques ( $V_{ds}$ ,  $V_{qs}$ ) et la vitesse du champ tournant ( $\omega_s$ ) sont les commandes du système.

### 1.7 Modèle de la machine dans le repère (d-q)

En manipulant les équations précédentes et avec le choix du vecteur d'état  $x = [i_{ds} \ i_{qs} \ \Phi_{dR} \ \Phi_{qR} \ \omega]^T$  et du vecteur de commande  $[V_{ds} \ V_{qs}]^T$ , on aboutit au modèle de la machine asynchrone alimentée en tension dans un repère (d-q) tournant à la vitesse synchrone  $\omega_s$ .

$$\begin{cases} \frac{di_{ds}}{dt} = -\left(\frac{1}{\sigma T_S} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_R}\right) i_{ds} + \omega_s i_{qs} + \frac{1-\sigma}{\sigma M T_R} \Phi_{dR} + \frac{1-\sigma}{\sigma M} \omega \Phi_{qR} + \frac{1}{\sigma L_S} V_{ds} \\ \frac{di_{qs}}{dt} = -\left(\frac{1}{\sigma T_S} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_R}\right) i_{qs} - \omega_s i_{ds} + \frac{1-\sigma}{\sigma M T_R} \Phi_{qR} - \frac{1-\sigma}{\sigma M} \omega \Phi_{dR} + \frac{1}{\sigma L_S} V_{qs} \end{cases} \quad (I-5)$$

$$\begin{cases} \frac{d\Phi_{dR}}{dt} = \frac{M}{T_R} i_{ds} - \frac{1}{T_R} \Phi_{dR} + (\omega_s - \omega) \Phi_{qR} \\ \frac{d\Phi_{qR}}{dt} = \frac{M}{T_R} i_{qs} - \frac{1}{T_R} \Phi_{qR} - (\omega_s - \omega) \Phi_{dR} \end{cases} \quad (I-6)$$

Avec:  $T_R = L_R / R_R$ ,  $T_S = L_S / R_S$ , et  $\sigma = 1 - (M^2 / L_S L_R)$ .

Qui peut être écrit sous forme condensée :

$$\dot{x} = f(x) + g(x) U$$

En prenant comme vecteur d'état:

$$x = [i_{ds} \ i_{qs} \ \Phi_{dR} \ \Phi_{qR}]^T \quad \text{et} \quad U = [V_{ds} \ V_{qs}]^T.$$

### 1.8 Equation mécanique

Afin d'obtenir le modèle complet de la machine, il faut tenir compte de l'équation mécanique. Sur la base du développement de l'équation de la puissance instantanée, on obtient l'expression du couple électromécanique:

$$C_{em} = \frac{pM}{L_R} (\Phi_{dR} i_{qs} - \Phi_{qR} i_{dR}) \quad (I-7)$$

D'autre part on dispose de l'expression:

$$C_{em} = J \frac{d(\omega / p)}{dt} + K_f (\omega / p) + C_R \quad (I-8)$$

On obtient la cinquième équation d'état suivante:

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{p^2 M}{J L_R} (\Phi_{dR} i_{qS} - \Phi_{qR} i_{dS}) - \frac{K_f}{J} \omega - \frac{p}{J} C_R \quad (I-9)$$

Où :  $C_R$  représente le couple résistant.

**Remarque:**

Un couplage apparaît entre les courants statoriques dans l'expression du couple électromagnétique. Par conséquent, le couple ne peut être contrôlé séparément du flux.

### I.9 Référentiel lié au champ tournant avec orientation du flux rotorique

Le choix convenable d'un référentiel mène à une expression du couple électromagnétique similaire à celle de la machine à courant continu à excitation séparée. Ce choix est celui lié au champ tournant. Il permet de contrôler le couple séparément du flux. Le flux peut être le flux statorique, rotorique, ou magnétisant.

Un référentiel lié au champ tournant se traduit par la relation :

- Orientation du flux statorique  
 $\Phi_{dS} = \Phi_S, \Phi_{qS} = 0;$
- Orientation du flux magnétisant:  
 $\Phi_{dM} = \Phi_M, \Phi_{qM} = 0;$
- Orientation du flux rotorique:  
 $\Phi_{dR} = \Phi_R, \Phi_{qR} = 0;$

Si le référentiel choisi est lié au champ tournant avec orientation du flux rotorique, le contrôle du flux est fait par le courant  $i_{dS}$  séparément de la vitesse par  $i_{qS}$ .

Une orientation parfaite du flux permet d'avoir :

$$\begin{cases} \frac{d\Phi_{dR}}{dt} = \frac{M}{T_R} i_{dS} - \frac{1}{T_R} \Phi_{dR} \\ 0 = \frac{M}{T_R} i_{qS} - (\omega_S - \omega) \Phi_{dR} \end{cases} \quad (I-10)$$

l'expression de  $\omega_S$  déduite est :

$$\omega_S = \omega + \frac{M}{T_R} \frac{i_{qS}}{\Phi_R} \quad (I-11)$$

### I.10 Equation d'état

A partir des équations I-5, I-6 et I-9 et avec la notation suivante :

$$x = (x_1, x_2, x_3, x_4, x_5) = (i_{ds}, i_{qs}, \Phi_{dR}, \Phi_{qR}, \omega)$$

on aboutit au système d'équations avec grandeurs réduites suivant avec :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -a_1 x_1 + b_1 x_3 + c_1 \omega_s x_2 + d_1 x_4 x_5 + e V_{ds} \\ \dot{x}_2 = -a_1 x_2 + b_1 x_4 - c_1 \omega_s x_1 - d_1 x_3 x_5 + e V_{qs} \\ \dot{x}_3 = -a_2 x_3 + b_2 x_1 + c_1 \omega_s x_4 - c_1 x_4 x_5 \\ \dot{x}_4 = -a_2 x_4 + b_2 x_2 - c_1 \omega_s x_3 + c_1 x_3 x_5 \\ \dot{x}_5 = -a_3 x_5 + d_3 x_2 x_3 - d_3 x_1 x_4 - f C_r \end{cases} \quad (I-12)$$

où :

$$\begin{aligned} a_1 &= (1/(\sigma \times T_S) + (1-\sigma)/(\sigma \times T_R)) \\ a_2 &= 1/T_R \\ a_3 &= K_f / j \\ b_1 &= ((1-\sigma)/(\sigma \times M \times T_R)) \times (\Phi_n / I_m) \\ b_2 &= M \times I_m / (T_R \times \Phi_n) \\ d_3 &= ((p \times p \times M)/(j \times L_R)) \times (I_m \times \Phi_n / \omega_n) \\ c_1 &= \omega_n \\ e &= V_m / (\sigma \times L_S \times I_m) \\ f &= p \times C_n / (j \times \omega_n) \end{aligned}$$

### I.11 Simulations numériques et interprétations

A partir du modèle d'état I-12, on effectue une simulation numérique, les grandeurs réelles sont déduites par application de la transformation inverse de Park. La machine est alimentée par un système de tensions triphasées équilibrées de valeur efficace de 220V. Le repère (d-q) est lié au champ tournant. On se contentera de présenter les courants statoriques, les flux rotoriques dans le repère (d-q), la norme du flux et la vitesse électrique du rotor par rapport au stator.

On effectue deux essais typiques :

1. Démarrage à vide de la machine asynchrone.
2. Démarrage à vide puis application d'une perturbation de charge nominale à  $t = 0.6s$ .

La machine est couplé directement au réseau.

Les résultats de simulation sont donnés aux figures I.3.a et I.3.b. Le démarrage sous pleine tension permet d'avoir un établissement à 0.54 s. D'autre part, on remarquera un fort appel des courants qui atteignent jusqu'à 80A.

L'introduction d'une charge provoque une diminution de la vitesse qui prend en régime établi la valeur 300 rd/s ( correspond à une erreur statique de 4.46%) qui se traduit par un glissement supplémentaire de la machine. Quand au courant  $i_{ds}$ , il subit une variation remarquable.

Les résultats de simulations sont présentés en grandeurs réelles.

## I.12 Conclusion

Dans cette partie « Modélisation de la Machine Asynchrone », on est arrivé à obtenir un modèle d'équation d'état de la M.AS qui nous servira tout au long de ce travail. On note que le modèle est non linéaire et fortement couplé.



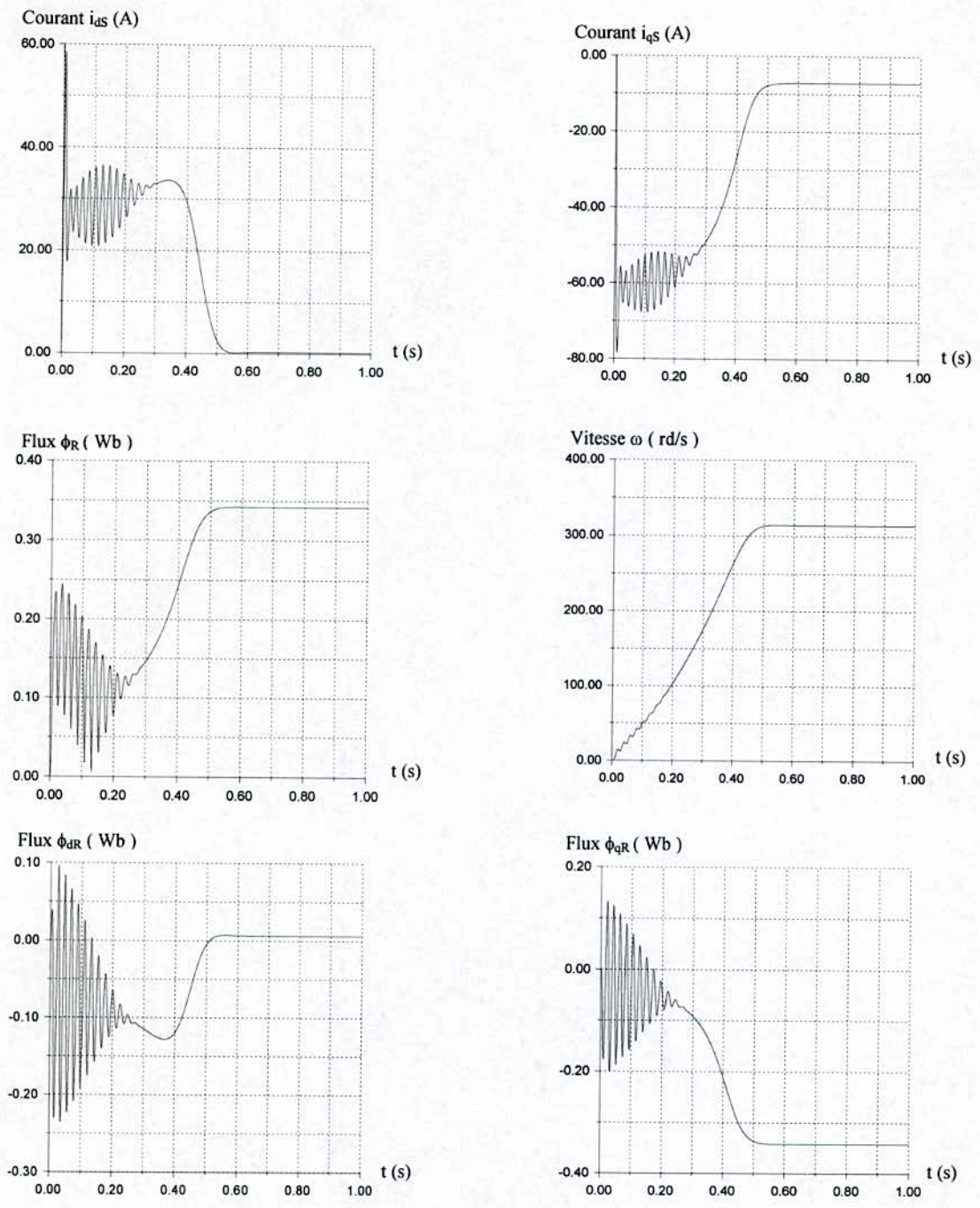
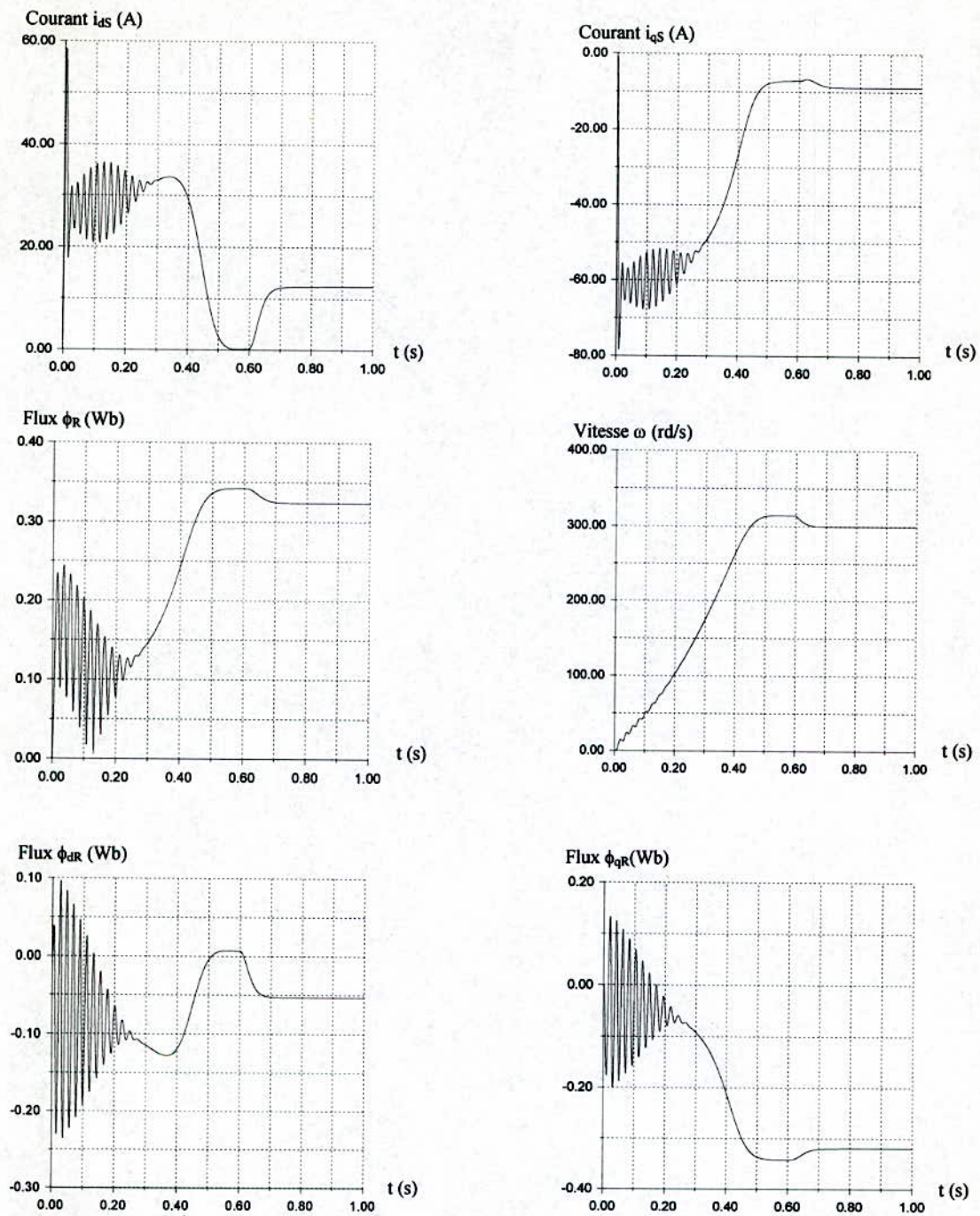


Fig. I.3.a. Démarrage à vide de la M.AS couplée directement au réseau.





**Fig. I.3.b.** Démarrage à vide de la M.AS couplée directement au réseau  
Avec application d'une charge nominale à  $t = 0.6$  s.

# **CHAPITRE II**

## **COMMANDE ET OBSERVATION PAR** **MODE DE GLISSEMENT** **APPLICATION A LA MACHINE** **ASYNCHRONE**

*« L'évidence paralyse la démonstration »*

**Pierre Reverdre**

## Introduction

La commande par les modes glissants est un cas particulier de la commande à structure variable. Elle consiste à amener la trajectoire d'état d'un système vers une surface de glissement (surface de commutation) 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.

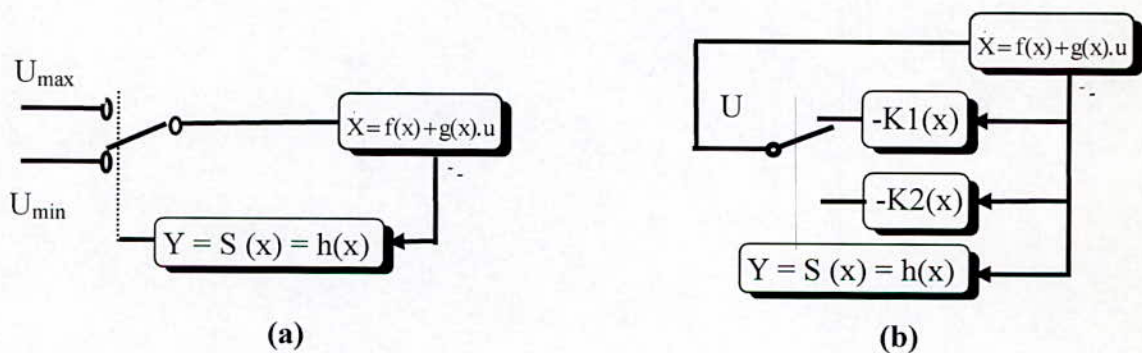
Parmi les propriétés des modes glissants :

- La trajectoire d'état du système en mode de glissement appartient à une variété (surface) de dimension inférieure à celle de l'espace d'état par conséquent l'ordre des équations différentielles régissant le fonctionnement du système en mode de glissement est réduit.
- La dynamique du système en mode de glissement est déterminée uniquement par le choix des coefficients de la surface de glissement.
- Sous certaines conditions similaire aux systèmes dont la commande est à fort gain, la technique des modes glissants est robuste par rapport aux variations de certains paramètres.

La théorie des modes glissants s'adapte bien pour les systèmes dont la commande est discontinu.

### II.1 Configuration de base pour les systèmes à structure variable :

On peut distinguer deux configurations de base pour les systèmes à structure variable :



**Fig. II.1** Configurations de base pour les systèmes à structures variables.

La figure (a) présente la configuration par changement de la structure par commutation d'interrupteur, cette commande est donnée par :

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

La figure (b) présente la configuration par changement de retour d'état, la commande est donnée par :

$$\begin{aligned} U &= -k_1(x) && \text{si } s(x) > 0. \\ U &= -k_2(x) && \text{si } s(x) < 0. \end{aligned}$$

En mode de glissement  $s(x) = 0$ .

## II.2 Définitions [7], [9], [38]

### *Surface de glissement*

Il a été convenu dans la littérature que le terme surface de glissement représente la fonction de commutation. On retrouve aussi la notion de surface de commutation qui n'est rien d'autre que la surface désirée sur laquelle le système doit évoluer.

### *Mode de convergence*

C'est le comportement durant lequel la variable à réguler se déplace à partir d'un état initial vers la surface de commutation  $S = \{x(t) / S(x, t) = 0\}$

### *Régime ou mode de glissement*

C'est le mouvement (comportement) du système le long de la surface de commutation. La dynamique dans ce mode dépend du choix de la surface de glissement. Il apparaît quand la commande ramène l'état  $x$  sur la surface de commutation et s'efforce de l'y maintenir.

### *Régime permanent*

Ce régime est considéré afin d'étudier la réponse du système autour de son point d'équilibre. Il caractérise la qualité et la performance de la commande.

## II.3 Principe de la commande par mode de glissement [39], [40]

La commande par le mode de glissement est appliquée à des systèmes décrits par les équations suivantes :

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

Les champs de vecteurs " $f^+$ " et " $f^-$ " sont bien définis avec :

$$u = \begin{cases} u^+ & \text{si } s(x, t) > 0 \\ u^- & \text{si } s(x, t) < 0 \end{cases}$$

$u^+$  et  $u^-$  représentent les bornes extrémales de la commande  $u$ .

## II.4 Conception de la commande par mode de glissement

La conception de la commande par mode de glissement nécessite le passage par trois étapes :

**Etape 1 : Choix d'une surface de glissement [5], [6], [7]**

En fonction de l'application et des objectifs visés, est déterminé le nombre nécessaire ainsi que la forme des surfaces. Pour un système défini par une équation d'état non-linéaire de la forme :

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

Où :  $x \in \mathbb{R}^n$  et  $u \in \mathbb{R}^m$ , le nombre de surfaces est choisies égal au nombre  $m$  d'entrées du système.

Pour le choix de la forme, deux possibilités sont offertes. La première dans le plan d'état et la seconde dans le plan de phase. La première présente une réponse transitoire lente et elle est parfois de conception difficile. Par contre la deuxième est une fonction scalaire assujettie à la dynamique désirée. A cet effet, une forme assez générale est proposée pour déterminer la surface de glissement qui assure une convergence de la grandeur vers sa valeur de référence. Si  $y_i$  est une sortie à commander, lui est associée la surface :

$$S_i(x) = \left( \frac{d}{dt} + \lambda \right)^{r-1} \tilde{y}_i \quad (\text{II-1})$$

avec  $\tilde{y}_i = y_i - y_{id}$ ,  $\lambda$  une constante positive,  $r$  est le degré relatif associé à  $y_i$  et  $y_{id}$  est la valeur désirée de  $y_i$ .

**Remarque**

$S_i(x) = 0$  est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est  $\tilde{y}_i = y_i - y_{id} = 0$ . Par la suite, on pose :

$$S(x) = (S_1(x), \dots, S_m(x))^T$$

**Etape 2 : Etablissement des conditions d'existence du mode de glissement [7], [38]**

On se contente de présenter un critère conçu autour d'une fonction de Lyapunov. Donc, il s'agit de définir une fonction scalaire  $V_i(x)$  positive pour chaque sortie  $y_i$  et de construire une loi de commande telle que cette fonction décroît ( $\dot{V}_i(x) \leq 0$ ) et en conséquence garantir la stabilité de la fonction  $V_i(x)$ .

Si on choisit comme fonction de Lyapunov :

$$V_i(x) = \frac{1}{2} S_i^2(x) \quad (\text{II-2})$$

sa dérivée est :

$$\dot{V}_i(x) = S_i(x)\dot{S}_i(x)$$

Pour que le carrée de la distance  $S_i^2(x)$  vers la surface de commutation associée diminue continuellement dans le temps et ainsi obliger les trajectoires du système à commuter autour de cette surface en se rapprochant vers elle il faut que :

$$S_i(x)\dot{S}_i(x) < 0 \quad (\text{II-3})$$

En plus de cela, le choix de la surface  $S_i(x)$  doit garantir l'attraction de la variable à contrôler vers sa valeur de référence; ce qui justifie le choix de la surface II-1.

Les conditions d'existence du mode de glissement peuvent être développées en utilisant les notions élémentaires de géométrie différentielle [11],[39].

### ***Etape 3 : Le calcul de la commande***

Les systèmes à structures variables comme cité auparavant sont caractérisés par le choix d'une fonction et une logique de commutation. La surface définie cette fonction, reste alors à déterminer la logique de commutation.

En fonction du signe de la surface, la commande par mode de glissement commute entre deux valeurs  $U_{\max}$  et  $U_{\min}$ . Cette variation brusque provoque un phénomène à très haute fréquence appelée "chattering ou broutement". Pour surmonter cet inconvénient majeur, différentes méthodes ont été proposées dans [10].

La commande linéarisante ramène le système vers le comportement désiré. Mais pour éliminer les effets d'imprécision sur la connaissance des paramètres et rejeter les perturbations extérieures, l'introduction d'un terme supplémentaire est nécessaire. A cet effet, on pose :

$$u = u_{eq} + u_s \quad (\text{II-4})$$

$u_{eq}$  correspond à la commande équivalente proposée par Fillipov et Utkin. Elle peut être interprétée comme la valeur moyenne continue que prend la commande lors d'une commutation rapide entre ses deux valeurs.

L'expression de la commande est obtenue en tenant compte du fait que le comportement durant le mode de glissement est décrit par :

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

Le terme  $u_s$  est introduit pour satisfaire la condition de convergence II-3. Il détermine ainsi le comportement dynamique du système durant le mode de convergence, il est donné par :

$$\dot{S}(x) \equiv u_s$$

## **II.5 Expression analytique de la commande [7], [11], [39]**

On s'intéresse à déterminer l'expression analytique de la commande donnée par II-4 pour les systèmes définis par des équations de la forme :

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

avec :  $x \in \mathbb{R}^n$ ,  $u \in \mathbb{R}^m$

En régime de glissement idéal, l'expression des surfaces et de leur dérivée sont nulles. Ceci se traduit par :

$$u_s = 0$$

donc

$$\dot{S}(x) = \left( \frac{\partial S}{\partial x} \right)^T (f(x) + g(x)u) = 0 \text{ avec : } u = u_{eq}$$

Ainsi, la commande équivalente est donnée :

$$u_{eq} = - \left( \left( \frac{\partial S}{\partial x} \right)^T g(x) \right)^{-1} \left\{ \left( \frac{\partial S}{\partial x} \right)^T f(x) \right\} \quad (\text{II-5})$$

Avec la condition de transversalité :  $\det \left[ \left( \frac{\partial S}{\partial x} \right)^T g(x) \right] \neq 0$ .

Mais, le régime idéal n'est pratiquement jamais réalisable. On doit ainsi faire usage du deuxième terme de la commande pour ramener l'état du système vers la surface à chaque fois il s'en écarte. Ainsi, il convient de prendre :

$$u_s \equiv \dot{S}(x) = -K \text{sign}(S(x)) \quad (\text{II-6})$$

où :  $K = \text{diag}(k_1, \dots, k_m)$

qui est la forme d'un relais (Figure II.2).

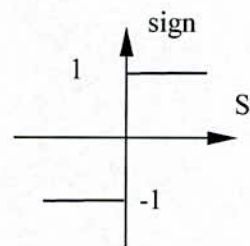


Fig.II.2 Représentation de la fonction Sign

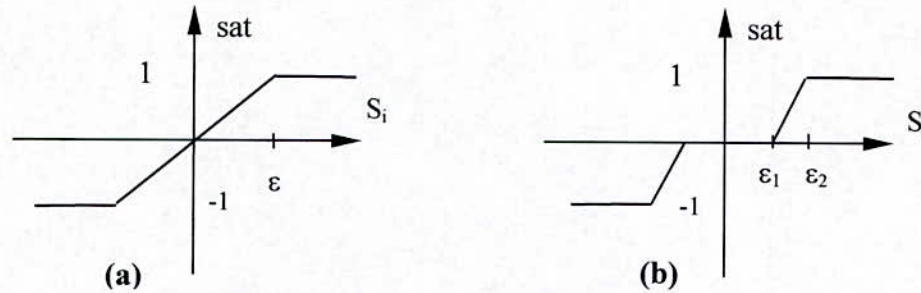
## II.6 Phénomène de broutement “ Chattering ”

Le sujet de cette section est d'une grande importance puisque l'étude théorique doit prendre en compte les recommandations de la pratique.

L'apparition d'un phénomène sur la surface appelé “ broutement ou encore chattering ” constitue le principal inconvénient des techniques par les modes glissants car il peut endommager les actionneurs par des sollicitations trop fréquentes et nuire au fonctionnement et aux performances du système. Dans le but de réduire ces oscillations plusieurs solutions ont été apportées.

Fonction SAT [38], [40]

Les amplitudes des ondulations peuvent être atténuées en remplaçant la fonction sign par une fonction de saturation caractérisée par un ou deux seuils (Figure II.3).



**Fig.II.3** Représentation de la fonction SAT  
(a) : un seuil, (b) : deux seuils (zone morte)

Ces deux fonctions sont définies par :

Pour le cas (a) :

$$\text{sat}(S) = \begin{cases} -1 & \text{si } S < -\varepsilon \\ \frac{S}{\varepsilon} & \text{si } |S| < \varepsilon \\ 1 & \text{si } S > \varepsilon \end{cases}$$

Pour le cas (b) :

$$\text{sat}(S) = \begin{cases} 0 & \text{si } |S| < \varepsilon_1 \\ \frac{S - \varepsilon_1}{\varepsilon_2 - \varepsilon_1} & \text{si } \varepsilon_1 < |S| < \varepsilon_2 \\ \text{sign}(S) & \text{si } |S| > \varepsilon_2 \end{cases}$$

## II.7 Application de la commande par mode de glissement à la M.AS

Rappelons les équations du modèle de la M.AS :

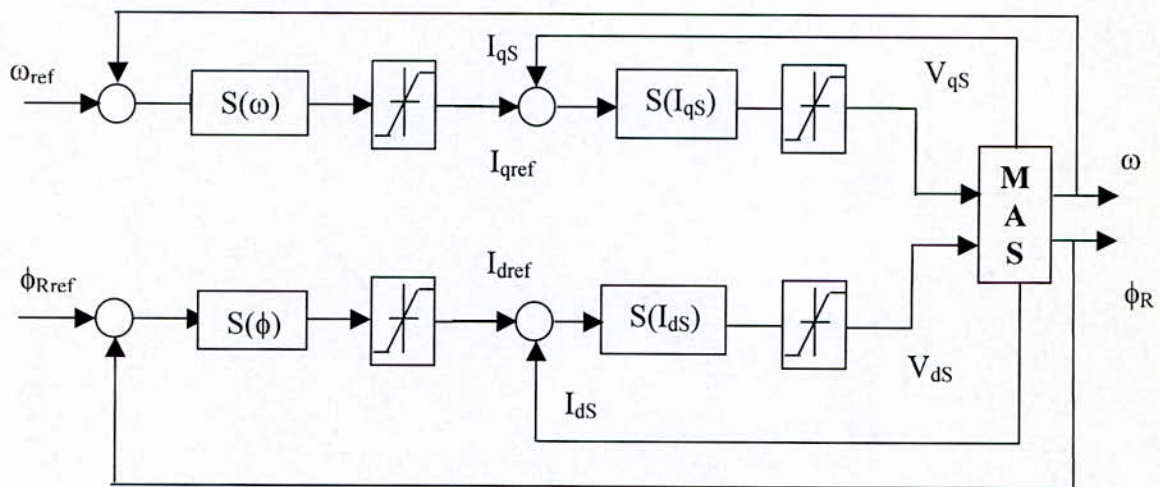
$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -a_1 x_1 + b_1 x_3 + c_1 \omega_s x_2 + d_1 x_4 x_5 + e V_{ds} = f_1(x) + e V_{ds} \\ \dot{x}_2 = -a_1 x_2 + b_1 x_4 - c_1 \omega_s x_1 - d_1 x_3 x_5 + e V_{qs} = f_2(x) + e V_{qs} \\ \dot{x}_3 = -a_2 x_3 + b_2 x_1 + c_1 \omega_s x_4 - c_1 x_4 x_5 = f_3(x) \\ \dot{x}_4 = -a_2 x_4 + b_2 x_2 - c_1 \omega_s x_3 + c_1 x_3 x_5 = f_4(x) \\ \dot{x}_5 = -a_3 x_5 + d_3 x_2 x_3 - d_3 x_1 x_4 - f C_r = f_5(x) \end{cases} \quad (\text{II-7})$$



Notre premier et capital objectif comme cité auparavant est de ramener la vitesse vers une valeur de référence et là y maintenir. Quand au deuxième, c'est le contrôle du flux.

Dans un souci de protection de la machine, le courant absorbé est limité à une valeur maximale admissible, dans cette étude nous nous contenterons d'appliquer une méthode qui consiste à limiter le courant d'une manière directe, c'est la structure en cascade. Elle impose un choix de deux surfaces sur chaque axe 'd' et 'q' ( le modèle de la machine établi au chapitre I ). La boucle interne permet de contrôler les courants ( $i_{ds}$  et  $i_{qs}$ ) et la boucle externe contrôle la vitesse et le flux ( $\omega$ ,  $\phi_R$ ).

La fig. II.4 représente la structure en cascade de régulation de la machine asynchrone :



**Fig.II.4** Mise en œuvre de l'algorithme de commande.

L'application de cette stratégie de commande commence par la détermination du degré relatif des variables à régler. Les variables sont le flux et le courant direct pour l'axe 'd' et la vitesse et le courant en quadrature pour l'axe 'q'. La grandeur de sortie des boucles externes représente les références de courant des boucles internes. Les sorties de ces dernières représentent les tensions de commandes directes et en quadrature à appliquer à la machine.

On donne les expressions nécessaires :

$$\begin{cases} y_1 = \Phi_r^2 = (x_3^2 + x_4^2) \\ \frac{1}{2} \dot{y}_1 = -a_2 y_1 + b_2 (x_1 x_3 + x_2 x_4) \\ y_2 = x_5 \\ \dot{y}_2 = -a_3 y_2 + d_3 (x_2 x_3 - x_1 x_4) - f C_r \end{cases} \quad (II-8)$$

### II.7.1 Choix des surfaces

Puisque les surfaces doivent avoir un degré relatif d'ordre un et être de la forme II-1, elles sont données par :

$$\text{Boucle externe : } \begin{cases} S_1 = \frac{1}{2}(y_1 - y_{1d}) \\ S_2 = (y_2 - y_{2d}) \end{cases} \quad (\text{II-9})$$

$$\text{Boucle interne : } \begin{cases} S_3 = (x_1 - I_{dSref1}) \\ S_4 = (x_2 - I_{qSref}) \end{cases} \quad (\text{II-10})$$

Avec :  $y_{1d}$  et  $y_{2d}$  sont les valeurs de références désirées de  $\phi_R$  et  $\omega$ .

L'expression de leur dérivée :

$$\begin{cases} \dot{S}_1 = \frac{1}{2}(\dot{y}_1 - \dot{y}_{1d}) \\ \dot{S}_2 = (\dot{y}_2 - \dot{y}_{2d}) \end{cases} \quad (\text{II-11})$$

$$\begin{cases} \dot{S}_3 = (\dot{x}_1 - \dot{I}_{dSref}) \\ \dot{S}_4 = (\dot{x}_2 - \dot{I}_{qSref}) \end{cases} \quad (\text{II-12})$$

### II.7.2 L'expression des commandes

Les expressions II-8 substituées dans II-11 donnent :

$$\begin{cases} \dot{S}_1 = -B_1(x) + b_2(x_3x_1 + x_4x_2) \\ \dot{S}_2 = -B_2(x) + d_3(-x_4x_1 + x_3x_2) \end{cases} \quad (\text{II-13})$$

Où :

$$\begin{cases} B_1(x) = a_2y_1 \\ B_2(x) = a_3y_2 + f C_r \end{cases}$$

Les expressions II-7 substituées dans II-12 donnent :

$$\begin{cases} \dot{S}_3 = f_1 + eV_{ds} \\ \dot{S}_4 = f_2 + eV_{qs} \end{cases} \quad (\text{II-14})$$

L'inégalité II-3 est vérifiée en imposant aux surfaces :

$$\dot{S}_i = -k_i \text{sign}(S_i) \quad \text{où } k_i > 0 \text{ et } i=1, \dots, 4$$

Ainsi :

$$\dot{S}_i S_i = -k_i |S_i| \leq 0, \forall S_i$$

Les expressions des commandes pour la fonction sign sont alors données pour :

$$\text{Boucle externe : } \begin{pmatrix} I_{dSref} \\ I_{qSref} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} b_2 x_3 & b_2 x_4 \\ -d_3 x_4 & d_3 x_3 \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} B_1(x) - k_1 \text{sign}(S_1) \\ B_2(x) - k_2 \text{sign}(S_2) \end{pmatrix} \quad (\text{II-15})$$

$$\text{Boucle interne : } \begin{cases} V_{dS} = (-k_3 \text{sign}(S_3) - f_1) / e \\ V_{qS} = (-k_4 \text{sign}(S_4) - f_2) / e \end{cases} \quad (\text{II-16})$$

## II.8 Résultats de simulations et interprétations

Le comportement du système global est testé par simulation numérique pour le réglage en cascade de vitesse et le contrôle du flux par mode glissant.

Les résultats de simulations sont effectués avec une période d'échantillonnage de 0.00005s et sur des intervalles de temps différents. Avec inversion de vitesse ou variations paramétriques sur un intervalle de temps [0 , 2 s] sinon [0 , 1s].

La figure II.5 représente le comportement dynamique du système dans le cas du réglage de vitesse et le contrôle de flux. Les performances du réglage sont très satisfaisantes.

Dans la figure II.6, une introduction d'une perturbation (charge nominale) est faite. Celle ci a été rejetée par la commande, mais au prix d'une sollicitation de l'organe de commande se manifestant par l'apparition du chattering (broutement).

Avec une introduction d'une inversion de vitesse de référence est effectuée à t= 1s, la vitesse de la machine suit la valeur de référence comme le montre la figure II.7.

A la fin et dans le but de tester la robustesse de la commande par mode de glissement, nous avons introduit des variations paramétriques (+100% sur  $R_S$  et  $R_R$  et -30% sur  $L_S$ ,  $L_R$  et  $M$ ). La figure II.8 donne le comportement du système lors du réglage de vitesse et le contrôle du flux, on peut dire que ce type de commande présente une bonne robustesse en présence des variations paramétriques et des perturbations.

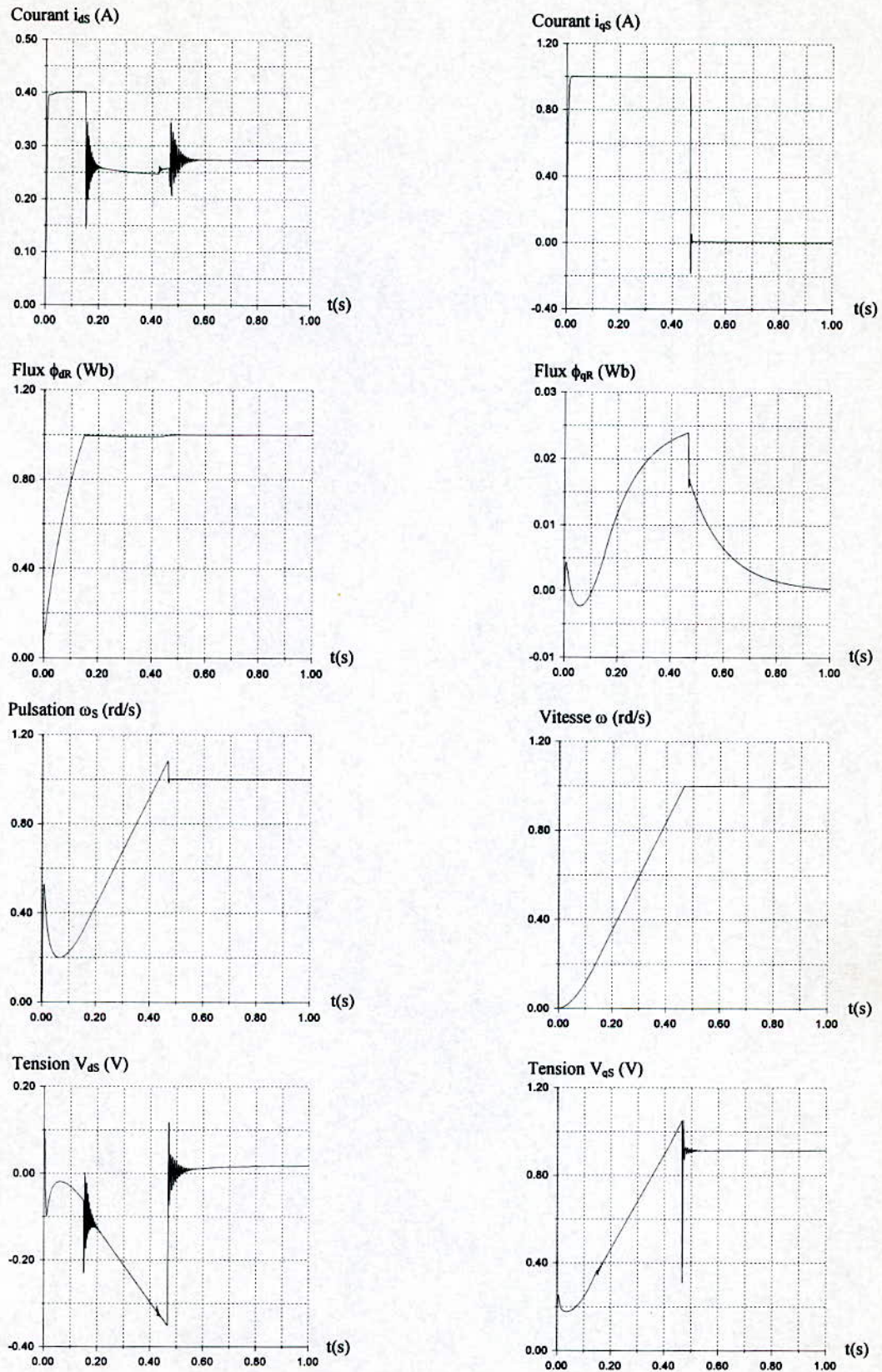
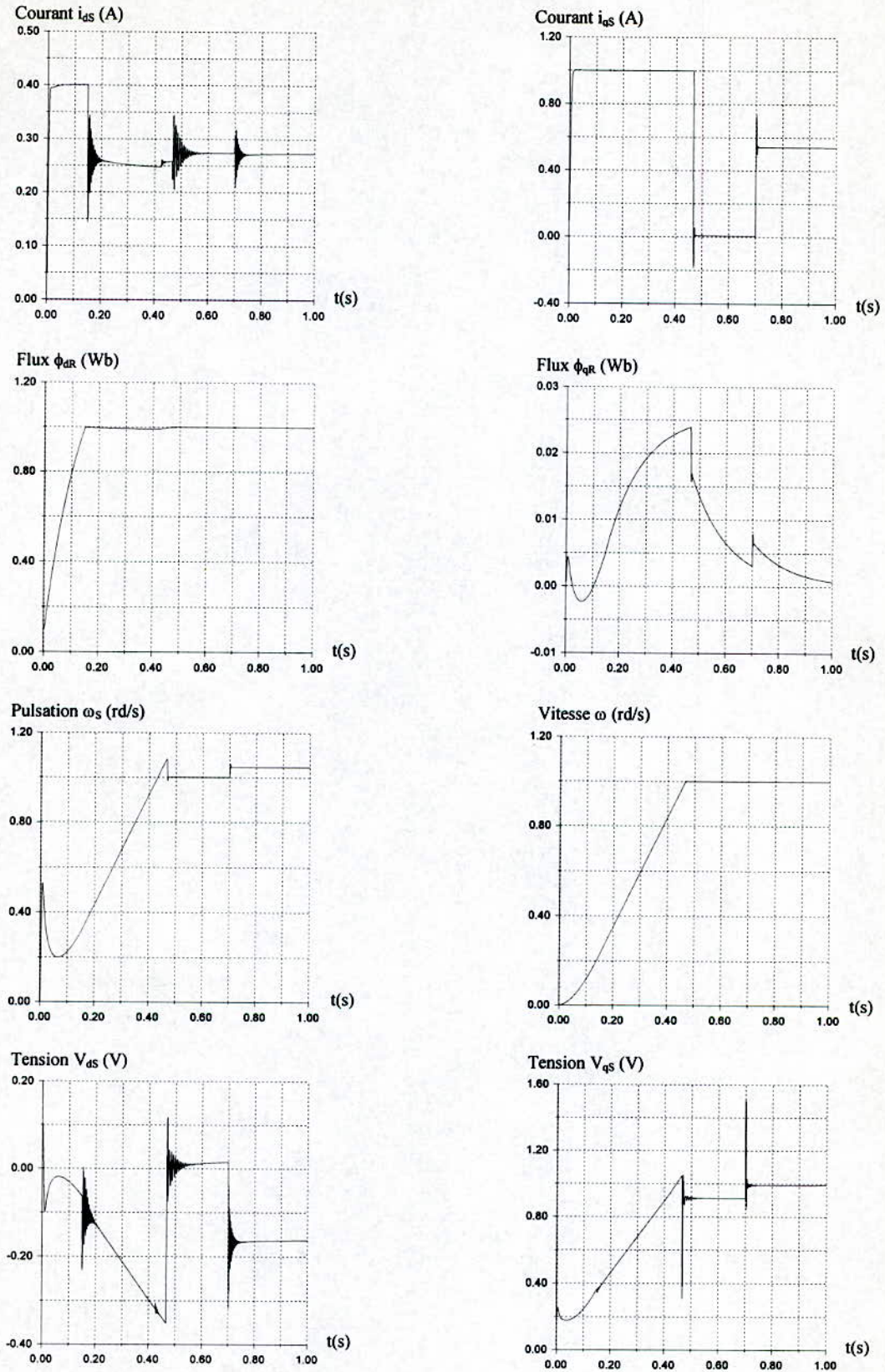


Fig. II.5 Réponses de la M.A.S à vide aux échelons du flux et de la vitesse.



**Fig. II.6** Réponses de la M.A.S à une perturbation de charge nominale Introduite à  $t = 0.7s$ .

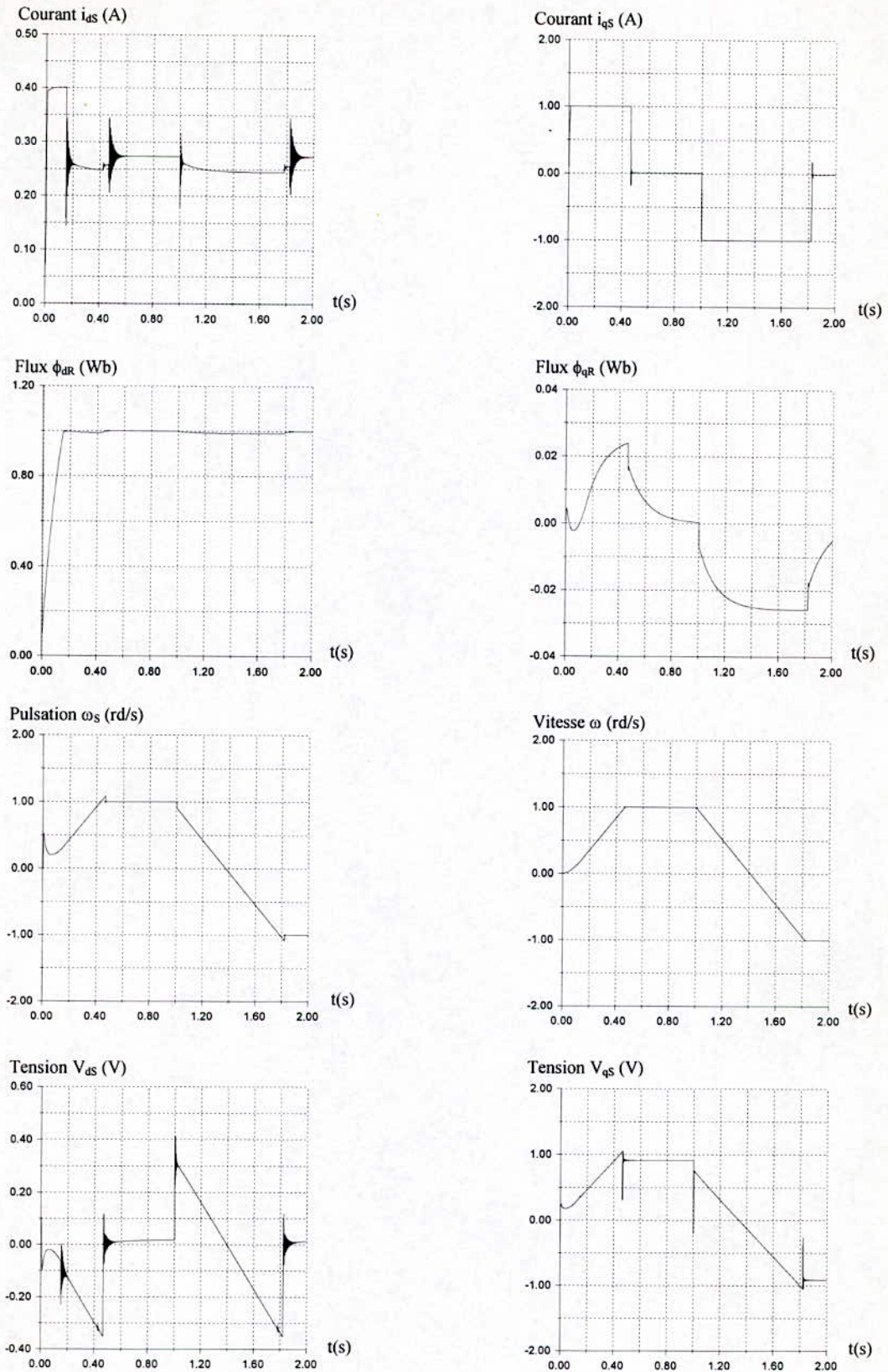
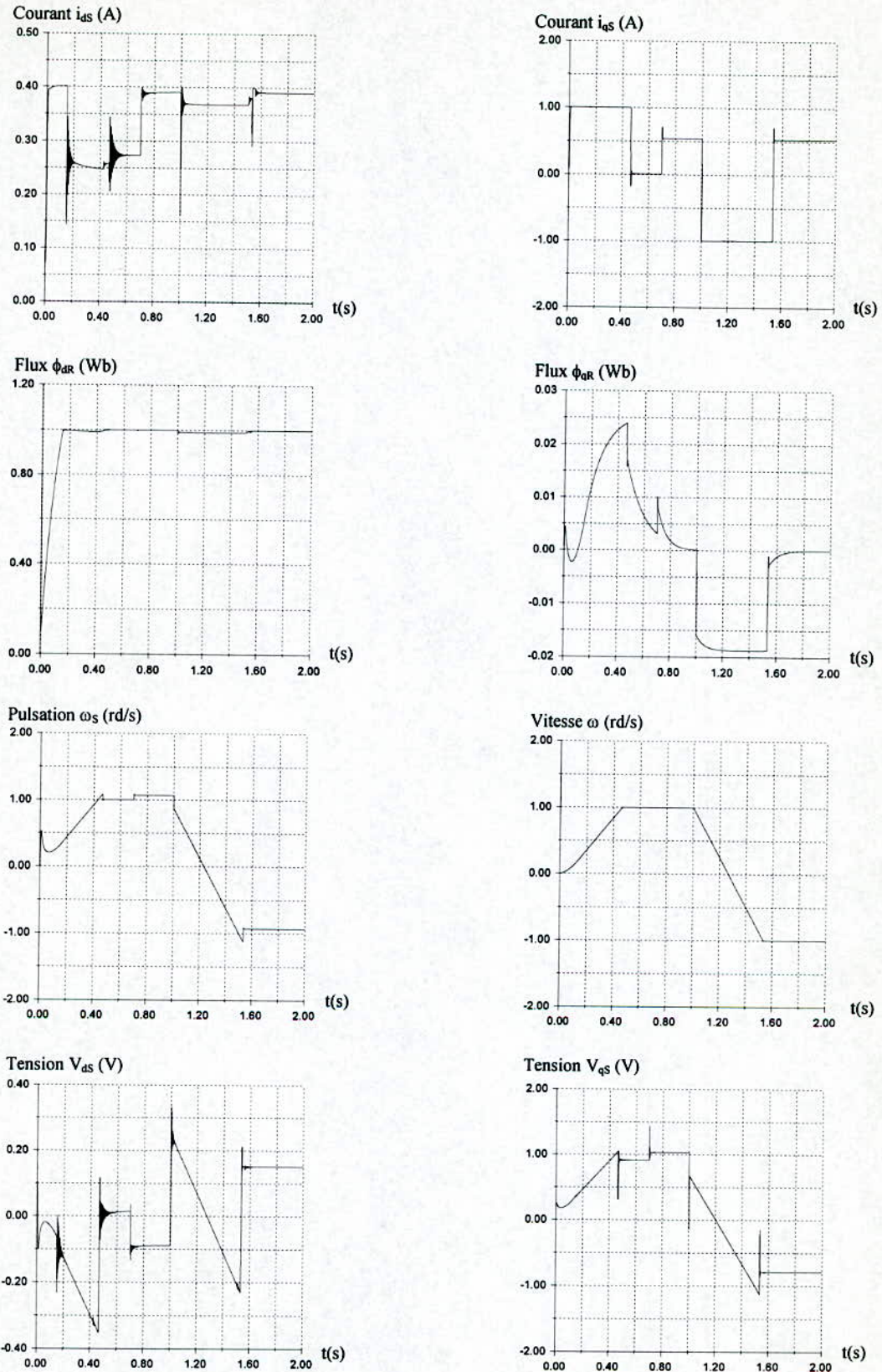


Fig. II.7 Réponses de la M.A.S à une inversion de la consigne de vitesse à  $t = 1$  s.



**Fig. II.8** Influence d'une variation paramétrique(+100% sur  $R_S$  et  $R_R$  et -30% sur  $L_S$ ,  $L_R$  et  $M$ ) introduite à  $t = 0.8$ s sur les réponses de la M.A.S. Avec application d'une charge nominale à  $t = 0.7$ s et une inversion de consigne de vitesse à  $t = 1$ s.

## II.9 Observateur à mode glissant basé sur la méthode du Backstepping [15]

### Introduction

Puisque la mise en œuvre de la commande par mode de glissement nécessite une mesurabilité du vecteur d'état. Cette condition n'est malheureusement pas vérifiée dans le cas de la M.AS. On propose alors l'utilisation d'un observateur de type glissant pour les variables non mesurables (les composantes du flux rotorique).

L'objectif de ce paragraphe est d'appliquer le principe du mode de glissement basé sur la méthode du backstepping pour la synthèse d'un observateur d'état non linéaire pour l'estimation du flux de la machine asynchrone, et ce pour exploiter les propriétés des modes glissants tel que la robustesse vis à vis des variations paramétriques. Cette méthode sera utilisée comme un outil efficace pour synthétiser systématiquement les gains de l'observateur.

### II.9.1 Méthode du Backstepping [8], [9], [31]

#### II.9.1.1 Système mono-entrée

Afin d'introduire l'idée de base de la méthode, on considère tout d'abord les systèmes mono-entrée décrits par des équations non-linéaires de la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{\eta} = f_1(\eta) + g_1(\eta)\zeta \\ \dot{\zeta} = u \end{cases} \quad (\text{II-17})$$

qui peut être vue sous la forme générale :

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

avec :  $x^T = (\eta^T, \zeta)$  où  $\eta \in \mathbb{R}^{n-1}$  et  $\zeta \in \mathbb{R}$ . On suppose que les fonctions  $f_1(\cdot)$  et  $g_1(\cdot)$  sont connues.

Comme le montre la figure II.9, le système décrit par l'équation (II-17) est équivalent à de deux sous-systèmes mis en cascade.

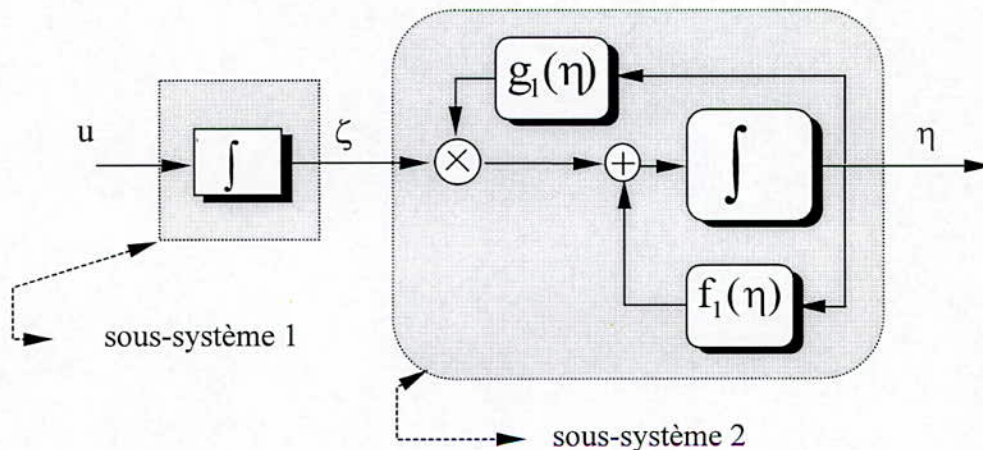


Fig. II.9 Représentation par schéma bloc du système (II-17).



On suppose que le sous-système 2 peut être stabiliser par une commande par retour d'état  $\zeta = \Psi(\eta)$  et qu'on dispose d'une fonction scalaire de Lyapunov  $V(\eta)$  définie positive qui satisfait l'inégalité suivante :

$$\frac{\partial V}{\partial \eta} (f_1(\eta) + g_1(\eta)\Psi(\eta)) \leq -W(\eta), \quad \forall \eta \in D \tag{II-18}$$

D est un domaine contenant l'origine  $(\eta, f_1) = (0,0)$  et  $W(\eta)$  une fonction définie positive. En manipulant l'équation (II-17), on obtient :

$$\begin{cases} \dot{\eta} = (f_1(\eta) + g_1(\eta)\Psi(\eta)) + g_1(\eta)(\zeta - \Psi(\eta)) \\ \dot{\zeta} = u \end{cases} \tag{II-19}$$

Le passage à cette étape est illustré à la figure II.10.

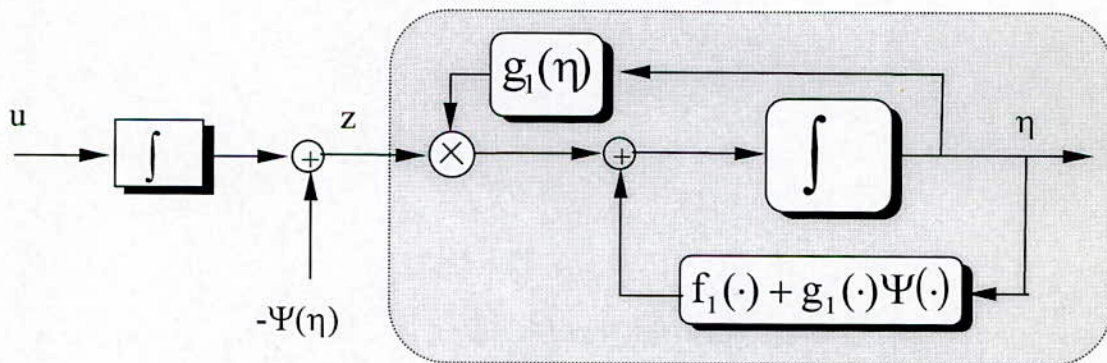


Fig. II.10 Représentation par schéma bloc du système (II-19).

Le changement de variable  $z = \zeta - \Psi(\eta)$  permet d'obtenir la nouvelle représentation :

$$\begin{cases} \dot{\eta} = (f_1(\eta) + g_1(\eta)\Psi(\eta)) + g_1(\eta)z \\ \dot{z} = u - \dot{\Psi} = v \end{cases} \tag{II-20}$$

Il est à noter que (Figure II.11)  $-\Psi(\eta)$  vient se placer devant l'intégrateur.

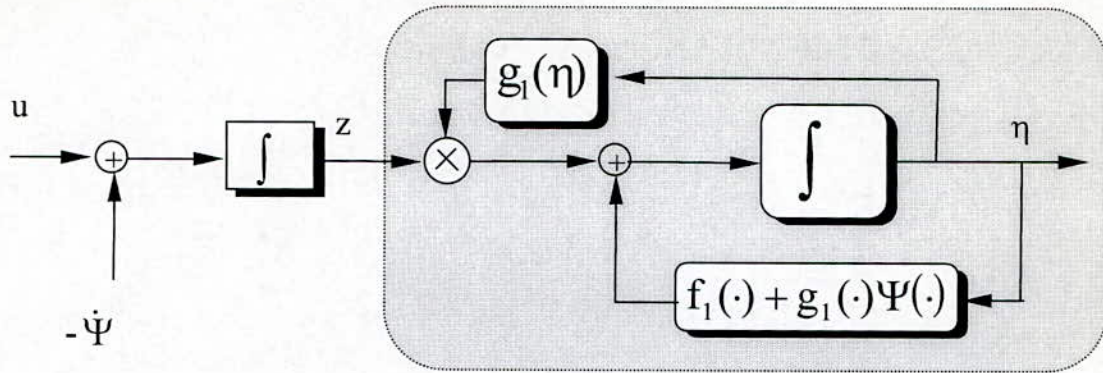


Fig. II.11 Représentation par schéma bloc du système (II-20).

Puisque les fonctions :  $f_1$ ,  $g_1$  et  $\Psi$  sont supposées connues, la dérivée de  $\Psi$  peut être calculé à partir de :

$$\dot{\Psi} = \frac{\partial \Psi}{\partial \eta} (f_1(\eta) + g_1(\eta)\zeta)$$

La nouvelle forme du système décrit par l'équation (II-20) est similaire à la première, excepté que maintenant, le deuxième sous-système à une origine asymptotiquement stable lorsque l'entrée est nulle. Cette caractéristique peut être exploitée pour construire l'entrée  $v$  afin que le système global soit stable.

Si, la fonction de Lyapunov augmentée est choisie tel que :

$$V_a(\eta, \zeta) = V(\eta) + \frac{1}{2} z^2 \quad (\text{II-21})$$

Sa dérivée est donnée par :

$$\begin{aligned} \dot{V}_a(\eta, \zeta) &= \dot{V}(\eta) + z\dot{z} \\ &= \frac{\partial V}{\partial \eta} (f_1(\eta) + g_1(\eta)\Psi(\eta)) + \frac{\partial V}{\partial \eta} g_1(\eta)z + z v \end{aligned}$$

Partant de l'expression (II-18) pour montrer que :

$$\dot{V}_a(\eta, \zeta) \leq -W(\eta) + \frac{\partial V}{\partial \eta} g_1(\eta)z + z v$$

Et avec le choix de  $v$  suivant :

$$v = -\frac{\partial V}{\partial \eta} g_1(\eta) - k z \quad \text{où: } k > 0$$

La dérivée sera définie négative puisque :

$$\dot{V}_a(\eta) \leq -W(\eta) - kz^2 \quad (\text{II-22})$$

qui montre que l'origine ( $\eta = 0, z = 0$ ) est asymptotiquement stable. De plus si  $\Psi(0) = 0$ , l'origine ( $\eta = 0, \zeta = 0$ ) l'est aussi.

Alors, l'expression de la commande  $u$  est obtenue :

$$u = \frac{\partial \Psi}{\partial \eta} (f_1(\eta) + g_1(\eta)\zeta) - \frac{\partial V}{\partial \eta} g_1(\eta) - k(\zeta - \Psi(\eta)) \quad (\text{II-23})$$

De même, pour le choix de  $v$  suivant :

$$v = -\frac{\partial V}{\partial \eta} g_1(\eta) - k \text{sign}(z) \quad \text{où: } k > 0 \quad (\text{II-24})$$

On aura :

$$\dot{V}_a(\eta) \leq -W(\eta) - k|z|$$

L'expression de la commande devient :

$$u = \frac{\partial \Psi}{\partial \eta} (f_1(\eta) + g_1(\eta)) - \frac{\partial V}{\partial \eta} g_1(\eta) - k \text{sign}(\zeta - \Psi(\eta)) \quad (\text{II-25})$$

Notons que l'expression de  $u$  avec le choix de  $v$  ( expression (II-24) ) à une structure variable.

**Remarque :**

Le problème précédant peut être traité en supposant disposer d'une fonction  $\Psi(\eta) = g_1(\eta)\zeta$  au lieu de  $\Psi(\eta) = \zeta$ . Ainsi :

L'expression (II-19) s'écrit :

$$\begin{cases} \dot{\eta} = (f_1(\eta) + \Psi(\eta)) + g_1(\eta)\zeta - \Psi(\eta) \\ \dot{\zeta} = u \end{cases} \quad (\text{II-26})$$

Avec le changement de variable :  $z = g_1(\eta)\zeta - \Psi(\eta)$  et conservant l'expression (II-21), l'expression de  $v$  suivante :

$$v = -\frac{\partial V}{\partial \eta} - kz \quad \text{où: } k > 0$$

mène à la même expression (II-22).

En conséquence, la méthode consiste :

1. A chercher l'expression d'une loi de commande  $\Psi(\eta)$  qui assure la stabilité du système  $\dot{\eta} = (f_1(\eta) + g_1(\eta)\Psi(\eta))$ .
2. De construire la variable erreur :  $z = \zeta - \Psi(\eta)$  et de lui imposer une certaine dynamique sur la base d'une fonction de Lyapunov  $V(\eta)$ . Ainsi la commande  $u$  est donnée par l'expression (II-23).

### II.9.1.2 Extension au cas multi-entrée [31]

On effectue une extension du développement fait pour le cas des systèmes mono-entrée à celui des systèmes multi-entrée. A cet effet, soit la structure suivante :

$$\begin{cases} \dot{\eta} = f(\eta) + g(\eta)\zeta \\ \dot{\zeta} = F(\eta, \zeta) + G(\eta, \zeta)u \end{cases} \quad (\text{II-27})$$

avec :  $\eta \in \mathbb{R}^m$ ,  $\zeta \in \mathbb{R}^k$  et  $u \in \mathbb{R}^m$ . On suppose que les fonctions  $f(\cdot)$ ,  $g(\cdot)$ ,  $F(\cdot)$  et  $G(\cdot)$  sont connues et on pose :

$$\begin{aligned} \eta &= (\eta_1, \dots, \eta_m)^T, \zeta = (\zeta_1, \dots, \zeta_k)^T \text{ et } u = (u_1, \dots, u_m)^T \\ f &= (f_1, \dots, f_m)^T, g^T = (g_1, \dots, g_m) \text{ et } g_i = (g_{i1}, \dots, g_{ik})^T \end{aligned}$$

Ainsi, on peut :

$$\dot{\eta}_i = f_i(\eta) + g_i^T \zeta = f_i(\eta) + \sum_{j=1}^k g_{ij} \zeta_j \quad (\text{II-28})$$

En outre, qu'on dispose d'une loi de commande  $\Psi_i(\eta)$  pour chaque variable  $\eta_i$  qui assure la stabilité du système :

$$\dot{\eta}_i = f_i(\eta) + \Psi_i(\eta)$$

et d'une fonction de Lyapunov  $V_i(\eta_i)$  qui satisfait l'inégalité suivante :

$$\frac{\partial V_i(\eta_i)}{\partial \eta_i} (f_i(\eta) + \Psi_i(\eta)) \leq -W_i(\eta_i) \quad (\text{II-29})$$

En manipulant l'expression (II-28), on a :

$$\dot{\eta}_i = f_i(\eta) + \Psi_i(\eta) + z_i \quad (\text{II-30})$$

avec :  $z_i = g_i^T \zeta - \Psi_i(\eta)$ .

Le calcul de la dérivée :

$$\begin{cases} \dot{z}_i = g_i^T G(\eta, \zeta) u + g_i^T F(\eta, \zeta) + \dot{g}_i^T \zeta - \dot{\Psi}_i(\eta) = v_i \\ \dot{\Psi}_i(\eta) = \frac{\partial \Psi_i}{\partial \eta} (f(\eta) + g(\eta) \zeta) \end{cases}$$

La fonction de Lyapunov augmentée proposée est :

$$V_{a,i}(\eta, \zeta) = V_i(\eta_i) + \frac{1}{2} z_i^2 \quad (\text{II-31})$$

En dérivant cette expression et tenant compte de l'inégalité (II-29), on obtient :

$$\begin{cases} \dot{V}_{a,i}(\eta, \zeta) = \frac{\partial V_i(\eta_i)}{\partial \eta_i} (f_i(\eta) + \Psi_i(\eta)) + \frac{\partial V_i(\eta_i)}{\partial \eta_i} z_i + z_i v_i \\ \leq -W_i(\eta) + \frac{\partial V_i(\eta_i)}{\partial \eta_i} z_i + z_i v_i \end{cases}$$

Le choix de  $v$  suivant :

$$v_i = -\frac{\partial V_i(\eta_i)}{\partial \eta_i} - k_i z_i \quad (\text{II-32})$$

permet d'obtenir :  $\dot{V}_{a,i}(\eta, \zeta) \leq -W_i(\eta_i) - k_i z_i^2$

et l'expression suivant est obtenue :

$$g_i^T(\eta) G(\eta, \zeta) u = \dot{\Psi}_i(\eta) - g_i^T(\eta) F(\eta, \zeta) - \dot{g}_i^T(\eta) \zeta - \frac{\partial V_i(\eta_i)}{\partial \eta_i} - k_i z_i$$

En variant  $i = 1, \dots, m$ , on construit l'expression matricielle:

$$\begin{pmatrix} g_1^T(\eta) G(\eta, \zeta) \\ \vdots \\ g_m^T(\eta) G(\eta, \zeta) \end{pmatrix} u = \begin{pmatrix} \dot{\Psi}_1(\eta) \\ \vdots \\ \dot{\Psi}_m(\eta) \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} g_1^T(\eta) F(\eta, \zeta) \\ \vdots \\ g_m^T(\eta) F(\eta, \zeta) \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} \dot{g}_1^T(\eta) \\ \vdots \\ \dot{g}_m^T(\eta) \end{pmatrix} \zeta - \begin{pmatrix} \frac{\partial V_1(\eta_1)}{\partial \eta_1} \\ \vdots \\ \frac{\partial V_m(\eta_m)}{\partial \eta_m} \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} k_1 z_1 \\ \vdots \\ k_m z_m \end{pmatrix} \quad (\text{II-33})$$

Afin de simplifier la notation, on pose :

$$A(\eta, \zeta) u = B(\eta, \zeta) - Z_k$$

$$\text{avec : } Z_k = \begin{pmatrix} k_1 z_1 \\ \vdots \\ k_m z_m \end{pmatrix}$$

alors si  $\det(A(\eta, \zeta)) \neq 0$  l'expression de  $u$  est donnée par :

$$u = A^{-1}(\eta, \zeta)(B(\eta, \zeta) - Z_k) \quad (\text{II-34})$$

La fonction de Lyapunov globale et de Lyapunov augmentée globale s'écrivent :

$$\begin{cases} V(\eta) = \sum_{i=1}^m V_i(\eta_i) \\ V_a(\eta, \zeta) = \sum_{i=1}^m V_{ai}(\eta, \zeta) = V(\eta) + \frac{1}{2} \sum_{i=1}^m z_i^2 \end{cases}$$

En conclusion, la méthode consiste :

1. A chercher l'expression d'une loi de commande  $\Psi_i(\eta)$  pour chaque variable  $\eta_i$  qui assure la stabilité du système décrit par:

$$\dot{\eta}_i = f_i(\eta) + \Psi_i(\eta)$$

2. De construire la variable erreur :  $z_i$  à partir de l'expression :  $z_i = g_i^T \zeta - \Psi_i(\eta)$  et de lui imposer une certaine dynamique ( expression (II-32) ) sur la base d'une fonction de Lyapunov  $V_i(\eta_i)$  proposée.

La commande  $u$  est ainsi donnée par expression (II-33).

### II.9.1.3 Détermination des fonctions $\Psi_i(\eta)$ et $V_i(\eta_i)$

Jusqu'à présent, on a supposé disposer des fonctions  $\Psi_i(\eta)$  et  $V_i(\eta_i)$  pour avoir développé les calculs précédents. On propose dans cette section la méthode qui sera utilisée pour déterminer ces fonctions.

Soit l'équation :

$$\begin{cases} \dot{\eta}_i = f_i(\eta) + \Psi_i(\eta) \\ e_i = \eta_i - \eta_{id} \end{cases} \quad (\text{II-35})$$

$\eta_{id}$  est la valeur désirée pour  $\eta_i$ .

Si le choisi de la fonction de Lyapunov suivante :

$$V_i(\eta_i) = \frac{1}{2} e_i^2 \Rightarrow \dot{V}_i(\eta_i) = e_i \dot{e}_i \quad (\text{II-36})$$

est considérée et si on impose la dynamique suivante :

$$\dot{V}_i(\eta_i) = -c_i e_i^2 \text{ avec } c_i > 0 \quad (\text{II-37})$$

Il en découle que :

$$\dot{e}_i = -c_i e_i \quad (\text{II-38})$$

et en conséquence,  $\eta_i$  converge exponentiellement vers la valeur désirée  $\eta_{id}$ .

A partir des expressions (II-33) et (II-38), on montre que :

$$\begin{cases} \Psi_i(\eta) = -c_i(\eta_i - \eta_{id}) + \dot{\eta}_{id} - f_i(\eta) \\ V_i(\eta_i) = \frac{1}{2}e_i^2 \end{cases} \quad (\text{II-39})$$

La fonction de Lyapunov augmentée sera :

$$V(\eta) = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^m e_i^2$$

avec une dérivée :

$$\dot{V}(\eta) = -\sum_{i=1}^m c_i e_i^2$$

On remarque que les termes  $e_i^2$  interviennent tous dans l'expression de la dérivée, ce qui assure la convergence de la fonction  $V$  vers zéro et par conséquence celle de vecteur  $\eta$  vers le vecteurs de référence  $\eta_d$ . Ainsi le sous-système défini par  $\eta$  est stable.

Enfin, pour conserver la notion « de mode de glissement »,  $v_i$  est choisi tel que :

$$v_i = -\frac{\partial V_i(\eta_i)}{\partial \eta_i} - k_i \text{sign}(z_i) \quad (\text{II-40})$$

## II.9.2 Modèle de l'observateur

Pour l'observateur proposé, on considère seulement les quatre premières équations du modèle de la de M.AS (II.7) avec les variables  $\hat{x}_1, \hat{x}_2, \hat{x}_3$  et  $\hat{x}_4$  sont les valeurs observées des variables  $x_1, x_2, x_3$  et  $x_4$  respectivement.

La structure de l'observateur est donnée par :

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}_1 = -a_1 \hat{x}_1 + b_1 \hat{x}_3 + c_1 \omega_s x_2 + d_1 \hat{x}_4 x_5 + eV_{ds} + \Lambda_1(t, s) \\ \dot{\hat{x}}_2 = -a_1 \hat{x}_2 + b_1 \hat{x}_4 - c_1 \omega_s x_1 - d_1 \hat{x}_3 x_5 + eV_{qs} + \Lambda_2(t, s) \\ \dot{\hat{x}}_3 = -a_2 \hat{x}_3 + b_2 \hat{x}_1 + c_1 \omega_s \hat{x}_4 - c_1 \hat{x}_4 x_5 + \Lambda_3(t, s) \Lambda_1(t, s) \\ \dot{\hat{x}}_4 = -a_2 \hat{x}_4 + b_2 \hat{x}_2 - c_1 \omega_s \hat{x}_3 + c_1 \hat{x}_3 x_5 + \Lambda_4(t, s) \Lambda_2(t, s) \end{cases} \quad (\text{II-41})$$

Où :

Les gains de l'observateur sont :  $\Lambda_i(t, s)$ , pour  $i = 1, \dots, 4$ .

Le vecteur d'estimation est :  $[\hat{x}_1 \hat{x}_2 \hat{x}_3 \hat{x}_4]$

Le vecteur de mesures est :  $[x_1 x_2 x_5]$

La dynamique de l'erreur est :

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = -a_1 e_1 + b_1 e_3 + d_1 e_4 x_5 - \Lambda_1(t, s) \\ \dot{e}_2 = -a_1 e_2 + b_1 e_4 - d_1 e_3 x_5 - \Lambda_2(t, s) \\ \dot{e}_3 = -a_2 e_3 + b_2 e_1 + c_1 \omega_s e_4 - c_1 e_4 x_5 - \Lambda_3(t, s) \Lambda_1(t, s) \\ \dot{e}_4 = -a_2 e_4 + b_2 e_2 - c_1 \omega_s e_3 + c_1 e_3 x_5 - \Lambda_4(t, s) \Lambda_2(t, s) \end{cases} \quad (\text{II-42})$$

avec :

$$e_i = \hat{x}_i - x_i \quad \text{Pour } i = 1, \dots, 4.$$

### II.9.3 Synthèse de l'observateur par la méthode du backstepping

**Etape 1 :**

On pose :

$$z_1 = e_1$$

L'expression de sa dérivée est :

$$\dot{z}_1 = -a_1 e_1 + b_1 e_3 + d_1 e_4 x_5 - \Lambda_1(t, s)$$

Pour stabiliser le variable erreur ( $z_1$ ), la fonction de Lyapunov est choisie comme suit :

$$V_1(z_1) = \frac{1}{2} z_1^2 \quad (\text{II-43})$$

L'expression de sa dérivée est :

$$\dot{V}_1(z_1) = z_1 \dot{z}_1 = -a_1 z_1^2 + z_1 (b_1 e_3 + d_1 e_4 x_5 - \Lambda_1)$$

Considérant que les variables d'états  $x_3(t)$  et  $x_4(t)$  sont limités,  $|x_3(t)| \leq \rho_1$ ,  $|x_4(t)| \leq \rho_2$ .

On utilise la majoration suivante :

$$|b_1 e_3 + d_1 e_4 x_5| < \delta_1 \quad (\text{II-44})$$



Pour synthétiser la surface  $s_1$ , on a deux cas :

- $z_1 > 0$  :

$$\Rightarrow \dot{V}(z_1) \leq -a_1 z_1^2 + z_1(\delta_1 - \Lambda_1(t, s))$$

La composante virtuelle :  $\Lambda_1(t, s) = \delta_1 + \alpha_1 z_1$  ;  $\alpha_1 > 0$

$$\Rightarrow s_1 = \Lambda_1(t, s) - \delta_1 - \alpha_1 z_1 \quad (\text{II-45})$$

avec :

$$\alpha_1 > 0$$

- $z_1 < 0$  :

$$\Rightarrow \dot{V}(z_1) \leq -a_1 z_1^2 + z_1(-\delta_1 - \Lambda_1(t, s))$$

La composante virtuelle :  $\Lambda_1(t, s) = -\delta_1 + \alpha_1 z_1$  ;  $\alpha_1 > 0$

$$\Rightarrow s_1 = \Lambda_1(t, s) + \delta_1 - \alpha_1 z_1 \quad (\text{II-46})$$

avec :

$$\alpha_1 > 0$$

A partir des expressions (II-45) et (II-46), la surface  $s_1$  est :

$$s_1 = \Lambda_1(t, s) - \delta_1 \operatorname{sgn}(z_1) - \alpha_1 z_1 \quad (\text{II-47})$$

### Etape2 :

La fonction de Lyapunov augmentée s'écrit comme suit :

$$V(z_1, s_1) = \frac{1}{2} z_1^2 + \frac{1}{2} s_1^2 \quad (\text{II-48})$$

Il est clair que cette fonction est positive. le calcul de sa dérivée donne :

$$\dot{V}(z_1, s_1) = z_1 \dot{z}_1 + s_1 \dot{s}_1$$

A partir de l'expression (II-47), on a :

$$\dot{s}_1 = \dot{\Lambda}_1(t, s) - \alpha_1 (-a_1 e_1 + b_1 e_3 + d_1 e_4 x_5 - \Lambda_1(t, s))$$

pour que  $s_1 \dot{s}_1 < 0$ , on a :

$$\dot{\Lambda}_1(t, s_1) + \alpha_1 \Lambda_1(t, s_1) = -(\alpha_1 \delta_1 - \alpha_1 a_1 z_{1\max} + C_1) \text{sign}(s_1) \quad (\text{II-49})$$

La dérivée de la fonction de Lyapunov sera définie négative.

### Etape3 :

On pose :

$$z_2 = e_2$$

L'expression de sa dérivée est :

$$\dot{z}_2 = -a_1 e_2 + b_1 e_4 - d_1 e_3 x_5 - \Lambda_2(t, s)$$

La fonction de Lyapunov augmentée est :

$$V(z_1, s_1, z_2) = \frac{1}{2} z_1^2 + \frac{1}{2} s_1^2 + \frac{1}{2} z_2^2 \quad (\text{II-50})$$

Le calcul sa dérivée donne :

$$\dot{V}(z_1, s_1) = z_1 \dot{z}_1 + s_1 \dot{s}_1 + z_2 \dot{z}_2$$

On suivant les démarches de l'étape 1, et en utilisant la majoration suivante :

$$|b_1 e_4 - d_1 e_3 x_5| < \delta_2 \quad (\text{II-51})$$

L'expression de la surface  $s_2$  est :

$$s_2 = \Lambda_2(t, s) - \delta_2 \text{sgn}(z_2) - \alpha_2 z_2 \quad (\text{II-52})$$

### Etape4 :

La fonction de Lyapunov augmentée s'écrit comme suit :

$$V(z_1, s_1, z_2) = \frac{1}{2} z_1^2 + \frac{1}{2} s_1^2 + \frac{1}{2} z_2^2 + \frac{1}{2} s_2^2 \quad (\text{II-53})$$

L'expression de sa dérivée est :

$$\dot{V}(z_1, s_1) = z_1 \dot{z}_1 + s_1 \dot{s}_1 + z_2 \dot{z}_2 + s_2 \dot{s}_2$$

A partir de l'expression (II-52), on a :

$$\dot{s}_2 = \dot{\Lambda}_2(t, s) - \alpha_2(-a_1 e_2 + b_1 e_4 - d_1 e_3 x_3 - \Lambda_2(t, s))$$

Pour que  $s_2 \dot{s}_2 < 0$ , on a :

$$\dot{\Lambda}_2(t, s_2) + \alpha_2 \Lambda_2(t, s_2) = -(\alpha_2 \delta_2 - \alpha_2 a_2 z_{2\max} + C_2) \text{sign}(s_2) \quad (\text{II-54})$$

D'où la dérivée de la fonction de Lyapunov est définie négative.

• En régime glissant établi :

$$\begin{cases} s_1 = 0 \\ s_2 = 0 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \dot{s}_1 = 0 \\ \dot{s}_2 = 0 \end{cases} \quad (\text{II-55})$$

$$\Rightarrow \begin{cases} \Lambda_1 = \Lambda_{1eq} \\ \Lambda_2 = \Lambda_{2eq} \end{cases} \quad (\text{II-56})$$

On remplaçant (II-56) dans (II-49) et (II-54), on aura :

$$\begin{cases} \dot{\Lambda}_{1eq}(t, s_1) + \alpha_1 \Lambda_{1eq}(t, s_1) = -(\alpha_1 \delta_1 - \alpha_1 a_1 z_{1\max} + C_1) \text{sign}(s_1) \\ \dot{\Lambda}_{2eq}(t, s_2) + \alpha_2 \Lambda_{2eq}(t, s_2) = -(\alpha_2 \delta_2 - \alpha_2 a_2 z_{2\max} + C_2) \text{sign}(s_2) \end{cases} \quad (\text{II-57})$$

#### II.9.4 Stabilisation du système augmenté

La fonction de Lyapunov est :

$$V(z_1, s_1, z_2) = \frac{1}{2} z_1^2 + \frac{1}{2} s_1^2 + \frac{1}{2} z_2^2 + \frac{1}{2} s_2^2 + \frac{1}{2} \Lambda_{1eq} + \frac{1}{2} \Lambda_{2eq}^2 \quad (\text{II-58})$$

Il est clair que cette fonction est positive. le calcul de sa dérivée donne :

$$\dot{V}(z_1, s_1) = z_1 \dot{z}_1 + s_1 \dot{s}_1 + z_2 \dot{z}_2 + s_2 \dot{s}_2 + \Lambda_{1eq} \dot{\Lambda}_{1eq} + \Lambda_{2eq} \dot{\Lambda}_{2eq}$$

Les composantes virtuelles sont :

$$\begin{cases} \alpha_1(-a_1 e_1 + b_1 e_3 + d_1 e_4 x_5) = -\beta_1 \Lambda_{1eq} \\ \alpha_2(-a_1 e_2 + b_1 e_4 - d_1 e_3 x_5) = -\beta_2 \Lambda_{2eq} \end{cases} \quad (II-59)$$

Introduisant  $\Lambda_{1eq}$  et  $\Lambda_{2eq}$  dans (II-42), on a le sous système suivant :

$$\begin{cases} \dot{e}_3 = -a_2 e_3 + (c_1 \omega_s - c_1 x_5) e_4 + \Lambda_3(t, s) \frac{\alpha_1 (b_1 e_3 + d_1 x_5 e_4)}{\beta_1} + (b_1 - \frac{\alpha_1 a_1}{\beta_1} \Lambda_3(t, s)) e_1 \\ \dot{e}_4 = -a_2 e_4 - (c_1 \omega_s - c_1 x_5) e_3 - \Lambda_4(t, s) \frac{\alpha_2 (b_1 e_4 - d_1 x_5 e_3)}{\beta_2} + (b_2 - \frac{\alpha_2 a_1}{\beta_2} \Lambda_4(t, s)) e_2 \end{cases} \quad (II-60)$$

Le système (II-60) est stable pour le choix suivant :

$$\begin{cases} \Lambda_3 = \frac{\beta_1 b_1}{\alpha_1 a_1} \\ \Lambda_4 = \frac{\beta_1 b_2}{\alpha_2 a_1} \end{cases} \quad (II-61)$$

La figure II.12 représente la structure en cascade de régulation avec l'observation du flux rotorique de la machine asynchrone :

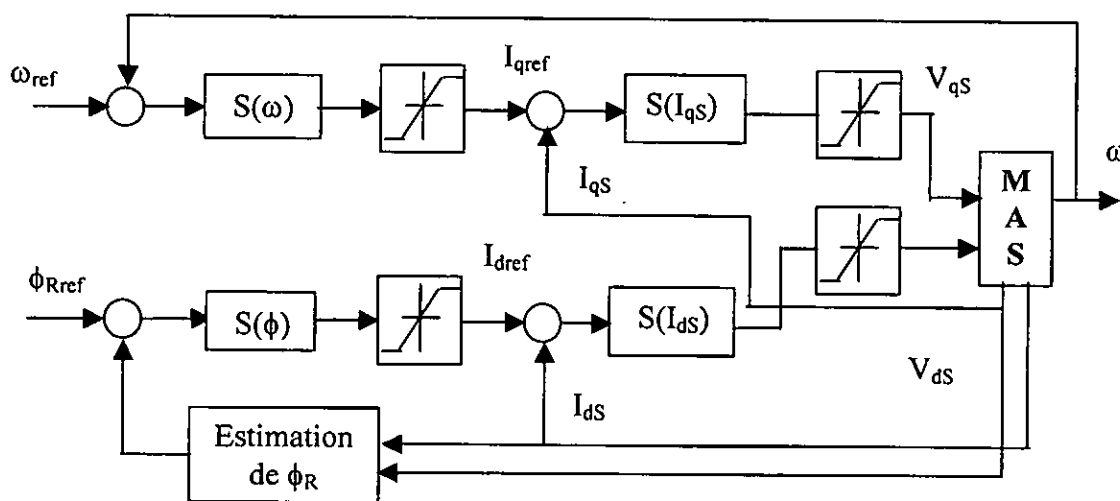


Fig.II.12 Mise en oeuvre de l'algorithme de commande.

## II.10 Résultats de simulations et interprétations

La combinaison de la commande et de l'observation a été abordée et simulée. Les figures ( II.13, II.14 ,II.15 ,II.16 ) montrent le comportement de l'observateur appliqué sur la machine asynchrone.

On constate que la convergence de l'observateur est rapide car l'erreur de l'estimation s'annule après un temps très court.

La figure II.13 représente le comportement dynamique du système avec l'observateur, les performances sont très satisfaisantes.

On a fait des testes de robustesse vis à vis des variations paramétriques et des perturbations externes. Les résultats des testes effectués sont représentés dans les figures II.14, II.15 et II.16. Ces résultats apportent la preuve de la robustesse de cet observateur, car les variations paramétriques n'a pas modifié le temps de réponse. De plus, le système avec l'observateur a tenu à rejeter les perturbations.

## II.11 Conclusion

Cette partie a été consacrée à la commande par modes glissants. Les simulations ont montré les possibilités potentielles de cette stratégie de commande.

On a constaté qu'elle rejette totalement la perturbation, permet une bonne poursuite de consigne de la vitesse et pratiquement insensible aux variations paramétriques.

Nous pouvons conclure aussi que l'application de la structure en cascade permet de protéger la machine, étant donné que nous contrôlons les courants directement.

Comme le flux de la machine n'est pas mesurable, on a proposé un observateur glissant basé sur la méthode du backstepping. On a constaté que le système combiné avec cet observateur a donné des bonnes performances, et robustes vis à vis des variations paramétriques et les perturbations.

Les avantages de cette technique se trouvent dans le fait qu'elle utilise toute la force de la commande pour conforter les effets extérieurs et la robustesse qu'elle présente vis à vis des variations paramétriques. Malheureusement elle sollicite très fortement l'organe de commande avec une haute fréquence qui risque d'endommager ce dernier.

Ce problème a fait l'objet de recherches pour remédier au phénomène de glissement de manière à réduire les fortes sollicitations de l'organe fournisseur de commande.

Dans le chapitre suivant, une autre approche du réglage sera évoquée, l'intérêt de celle ci est qu'elle permet de l'élimination du chattering et de réduire la complexité de la réalisation pratique.



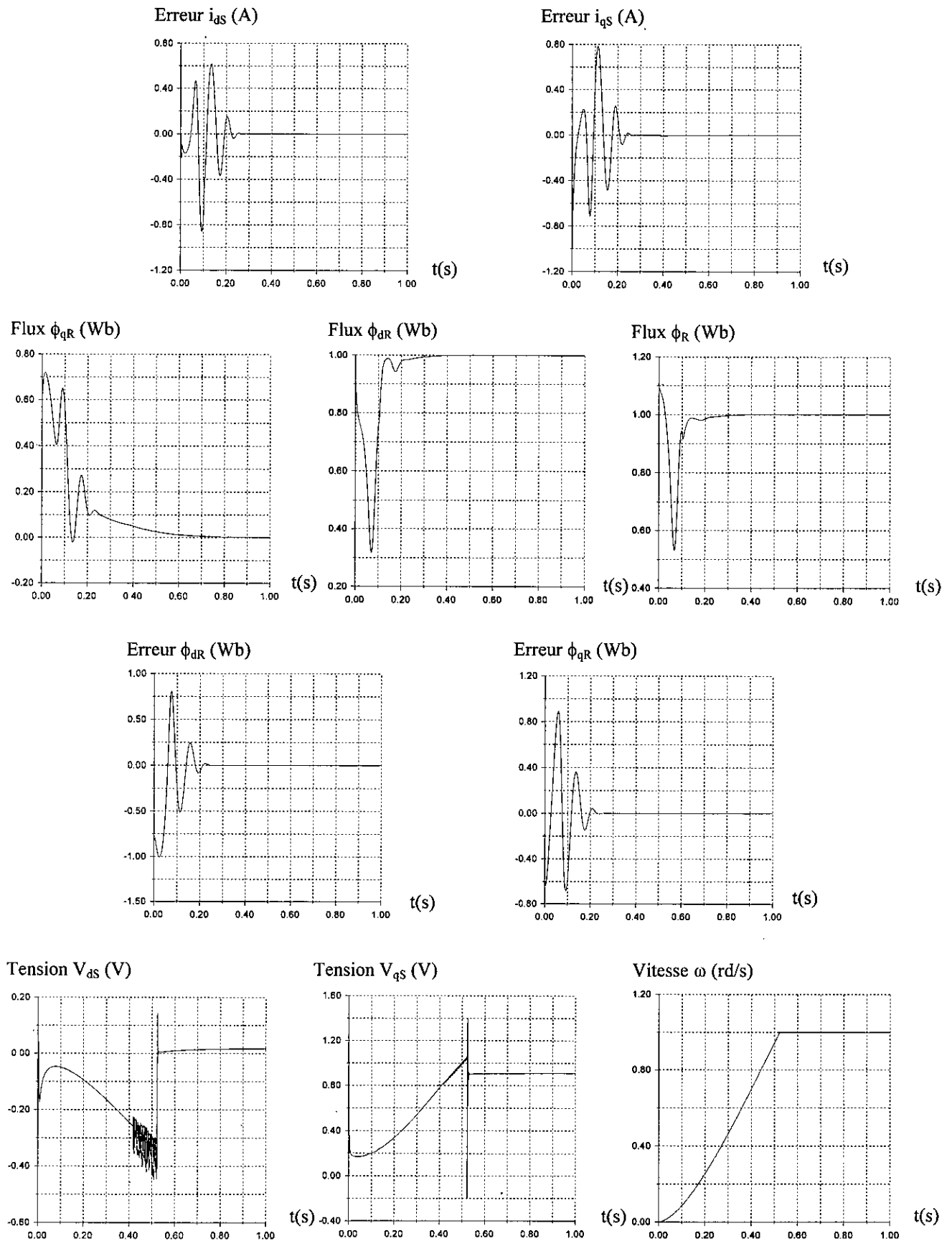


Fig. II.13 Réponses de la M.AS avec Observateur à vide aux échelons du flux et de la vitesse.

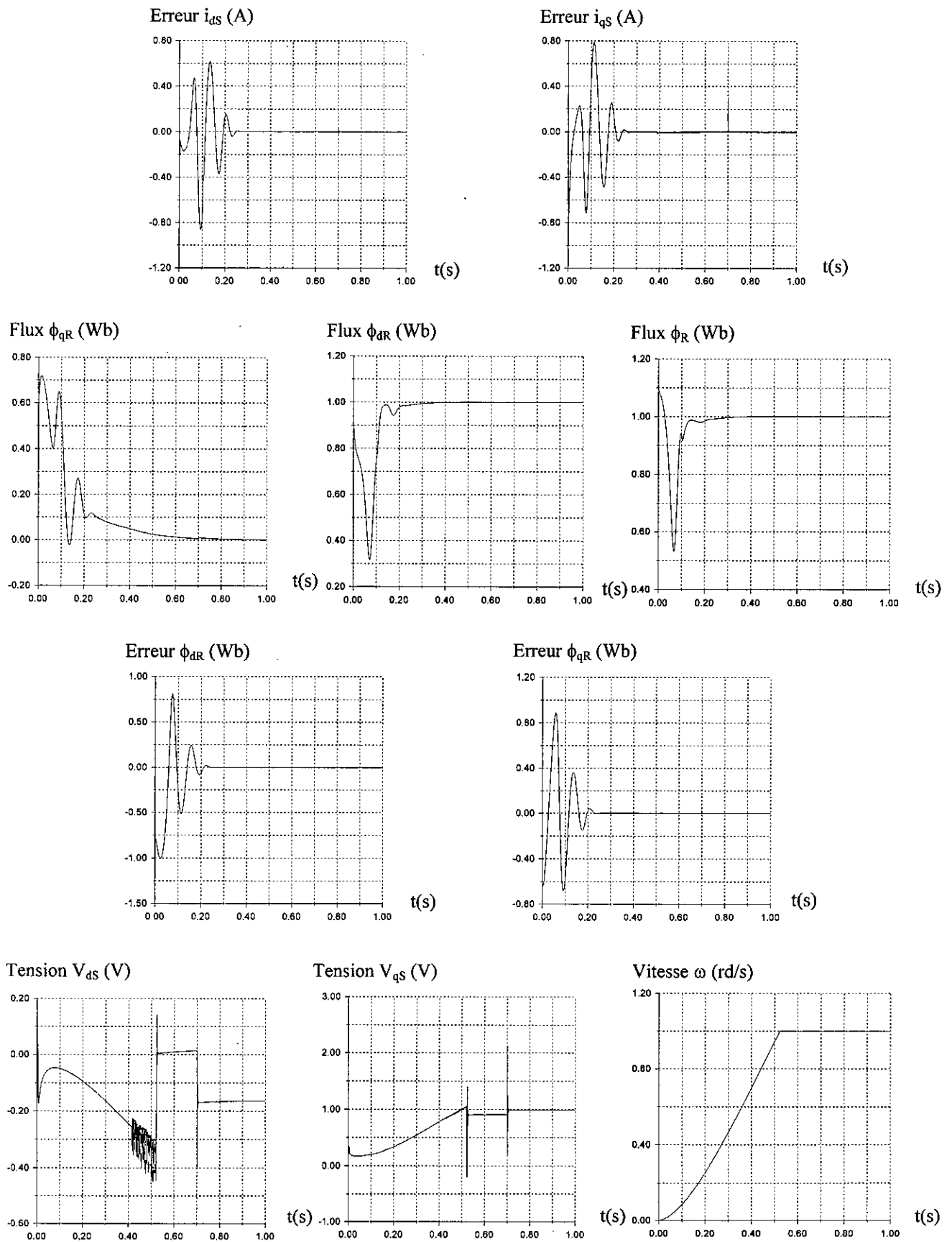


Fig. II.14 Réponses de la M.AS avec Observateur à une perturbation de charge nominale Introduite à  $t = 0.7s$

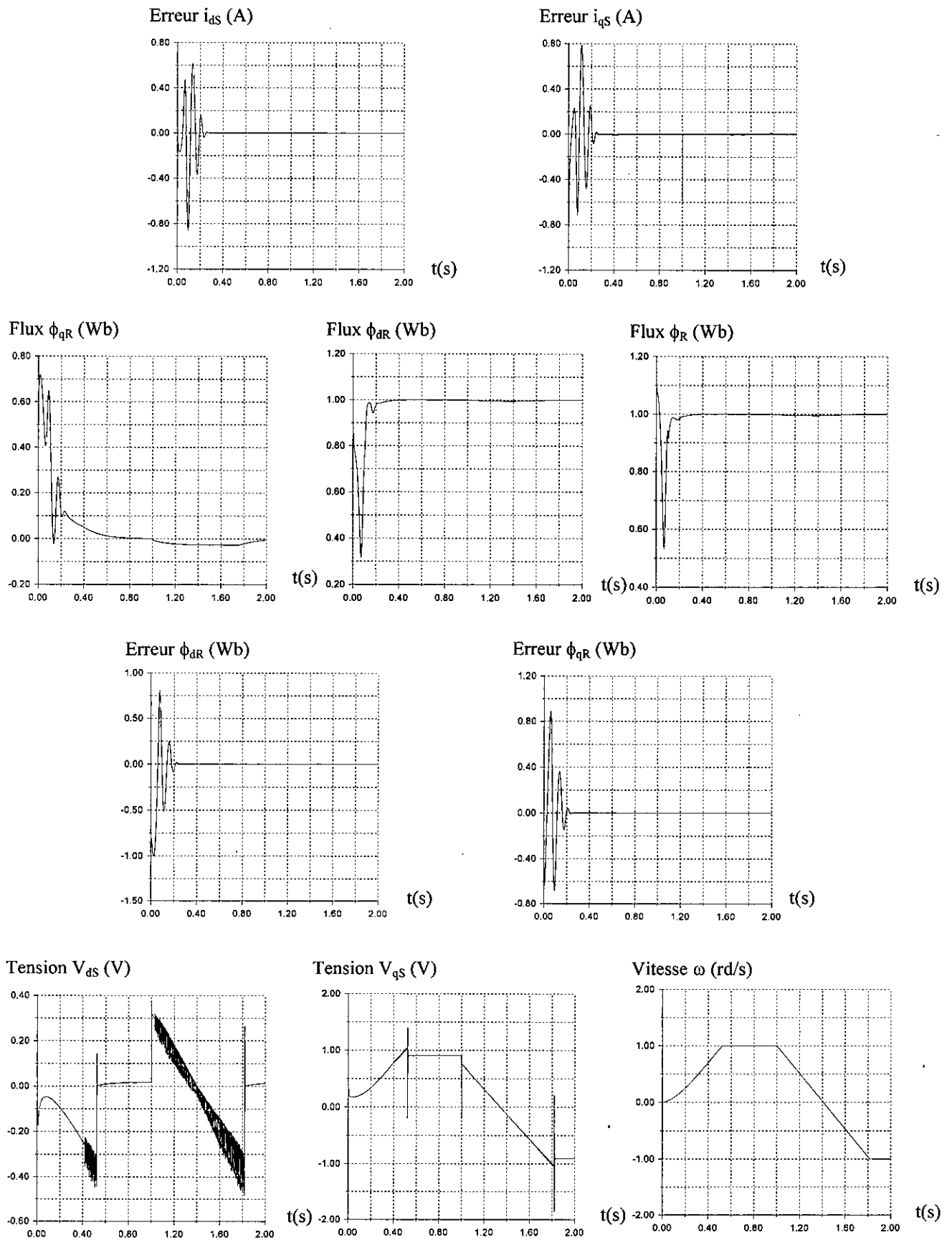
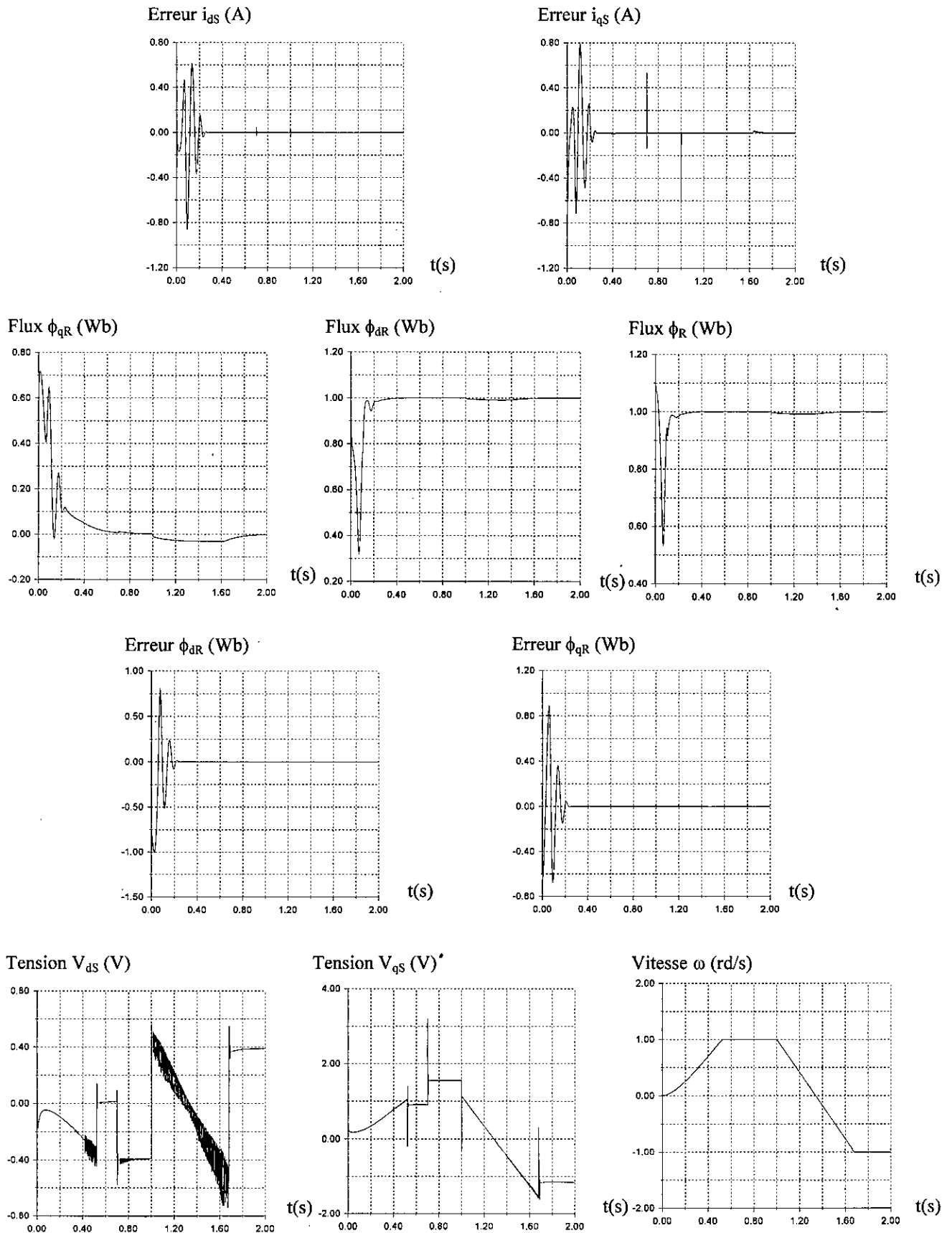


Fig. II.15 Réponses de la M.AS avec Observateur à une inversion de la consigne de vitesse à  $t = 1\text{ s}$ .





**Fig.II.16** Influence d'une variation paramétrique(+100% sur  $R_S$  et  $R_R$  et -30% sur  $L_S$ ,  $L_R$  et  $M$ ) introduite à  $t = 0.8\text{s}$  sur les réponses de la (M.AS + observateur). Avec application d'une charge nominale à  $t = 0.7\text{s}$  et une inversion de consigne de vitesse à  $t = 1\text{s}$ .

# **CHAPITRE III**

## **COMMANDE FLOUE-MODE DE GLISSEMENT APPLICATION A LA MACHINE ASYNCHRONE**

*« So far as the laws of mathematics refer to reality, they are not certain. And so far as they are certain, they do not refer to reality »*

**Albert Einstein**

## Introduction

La logique floue ( " fuzzy logic " en anglais ) suscite actuellement un fervent intérêt de la part des chercheurs, des ingénieurs, et des industriels, mais plus généralement de la part de tous ceux qui éprouvent le besoin de formaliser des méthodes empiriques, de généraliser des modes de raisonnement naturels, d'automatiser la prise de décision dans leur domaine, de construire des systèmes artificiels capables d'effectuer les tâches habituellement prises en charge par les humains[41].

La pensée humaine est une symbiose de la logique et de l'imagination, c'est à dire, une superposition de rigueur et d'intuition agissant de concert ou séparément. La logique humaine est un enchaînement d'idées, de concepts, concrets ou abstraits, aboutissant à des conclusions qui entraînent des décisions ou restant à l'état de résultats utilisables ou non.

Le caractère flou de la pensée humaine est illustré par sa capacité de résumer les informations pour extraire à partir des collections de masses de données stockées dans la mémoire, les sous-collections qui ont un rapport avec la tâche considérée. Par sa nature, un résumé est une approximation de ce qu'il résume [42].

Pour plusieurs cas, une caractérisation très approximative d'une collection de données est suffisante, car la plupart des tâches faites par les êtres humains n'exigent pas un degré très élevé de précision dans leur exécution.

Une imitation de ces aspects qualitatifs et approximatifs de la pensée humaine a donné naissance à un autre type de système de contrôle qui trouve de puissantes applications, surtout dans des situations où le système à contrôler est mal défini (mathématiquement).

L'étude contemporaine de la logique ou multivalente est venue résoudre certains paradoxes auquel la logique binaire ou bivalente ( ou loi du tiers exclu ) n'a pu trouver de solutions.

C'est en 1920 que le logicien polonais Jan LUCASIEWICZ a établi les principes de la logique multivalente où les propositions peuvent être partiellement vraies, dans une proportion qui varie entre le « zéro » et le « un » de la logique binaire.

Dans un article paru en 1937, le philosophe de la mécanique quantique Max. BLACK appliqua la logique multivalente à des listes, ou à des ensembles d'objets, et dessina ainsi les premiers diagrammes d'ensembles flous ; il les nomma " vagues ".

Presque trente ans plus tard, en 1965, l'iranien Lotfi ZADEH, alors professeur au département d'ingénierie électrique de l'université de Californie à Berkeley, introduisit la notion d'ensembles flous qui donna son nom à cette discipline [43].

L'idée de contrôle flou a été proposée dans des notes publiées par ZADEH, lui-même, en 1968 et 1972 et a été décrite avec plus de détails en 1973 .

Une année après, en 1974, la première implémentation d'un contrôleur flou a vu le jour grâce à l'équipe du professeur tanzanien Ebrahim MAMDANI réalisée sur machine à vapeur au Queen Mary collège de Londres [44].

Récemment, le déferlement de toute une vague commerciale de dispositifs à logique floue, japonais pour la plupart, a popularisé cette nouvelle notion de logique. La plus célèbre

application floue est sans doute le contrôleur du métro de Sendai au Japon réalisé par la société Hitachi en 1988 .

Dans ce chapitre, nous présentons succinctement la méthodologie de conception d'un contrôleur flou, ce tour d'horizon inclut:

- Le développement (dérivation) des règles de contrôle flou et de la base de données;
- Les stratégies de fuzzification et de défuzzification;
- La définition d'implication floue;
- L'analyse des mécanismes de raisonnement.

### III . 1 Principe fondamental de la logique floue[13]

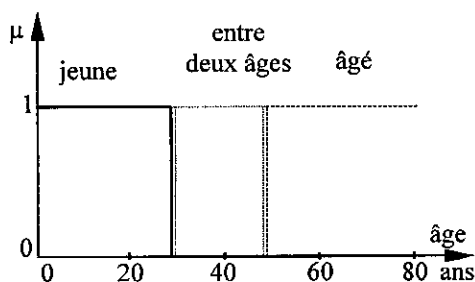
Afin de mettre en évidence le principe fondamental de la logique floue. On présente un exemple simple. Celui de la classification des personnes en trois ensembles « jeune », « entre deux âges » et « âgé ».

Selon la logique classique (logique de boule) qui n'admet pour les variables que les deux valeurs 0 et 1. Une telle classification pourrait se faire comme le montre la figure III.1. Toutes les personnes âgées de moins de 30 ans sont alors considérées comme appartenant à l'ensemble « jeune » et toutes les personnes âgées de plus de 50 ans comme appartenant à l'ensemble « âgé ».

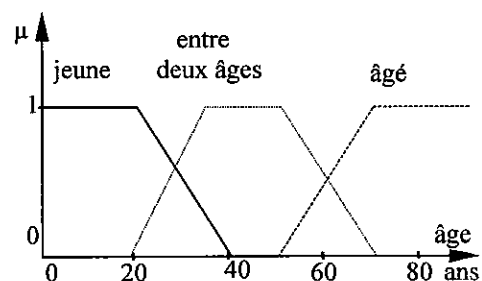
Cependant, une telle logique de classification n'est même pas logique. Pourquoi une personne, lorsqu'elle a eu 50 ans, doit-elle être considérée comme appartenant à l'ensemble « âgé »? En réalité, un tel passage se fait progressivement et individuellement.

La logique floue, dont les variables peuvent prendre n'importe quelle valeur entre 0 et 1 (on parle alors de fonction d'appartenance  $\mu$ ), permet de tenir compte de cette réalité.

La figure III.2 montre une classification possible pour l'exemple précédent, cette fois-ci, à l'aide de la logique floue. Ainsi, une personne de 25 ans appartient à l'ensemble « jeune » avec une valeur de 0,75 de la fonction d'appartenance et à l'ensemble « entre deux âges » avec  $\mu=0,25$ . Par contre, une personne de 70 ans appartient avec une valeur  $\mu=1$  de la fonction d'appartenance à l'ensemble « âgé ». Evidemment, la forme des fonctions d'appartenance n'est pas rigide et peut dépendre du contexte envisagé, à savoir professionnel, sportif ou autre.



**Fig. III.1:** Classification des personnes en trois ensembles selon la logique classique



**Fig. III.2:** Classification des personnes en trois ensembles selon la logique floue

### III . 2 Rappelles des principes de la logique floue[13]

Dans ce qui suit, nous résumons les concepts de la théorie des ensembles flous nécessaires pour la conception des contrôleurs flous.

#### III . 2 . 1 Ensembles flous

Si l'on considère une grandeur physique u, dire que u appartient à un ensemble flou revient à lui attribuer une propriété de définition imprécise (linguistique): u est grand, petit, voisin de zéro, etc.

##### Définition 1 : Ensembles flous

Un ensemble flou peut être vu comme une généralisation de concept d'ensemble ordinaire dont la fonction d'appartenance prend seulement deux valeurs {0,1} (ensemble "booléen").

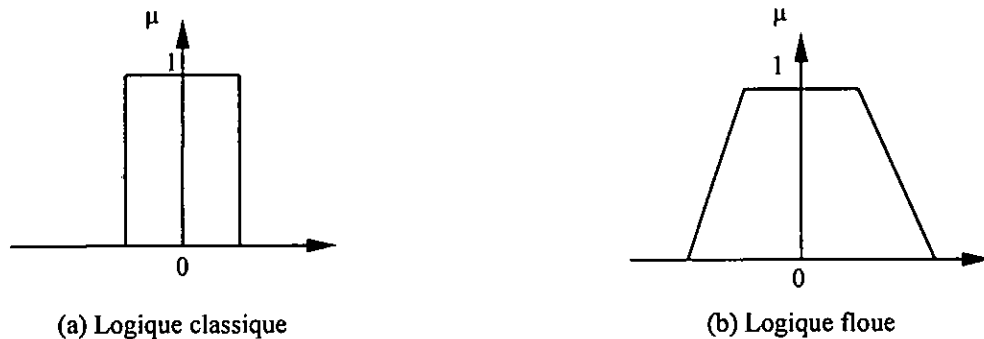


Fig. III.3 :Exemple de fonction caractéristique :  
Logique classique, logique floue

Ainsi, sur un univers de discours U, un ensemble flou F est caractérisé par une fonction d'appartenance  $\mu_f$  prenant des valeurs dans l'intervalle [0,1].

$$\begin{array}{l} \mu_f : U \longrightarrow [0, 1] \\ x \longrightarrow \mu_f(x) \end{array}$$

Cet ensemble flou F peut être représenté comme un ensemble de paires (élément générique, degré d'appartenance) ordonnées :  $F = \{(x, \mu_f(x)) / x \in U\}$  et on le notera:

\* U continu

$$F = \int_U \mu_f(x) / X$$

\* U discret

$$F = \sum_{i=1} \mu_f(x_i) / x_i$$

**Définition 2: Support, point de commutation, et singleton flou**

Le support d'un ensemble flou  $F$  est l'ensemble de tous les points  $x$  dans  $U$  tels que  $\mu_F(x) > 0$ . En particulier, l'élément  $x$  de  $U$  tel que  $\mu_F(x) = 0,5$  est appelé point de commutation. Un ensemble flou dont le support est un singleton dans  $U$  avec  $\mu_F(u) = 1$  est appelé singleton flou.

Les ensembles flous ont le grand avantage de constituer une représentation mathématique de labels linguistiques largement utilisés dans l'expression de connaissances expertes, qualitative et manipulées dans la logique floue.

**III.2.2 Opérations ensembliste élémentaire**

Soient  $A$  et  $B$  deux ensembles flous dans  $U$  ayant respectivement  $\mu_A$  et  $\mu_B$  comme fonctions d'appartenance. L'union, l'intersection, et la complémentation des ensembles flous sont définies à l'aide de leur fonction d'appartenance.

**Définition 3 : Union  $\cup$** 

La fonction d'appartenance  $\mu_{A \cup B}$  de la réunion  $A \cup B$  est définie, pour tous  $x \in U$ , par :

$$\mu_{A \cup B}(x) = \max\{\mu_A(x), \mu_B(x)\}$$

**Définition 4 : Intersection  $\cap$** 

La fonction d'appartenance  $\mu_{A \cap B}$  de l'intersection  $A \cap B$  est définie, pour tous  $x \in U$  par :

$$\mu_{A \cap B}(x) = \min\{\mu_A(x), \mu_B(x)\}$$

**Définition 5 : Complémentation**

La fonction d'appartenance  $\mu_{\bar{A}}$  du complément d'un ensemble flou  $A$  est définie, pour tous  $x \in U$ , par:

$$\mu_{\bar{A}}(x) = 1 - \mu_A(x)$$

**Définition 6 : Produit cartésien**

Si  $A_1, A_2, \dots, A_n$  sont des ensembles flous dans respectivement  $U_1, U_2, \dots, U_n$ , le produit cartésien de  $A_1, A_2, \dots, A_n$  est un ensemble flou dans l'espace produit  $U_1 * U_2 * \dots * U_n$  ayant pour fonction d'appartenance :

$$\mu_{A_1 * A_2 * \dots * A_n}(x_1, x_2, \dots, x_n) = \min\{\mu_{A_1}(x_1), \mu_{A_2}(x_2), \dots, \mu_{A_n}(x_n)\}$$

Où :

$$\mu_{A_1 * A_2 * \dots * A_n}(x_1, x_2, \dots, x_n) = \mu_{A_1}(x_1) \times \mu_{A_2}(x_2) \times \dots \times \mu_{A_n}(x_n)$$

**Définition 7 : Relation floue**

Une relation floue est un ensemble flou dans  $U_1 * U_2 * \dots * U_n$  exprimée comme:

$$R_{U_1 * U_2 * \dots * U_n} = \{((x_1, x_2, \dots, x_n), \mu_R(x_1, x_2, \dots, x_n)) / (x_1, x_2, \dots, x_n) \in U_1 * U_2 * \dots * U_n\}$$

**Définition 8 : Composition "Sup-Star"**

Si  $R$  et  $S$  sont deux relations floues dans respectivement  $U * V$  et  $V * W$ , la composition de

Ces deux relations est une relation floue dénotée par RoS et elle est définie par:

$$\text{RoS} = \{[(x, z), \text{Sup}(\mu_R(x,y) \oplus \mu_S(y, z))], x \in U, y \in V, z \in W\}$$

Où:  $\oplus$  est l'un des opérateurs de la classe des normes triangulaires (Annexe 4).

**Remarque :**

Les propriétés de l'algèbre classique telle que la commutativité, associativité, distributivité, lois de morgan s'appliquent aussi bien aux opérations sur les ensembles flous.

### III. 2 . 3 Variables linguistiques et ensembles flous

**Définition 9 : Variables linguistiques**

L'utilisation des ensembles flous constitue une voie privilégiée pour la manipulation de concepts vagues et imprécis. En particulier, on peut employer les ensembles flous pour représenter des variables linguistiques. Une variable linguistique peut être vue soit comme une variable dont la valeur est un nombre flou, soit comme une variable dont les valeurs sont définies en termes linguistiques.

Une variable linguistique est caractérisé par un 5-uple (V, T(V), U, G, M) dans lequel:

- V est le nom de la variable;
- T(V) est l'ensemble des valeurs linguistiques de V dont chacune est un nombre flou défini sur U;
- G est une règle syntaxique pour la génération des noms des valeurs de V.
- M est une règle sémantique qui associe à chaque valeur un sens.

Par exemple, si la vitesse est interprétée comme une variable linguistique, alors son ensemble de termes T(vitesse) peut être:

T(vitesse) = {lente, moyenne, rapide, ...} où chaque terme dans T(vitesse) est caractérisé par un ensemble flou dans un univers de discours  $U=[0, 100]$  par exemple.

M interprétera "lente" comme une vitesse inférieure ou égale à 40 km/h, "rapide" comme une vitesse supérieure ou égale à 70 km/h. Ces deux termes peuvent être caractérisés comme des ensembles flous dont les fonctions d'appartenance sont montrées sur la figure III.4.

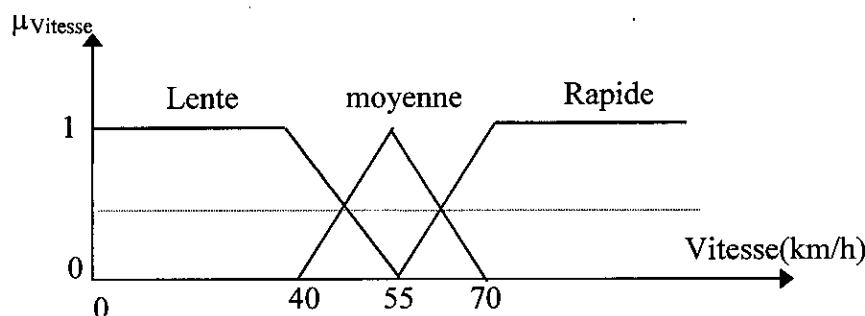


Fig. III.4 Représentation graphique des vitesses floues.

### III. 2 . 4 Fonction d'appartenance

A la variable  $X$ , dont l'ensemble des valeurs possibles est  $T(X)$ , et au sous-ensemble  $E_1$  de  $T(X)$ , on associe une fonction  $\mu_{E_1}(u)$  comprise entre 0 et 1, appelée *fonction d'appartenance* (on dit aussi *degré d'appartenance* ou coefficient d'appartenance, ou degré de possibilité) qui représente la possibilité pour que la variable  $u$  ait la qualité associée au sous-ensemble  $E_1$ .

Le plus souvent, on utilise pour les fonctions d'appartenance les fonctions suivantes:

a - *Fonction Triangulaire* :

$$\mu(x) = \max \left( \min \left( \frac{x-a}{b-a}, \frac{c-x}{c-b} \right), 0 \right)$$

b - *Fonction Trapézoïdale*:

$$\mu(x) = \max \left( \min \left( \frac{x-a}{b-a}, 1, \frac{d-x}{d-c} \right), 0 \right)$$

c - *Fonction Gaussienne* :

$$\mu(x) = \text{EXP} \left[ - \left( \frac{x-m}{\sigma} \right)^2 \right]$$

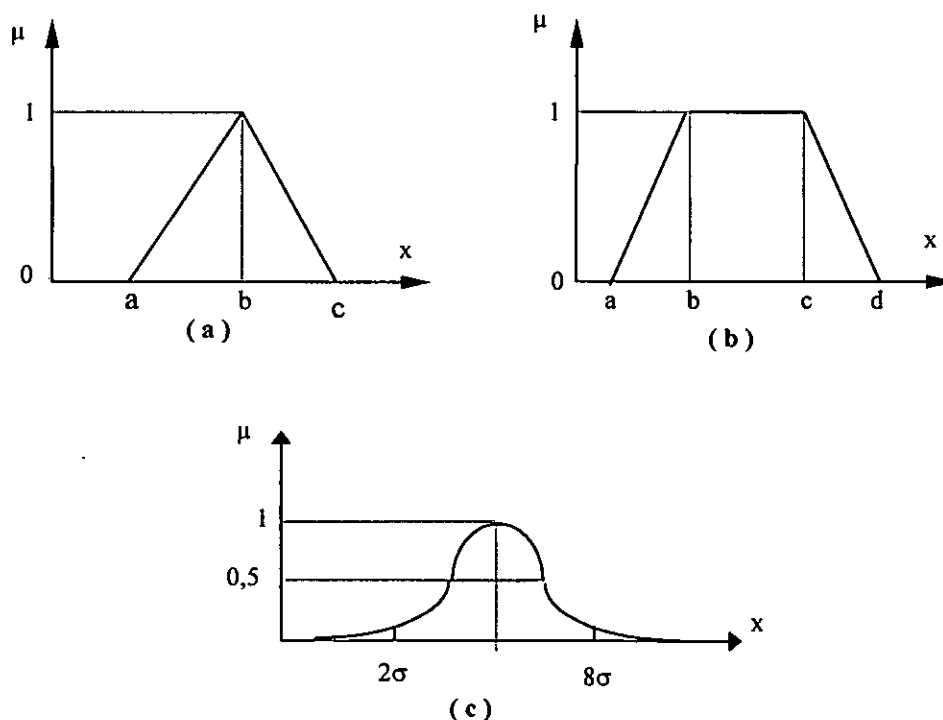


Fig. III.5 : Différentes formes pour les fonctions d'appartenance.



### III. 2 . 5 Implication floue

L'implication floue est un opérateur qui permet d'évaluer un degré de vérité d'une règle R de la forme : Si x est A alors y est B à partir des valeurs de la prémisse d'une part, et de celle de la conclusion d'autre part.

$$\mu_R(x, y) = I(\mu_A(x), \mu_B(y))$$

Où : I est l'un des opérateurs d'implication donnée par le tableau suivant :

R	VALEUR DE VÉRITÉ	NOM
$\mu_{RR}$	$1 - \mu_A(x) + \mu_A(x) \mu_B(x)$	Reichenbach
$\mu_{RRW}$	$\max(1 - \mu_A(x), \min(\mu_A(x), \mu_B(x)))$	Wilnoth
$\mu_{RBG}$	1 Si $\mu_A \leq \mu_B$ $\mu_B$ Sinon	Brown Gödel
$\mu_{RG}$	$\min(\mu_A/\mu_B, 1)$ Si $\mu_A \neq 0$ $\mu_B$ Sinon	Göguen
$\mu_{RL}$	$\min(1 - \mu_A + \mu_B, 1)$	Lukasiewicz
$\mu_{RM}$	$\min(\mu_A, \mu_B)$	Mamdani
$\mu_{RP}$	$\mu_A \mu_B$	Larsen

Tab 1: Des opérateurs d'implication.

**Remarque:**

Dans la commande floue on utilise souvent les implications dites de Mamdani et Larsen ( $\mu_{Rm}$  et  $\mu_{RP}$ ).

**III. 2 . 6 Logique floue et raisonnement approche**

En raisonnement approché, il y a deux règles d'inférence floue importantes proposées par Zadeh nommées le "modus ponens généralisé" (MPG) et le "modus tollens généralisé" (MTG) (généralisation de la logique formelle):

Prémisse 1 : x est A'  
 Prémisse 2 : Si x est A, alors y est B (MPG)  
 conséquence: y est B'

prémisse 1: y est B'  
 prémisse 2 : Si x est A, alors y est B (MTG)  
 -----  
 conséquence : x est A'

Où: A, A', B et B' sont des ensembles flous représentant des variables linguistiques.

Ces règles permettent de caractériser l'ensemble flou B' (MPG) ou A'(MTG) selon les formules précédentes.

**Remarque :**

En logique formelle classique, le "modus ponens" est utilisé dans le raisonnement par chaînage avant (cas de la commande) alors que le "modus tollens" est utilisé en chaînage arrière (vérification d'hypothèse).

**Définition 10 : Règle conditionnelle d'inférence "Sup-Star"**

Si R est une relation floue dans  $U*V$ , et x est un ensemble flou dans U, alors le résultat est un ensemble flou donné par:

$$y = x \circ R$$

Où:

$x \circ R$  est la composition "Sup-Star" de x et R. Si l'opérateur "Sup-Star" est le minimum; alors cette définition se réduit à la règle compositionnelle d'inférence de Zadeh.

**III. 3 Contrôleur flou**

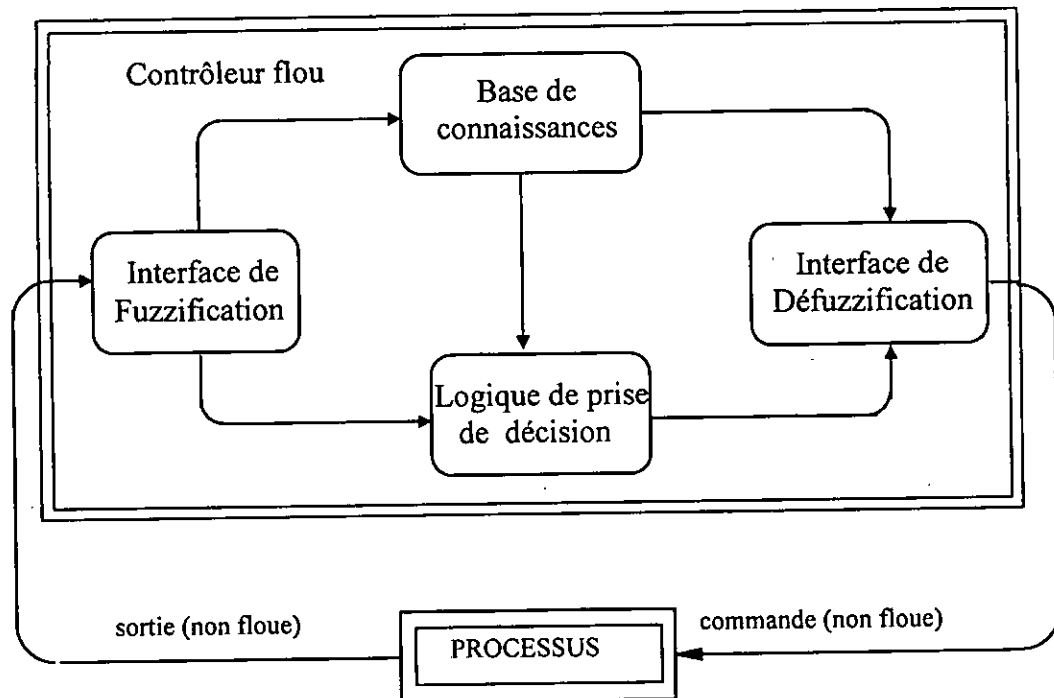
En général, un contrôleur flou est un système qui associe à tout vecteur d'entrée  $X=[x_1, x_2, \dots, x_n]$  un vecteur de sortie  $Y=[y_1, y_2, \dots, y_n]$

Tel que:  $Y = F(X)$

Où : F est souvent une fonction non linéaire.

Muni des différents concepts de la théorie des ensembles flous, on peut désormais développer les notions importantes des contrôleurs flous.

La figure III.6 montre le schéma synoptique général d'un contrôleur flou :



*Fig. III.6* Schéma synoptique général d'un contrôleur flou.

Ce schéma est composé :

- d'une interface de fuzzification à l'entrée.
- d'une base de connaissances.
- d'une logique de prise de décision.
- d'une interface de défuzzification à la sortie.
- du système à contrôler.

1- L'interface de fuzzification inclut les fonctions suivantes :

- mesure des variables d'entrée.
- représentation d'une cartographie d'échelle transférant la plage des variables d'entrée aux univers de discours correspondants.
- représentation de la fonction de fuzzification convertissant les données d'entrée en valeurs linguistiques convenables pouvant être vues comme des étiquettes d'ensembles flous.

2- La base de connaissance comprend une connaissance du domaine d'application et les buts de contrôle prévus. Elle est composée :

- d'une base de données fournissant les définitions utilisées pour définir les règles de contrôle linguistique et la manipulation des données floues dans le contrôleur.
- d'une base de règles caractérisant les buts et la politique de contrôle des experts du domaine au moyen d'un ensemble de règles de contrôle linguistique.

3- La logique de prise de décision est le noyau du contrôleur flou, elle est capable de simuler la prise de décision de l'être humain en se basant sur les concepts flous et les règles d'inférences en logique floue.

4- L'inférence de défuzzification réalise les fonctions suivantes :

- une cartographie d'échelle convertissant la plage des variables de sortie aux univers de discours appropriés.
- une défuzzification fournissant une action de contrôle (physique) à partir d'une action de contrôle floue.

### III. 4 Stratégie de fuzzification

La fuzzification est liée au caractère vague et à l'imprécision dans un langage naturel. C'est une évaluation subjective qui transforme une mesure en une évaluation d'une valeur subjective' et donc elle peut être définie comme cartographie d'un espace d'entrée observé vers des ensembles flous en certains univers de discours d'entrée. La fuzzification joue un rôle important en relation avec l'information incertaine qui peut être objective ou subjective.

Dans les applications de commande floue, les données observées sont habituellement physiques (réelles numériques). Or, le traitement de données dans un contrôleur flou est basé sur la théorie des ensembles flous ; ceci nécessite donc une fuzzification.

La fuzzification s'articule autour des axes suivants:

- Un opérateur de fuzzification convertit une valeur numérique en un singleton flou à l'intérieur d'un certain univers de discours. Cette stratégie est largement utilisée dans les contrôleurs flous car elle est naturelle et facile à implémenter. Elle interprète une entrée  $x_0$  comme un ensemble flou  $A$  ayant une fonction d'appartenance  $\mu_A(x_0)$  égale à zéro partout sauf au point  $x_0$  (égale à 1).
- Les grandeurs physiques sont souvent normalisées entre -1 et 1 par un facteur d'échelle qui doit être choisi sur la base de l'étude du système de sorte que, lors de petits phénomènes transitoires, le domaine admissible pour les grandeurs normalisées ne doit pas dépasser

Dans le cas du réglage flou on utilise des fonctions d'appartenance trapézoïdales et triangulaires pour les variables linguistiques. On associe à chaque variable d'entrée  $x_i$ , un univers de discours décomposé en un nombre limité de fonctions d'appartenances.

Une subdivision plus fine, c'est-à-dire plus de sept ensembles flous associés aux variables d'entrée, n'apporte en général aucune amélioration du comportement dynamique du réglage par logique floue [13].

A partir de la fuzzification on détermine le degré avec lequel une mesure appartient à un ensemble flou donné.

### III. 5 Base de données

Les concepts associés à la base de données sont utilisés pour caractériser les règles de contrôle flou et la manipulation des données floues dans un contrôleur flou. Ces concepts sont subjectivement définis et basés sur l'expérience et le jugement de l'ingénieur. Dans cet ordre d'idée, il peut être noté que le choix correct des fonctions d'appartenance d'un ensemble de

termes joue un rôle essentiel dans la réussite d'une application, on va donc chercher à déterminer les phases importantes de construction d'une base de données dans un contrôleur flou.

- Discrétisation d'un univers de discours.
- Normalisation d'un univers de discours.
- Partition des espaces d'entrée et de sortie.

### III. 6 Base de règle

Un système flou est caractérisé par un ensemble d'expressions linguistiques (règles) basées sur une connaissance d'expert. Cette connaissance est d'habitude représentée sous forme de règles "Si - alors" simples à implémenter. La collection de ces règles forme ce qu'on appelle la base de règles ou ensemble de règles d'un contrôleur flou.

### III. 7 Logique de prise de décision

Un contrôleur flou peut être vu comme modèle d'opérateur humain. Plus généralement, l'utilisation d'un contrôleur flou représente un pas dans la direction de modélisation de la prise de décision d'un être humain avec l'aide de la logique floue et du raisonnement approché.

#### III. 7. 1 Mécanisme d'inférence

Les mécanismes d'inférence employés dans un contrôleur flou sont généralement plus simples que ceux utilisés dans les systèmes experts, parce que dans un contrôleur flou la conséquence d'une règle n'est pas appliquée à l'antécédent d'une autre (pas de chaînage).

Considérons un ensemble de deux règles définies par:

$R_1$  : Si  $x$  est  $A_1$  et  $y$  est  $B_1$  , alors  $z$  est  $C_1$     ou

$R_2$  : Si  $x$  est  $A_2$  et  $y$  est  $B_2$  , alors  $z$  est  $C_2$

Les entrées sont mesurées par des capteurs, elles sont réelles et il est nécessaire de les convertir en ensembles flous. En général, une valeur réelle est considérée comme un singleton flou et les facteurs  $\alpha_1$  et  $\alpha_2$  caractérisant les degrés de confiance de la première et de la deuxième règle peuvent être exprimés par:

$$\alpha_1 = \mu_{A_1}(x_0) \wedge \mu_{B_1}(y_0)$$

$$\alpha_2 = \mu_{A_2}(x_0) \wedge \mu_{B_2}(y_0)$$

Où:

---  $\mu_{A_i}(x_0)$  et  $\mu_{B_i}(y_0)$  jouent le rôle de degrés de couplage entre les données fournies à l'utilisateur et celles de la base de règles.

---  $\wedge$ : opérateur défini selon le type de contrôleur.

Ces relations jouent un rôle important dans les différents types de contrôleur flou.

### III. 7. 2 Contrôleur de type Mamdani

Dans ce mode de raisonnement, la  $i^{\text{ème}}$  règle aboutit à la décision de contrôle

$$\mu_{Ri} = \mu_{RM}(\alpha_i, \mu_{Ci}(z)) = \min(\alpha_i, \mu_{Ci}(z))$$

Où:

$$\alpha_i = \mu_{RM}(\mu_{Ai}(x_0), \mu_{Bi}(y_0)) = \min(\mu_{Ai}(x_0), \mu_{Bi}(y_0))$$

et le résultat des deux règles est construit comme suit:

$$\mu_{Res}(z) = \max[\mu_{R1}(z), \mu_{R2}(z)]$$

Cette méthode est dite aussi: méthode d'inférence **max-min**

### III. 7. 3 Contrôleur de type Larsen

Cette méthode est basée sur l'utilisation du produit pour l'implication, dans ce cas la  $i^{\text{ème}}$  règle donne la décision :

$$\mu_{Ri} = \alpha_i \times \mu_{Ci}(z)$$

$$\alpha_i = \mu_{RM}(\mu_{Ai}(x_0), \mu_{Bi}(y_0)) = \min(\mu_{Ai}(x_0), \mu_{Bi}(y_0))$$

Par conséquent , la fonction d'appartenance résultante de l'exemple précédent est donnée par:

$$\mu_{Res}(z) = \max[\mu_{R1}(z), \mu_{R2}(z)]$$

Cette méthode dite aussi méthode d'inférence: **max-produit**.

### III. 7. 4 Contrôleur de type Zadeh

Dite aussi méthode d'inférence **somme-produit**.

$$\mu_{Ri} = \alpha_i \times \mu_{Ci}(z)$$

$$\alpha_i = \mu_{RP}(\mu_{Ai}(x_0), \mu_{Bi}(y_0)) = \mu_{Ai}(x_0) \times \mu_{Bi}(y_0)$$

$$\mu_{Res}(z) = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m \mu_{Ri} \quad m : \text{nombre de règle}$$

\* Pour notre étude, on s'est limité au contrôleur de Mamdani.

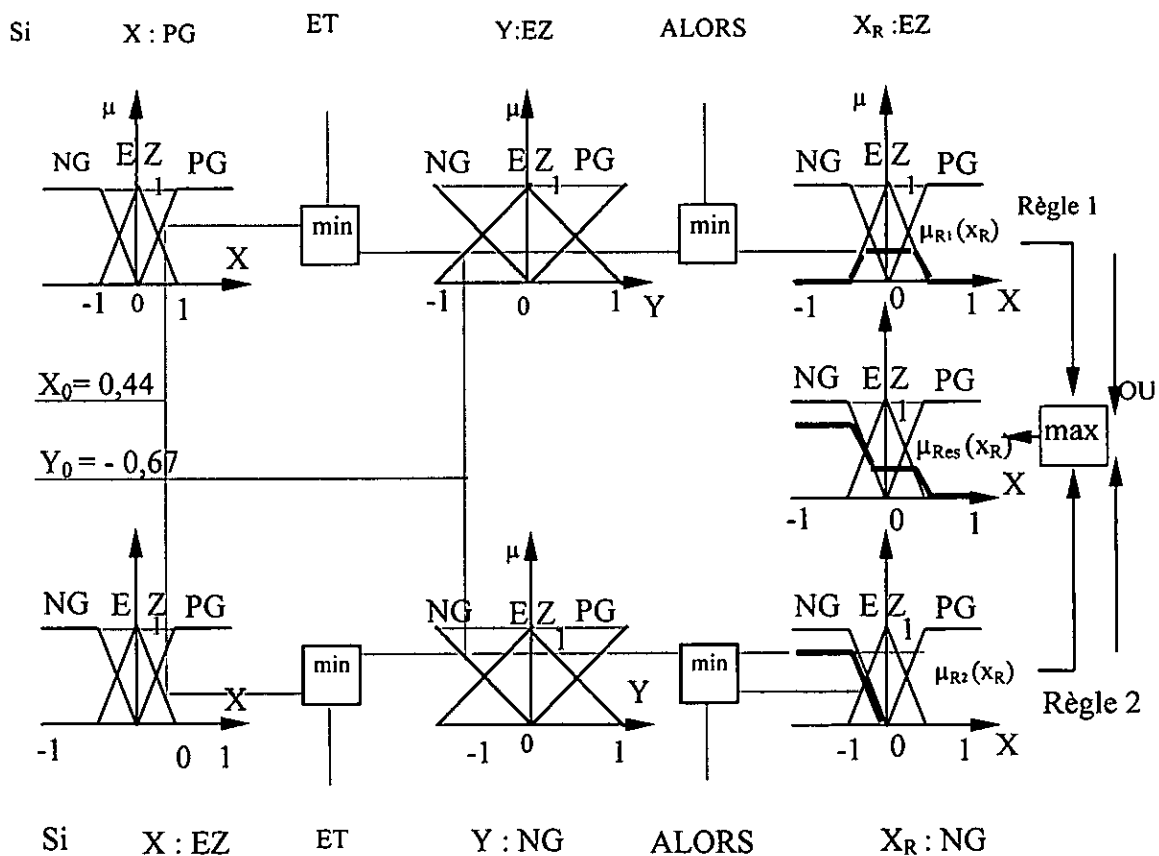


Fig. III.7 Méthode d'inférence max-min pour deux variables d'entrée et deux règles.

### III. 8 Défuzzification

Pour pouvoir définir la loi de commande, le contrôleur flou doit être accompagné d'une procédure de défuzzification jouant le rôle de convertisseur de la commande floue en valeur physique nécessaire pour un tel état du processus. Une stratégie de défuzzification est alors nécessaire.

Plusieurs stratégies de défuzzification existent. Les plus utilisées sont:

- méthode du maximum.
- méthode de la moyenne des maxima.
- méthode du centre de gravité.
- méthode des hauteurs pondérés.

### III. 8. 1 Méthode du maximum

La commande est égale à la commande locale ayant la fonction d'appartenance maximale.

$$U = \text{Max}_{z \in S}(\mu_{\text{Res}}(z))$$

Où : S est le support de Res

Par fois U conduit à une indétermination, lorsque il existe plusieurs points qui maximisent  $\mu_{\text{Res}}(z)$ , pour cette raison on fait appel à la méthode suivante.

### III. 8. 2 méthode de la moyenne des maxima

Cette stratégie génère une commande qui représente la valeur moyenne de toutes les actions de contrôle locales ayant des fonctions d'appartenance maximales.

Plus spécialement, dans le cas d'un univers de discours discret, l'action de commande peut être exprimée comme :

$$U = (1 / L) \sum_{i=1}^m Z_i$$

- $Z_i$  est la valeur de la commande locale avec laquelle la fonction d'appartenance associée atteint la valeur maximale  $\mu_{\text{Res}}(z)$ .
- L est le nombre total des valeurs prises par la fonction d'appartenance.

### III. 8. 3 Méthode du centre de gravité

Cette méthode génère le centre de gravité de l'espace flou d'une action de contrôle (commande).

Dans le cas d'un univers de discours discret, cette méthode produit

$$U = \frac{\sum_{i=1}^n \mu_{\text{Res}}(z_i) \cdot z_i}{\sum_{i=1}^n \mu_{\text{Res}}(z_i)}$$

Où : n est le nombre des niveaux de la sortie du contrôleur.

Par cette méthode on arrive à une solution unique. Le calcul est simplifié lorsque  $\mu_{\text{Res}}(z)$  est déterminé par la méthode d'inférence somme-prod.

### III. 8. 4 Méthode des hauteurs pondérés

En anglais "Height méthode", elle consiste à calculer La sortie du contrôleur on utilisons les centres de gravité  $z_i^*$  de chacun des ensembles  $C_i$ :

$$U = \frac{\sum_{i=1}^m z_i^* \cdot \mu_{C_i}(z_i)}{\sum_{i=1}^m \mu_{C_i}(z_i)}$$

m: le nombre d'ensemble flou associe à la variable de sortie U.



### III. 9 Les avantages et les inconvénients des contrôleurs flous

- La non-nécessité d'une modélisation complète du processus à contrôler;
- La maîtrise de système à régler avec un comportement complexe;
- La possibilité d'implémenter des connaissances de l'opérateur de processus;
- L'existence de plusieurs possibilités pour réaliser la commande floue.

Par contre, les inconvénients sont:

- L'absence de base mathématique pour déterminer les gains de normalisation, les inférences, et la défuzzification;
- Implémentation des connaissances de l'opérateur souvent difficile.

### III. 10 Conclusion

Basés sur ces éléments méthodologiques, plusieurs algorithmes de régulation floue ont été développés et appliqués sur plusieurs systèmes dans des domaines différents. Par exemple, P.j.king et E.H.Mamdani ont décrit l'application de ces algorithmes pour contrôler des processus dynamiques[44].

Les résultats ainsi obtenus montrent :

- D'une part, les intérêts de tels algorithmes sur tout lorsqu'il s'agit de la régulation des systèmes complexes ou difficiles à modéliser.
- D'autre part, la performance non négligeable des contrôleurs flous vis-à-vis des contrôleurs conventionnels.

Selon la théorie de la logique floue, et la méthodologie que nous avons développées, la construction d'un contrôleur flou devient simple. La régulation de vitesse de rotation d'un moteur asynchrone, peut être une application intéressante car l'environnement de fonctionnement peut être plus au moins variable.

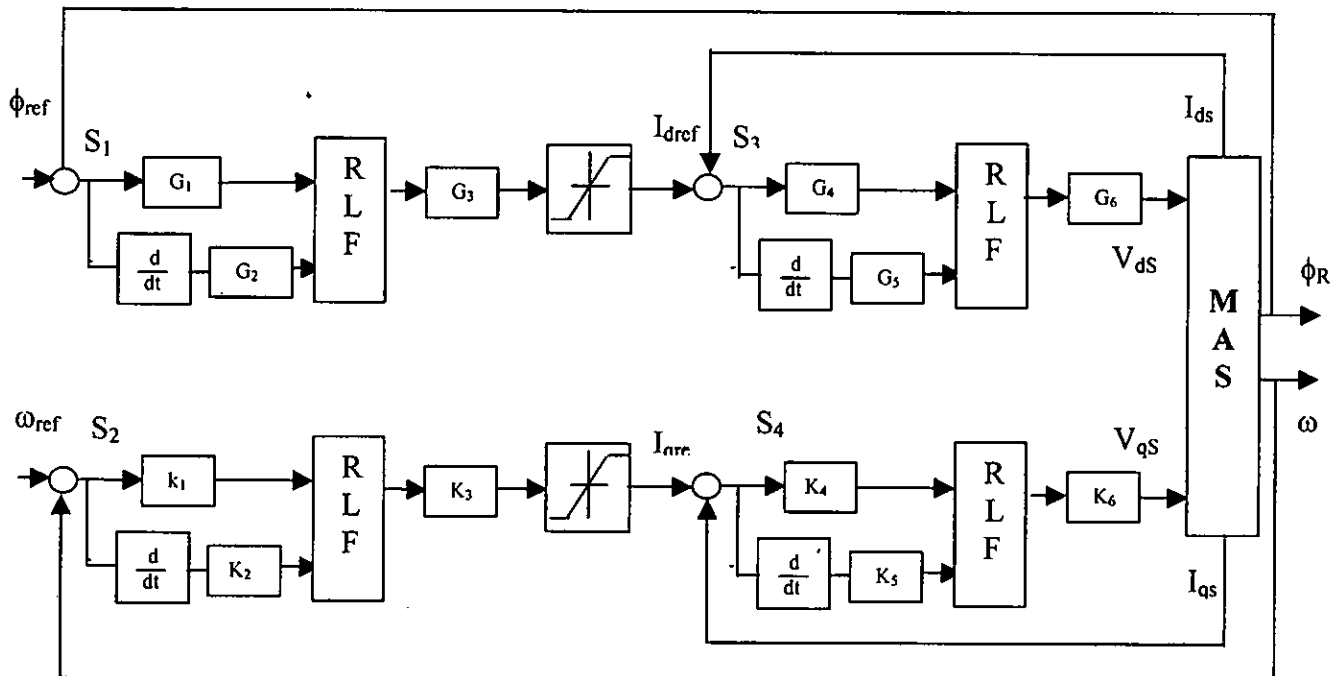


### III. 11 Application de la commande à la M.AS

Comme nous avons cité auparavant, le phénomène du chattering (broutement) constitue le principal inconvénient des techniques par les modes glissants car il peut endommager les actionneurs par des sollicitations trop fréquentes et nuire au fonctionnement et aux performances du système. Dans le but d'éliminer ces oscillations et de réduire la complexité de la réalisation pratique, on propose l'application de la logique floue basé sur les notions du mode de glissement pour le Réglage de vitesse et le contrôle du flux de la machine asynchrone.

### III. 12 Description du contrôleur flou-glissant

Le schéma de la figure III.8 représente le régulateur flou-glissant proposer. les entrées de ce contrôleur sont la surface de glissement  $s$  et sa dérivé  $\dot{s}$  [24].



*Fig.III.8* Structure en cascade du réglage flou-glissant

Avec :

$G_i, K_i, i=1, \dots, 6$  : Des gains de normalisation.

$S_i, i=1, \dots, 4$  : Sont les surfaces déterminé dans le chapitre II.

Dans l'implémentation pratique, on peut approximer la dérivée de la surface :

$$\dot{S}(kT) = [S(kT) - S((k-1)T)] / T$$

avec :

$k$  : L'instant d'échantillonnage.

$T$  : La période d'échantillonnage.

La sortie du régulateur est  $\Delta u$ .

### III. 12.1 Loi de commande

Cette loi est fonction de la surface de glissement et de sa dérivée telle que  $u = f(s, \dot{s})$ . Par conséquent, l'activation de l'ensemble des règles de décisions associées donne la variation de la commande  $\Delta u$  nécessaire, permettant ainsi l'ajustement d'une telle commande. Dans les cas simples, cette variation de la commande est obtenue par une simple lecture d'une table de décision définie hors ligne.

La forme la plus générale de cette loi de commande est :

$$U_{k+1} = U_k + G_{\Delta u} \Delta U_{k+1}$$

Où :

- $G_{\Delta u}$  : gain associé à la commande  $u_{k+1}$  en général choisi faible pour assurer la stabilité du système,
- $\Delta u_{k+1}$  : variation de la commande.

La surface et la dérivée de la surface sont normalisées comme suit :

$$S = sG_s \quad \dot{S} = \dot{s}G_{\dot{s}}$$

Où :

$G_s$ ,  $G_{\dot{s}}$  et  $G_{\Delta u}$  représentent les gains d'adaptation et de normalisation, ils jouent un rôle extrêmement important. En effet, ce sont ces derniers qui fixeront les performances de la commande.

L'intervalle d'intérêt de chaque variable d'entrée est subdivisé en trois (3) classes, par contre celle de la sortie est subdivisée en neuf (9) classes, comme c'est montré à la figure (III.9).

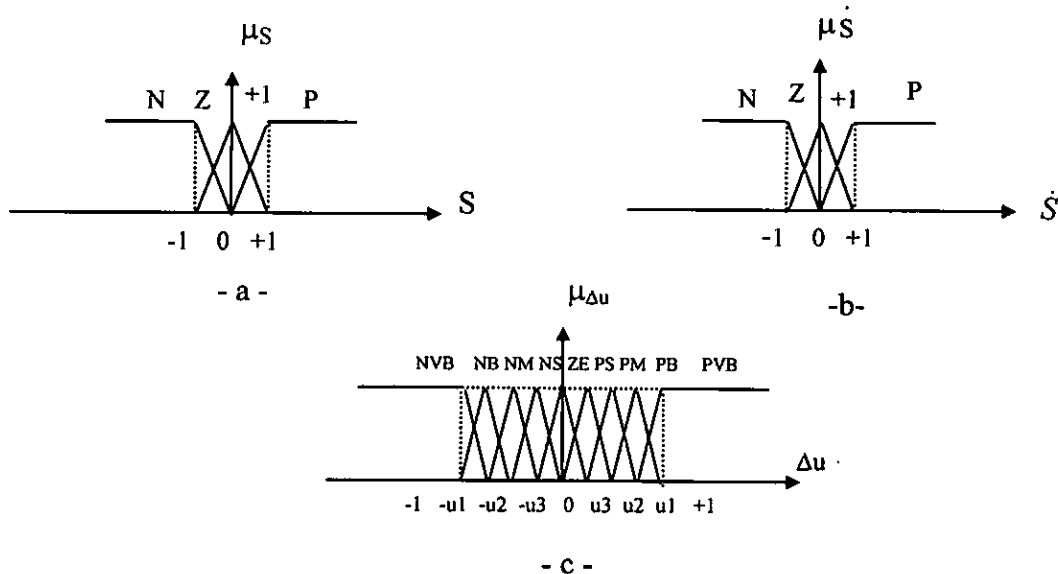


Fig. III.9 Les fonctions d'appartenances des différentes variables linguistiques :

- a - pour la surface.
- b - pour la dérivée de la surface.
- c - pour la variation de la commande.

En effet les règles de ce contrôleur sont systématiquement construites en basant sur les conditions d'existence des modes glissant.

Notre commande doit vérifier la condition  $(SS < 0)$ .

d'où les règles proposées sont :

- Règle 1 : si S est P et  $\dot{S}$  est P alors  $\Delta u$  est NVB
- Règle 2 : si S est P et  $\dot{S}$  est Z alors  $\Delta u$  est NB
- Règle 3 : si S est P et  $\dot{S}$  est N alors  $\Delta u$  est NM
- Règle 4 : si S est Z et  $\dot{S}$  est P alors  $\Delta u$  est NS
- Règle 5 : si S est Z et  $\dot{S}$  est Z alors  $\Delta u$  est ZE
- Règle 6 : si S est Z et  $\dot{S}$  est N alors  $\Delta u$  est PS
- Règle 7 : si S est N et  $\dot{S}$  est P alors  $\Delta u$  est PM
- Règle 8 : si S est N et  $\dot{S}$  est Z alors  $\Delta u$  est PM
- Règle 9 : si S est N et  $\dot{S}$  est N alors  $\Delta u$  est PVB

A partir des neuf (9) ensembles flous associés à la variation de la commande, la matrice d'inférence est donnée comme suit :

S S	P	Z	N
P	NVB	NS	PM
Z	NB	ZE	PM
N	NM	PS	PVB

**Tab.2** Tableau des règles de décision floue (inférences).

Les classes sont notées comme suit :

(NVB) : Negative very big  
 (NB) : Negative big  
 (NM) : Negative médium  
 (NS) : Negative small

(PVB) : Positive very big  
 (PB) : Positive big  
 (PM) : Positive médium  
 (PS) : Positive small

(ZE) : Zero

Pour l'implication, on a utilisé la méthode de 'Larsen'.

La défuzzification se fait par la relation dite « Centre de gravité ». Donnée comme suit :

$$U = \frac{\sum_{i=1}^n \mu_{Rres}(z_i) \cdot z_i}{\sum_{i=1}^n \mu_{Rres}(z_i)}$$

### III. 12. 2 Implémentation

En résumé, la valeur de la commande correspondant à une telle situation peut être obtenue en suivant les étapes suivant :

- calcul de la surface présente et de sa variation;
- conversion des valeurs obtenues en variables floues (Fuzzification);
- calcul de la variation de la commande à partir de la table de décision;
- calcul de l'entrée déterministe pour réguler le processus.

### III.13 Simulations et interprétations

Les résultats de simulations sont effectués avec une période d'échantillonnage de 0.00005s et sur des intervalles de temps différents. Avec inversion de vitesse ou variations paramétriques sur un intervalle de temps [0 , 2 s] sinon [0 , 1s].

La figure III.10 représente le comportement dynamique du système dans le cas de réglage de vitesse et le contrôle de flux par cette nouvelle stratégie de commande. Les performances du réglage sont très satisfaisantes.

Dans la figure III.11, une introduction d'une perturbation (charge nominale ) est faite. Celle ci a été rejetée par la commande avec succès.

Avec une introduction d'une inversion de vitesse de référence est effectuée à t = 1s, la vitesse de la machine suit la valeur de référence comme le montre la figure III.12.

A la fin et dans le but de tester la robustesse cette nouvelle stratégie de commande. Nous avons introduit des variations paramétriques. La figure III.13 donne le comportement du système lors du réglage de vitesse et le contrôle du flux.

Quand le système est soumis à une telle variation, que ce soit durant le régime transitoire ou le régime permanent, on ne remarque aucun changement notable des allures des différentes réponses par rapport à celles enregistrées en fonctionnement normal ( fig. III.10 ).

Donc on peut dire que ce type de commande présente une solide robustesse en présence des variations paramétriques et de perturbation.

Noté que pour la limitation des courants, on utilise la structure en cascade (limitation directe).

### III. 14 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons examiné les outils de base de la logique floue nécessaires à la compréhension des systèmes et régulateurs flous.

Comme une deuxième partie nous avons présenté et appliqué un régulateur flou-glissant sur la machine asynchrone.

Ce régulateur est basé sur le modèle de Mamdani. Ses entrées sont la surface et sa dérivée, dont les règles sont inspirées du principe des régulateurs à mode glissants.

En effet ces règles sont systématiquement construites en se basant sur les conditions d'existence des modes glissants ( $s \dot{s} < 0$ ).

L'application du régulateur proposé et développé pour la commande de la machine asynchrone, a donné de bons résultats et des performances très satisfaisantes.

Nous avons constaté que cette commande rejette totalement la perturbation, permet une bonne poursuite de consigne de la vitesse, pratiquement insensible aux variations paramétriques, et sans aucun broutement (chattering).

Puisque la mise en œuvre de cette nouvelle stratégie de commande nécessite une connaissance du vecteur d'état. Cette condition n'est malheureusement pas vérifiée dans le cas de la M.AS. Ce problème a fait l'objet de notre prochain chapitre, où on propose un observateur flou-glissant pour les variables non mesurables ( les composantes du flux rotorique ).



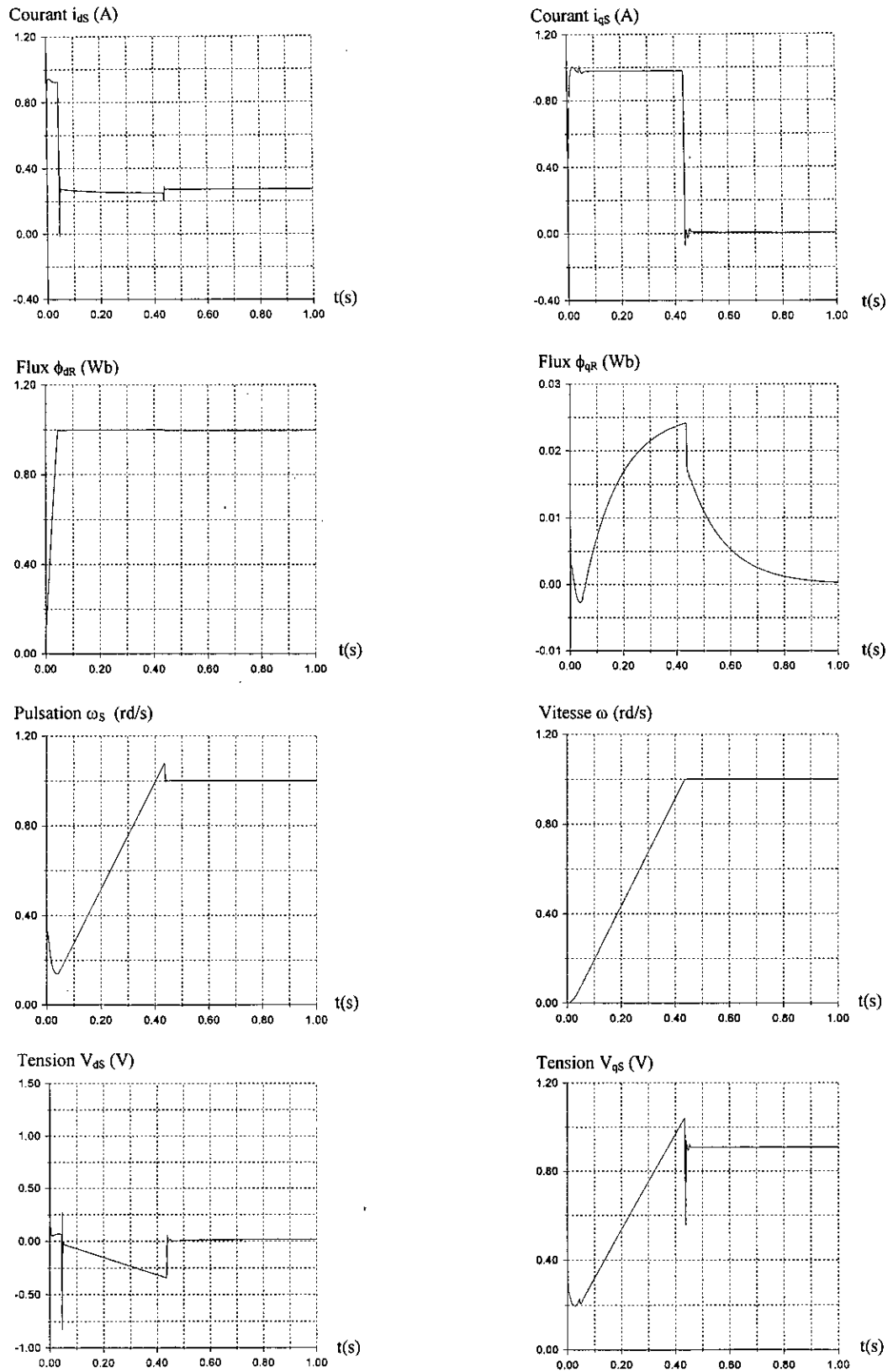


Fig. III. 10 Réponses de la M.AS à vide aux échelons du flux et de la vitesse.

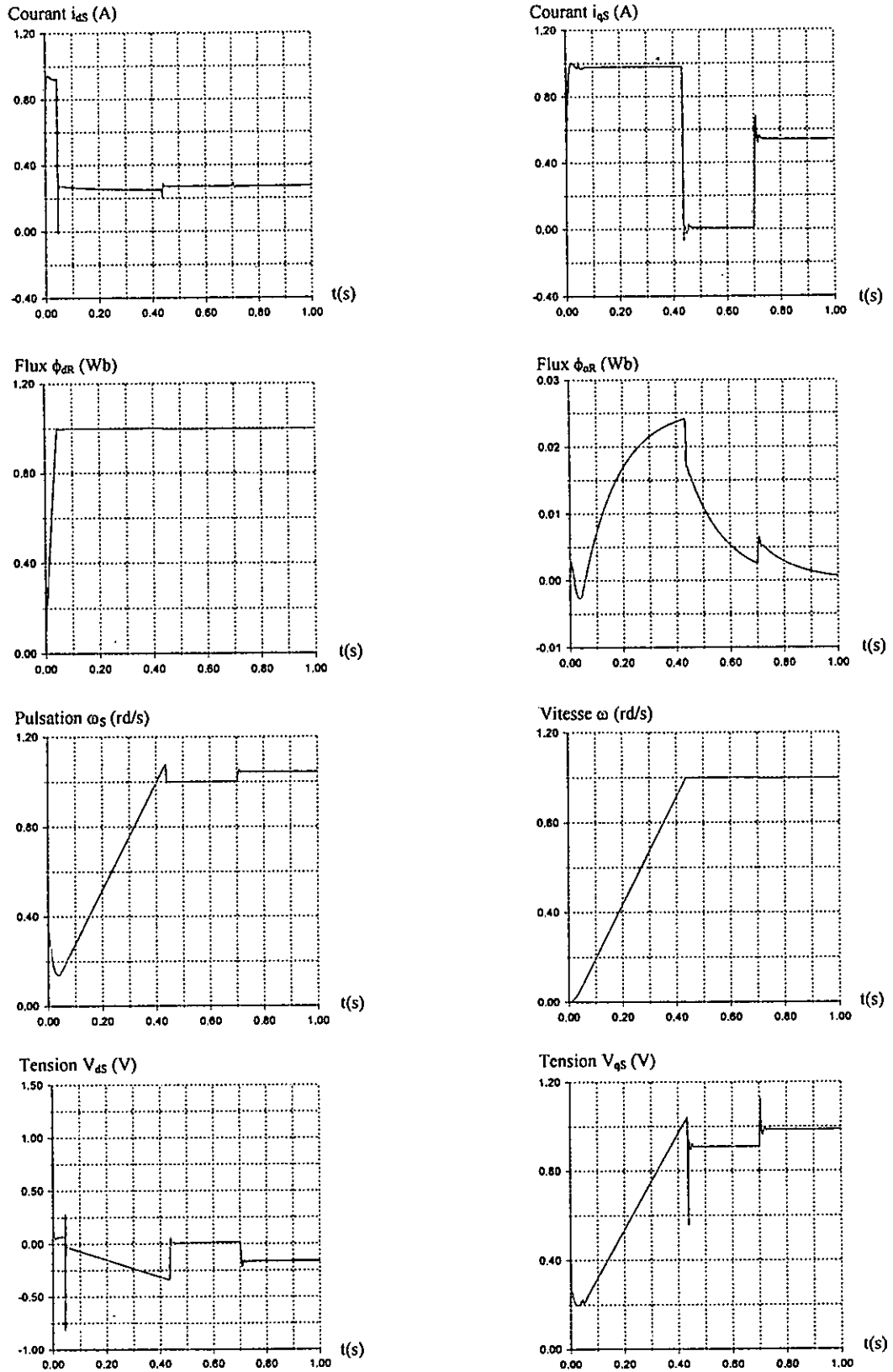


Fig. III. 11 Réponses de la M.A.S à une perturbation de charge nominale Introduite à  $t = 0.7$ s.



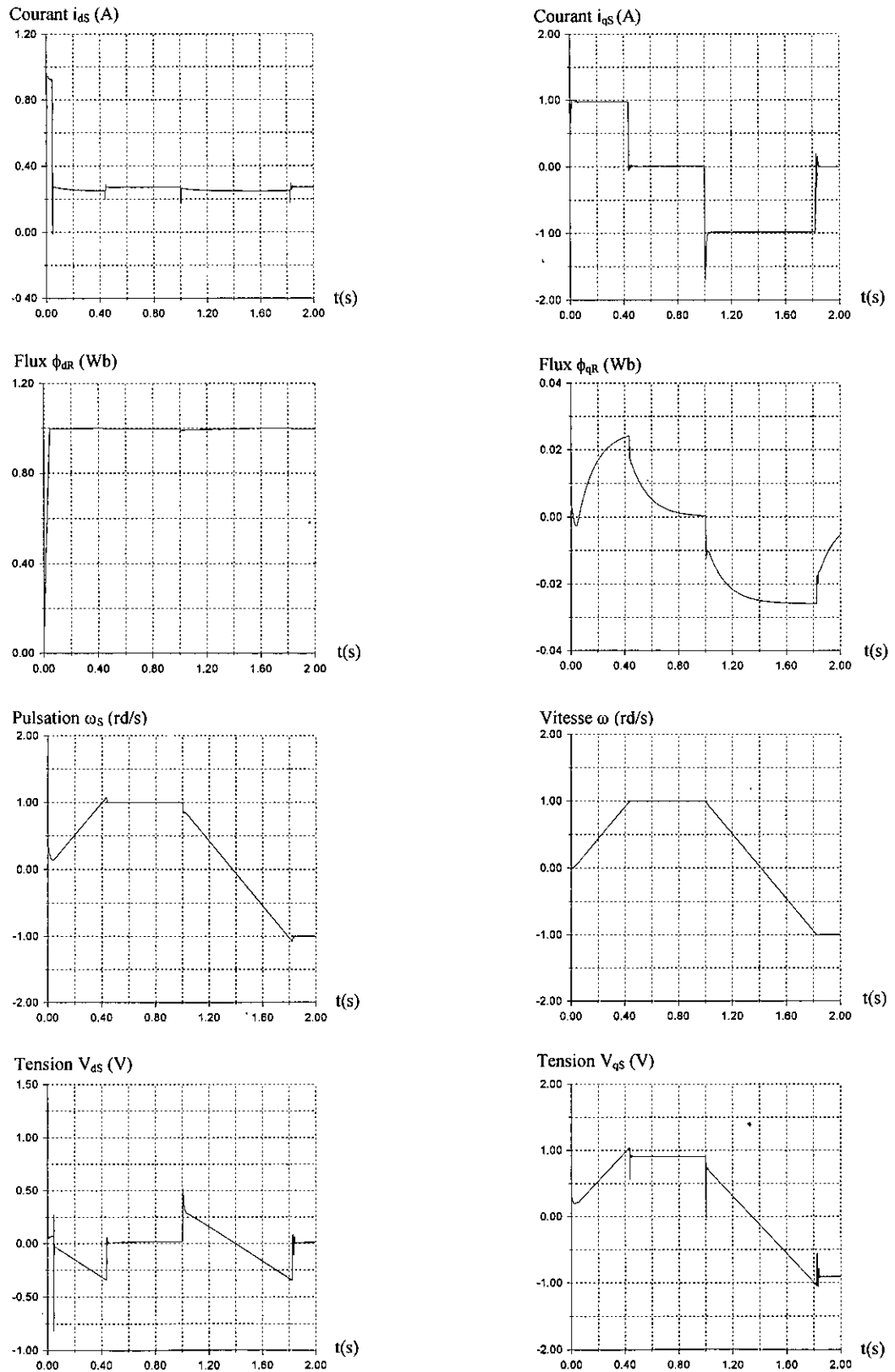


Fig. III. 12 Réponses de la M.AS à une inversion de la consigne de vitesse à  $t = 1$  s.

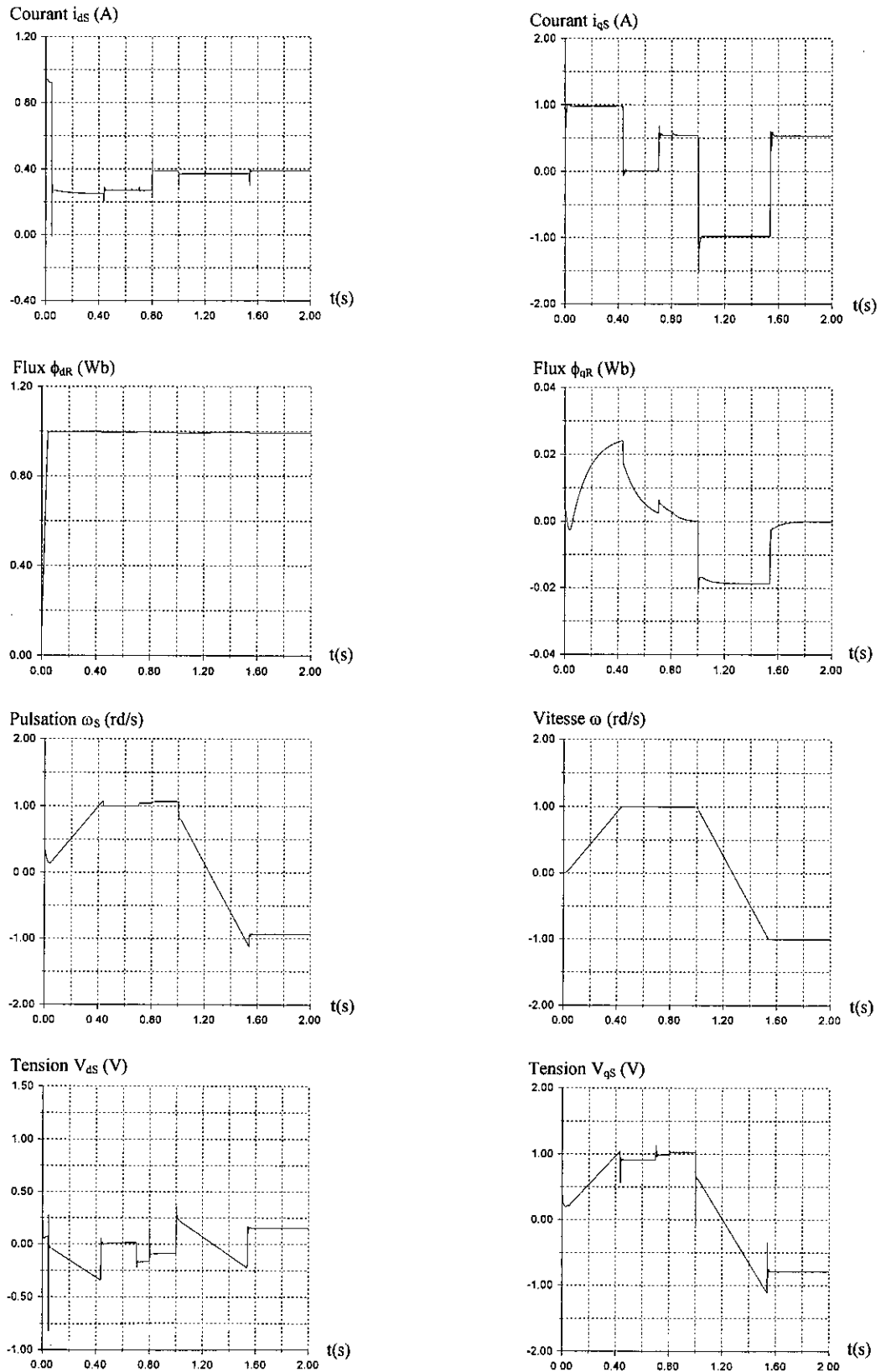


Fig. III. 13 Influence d'une variation paramétrique(+100% sur  $R_s$  et  $R_r$  et -30% sur  $L_s$ ,  $L_r$  et  $M$ ) introduite à  $t = 0.8$ s sur les réponses de la M.A.S. Avec application d'une charge à  $t = 0.7$ s et une inversion de consigne de vitesse à  $t = 1$ s.

# **CHAPITRE IV**

## **OBSERVATEUR FLOU- GLISSANT**

*« Ce qui n'est pas connu se laisse comprendre  
par ce qui est connu ! »*

***Abou Ali Hossayne Ibn Sina***

## Introduction

Au début des années soixante, Kalman a fondé les premiers principes de la représentation d'état. Les automaticiens de l'époque, ont combiné leurs efforts pour poser le fondement de la théorie moderne des systèmes linéaires. Une de leurs préoccupations était le problème de l'estimation des grandeurs d'état du système. De ce fait les observateurs linéaires ont vu le jour. L'avancement de l'automatique et l'expansion de celle ci pour le cas des systèmes non linéaires, a fait perdre aux techniques linéaires beaucoup de leur brillance, au fur et à mesure que la théorie des systèmes non linéaires prenait de la place dans la pratique et dans la littérature de l'automatique. Cet état de fait s'est répercute alors sur la théorie des observateurs non linéaires, car pour ce conformer avec les nouvelles techniques de commandes non linéaires, les chercheurs ont proposé des méthodes non linéaires pour l'estimation des états du système.

Le principe de base d'un observateur d'état est comparable à celui d'un régulateur servant à stabiliser l'erreur dynamique entre une consigne et une mesure. Dans le cas d'un observateur, le correcteur correspond à la matrice de gain. On cherche alors une matrice de gain adéquate pour annuler l'erreur d'estimation d'état.

L'objectif de ce chapitre est d'appliquer le principe du mode de glissement flou pour la synthèse d'un observateur d'état non linéaire pour l'estimation du flux de la machine asynchrone, et ce la pour exploiter les propriétés des modes glissants flous tel que la robustesse vis à vis les variations paramétriques.

Nous proposons alors une approche utilisant les règles floues pour régler les gains de l'observateur afin de rendre l'estimation robuste. L'intérêt de cette technique est qu'elle ne nécessite pas une connaissance parfaite du modèle du système. Elle peut donc servir à estimer avec une bonne précision l'état des systèmes non linéaires à paramètres incertains.

## IV.1 Observateur flou – glissant ( application à la M.AS )

### • *Modèle de la M.AS*

La machine asynchrone est présentée par le système d'équations non linéaires suivants :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -a_1 x_1 + b_1 x_3 + c_1 \omega_s x_2 + d_1 x_4 x_5 + eV_{ds} \\ \dot{x}_2 = -a_1 x_2 + b_1 x_4 - c_1 \omega_s x_1 - d_1 x_3 x_5 + eV_{qs} \\ \dot{x}_3 = -a_2 x_3 + b_2 x_1 + c_1 \omega_s x_4 - c_1 x_4 x_5 \\ \dot{x}_4 = -a_2 x_4 + b_2 x_2 - c_1 \omega_s x_3 + c_1 x_3 x_5 \\ \dot{x}_5 = -a_3 x_5 + d_3 x_2 x_3 - d_3 x_1 x_4 - fC_r \end{cases} \quad (IV-1)$$

### • *Modèle de l'observateur*

Le modèle de l'observateur est une copie du modèle original de la machine où sont ajoutés des termes correctifs (gains correctifs). La structure de l'observateur pour le modèle de la M.AS est donnée par :

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}_1 = -a_1 \hat{x}_1 + b_1 \hat{x}_3 + c_1 \omega_s \hat{x}_2 + d_1 \hat{x}_4 x_5 + eV_{ds} + \Lambda_1(t, s) \\ \dot{\hat{x}}_2 = -a_1 \hat{x}_2 + b_1 \hat{x}_4 - c_1 \omega_s \hat{x}_1 - d_1 \hat{x}_3 x_5 + eV_{qs} + \Lambda_2(t, s) \\ \dot{\hat{x}}_3 = -a_2 \hat{x}_3 + b_2 \hat{x}_1 + c_1 \omega_s \hat{x}_4 - c_1 \hat{x}_4 x_5 + \Lambda_3(t, s) \Lambda_1(t, s) \\ \dot{\hat{x}}_4 = -a_2 \hat{x}_4 + b_2 \hat{x}_2 - c_1 \omega_s \hat{x}_3 + c_1 \hat{x}_3 x_5 + \Lambda_4(t, s) \Lambda_2(t, s) \end{cases} \quad (IV-2)$$

Où :

Les gains de l'observateur sont :  $\Lambda_i(t, s)$ , pour  $i = 1, \dots, 4$ .

Le vecteur d'estimation est :  $[\hat{x}_1 \ \hat{x}_2 \ \hat{x}_3 \ \hat{x}_4]$

Le vecteur de mesures est :  $[x_1 \ x_2 \ x_5]$

La dynamique de l'erreur est :

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = -a_1 e_1 + b_1 e_3 + c_1 \omega_s e_2 + d_1 e_4 x_5 - \Lambda_1(t, s) \\ \dot{e}_2 = -a_1 e_2 + b_1 e_4 - c_1 \omega_s e_1 - d_1 e_3 x_5 - \Lambda_2(t, s) \\ \dot{e}_3 = -a_2 e_3 + b_2 e_1 + c_1 \omega_s e_4 - c_1 e_4 x_5 - \Lambda_3(t, s) \Lambda_1(t, s) \\ \dot{e}_4 = -a_2 e_4 + b_2 e_2 - c_1 \omega_s e_3 + c_1 e_3 x_5 - \Lambda_4(t, s) \Lambda_2(t, s) \end{cases} \quad (IV-3)$$

avec :

$$e_i = \hat{x}_i - x_i, \quad \text{pour } i = 1, \dots, 4.$$

• **Synthèse des surfaces de glissement**

Pour synthétiser les surfaces, on utilise le principe de la méthode du backstepping.

Les variables erreurs sont choisis comme suit :

$$\begin{cases} e_1 = x_1 - \hat{x}_1 \\ e_2 = x_2 - \hat{x}_2 \end{cases} \quad (\text{IV-4})$$

**Etape 1 : Calcul de la surface  $s_1$**

On pose :

$$z_1 = e_1$$

L'expression de sa dérivée est :

$$\dot{z}_1 = -a_1 e_1 + b_1 e_3 + c_1 \omega_s e_2 + d_1 e_4 x_5 - \Lambda_1(t, s)$$

Pour stabiliser le variable erreur ( $z_1$ ), la fonction de Lyapunov est choisie comme suit :

$$V_1(z_1) = \frac{1}{2} z_1^2 \quad (\text{IV-5})$$

L'expression de sa dérivée est :

$$\dot{V}_1(z_1) = z_1 \dot{z}_1 = -a_1 z_1^2 + z_1 (b_1 e_3 + c_1 \omega_s e_2 + d_1 e_4 x_5 - \Lambda_1)$$

Considérant que les variables d'états  $x_3(t)$  et  $x_4(t)$  sont limités,  $|x_3(t)| \leq \rho_1$ ,  $|x_4(t)| \leq \rho_2$ .

On utilise la majoration suivante :

$$|b_1 e_3 + c_1 \omega_s e_2 + d_1 e_4 x_5| < \delta_1 \quad (\text{IV-6})$$

Pour synthétiser la surface  $s_1$ , on a deux cas :

- $z_1 > 0$  :

$$\Rightarrow \dot{V}_1(z_1) \leq -a_1 z_1^2 + z_1 (\delta_1 - \Lambda_1(t, s))$$

La composante virtuelle :  $\Lambda_1(t, s) = \delta_1 + \alpha_1 z_1$  ;  $\alpha_1 > 0$

$$\Rightarrow \dot{V}_1(z_1) \leq -(a_1 + \alpha_1) z_1^2$$

$$\Rightarrow s_1 = \Lambda_1(t, s) - \delta_1 - \alpha_1 z_1 \quad (\text{IV-7})$$

avec :

- $\alpha_1 > 0$   
 •  $z_1 < 0$  :

$$\Rightarrow \dot{V}_1(z_1) \leq -a_1 z_1^2 + z_1(-\delta_1 - \Lambda_1(t, s))$$

La composante virtuelle :  $\Lambda_1(t, s) = -\delta_1 + \alpha_1 z_1$  ;  $\alpha_1 > 0$

$$\Rightarrow \dot{V}_1(z_1) \leq -(a_1 + \alpha_1) z_1^2$$

$$\Rightarrow s_1 = \Lambda_1(t, s) + \delta_1 - \alpha_1 z_1 \quad (\text{IV-8})$$

avec :

$$\alpha_1 > 0$$

A partir des expressions (IV-7) et (IV-8), la surface  $s_1$  est :

$$s_1 = \Lambda_1(t, s) - \delta_1 \operatorname{sgn}(e_1) - \alpha_1 e_1 \quad (\text{IV-9})$$

### Etape 2 : Calcul de la surface $s_2$

On pose :

$$z_2 = e_2$$

L'expression de sa dérivée est :

$$\dot{z}_2 = -a_1 e_2 + b_1 e_4 - c_1 \omega_s e_1 - d_1 e_3 x_5 - \Lambda_2(t, s)$$

Pour stabiliser le variable erreur ( $z_2$ ), la fonction de Lyapunov est choisie comme suit :

$$V_2 = \frac{1}{2} z_2^2 \quad (\text{IV-10})$$

L'expression de sa dérivée est :

$$\dot{V}_2 = z_2 \dot{z}_2 = -a_2 z_2^2 + z_2 (b_1 e_4 - c_1 \omega_s e_1 - d_1 e_3 x_5 - \Lambda_2)$$

En utilisant la majoration suivante :

$$|b_1 e_4 - c_1 \omega_s e_1 - d_1 e_3 x_5| < \delta_2 \quad (\text{IV-11})$$

En suivant les démarches de l'étape 1, on aura :

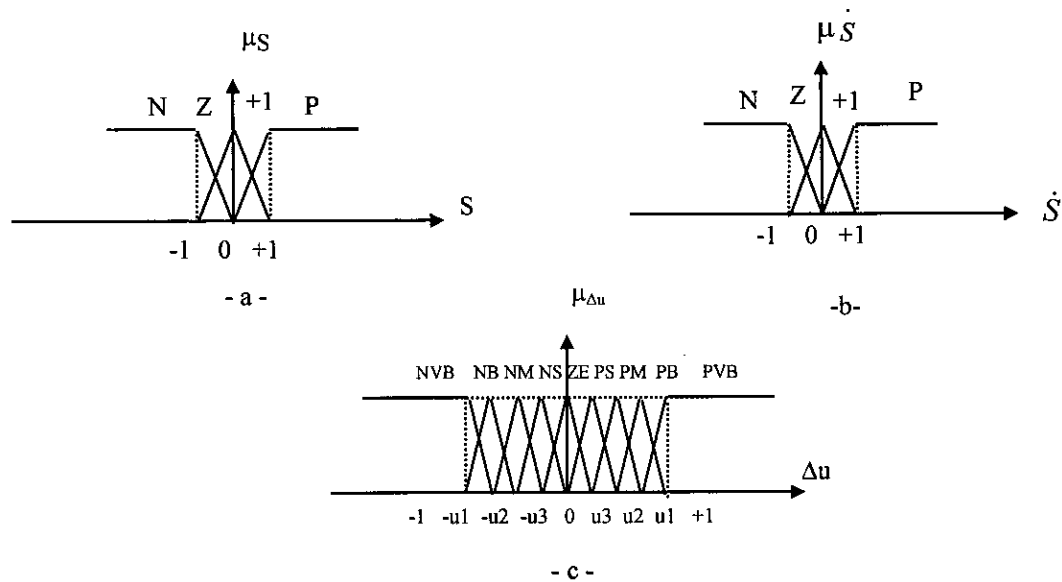
$$s_2 = \Lambda_2(t, s) - \delta_2 \operatorname{sgn}(e_2) - \alpha_2 e_2 \quad (\text{IV-12})$$

L'analyse de la stabilité du système précité consiste à déterminer  $\Lambda_1$  et  $\Lambda_2$  pour assurer l'attractivité des surfaces  $S_1$  et  $S_2$ . Par la suite  $\Lambda_3$  et  $\Lambda_4$  sont déterminés, tel que le système d'ordre réduit est obtenu quand  $S_1$  et  $S_2$  sont localement stable.

Pour calculer  $\Lambda_1$  et  $\Lambda_2$  on propose un régulateur flou – glissant. Les entrées de ce contrôleur sont les surfaces de glissement  $s_1, s_2$  et leurs dérivées.

L'intervalle d'intérêt de chaque variable d'entrée est subdivisé en trois (3) classes, par contre celle de la sortie ( $\Lambda_1$  et  $\Lambda_2$ ) est subdivisé en neuf (9) classes.

Pour la forme de ces fonctions d'appartenances, on a choisi la forme triangulaire comme le montre la figure suivante :



**Fig. IV.1** Les fonctions d'appartenances des différentes variables linguistiques :  
 - **a** – pour la surface.  
 - **b** – pour la dérivée de la surface.  
 - **c** – pour la variation de la commande.

**Les règles proposées :**

Les règles de décisionnelle se composent de paires situation / action de la forme :

$$\text{Si } s \text{ est } A \text{ et } \dot{s} \text{ est } B, \text{ alors } u \text{ est } C$$

Cet ensemble de règles devrait regrouper toutes les situations possibles du système évaluées pour les différentes valeurs attribuées à  $s$  et  $\dot{s}$ , et toutes les valeurs correspondantes de la commande  $u$ .

En effet les règles de ce contrôleur sont systématiquement construites en se basant sur les conditions d'existence des modes glissants :

Donc la commande doit vérifier la condition  $(S\dot{S} < 0)$ .



Pour les règles proposées, voir chap. III, page 43.

La matrice d'inférence pour les règles proposer est donnée comme suit ( Tab 1 ) :

<b>S</b>	<b>P</b>	<b>Z</b>	<b>N</b>
<b>S</b>			
<b>P</b>	NVB	NS	PM
<b>Z</b>	NB	ZE	PM
<b>N</b>	NM	PS	PVB

**Tab.1** Tableau des règles de décision floue (inférences).

Les classes sont notées comme suit :

(NVB) : Negative very big  
 (NB) : Negative big  
 (NM) : Negative médium  
 (NS) : Negative small

(PVB) : Positive very big  
 (PB) : Positive big  
 (PM) : Positive médium  
 (PS) : Positive small

(ZE) : Zero

Pour l'implication, on a utilisé la méthode de 'Larsen'. La défuzzification se fait par la méthode de « centre de gravité » .

- En régime glissant établi :

$$\begin{cases} s_1 = 0 \\ s_2 = 0 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \dot{s}_1 = 0 \\ \dot{s}_2 = 0 \end{cases} \quad (\text{IV-13})$$

D'où :

$$\begin{cases} e_1 = 0 \\ e_2 = 0 \end{cases} \quad (\text{IV-14})$$

On déduit à partir des expressions (IV.3) et (IV.14), les expressions des gains  $\Lambda_1$  et  $\Lambda_2$  sont :

$$\begin{cases} \Lambda_1 = b_1 e_3 + d_1 x_5 e_4 \\ \Lambda_2 = b_1 e_4 - d_1 x_5 e_3 \end{cases} \quad (IV-15)$$

Remplaçant (IV-15) dans (IV.3) , La dynamique du système réduit est :

$$\begin{cases} \dot{e}_3 = (b_1 \Lambda_3 - a_2) e_3 + (c_1 \omega_s - c_1 x_5 + d_1 x_5 \Lambda_3) e_4 \\ \dot{e}_4 = (b_1 \Lambda_4 - a_2) e_4 + (-c_1 \omega_s + c_1 x_5 - d_1 x_5 \Lambda_4) e_3 \end{cases} \quad (IV-16)$$

Pour le choix des gains  $\Lambda_3$  et  $\Lambda_4$  suivant :

$$\begin{cases} \Lambda_3 < \frac{a_2}{b_1} \\ \Lambda_4 = \Lambda_3 \end{cases} \quad (IV-17)$$

$e_3$  et  $e_4$  sont exponentiellement stables.

La structure de l'observateur est décrite par le schéma de la figure IV.2 :

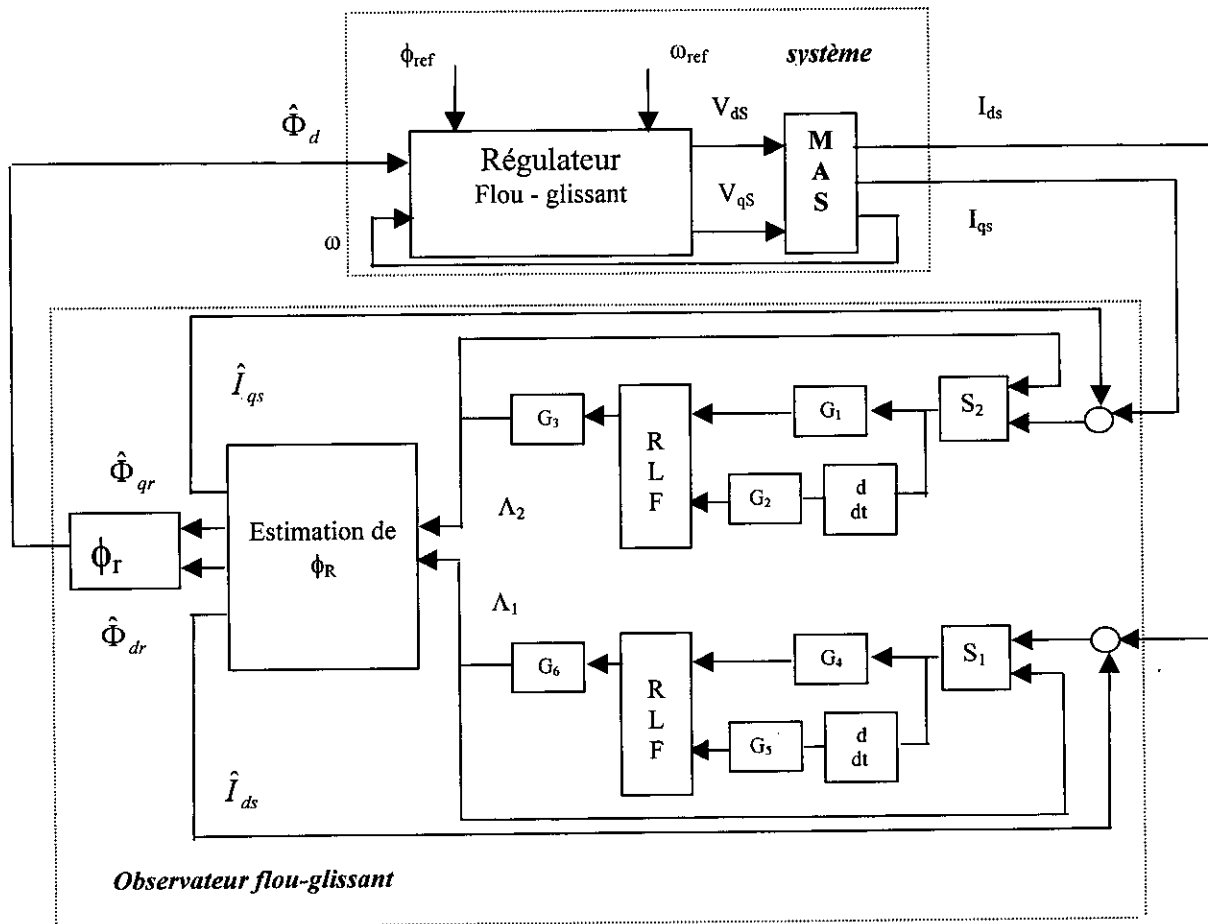


Fig. IV.2 Structure de l'observateur à correction flou-glissant

## IV. 2 Résultats de simulations et interprétations

La combinaison de la commande et de l'observation a été abordée et simulée. Les figures ( IV.3 , IV.4 ,IV.5 ,IV.6 ) montrent les résultats de simulation pour la machine avec l'observateur.

On constate que la convergence de l'observateur est rapide car l'erreur de l'estimation s'annule après un temps très court.

La figure IV.3 représente le comportement dynamique du système avec l'observateur, les performances sont très satisfaisantes.

La figure IV.6 montre la robustesse de l'observateur vis à vis des variations paramétriques.

On a constaté que cette combinaison rejette totalement la perturbation, permet une bonne poursuite de consigne de la vitesse et pratiquement insensible aux variations paramétriques.

## IV. 3 Conclusion

Ce chapitre a été consacré à l'observateur flou – glissant, il donne un aperçu de l'utilisation de règles floues-glissantes pour la reconstruction de l'état du système. Les résultats de simulation ont montré les capacités de cette nouvelle stratégie d'observation.

On constate qu'elle permet une bonne poursuite, rejette totalement la perturbation et une robustesse vis-à-vis des variations paramétriques.



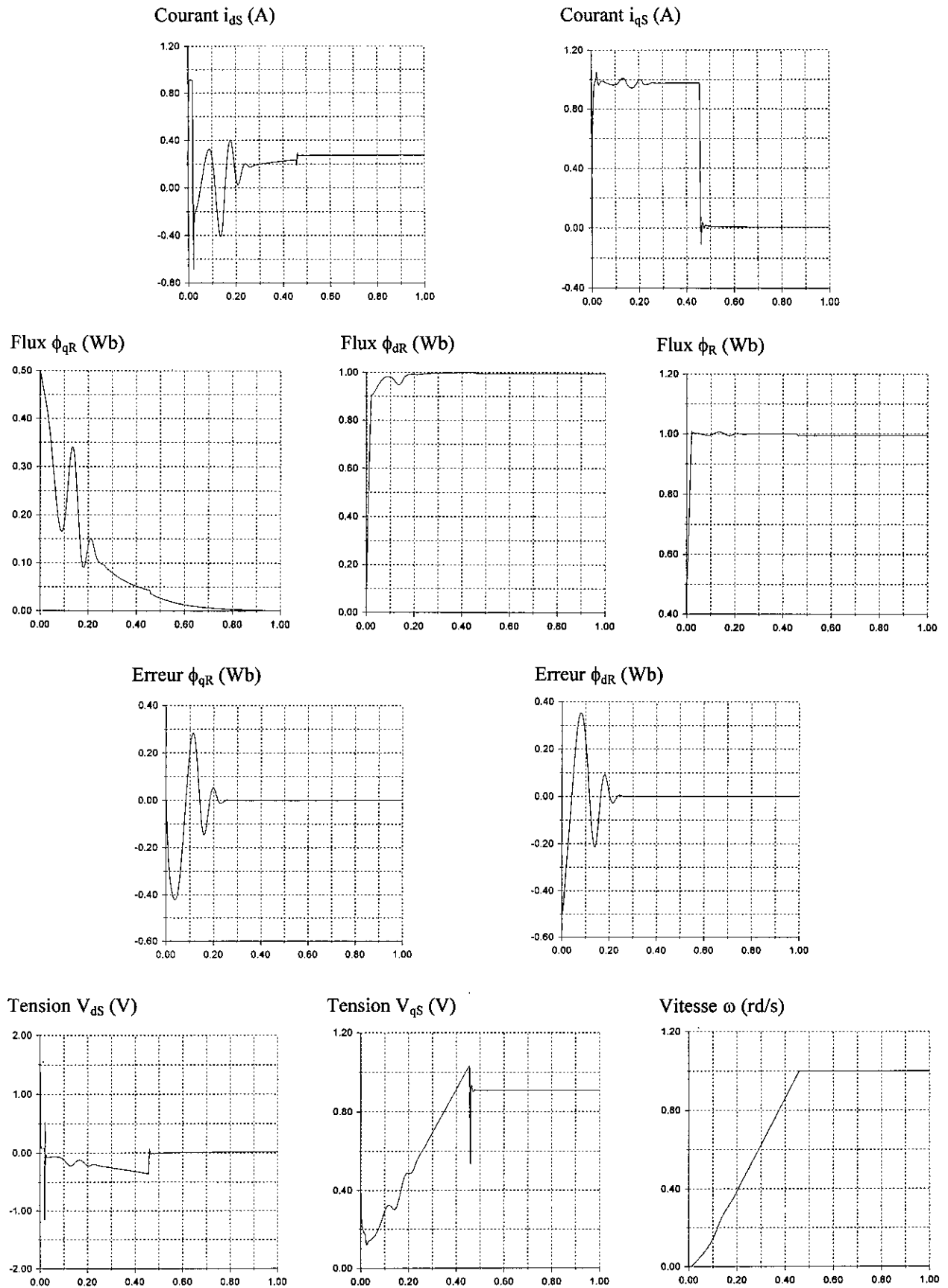


Fig. IV.3 Réponses de la M.AS avec Observateur à vide aux échelons du flux et de la vitesse.

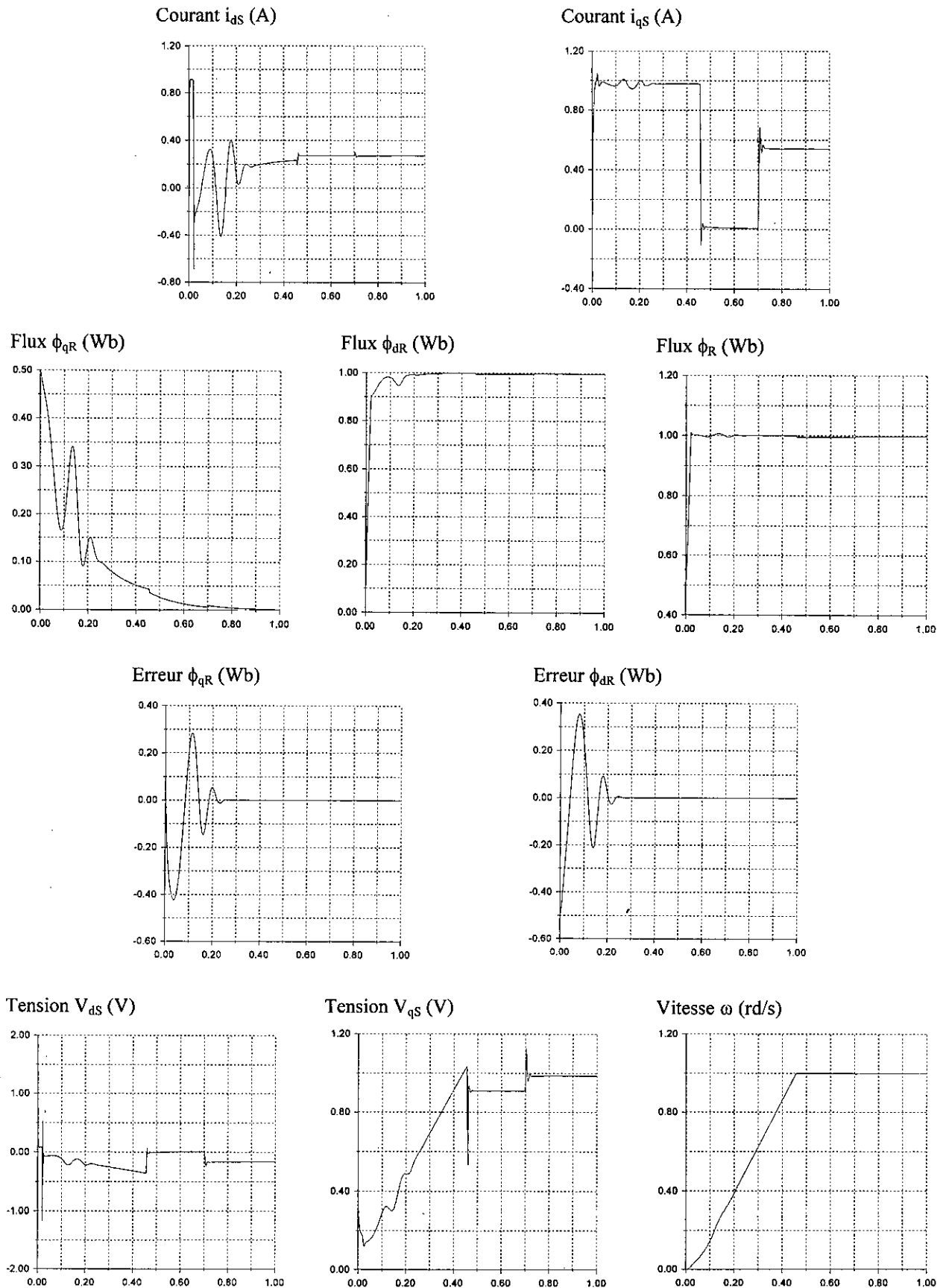


Fig. IV. 4 Réponses de la M.AS avec Observateur à une perturbation de charge nominale Introduite à  $t = 0.7s$ .

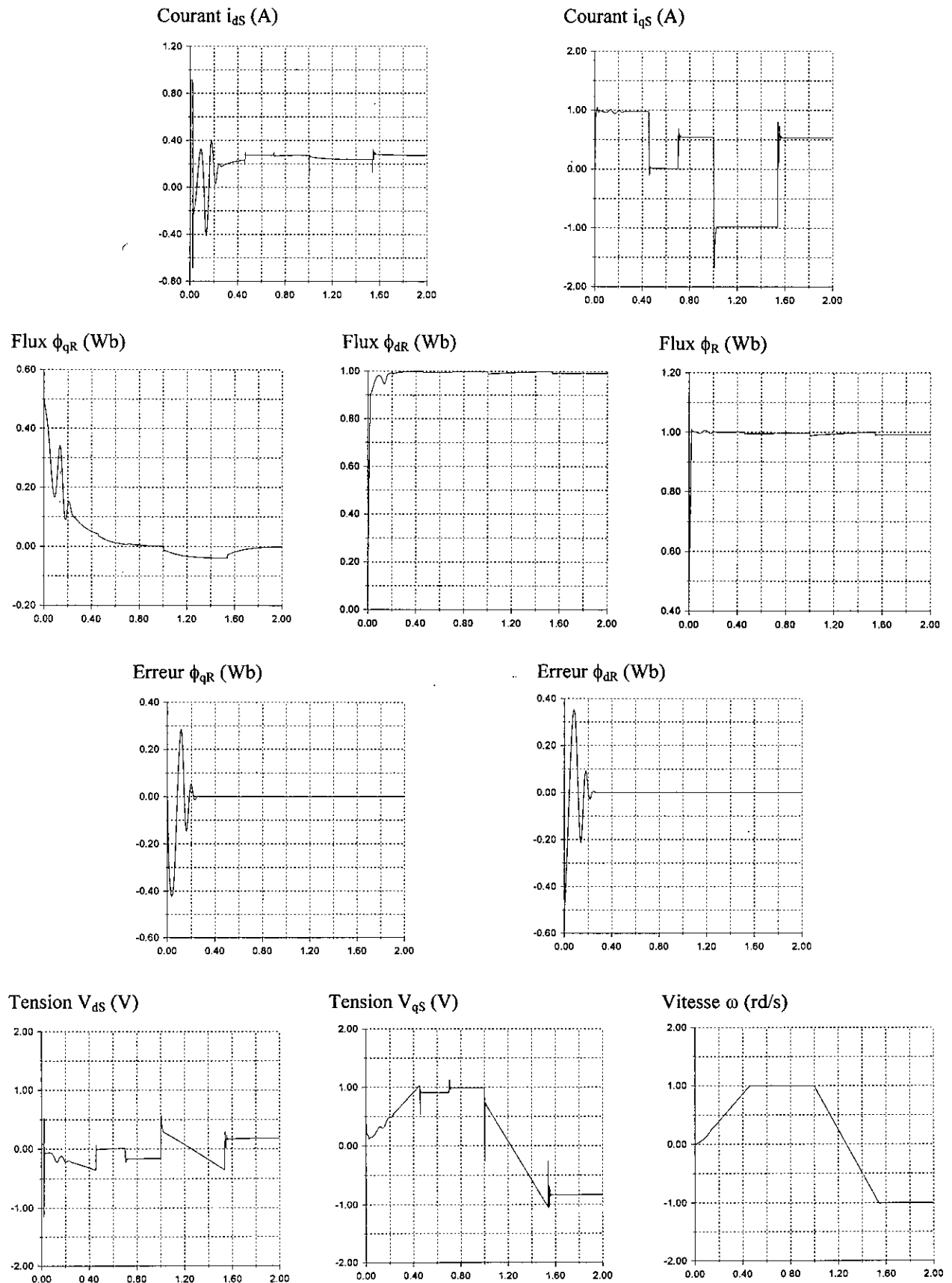


Fig. IV. 5 Réponses de la M.AS avec Observateur à une inversion de la consigne de vitesse à  $t = 1$  s.

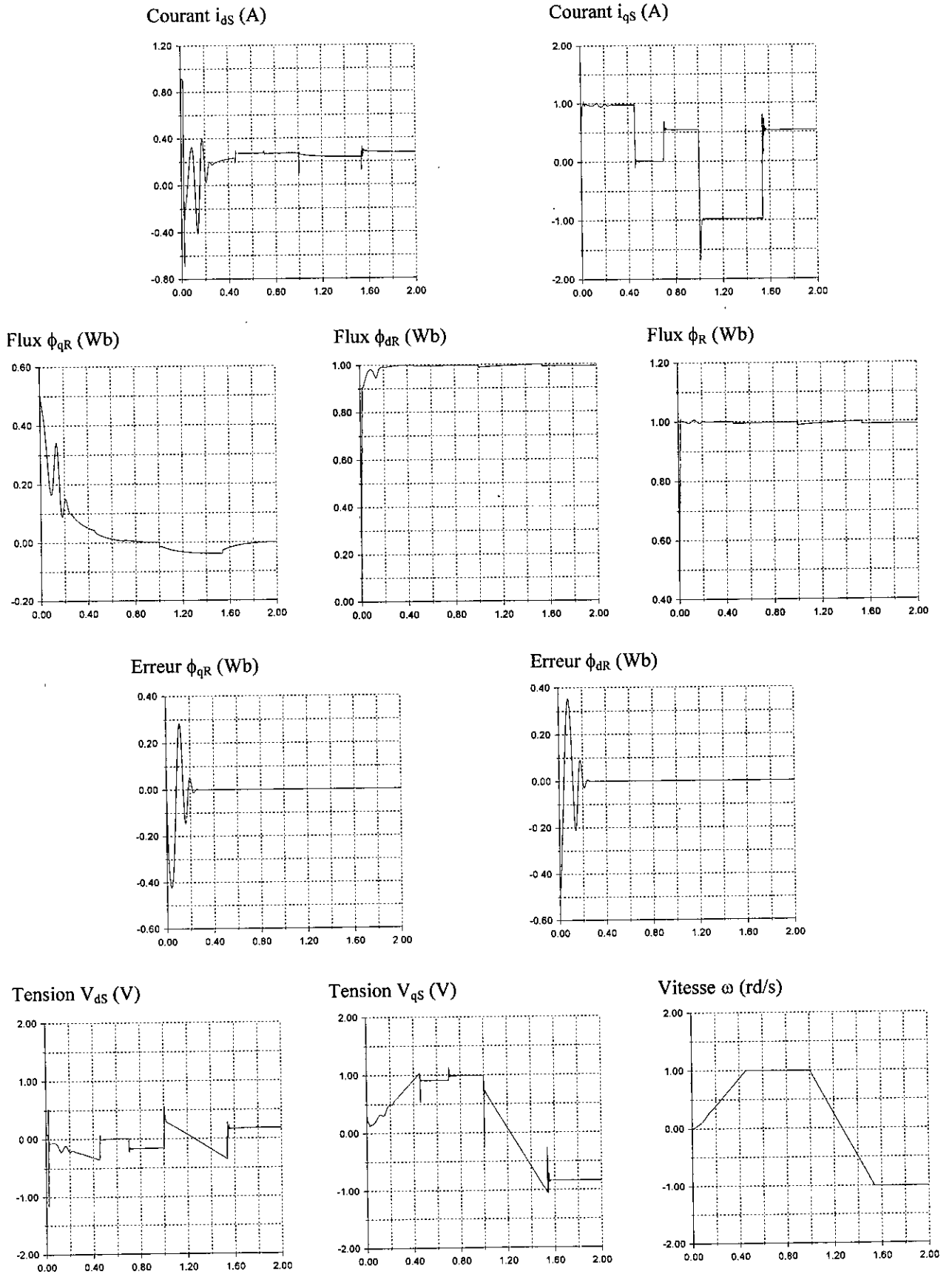


Fig. IV. 6 Influence d'une variation paramétrique(+100% sur  $R_S$  et  $R_R$  et -30% sur  $L_S$ ,  $L_R$  et  $M$ ) introduite à  $t = 0.8s$  sur les réponses de la (M.AS + observateur). Avec application d'une charge nominale à  $t = 0.7s$  et une inversion de consigne de vitesse à  $t = 1s$ .

# **CHAPITRE V**

## **ETUDE DE LA STABILITE GLOBALE**

*« Chaque fois que vous fabriquez une théorie, il vous faut analyser toutes ses conséquences possibles, pour voir si elle prédit quelque chose d'autre »*

**Richard Feynman**



## Introduction

L'absence de résultats a priori sur la stabilité de la boucle fermée comprenant un contrôleur flou déçoit souvent ceux qui s'intéressent à ce type de commande [35]. Remarquons que l'on rencontre la même absence lorsque l'on connecte un autre type de contrôleur à un processus mal caractérisé mathématiquement, et que cette préoccupation ( résultats de stabilité a priori ) n'a pas de sens dans une démarche " système à base de connaissance " qui veut éviter une modélisation mathématique du procédé. Par ailleurs, ce souci de stabilité est évidemment omniprésent dans l'écriture des règles.

Si toutefois une caractérisation mathématique du processus à commander existe, les contrôleurs flous étant, en générale, un contrôleur non linéaire, certains résultats de la théorie des systèmes non linéaires peuvent être utilisés; un certain nombre des études commencent à apparaître dans cette direction. [ 35 ]

L'étude de la stabilité des systèmes de régulation comportant un contrôleur flou a pour objet de fournir des critères de stabilité qui puissent être utiles aux ingénieurs automaticiens.

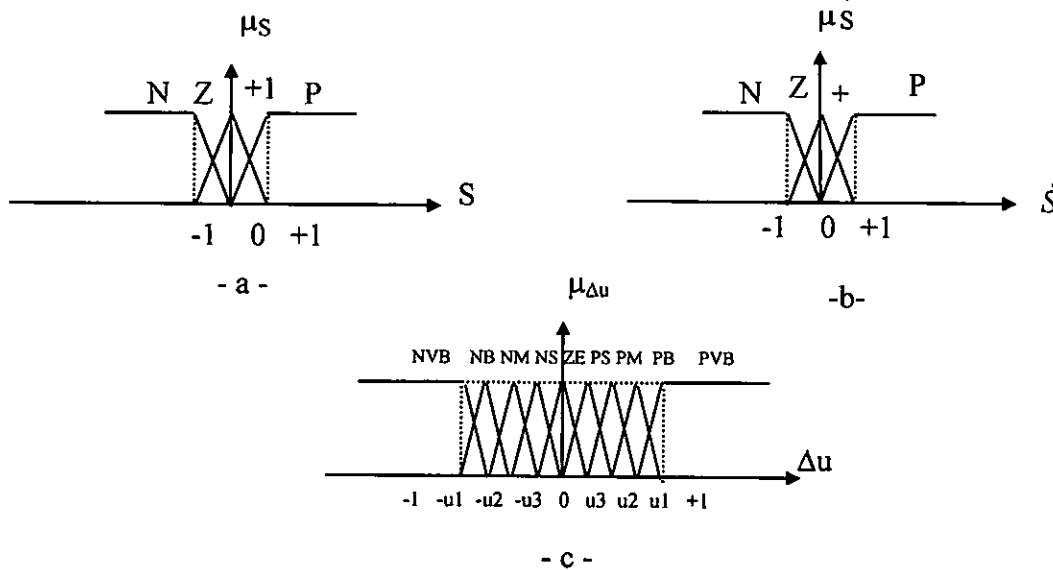
Le but de ce chapitre, est de développer la forme analytique de la loi de commande. Par la suite, on propose une analyse de stabilité du système bouclé.

**V.1 Description de la loi de commande (La forme analytique de la commande)**

Dans cette partie, on va proposer une méthode systématique pour description de la loi de commande. Pour arriver à cette synthèse, on va suivre les étapes de raisonnement flou.

**V.1.1 Description du régulateur flou-glissant**

Dans notre cas, nous avons choisi des fonctions d'appartenance triangulaires. fig.V.1



**Fig. V.1** Les fonctions d'appartenance des différentes variables linguistiques :

- a - pour la surface.
- b - pour la dérivée de la surface.
- c - pour la variation de la commande.

A partir des règles proposées dans le troisième chapitre, la matrice d'inférence pour ces règles est donnée comme suit ( Tab 1 ) :

$S$	$P$	$Z$	$N$
$P$	NVB	NS	PM
$Z$	NB	ZE	PM
$N$	NM	PS	PVB

**Tab.1** Tableau des règles de décision floue (inférences).

Les classes sont notées comme suit :

(NVB) : Negative very big  
 (NB) : Negative big  
 (NM) : Negative médium  
 (NS) : Negative small

(ZE) : Zero

(PVB) : Positive very big  
 (PB) : Positive big  
 (PM) : Positive médium  
 (PS) : Positive small

Ces sous-ensembles flous sont associés aux variables linguistiques  $S$  et  $\dot{S}$ , et leurs fonctions d'appartenance sont définies de la façon suivante :

$$\mu_S(Z) = \begin{cases} S+1 & S \in [-1 \ 0] \\ 1-S & S \in [0 \ 1] \end{cases}$$

$$\mu_S(N) = \begin{cases} -S & S \in [-1 \ 0] \\ 1 & S < -1 \end{cases}$$

$$\mu_S(P) = \begin{cases} S+1 & S \in [0 \ 1] \\ 1 & S > 1 \end{cases}$$

$$\mu_{\dot{S}}(Z) = \begin{cases} \dot{S}+1 & \dot{S} \in [-1 \ 0] \\ 1-\dot{S} & \dot{S} \in [0 \ 1] \end{cases}$$

$$\mu_{\dot{S}}(N) = \begin{cases} -\dot{S} & \dot{S} \in [-1 \ 0] \\ 1 & \dot{S} < -1 \end{cases}$$

$$\mu_{\dot{S}}(P) = \begin{cases} \dot{S}+1 & \dot{S} \in [0 \ 1] \\ 1 & \dot{S} > 1 \end{cases}$$

### V.1.2 Implication flou-glissant

L'implication floue est un opérateur qui permet d'évaluer un degré de vérité d'une règle R de la forme : Si  $x$  est A alors  $y$  est B à partir des valeurs de la prémisse d'une part, et de celle de la conclusion d'autre part.

$$\mu_{RP}(x, y) = \mu_A(x) \mu_B(y)$$

Où :  $\mu_{RP}$  est l'opérateurs d'implication.

L'opérateur  $\mu_{RP}$  est calculé pour tout les intervalles possibles de variation du  $S$  et  $\dot{S}$  comme suit :

♦  $S \in [-1 \ 0]$  et  $\dot{S} \in [-1 \ 0]$

$$\mu_{RP}(S, \dot{S}) = \begin{cases} \mu_S(Z)\mu_{\dot{S}}(Z) = S\dot{S} + S + \dot{S} + 1 \\ \mu_S(Z)\mu_{\dot{S}}(N) = -S\dot{S} - \dot{S} \\ \mu_S(N)\mu_{\dot{S}}(Z) = -S\dot{S} - S \\ \mu_S(N)\mu_{\dot{S}}(N) = S\dot{S} \end{cases}$$

♦  $S \in [-1 \ 0]$  et  $\dot{S} \in [0 \ 1]$

$$\mu_{RP}(S, \dot{S}) = \begin{cases} \mu_S(Z)\mu_{\dot{S}}(Z) = -S\dot{S} + S - \dot{S} \\ \mu_S(Z)\mu_{\dot{S}}(P) = S\dot{S} + \dot{S} \\ \mu_S(N)\mu_{\dot{S}}(Z) = S\dot{S} - S \\ \mu_S(N)\mu_{\dot{S}}(P) = -S\dot{S} \end{cases}$$

♦  $S \in [-1 \ 0]$  et  $\dot{S} < -1$

$$\mu_{RP}(S, \dot{S}) = \begin{cases} \mu_S(Z)\mu_{\dot{S}}(N) = S + 1 \\ \mu_S(N)\mu_{\dot{S}}(N) = -S \end{cases}$$

♦  $S \in [-1 \ 0]$  et  $\dot{S} > 1$

$$\mu_{RP}(S, \dot{S}) = \begin{cases} \mu_S(Z)\mu_{\dot{S}}(P) = S + 1 \\ \mu_S(N)\mu_{\dot{S}}(P) = -S \end{cases}$$

Pour les cas possibles restants, on peut les résumer dans les tableaux suivants :

◆  $S < -1$

$\mu_{RP}(S, \dot{S})$	$\dot{S} < -1$	$\dot{S} \in [-1, 0]$	$\dot{S} \in [0, 1]$	$\dot{S} > 1$
$\mu_S(N)\mu_S(Z)$		$\dot{S} + 1$	$1 - \dot{S}$	
$\mu_S(N)\mu_S(N)$	1	$-\dot{S}$		
$\mu_S(N)\mu_S(P)$			$\dot{S}$	1

◆  $S \in [-1, 0]$

$\mu_{RP}(S, \dot{S})$	$\dot{S} < -1$	$\dot{S} \in [-1, 0]$	$\dot{S} \in [0, 1]$	$\dot{S} > 1$
$\mu_S(Z)\mu_S(Z)$		$S\dot{S} + S + \dot{S} + 1$	$-S\dot{S} + S - \dot{S} + 1$	
$\mu_S(Z)\mu_S(N)$	$S + 1$	$-S\dot{S} - \dot{S}$		
$\mu_S(Z)\mu_S(P)$			$S\dot{S} + \dot{S}$	$S + 1$
$\mu_S(N)\mu_S(Z)$		$-S\dot{S} - S$	$S\dot{S} - S$	
$\mu_S(N)\mu_S(N)$	$-S$	$S\dot{S}$		
$\mu_S(N)\mu_S(P)$			$-S\dot{S}$	$-S$

♦  $S \in [0, 1]$

$\begin{matrix} \dot{S} \\ \mu_{RP}(S, \dot{S}) \end{matrix}$	$\dot{S} < -1$	$\dot{S} \in [-1, 0]$	$\dot{S} \in [0, 1]$	$\dot{S} > 1$
$\mu_S(Z)\mu_{\dot{S}}(Z)$		$-S\dot{S} - S + \dot{S} + 1$	$S\dot{S} - S - \dot{S} + 1$	
$\mu_S(Z)\mu_{\dot{S}}(N)$	$1 - S$	$S\dot{S} - \dot{S}$		
$\mu_S(Z)\mu_{\dot{S}}(P)$			$-S\dot{S} + \dot{S}$	$1 - S$
$\mu_S(P)\mu_{\dot{S}}(Z)$		$S\dot{S} + S$	$-S\dot{S} + S$	
$\mu_S(P)\mu_{\dot{S}}(N)$	$S$	$-S\dot{S}$		
$\mu_S(P)\mu_{\dot{S}}(P)$			$S\dot{S}$	$S$

♦  $S > 1$

$\begin{matrix} \dot{S} \\ \mu_{RP}(S, \dot{S}) \end{matrix}$	$\dot{S} < -1$	$\dot{S} \in [-1, 0]$	$\dot{S} \in [0, 1]$	$\dot{S} > 1$
$\mu_S(P)\mu_{\dot{S}}(Z)$		$\dot{S} + 1$	$1 - \dot{S}$	
$\mu_S(P)\mu_{\dot{S}}(N)$	$1$	$-\dot{S}$		
$\mu_S(P)\mu_{\dot{S}}(P)$			$\dot{S}$	$1$

### V.1.3 Defuzzyfication

Pour exprimer la loi de commande donnée par le régulateur flou-glissant, comme une fonction analytique en fonction de ses deux entrées,  $S$  et  $\dot{S}$ , La défuzzification se fait par la méthode de « centre de gravité » :

◆  $S < -1$

- Pour  $\dot{S} < -1$

$$U = \frac{11}{12}$$

- Pour  $\dot{S} \in [-1 \ 0]$

$$U = \frac{\frac{1}{12}\dot{S} + 1}{\dot{S} + 2}$$

- Pour  $\dot{S} \in [0 \ 1]$

$$U = \frac{1}{2}$$

- Pour  $\dot{S} > 1$

$$U = \frac{1}{2}$$

◆  $S \in [-1 \ 0]$

- Pour  $\dot{S} < -1$

$$U = \frac{-\frac{5}{12}S + \frac{1}{2}}{S + 2}$$

- Pour  $\dot{S} \in [-1 \ 0]$

$$U = \frac{-\frac{7}{12}S\dot{S} - \frac{1}{2}\dot{S} - S}{2 - S\dot{S}}$$

- Pour  $\dot{S} \in [0 \ 1]$

$$U = -\frac{1}{2} \left( \frac{1}{2}S\dot{S} + \frac{1}{2}\dot{S} + S \right)$$

- Pour  $\dot{S} > 1$

$$U = -\frac{3}{4}S - \frac{1}{4}$$

- ♦  $S \in [0 \ 1]$

- Pour  $\dot{S} < -1$

$$U = -\frac{3}{4}S + \frac{1}{4}$$

- Pour  $\dot{S} \in [-1 \ 0]$

$$U = -\frac{1}{4}\dot{S} - \frac{3}{4}S$$

- Pour  $\dot{S} \in [0 \ 1]$

$$U = \frac{\frac{13}{12}S\dot{S} - \frac{1}{2}(\dot{S} + 3S)}{2 - S\dot{S}}$$

- Pour  $\dot{S} > 1$

$$U = \frac{-\frac{5}{12}S - \frac{1}{2}}{2 - S}$$

- ♦  $S > 1$

- Pour  $\dot{S} < -1$

$$U = -\frac{1}{2}$$

- Pour  $\dot{S} \in [-1 \ 0]$

$$U = -\frac{1}{4}\dot{S} - \frac{3}{4}$$



- Pour  $\dot{S} \in [0 \ 1]$

$$U = \frac{\frac{7}{12}\dot{S} - \frac{18}{12}}{2 - \dot{S}}$$

- Pour  $\dot{S} > 1$

$$U = -\frac{11}{12}$$

A partir de cette étude on peut dire que cette loi de commande dans tout les intervalles, est de la forme suivante :

$$U = \frac{a_1 S \dot{S} + b_1 \dot{S} + c_1 S + d_1}{a_2 S \dot{S} + b_2 \dot{S} + c_2 S + d_2}$$

Avec :  $(a_1, a_2, b_1, b_2, c_1, c_2, d_1, d_2) \in R$

#### V.1.4 Propriétés

A partir de cette description de la loi de commande, on constate que cette dernière vérifie les propriétés suivantes :

$$\text{P1. } \begin{cases} S = 0 \\ \dot{S} = 0 \end{cases} \Rightarrow U(S, \dot{S}) = 0$$

$$\text{P2. } S \dot{S} \geq 0 \Rightarrow SU(S, \dot{S}) \leq 0$$

$$\text{P3. } |U(S, \dot{S})| \leq U_{\max}$$

$$\text{P4. } S \dot{S} < 0 \text{ avec } \frac{1}{3} \leq S \leq -\frac{1}{3} \Rightarrow SU(S, \dot{S}) \leq 0$$

$$\text{P5. } \frac{dU(S, \dot{S})}{dS} \leq 0$$

$$\text{P6. } \frac{dU(S, \dot{S})}{d\dot{S}} \leq 0$$

Donc la commande est toujours bornée. Une interprétation possible de cette loi de commande est celle d'une force de restitution.

### V.1.5 Choix des gains de normalisation

Parmi les inconvénients de réglage par la logique floue, est l'absence de base mathématique pour déterminer les gains de normalisation. Mais d'après l'étude précédente, et comme nous avons déterminé la forme analytique de la loi de commande, on peut connaître l'intervalle de variation de chaque gain.

On a :

$$\begin{cases} S = k_1 s \\ \dot{S} = k_2 \dot{s} \\ u = kU \end{cases}$$

avec :

$k, k_1, k_2$  sont les gains de normalisation.

Donc, le choix des gains doit Vérifier les propriétés précédente de la loi de commande.

### V.2 Analyse de stabilité

Dans cette section, nous allons utiliser l'approche de Lyapunov pour démontrer la stabilité du système en boucle fermé (système avec observateur).

En utilisant les propriétés **P1, P2, P3, P4, P5** et **P6**, on propose les fonctions suivantes :

$$V_1 = \exp\left(\int s_1(\tau) I_{dSref}(\tau) d\tau\right) + \exp\left(\int s_2(\tau) I_{qSref}(\tau) d\tau\right) + \exp\left(\int s_3(\tau) v_{ds}(\tau) d\tau\right) \\ + \exp\left(\int s_4(\tau) v_{qs}(\tau) d\tau\right) + \exp\left(\int s_5(\tau) \Lambda_1(\tau) d\tau\right) + \exp\left(\int s_6(\tau) \Lambda_2(\tau) d\tau\right)$$

$$V_2 = s_1^2 + s_2^2 + s_3^2 + s_4^2 + s_5^2 + s_6^2$$

avec :

$$\begin{cases} s_1 = \frac{1}{2}(\Phi_r^2 - \Phi_{rd}^2) \\ s_2 = (x_5 - x_{5d}) \end{cases}$$

$$\begin{cases} s_3 = (x_1 - I_{dSref}) \\ s_4 = (x_2 - I_{qSref}) \end{cases}$$

$$\begin{cases} s_5 = \Lambda_1(t, s) - \delta_1 \operatorname{sgn}(e_1) - \alpha_1 e_1 \\ s_6 = \Lambda_2(t, s) - \delta_2 \operatorname{sgn}(e_2) - \alpha_2 e_2 \end{cases}$$

La dérivée temporelle de chaque fonction est donnée par :

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 = & s_1 I_{dsref} \exp\left(\int_0^t s_1(\tau) I_{dsref}(\tau) d\tau\right) + s_2 I_{qsref} \exp\left(\int_0^t s_2(\tau) I_{qsref}(\tau) d\tau\right) + s_3 v_{ds} \exp\left(\int_0^t s_3(\tau) v_{ds}(\tau) d\tau\right) \\ & + s_4 v_{qs} \exp\left(\int_0^t s_4(\tau) v_{qs}(\tau) d\tau\right) + s_5 \Lambda_1 \exp\left(\int_0^t s_5(\tau) \Lambda_1(\tau) d\tau\right) + s_6 \Lambda_2 \exp\left(\int_0^t s_6(\tau) \Lambda_2(\tau) d\tau\right) \end{aligned}$$

$$\dot{V}_2 = s_1 \dot{s}_1 + s_2 \dot{s}_2 + s_3 \dot{s}_3 + s_4 \dot{s}_4 + s_5 \dot{s}_5 + s_6 \dot{s}_6$$

On propose la fonction suivante comme fonction de Lyapunov candidat :

$$V = (1 - \xi)V_1 + \xi V_2$$

avec :

$$\xi = \begin{cases} 1 & \text{si } -\frac{1}{3} \leq s \leq \frac{1}{3} \quad \text{avec } s \dot{s} < 0 \\ 0 & \text{si non} \end{cases}$$

Il est clair que cette fonction est positive. le calcul de sa dérivée donne :

$$\dot{V} = (1 - \xi)\dot{V}_1 + \xi\dot{V}_2$$

D'après la propriété **P4**, la dérivée de la fonction de Lyapunov est définie négative, donc le système est stable.

### V. 3 Conclusion

Nous sommes intéressés, dans ce chapitre, à l'analyse de la stabilité du système en boucle fermé, comme première étape, on a exprimé la loi de commande comme une fonction analytique de ses deux entrées,  $S$  et  $\dot{S}$ . A partir de cette forme on a trouvé une fonction de Lyapunov qui démontre la stabilité du système.



# **CONCLUSION** **GENERALE**

*« Tout est dit ... tout reste à faire »*

**Ludwig Van Beethoven**

---

## CONCLUSION GENERALE

---

Dans ce mémoire, on s'est attaché à l'étude de lois de commandes non linéaires et l'application de celles-ci à la machine asynchrone.

Nous avons tout d'abord commencé par élaborer le modèle dynamique de la machine asynchrone dans le contexte fréquent d'hypothèses simplificatrices et utilisant les outils de bases (transformations de Park, ...). Ceci a fait l'objet du premier chapitre.

Notons que sur le plan théorique, la machine asynchrone est un procédé non linéaire, multivariable à dynamique rapide et qui subit d'importantes variations paramétriques.

Dans un souci de protection de la machine, le courant absorbé est limité à une valeur maximale admissible, dans cette étude nous nous contenterons d'appliquer une méthode qui consiste à limiter le courant d'une manière directe, c'est la structure en cascade.

Le second chapitre a été consacré au développement d'une loi de commande par mode de glissement. L'application de celle-ci au modèle de la machine asynchrone a permis, tenant compte des variations paramétriques, une régulation de flux et de vitesse assez satisfaisante au détriment d'une activation assez importante provoquant un phénomène appelé « Chattering ». Comme le flux de la machine n'est pas mesurable, on a proposé un observateur glissant basé sur la méthode du backstepping. On a constaté que le système combiné avec cet observateur a donné des bonnes performances, et robuste vis à vis des variations paramétriques et les perturbations. Pour pallier les problèmes de cette technique, tel que l'agitation de la commande, on a été conduit vers la combinaison de cette technique avec d'autres commandes plus compétitives, qui est la commande floue.

Dans le troisième chapitre, nous avons développé et combiné la commande floue avec le mode de glissement. Notre objectif principal est de montrer l'apport de cette nouvelle stratégie de commande par rapport à la commande par mode de glissement. L'application de celle-ci à la machine asynchrone a permis, le rejet total des perturbations, une bonne poursuite de consigne de la vitesse, une insensibilité aux variations paramétriques, et enfin une disparition du phénomène de broutement (chattering).

Puisque la mise en œuvre de cette nouvelle stratégie de commande nécessite une connaissance du vecteur d'état. Cette condition n'est malheureusement pas vérifiée dans le cas de la M.A.S. Ce problème a fait l'objet du quatrième chapitre, où nous avons proposé une nouvelle stratégie d'observation basée sur la logique floue assimilé à un réglage par mode de glissement pour les variables non mesurables ( les composantes du flux rotorique ). Les résultats de simulation ont montré les capacités de cette nouvelle stratégie d'observation vis à vis des variations paramétriques et des perturbations.

Il est connu dans la littérature que la stabilité d'un système utilisant la logique floue est difficile à démontrer. Cependant dans notre travail nous avons pu trouver la forme permettant de démontrer la stabilité d'un système, et cette forme liée n'est autre que la logique floue combiné au mode de glissement.

Ainsi, dans le cinquième chapitre, nous avons déterminé la forme analytique de la loi de commande du régulateur mode glissant à logique floue. Puis, nous avons pu étudier la stabilité

du système, en utilisant l'approche de Lyapunov. Après cette étude, nous avons prouvé la stabilité du système global commandé par le mode glissant flou.

A l'issue de l'étude effectuée et des résultats obtenus présentés dans ce mémoire, nous envisageons les perspectives de continuité suivantes :

- \* L'application de la deuxième technique présentée dans ce mémoire sur d'autres systèmes, comme les robots, ...etc.
- \* L'implémentation matérielle de cette nouvelle stratégie de commande, dans le but de valider la synthèse se basant sur le modèle physique de la machine asynchrone.
- \* Etude théorique plus approfondie sur les régulateurs flous glissant, pour déterminer les gains de normalisation avec une base mathématique.
- \* L'utilisation de la forme analytique de la loi de commande dans les méthodes adaptatives.
- \* Développement d'autres méthodes pour combiner la logique floue avec le mode de glissement.



**REFERENCES**  
**BIBLIOGRAPHIQUES**



---

## BIBLIOGRAPHIE

---

- [ 1 ] J. P. CARON, J. P. HAUTIER et J. FAUCHET, « Modélisation et commande de la machine asynchrone », Technip 1995.
- [ 2 ] A. MEZOUAR, « Simplification et réduction de modèle des systèmes complexes : Application des cercles de Gerschgorin au modèle de la M.AS », PFE, ENP 1997.
- [ 3 ] H. CHEKIREB, A. FARAH and N. K. M'SIRDI, « Induction machine stator current limitation and flux speed regulation by fuzzy logic », Journal of IEEA, Vol.1, Janvier 97.
- [ 4 ] A. ISIDORI, « Nonlinear control systems », 2<sup>nd</sup> edition, Springer-Verlag , 1989.
- [ 5 ] J.-J. E. SLOITINE and W. LI, « Applied nonlinear control », Prentice Hall 1991.
- [ 6 ] J.-J. E. SLOITINE and J. K. HEDRICK and E. A. MISAWA, « Nonlinear state estimation using sliding observers », Proceedings of 25<sup>th</sup> conference on Decision and control, Athens, Greece, December 1986.
- [ 7 ] J.-J. E. SLOITINE and J. A. COETSEE, « Adaptative sliding controller synthesis for nonlinear systems », Int. J. Control, Vol. 43, N°. 6, pp. 1631-1651, 1986.
- [ 8 ] H. KHALIL, « Nonlinear systems », second edition, Prentice Hall, Inc, 1996.
- [ 9 ] V. I. UTKIN, « variable structure systems with sliding mode », IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. AC-22, N°. 2, April 1977.
- [ 10 ] V. I. UTKIN, « Sliding mode control design principles and applications to electric drives », IEEE Transactions on Industial Electronics, Vol. 40, N°. 1, February 1993.
- [ 11 ] F. BOUDJEMA, « Commande par mode de glissement : Application aux convertisseurs électriques », Thèse de Doctorat, LAAS CCNRS, Toulouse, Mai 1991.
- [ 12 ] J. BUHLER, « Réglage par mode de glissement », Ecole Polytechnique de Losane, 1986.
- [ 13 ] J. BUHLER, « Réglage par logique floue », Presses Polytechnique et Universitaires Romandes, 1994.
- [ 14 ] YF. LI, C. C. LAU, « Developement of fuzzy algorithmes for servo-systems », IEEE Control Systems Magazine, pp 65-79, April 1989.
- [ 15 ] A. BENCHAIIB, F. BOUDJEMA and A. RACHID, « A new sliding mode flux observer based on backstepping method for induction motor », WAC 98, World Automation Congress, Alaska, USA Mai 1998.



- [ 16 ] S. G. CAO, N. W. REES and G. FENG, « Analysis and Design for a Class of Complex Control Systems : Fuzzy Modelling and Identification », *Automatica*, Vol. 33. N°. 6. pp 1017-1028, 1997.
- [ 17 ] C. P. PARRIS and A. T. ALOUANI, « On the implementation of a fuzzy variable structure control », *IEEE Control Systems*, pp 287-291, 1998.
- [ 18 ] H. YU and S. LLOYD, « Variable structure adaptive control of robot manipulators », *IEE Proc-Control Theory Appl.* Vol. 144. N°.2, March 1997.
- [ 19 ] A. T. OLLENNU and B. A. WHITE, « Robust output tracking for MIMO nonlinear systems : An adaptive fuzzy systems approach », *IEE, Proc-Control Theory Appl.* Vol. 144. N°.6, November 1997.
- [ 20 ] J. S. SHAMMA and K. Y. TU, « Approximate set-valued observers for nonlinear systems », *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol. 42, N°. 5, May 1997.
- [ 21 ] G. LANGARI and M. TOMIZUKA, « Stability of fuzzy linguistic control systems », *IEEE Proc of the 29<sup>th</sup> Conference on decision and control*, December 1990.
- [ 22 ] S. DRAKUNOV and V. UTKIN, « Sliding mode observers. Tutorial », *IEEE Proc of the 34<sup>th</sup> Conference on decision and control new Orleans, LA- December 1995*.
- [ 23 ] C. M. CHENG and N. W. REES, « Stability analysis of fuzzy multivariable systems : Vector Lyapunov function approach », *IEE Proc-Control Theory Appl.* Vol. 144. N°.5, September 1997.
- [ 24 ] F. G. LIN and S. L. CHIU, « Adaptive fuzzy sliding mode control for PM synchronous servo motor drives », *IEE Proc-Control Theory Appl.* Vol. 145. N°.1, January 1998.
- [ 25 ] K. S. HWANG and C. S. LIN, « A Self-Organising Fuzzy CMAC For Sliding Mode Control », *IEEE Workshop on variable structure systems*, pp 133-138, 1996.
- [ 26 ] Y. DOTE, « Variable structure grasping force controller for manipulator hand using fuzzy set theory ».
- [ 27 ] J. P. BARRAT, Y. LECLUSE, « Exemple d'application de la logique floue : Commande de la température d'un four pilote », *Techniques de l'ingénieur, Traités Mesures et contrôle.* R 7 428, pp 1-9.
- [ 28 ] R. SWINIARSKI, « Neuromorphic fuzzy variable structure controller », *IEEE 1990*.
- [ 29 ] Y. DOTE and B. K. BOSE, « Fuzzy CAD for variable structure PI(D) controller », *IEEE 1989*.
- [ 30 ] J. E. HOGENS IV, A. HOMAIFAR and B. SAYYARRDSARI, « Fuzzy inference for variable structure control », *Journal of Intelligent and Fuzzy systems*, Vol. 2, pp 229-241, 1994.

- [ 31 ] M. LARABI, « Différentes Approches de Commandes à Structures Variables : Application à une Machine Asynchrone », PFE , ENP, 1997.
- [ 32 ] T. MADANI, S. AMRATI, « Commande décentralisée à structure variable : Application en robotique » , PFE , ENP, 1997.
- [ 33 ] M. LOUDINI, « Modélisation, Analyse et Méthodologie de Commande Linguistique Floue d'un Bras Manipulateur de Robot Flexible », Thèse de Magister, ENP, 1997.
- [ 34 ] B. KANOUN, I. KESSI, « Etude comparative de la commande par mode de glissement à base des observateurs : Application pour différents pendules inverses », PFE , ENP, 1998.
- [ 35 ] ARAGO, « Logique floue », O. F. T. A. –MASSON, Paris 1994.
- [ 36 ] N. MADANI, « Contribution à l'étude de la commande vectorielle avec réglages linéaire et par mode de glissement de la machine asynchrone », Thèse de Magister, Université de Tizi ousou, 1996.
- [ 37 ] A. BENCHAIIB, M. TADJINE and A. RACHID, « On DSP-Based Real Time Control of an Induction Motor Using Sliding Mode », IEEE workshop on variable structure systems,
- [ 38 ] A. GAYED, « Contribution à la commande par mode de glissement d'une machine synchrone à aimants permanents », Thèse de Doctorat, de l'école doctorale : Science pour l'ingénieur de l'Université de Nantes, 30 mai 1996.
- [ 39 ] H. SIRA-RAMINEZ, « Nonlinear variable structure systems in sliding mode : the general case », IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 50, N°. 4, pp. 1487-1506, 1989.
- [ 40 ] M. DJAMAI, « Analyse et commande des systèmes non linéaires régulièrement et singulièrement perturbés en temps continu et sous échantillonnage », Thèse de Doctorat de l'Université de Paris-sud Centre d'Orsay, 8 Janvier 1996.
- [ 41 ] B. BOUCHON-MEUNIER, « La logique floue », Série Que sais-je ?, Presses Universitaires de France, 1993.
- [ 42 ] L. A. ZADEH, « Fuzzy Logic », IEEE Computer, pp. 83-93, April 1988.
- [ 43 ] L. A. ZADEH, « Fuzzy Sets », Information and Control, Vol. 8, pp. 338-353, 1965.
- [ 44 ] E. H. MAMDANI, « An Experiment in Linguistic Synthesis with a Fuzzy Logic Controller », Int. J. Man Mach. Studies, Vol. 7, N°. 1, pp. 1-13, 1975.

# **ANNEXE**

**ANNEXE**

Grandeur	Symbole	Valeur
Puissance nominale	$P_n$	3.7 kW
Tension d'alimentation	V/U	220/380 V
Inductance cyclique statorique par phase	$L_S$	0.17 H
Inductance cyclique rotorique par phase	$L_R$	0.015 H
Inductance mutuelle propre	M	0.048 H
Résistance d'une phase statorique	$R_S$	1.12 $\Omega$
Résistance d'une phase rotorique	$R_R$	0.11 $\Omega$
Moment d'inertie	j	0.135 Nm/rd s <sup>-2</sup>
Coefficient de frottement	$K_f$	0.0018 Nm/rd s <sup>-1</sup>
Couple résistant nominal	$C_n$	28 Nm
Nombre de paires de pôles	p	2

**Tableau : Caractéristiques et Paramètres de la Machine**



بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ



## ملخص:

في هذه المذكرة قمنا بالنمذجة، و التحليل و التحكم لمحرك غير تزامني و قد اقترحنا طريقتين للتحكم، تعتمد الأولى على نظرية الأنظمة ذات البنى المتغيرة في نمط الإنزلاق، أما الأخرى، فتستعمل مفاهيم المنطق الغامض. هدفنا من خلال ذلك هو إيصال السرعة و التدفق إلى القيمة المرادة. التحكم بواسطة المنطق الغامض إستعملت فيه مبادئ وجود النماذج المترتبة، و ذلك بدون إستعمال النموذج الرياضي للمحرك. و بما أنه في الواقع لا نستطيع قياس التدفق بسهولة فإننا استعملنا لهذا الغرض، نوعين من الرواصد غير الخطية أولهما راصد ذو نموذج الإنزلاق و الآخر ذو نموذج مبني على المنطق الغامض المستعمل لمفهوم النماذج المترتبة. بالإضافة إلى هذا قمنا بتقديم العلاقة الرياضية لقانون التحكم بالمنطق الغامض و أخيرا تطرقنا إلى دراسة استقرار النظام المتحكم فيه بإستعمال (نظرية ليابونوف) مع عرض نتائج المحاكات العددية و اختبار صمود التحكم و الرواصد ازاء تغير العوامل و الإضطرابات الخارجية.

**كلمات مفتاحية :** النماذج المترتبة، المنطق الغامض، راصد، محرك لا تزامني، استقرار، نظرية " ليابونوف " للاستقرار.

## Abstract:

This work deals with the cascade control of an induction motor using two techniques, a classical sliding mode control and a fuzzy sliding mode control. A fuzzy logic controller based on sliding mode existence condition is synthesized in order to regulate the flux rotor and speed variable. Since in real tasks, there is a difficulty to measure a flux rotor, two observers have been proposed. One of them is a sliding mode observer based on the backstepping procedure. the other, is a fuzzy sliding mode observer. In addition, an analytical form of a proposed fuzzy sliding mode controller is obtained. Moreover, a proof of stability of the whole system controller-observer is achieved with the use of "Lyapunov" theory. The simulation results show that the proposed control system is robust to parametric variations and external disturbances.

**Keywords :** Sliding mode control, Fuzzy sliding mode control, Observer, Induction motor, Stability, Lyapunov stability theory.

## Résumé :

Ce travail traite la commande en cascade d'une machine asynchrone en utilisant deux techniques, le mode de glissement classique et le mode glissant à logique floue. Une commande par la logique floue basée sur la condition d'existence des modes glissants a été proposée afin de réguler le flux rotorique et la vitesse. Comme en pratique, la mesure du flux rotorique est difficile, on a proposé deux observateurs, l'un par mode de glissement basé sur la procédure du backstepping et l'autre par mode glissant à logique floue. De plus, nous avons pu déterminer la forme analytique de la loi de commande du régulateur flou-glissant. Ainsi, nous avons pu démontrer la stabilité du système global régulateur-observateur, en utilisant l'approche de Lyapunov. Les résultats numériques montrent la robustesse du régulateur proposé vis à vis des variations paramétriques et des perturbations.

**Mots clés :** Mode de glissement, mode glissant à logique floue, Observateur, Machine asynchrone, Stabilité, Approche de Lyapunov.