

17/99

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Ecole Nationale Polytechnique
D.E.R. de Génie Electrique & Informatique
Département d'Automatique



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
Ecole Nationale Polytechnique

Projet de fin d'études

En vue de l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état
en Automatique

Theme

*Comparaison entre la commande adaptative
classique et la commande adaptative floue
Application à un bras de robot*

proposé et dirigé par :

M. R.ILLOUL.

Présenté par :

M.A.SOUAMI.
M.A.SEBA.

Promotion : juin 99

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE, 10 AVENUE HASSEN BADI EL-HARRACH - ALGER

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Ecole Nationale Polytechnique

Projet de Fin d'étude

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

Présenté au Laboratoire de Commande Des processus
DER de Génie Electrique & Informatique
en vue de l'obtention du diplôme

**INGENIEUR D'ETAT
EN AUTOMATIQUE**

THEME

**COMPARAISON ENTRE LA COMMANDE ADAPTATIVE FLOUE ET
CLASSIQUE :
APPLICATION À UN BRAS DE ROBOT**

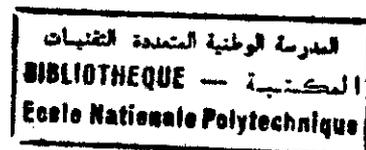
Proposé et dirigé par :

M.R. ILLOUL

Présenté et étudié par :

A.G.SOUAMI
M.O. SEBA

Mémoire préparé au L.C.P. - DER de Génie Electrique & Informatique
E.N.P., 10, Avenue Pasteur, 16200 EL-Hrrach, Alger



Remerciements

Ce travail à été effectué au sein du département Automatique, DER Génie électrique à l'Ecole Nationale Polytechnique sous la direction de M. R.ILLOUL, qu'il trouve ici toute notre profonde gratitude pour son aide, ses conseils et ses encouragements.

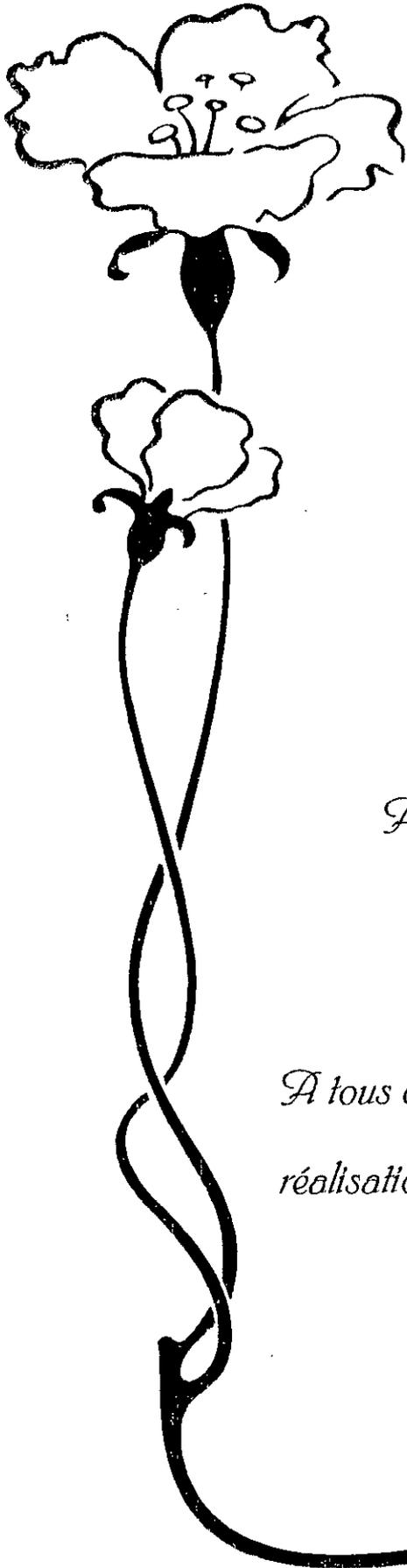
Monsieur M.TADJINE, nous fait l'honneur de présider le jury d'examen de notre soutenance, nous le remercions vivement mais aussi pour sa bienveillance et ses conseils.

nous exprimons notre gratitude à M.Z.TIDJANI Pour l'honneur qu'il nous fait en acceptant de faire partie de ce jury, et pour se conseils et son aide continue.

Nous remercions nos enseignants pour leurs précieuses aides et leurs encouragements. qu'il trouvent ici notre profond respect.

Aux fonctionnaires de la Bibliothèque: M.SALAH, M.MAHMOUD, M.KRIMOU, M.DJAMEL... et à tous les autres. Nos sincères remerciements pour leur aide et leur soutien.

Un grand MERCI à tous(tes) nos amis(es) et à tous ceux qui ont contribué à la réalisation de ce mémoire, en particulier : Azzedine et Azzedine; Mourad, Samir, Rabah, Rabah, Larbi, Nabil, Nabil, Tedj, Karim, et à toute la promotion de l'automatique.



Dédicace

Je dédie ce modeste travail :

A ma très chère mère;

A mon cher père;;

A mes frères et mes sœurs;

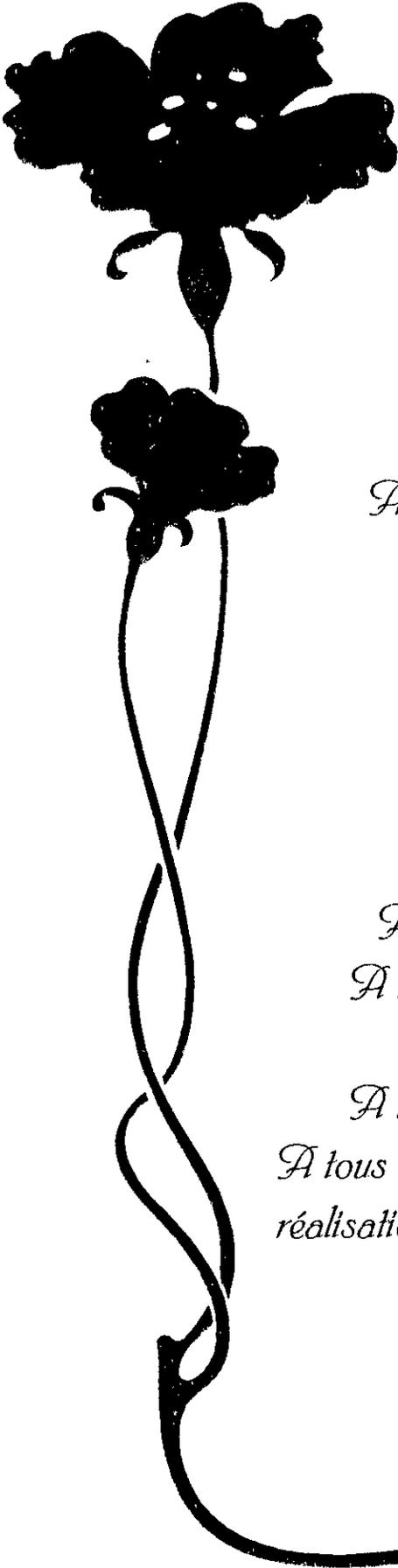
A tous mes oncles et toutes mes tantes;

A toute ma grande famille ;

A tous mes amis.

*A tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à la
réalisation de ce mémoire, qu'ils trouvent ici toute ma
gratitude.*

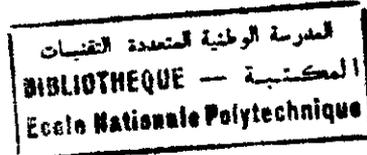
S. Bouzid .



Dédicace

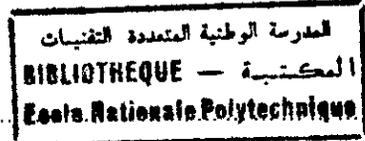
Je dédie ce modeste travail :
A la mémoire de mon grand-père Kaci;
A la mémoire de mon oncle Sadi;
A ma très très chère grand-mère;
A mes très chers grands-parents;
A mes très chers parents;
A mes frères et mes sœurs;
A ma belle sœur et au petit Adam;
A tous mes oncles et toutes mes tantes;
A tous mes cousins et toutes mes cousines;
A toute ma grande famille ;
A tous mes amis et tous ceux que j'aime...
A tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à la
réalisation de ce mémoire, qu'ils trouvent ici toute ma
gratitude.

Abdelghani Souami..



Sommaire

INTRODUCTION GENERALE.....	1
Chapitre I : MODELISATION D'UN ROBOT MANIPULATEUR.	
1-1 Introduction.....	3
1-2 Modélisation cinématique.....	3
1-2-1 modèle géométrique directe.....	3
Représentation de DENAVIT-HARTENBERG	4
1-2-2 modèle géométrique inverse.....	6
1-3 Modélisation dynamique.....	7
1-3-1 Formalisme d'Euler Lagrange	7
1-4 Modèle dynamique du robot PUMA560.....	10
1-5 Génération de trajectoire.....	12
les paramètres du robot PUMA560.....	13
1-6 Résultats et interprétation	14
Chapitre II : LA COMMANDE ADAPTATIVE	
1:Introduction.....	15
2: Commande adaptative à modèle de référence	15
3 Approche d'hyperstabilité	16
3.1 cas de systèmes continus.....	16
II-1:la commande passive	
1-Introduction.....	17
2 principe théorique de la commande passive.....	17
2-1-schéma de la commande passive.....	18
2-2 contrôleur de LOZANO ET BROGLIATO.....	18
2-3 Contrôleur basée sur la commande passive simplifiée.....	18
3: Application de la commande passive.....	19
4:la commande passive modifiée.....	20
1:Introduction	20
II-2: la commande passive adaptative	
1:Introduction.....	28
2: synthèse de l'algorithme d'adaptation paramétrique.....	28
3:Structure de la commande adaptative passive.....	30
4: Résultats et interprétation.....	30



II.2: LA COMMANDE PASSIVE ADAPTATIVE

1. Introduction.....	28
2. synthèse de l'algorithme d'adaptation paramétrique	28
3. structure de la commande adaptative passive.....	30
4. Résultats et interprétation.....	30

CHAPITRE III: COMMANDE PAR LA LOGIQUE FLOUE

III-1: Introduction.....	37
III-2: Rappel :	
III-2-1: Ensemble flous.....	37
III-2-2: les opérateurs flous.....	38
III-2-3: les variables linguistiques.....	38
III-2-4: les fonctions d'appartenance.....	38
III-2-5: implication floue.....	39
III-2-6 : Raisonnement flou.....	40
III-2-7: structure d'un système flou.....	40
a- base des règles floues.....	40
b- Moteur d'inférence flou.....	41
c- Fuzzification.....	42
d- Défuzzification.....	42
III-3: Analyse et description du contrôleur flou du type ugéno.....	43
III-4: Application	
III-4-1: synthèse du régulateur flou.....	44
III-4-2: utilisation du toolbox "MATLAB FUZZY".....	44
III-5: Résultat et interprétation.....	44
III-6: Conclusion.....	45

CHAPITRE IV: LA COMMANDE DÉCENTRALISÉE FLOUE ADAPTATIVE

IV-1: Introduction	51
IV-2: la modélisation décentralisée.....	51
IV-3: la commande décentralisée flou adaptative.....	52
IV-3-1: Structure de commande.....	52
IV-3-2 Schéma de principe.....	55
IV-3-3: Application sur le robot PUMA560	56
IV-3-4: Interprétation des résultats	57

IV.4 : CDFAR	
IV-4-1 : structure de commande	63
IV-4-2 : schéma de principe	64
IV-4-3: application de la CDFAR sur PUMA 560.....	66
IV-4-4: Résultats et simulation.....	67
IV.5 : CDFAM	
IV-5-1 : structure de commande.....	73
IV-5-2 : schéma de principe	73
IV-5-3: application de la CDFAM sur PUMA 560.....	74
IV-5-4: Résultats et simulation	75
CHAPITRE V: COMMANDE CENTRALISÉE FLOÛE ADAPTATIVE:	
V-1: Introduction	82
V-2: Principe de la commande	82
V-3-2 Schéma de principe	85
V-3-3: Application sur le robot PUMA560.....	86
V-4: Interprétation des résultats	87
V.3-2 : CCFAR	
V-3-2-1 : structure de commande.....	93
V-3-2-2 : schéma de principe.....	94
V-3-2-3: application de la CCFAR sur PUMA 560.....	95
V-3-2-4: Résultats et simulation.....	96
V.3-3: CCFAM.....	102
V-3-3-1 : structure de commande.....	102
V-3-3-2: schéma de principe.....	102
V-3-3-3: application de la CCFAM sur PUMA 560.....	103
V-3-3-4: Interprétation des Résultats.....	104
CONCLUSION.....	110
ANNEXE A.....	112
ANNEXE B.....	120

Introduction générale

*« The important thing is not to stop questioning. Curiosity has its own reason for existing »
Albert Einstein.*

Introduction générale

« Le contrôle des robots manipulateurs constitue à l'heure actuelle l'une des principales recherches en robotique, cet intérêt est étroitement lié à la difficulté de contrôler un robot auquel on demande l'exécution de tâches aussi bien précises que rapides. Le contrôle se traduit alors par la minimisation d'erreurs de poursuite telles que l'erreur de position et l'erreur de vitesse pour assurer une meilleure précision dans le but de poursuivre une trajectoire désirée.

Pour répondre aux besoins d'applications qui deviennent de plus en plus complexes, la technique de contrôle choisie doit utiliser le modèle dynamique dans son modèle de commande. »

Au cours de ces deux dernières décennies, un grand nombre d'études et de publications a été consacré au problème du calcul de la commande des robots manipulateurs. Au début, la commande était classique [BOI,89], [SLO,91], [VIB,87], elle reposait sur la théorie de l'automatique linéaire, c'est à dire chaque liaison est présentée par un modèle linéaire et commandée indépendamment des autres liaisons. Grâce à sa facilité d'implémentation, cette approche a remporté un grand succès auprès des industriels. Mais la nécessité d'atteindre de hautes performances, a imposé la prise en compte de la dynamique.

Avec le besoin pressant d'une productivité croissante et la distribution de produits finis de qualité uniforme, l'industrie s'intéresse de plus en plus à l'automatisation des procédés. De nos jours, la plupart des tâches industrielles automatisées sont réalisées par des machines conçues spécialement de manière à réaliser des fonctions prédéterminées dans un processus de production. L'inflexibilité et le coût élevé de ces machines, appelées systèmes lourds d'automatisation « *hard automation systems* » ont mené à un intérêt particulier dans l'utilisation de robots capables d'exécuter une variété de tâches dans un environnement plus flexible et avec un moindre coût de production. [FU,87].

Les robots industriels peuvent remplacer les opérateurs dans la réalisation de plusieurs tâches, en effet, leurs performances surhumaines telles que l'infatigabilité, l'insensibilité aux environnements hostiles, la répétitivité des tâches, la précision et la rapidité d'action poussent sans cesse au développement de la robotisation dans l'industrie.

Du point de vue commande, les robots manipulateurs sont caractérisés par une dynamique non linéaire et un couplage important entre les articulations. Dans les schémas de commande des robots manipulateurs, chaque articulation est contrôlée indépendamment des autres par une boucle de régulation. Les coefficients du régulateur sont fixes. Ces schémas de commande sont souhaitables pour réaliser les tâches de déplacement d'objets (*pick and place tasks*) dont les robots sont souvent chargés. Cependant, ces schémas paraissent inefficaces dans le cas de présence d'incertitudes sur les paramètres décrivant les propriétés dynamiques de la charge portée par l'élément terminal [SER,89].

Vue l'incessible croissance d'utilisation de robots manipulateurs dans la réalisation de tâches et dans des milieux les plus diverses, un important effort a été consacré au développement de nouvelles techniques de commande performantes. Ces recherches se sont fondées sur l'apparition de deux approches de commande :

- Les techniques de commande à base de modèle(*model based technics*).
- Les techniques de commande à base de performances(*performance based technics*).

Dans les techniques de commande à base de modèle telle que la méthode du couple calculé « *computed torque method* », le calcul de la commande nécessite une parfaite connaissance du modèle du robot et de ses paramètres. Cette approche conduit à une loi de commande dont les performances sont fortement liées à la fidélité du modèle dynamique utilisé pour décrire le comportement du robot. Les paramètres de ce modèle sont difficiles à mesurer avec précision et peuvent varier dans les conditions réelles (tels que les paramètres de la charge). Des erreurs de modélisation ou une variation de charge peuvent avoir des effets néfastes sur les performances du système puisqu'elles contribuent directement au calcul de la commande.

Pour une meilleure robustesse vis-à-vis d'éventuelles variations paramétriques, la technique de commande robuste est plus intéressante. Ce type de commande est basé sur une connaissance complètes ou partielle de la structure du modèle du robot et des variations de ses paramètres. Plusieurs travaux portés sur la commande robuste tels que [GUZ,86][HA,87] ont permis d'aboutir à des algorithmes assurant une bonne poursuite de trajectoires de référence. Cependant des oscillations intempestives (phénomène de *chattering*) ainsi qu'une activation maximale de la commande (des valeurs excessives) sont souvent constatées, ce qui est indésirable pour le système de commande.

Parmi les techniques de commande à base de performance, on trouve la commande adaptative. Grâce à leur capacité d'adaptation, les schémas de commande adaptative permettent de prendre en charge les systèmes dont le modèle ou l'environnement sont mal connus à priori ou susceptibles de varier de façon imprévisible. L'utilisation des techniques adaptatives dans les robots manipulateurs devient de plus en plus répandue vu les avantages intéressants qu'elle offre, à savoir la compensation des incertitudes dans le modèle dynamique du robot, la réduction de la dépendance avec des informations à priori sur le modèle, la possibilité d'adaptation rapide à toute variation imprévue et surtout le potentiel d'une amélioration continue des performances du robot lorsqu'il est opérationnel.

*Modélisation d'un bras
Manipulateur*

« I hear and I forget, I see and I remember. I do and I understand. »

Confucius

Chapitre I

Modélisation d'un robot manipulateur :

I.1 - Introduction :

Pour effectuer l'analyse et la synthèse d'un système dynamique, il est nécessaire de connaître les relations entre ses grandeurs d'entrée et de sortie, l'ensemble de ces relations constituent le modèle mathématique du système.

Deux types de modèles peuvent être obtenus après la modélisation et ils sont caractérisés par des relations mathématiques permettant de décrire le système, si ces relations sont obtenues à partir des équations physiques, on obtient le modèle de connaissance, en revanche s'ils découlent des observations disponibles sur le système, on aboutit au modèle de représentation. Afin d'établir les différents modèles, plusieurs hypothèses doivent être prises en considération :

- Les frottements sont de nature visqueuse et linéaire par rapport à la vitesse généralisée.
- Les différentes liaisons sont rigides.
- Les actionneurs sont idéaux : la force généralisée est proportionnelle au signal de commande.
- Les capteurs ont un gain unitaire et une dynamique négligée.

I.2 : Modélisation cinématique [FU,87]:

I.2 - 1 : Modèle géométrique direct :

Nous utiliserons les vecteurs et les matrices algébriques pour développer une approche généralisée décrivant la location des différentes liaisons du bras manipulateur par rapport à un référentiel fixe .

Le problème cinématique direct consiste à trouver une matrice de transformation reliant l'effecteur à un système de coordonnées fixes.

Une matrice rotationnelle (3x3) est utilisée pour décrire les opérations rotationnelles. Les coordonnées homogènes sont utilisées pour représenter la position des vecteurs dans l'espace.

La matrice de rotation est augmentée à une matrice de transformation homogène (4x4) incluant les opérations translationnelles utilisées par DENAVIT-HARTENBERG.

Un manipulateur peut être considéré comme étant une chaîne de liaisons connectées par des articulations de type charnière ou glissière, chaque liaison est caractérisée par son propre repère, et l'orientation d'un repère par rapport à un autre se fait en utilisant les transformations dites homogènes.

Représentation de DENAVIT-HARTENBERG :

Pour pouvoir appliquer cette transformation, il faut d'abord fixer les différents repères de chaque articulation d'une façon successive, en suivant les étapes suivantes :

- ✓ Numérotter chaque liaison et articulation en commençant de la base, la liaison (i) se déplace en rotation ou en translation par rapport à la liaison ($i-1$).
- ✓ Etablir le repère de chaque articulation en suivant les règles :
 - L'axe Z_{i-1} correspond au déplacement du segment « i » dans le référentiel « $i-1$ ».
 - L'axe X_i est choisi perpendiculaire à Z_{i-1} :
 - 1) si Z_i et Z_{i-1} ne se coupent pas, X_i est choisi colinéaire à la perpendiculaire commune à Z_i et Z_{i-1} .
 - 2) si Z_i et Z_{i-1} se coupent, X_i est choisi arbitrairement.
 - L'axe Y_i est choisi de telle sorte à former un trièdre droit.
- ✓ Définir les paramètres θ_i , d_i , α_i et a_i :
 - θ_i : angle de rotation de X_{i-1} par rapport à X_i autour de Z_{i-1} .
 - d_i : cordonnée de l'origine sur l'axe Z_{i-1} .
 - α_i : l'angle obtenu en visant Z_{i-1} vers Z_i autour de X_i .

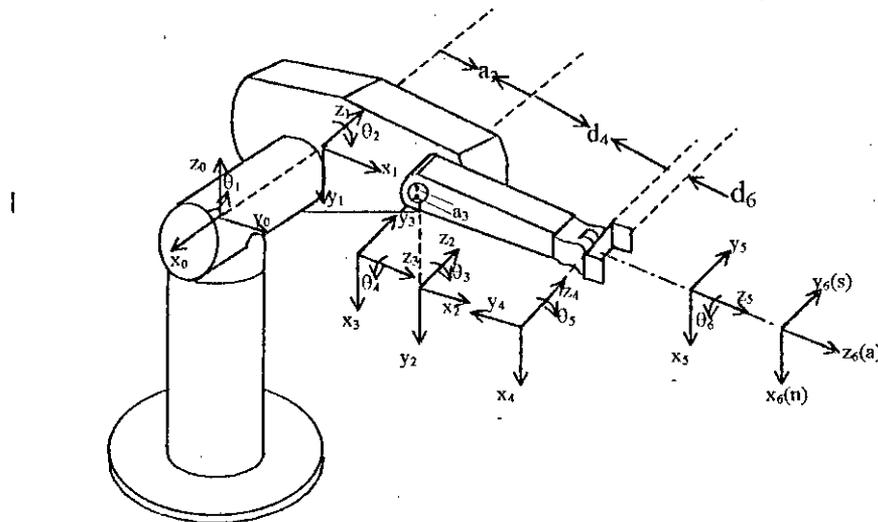


Figure 1.1 : Schéma du système de coordonnées pour le PUMA 560.

- ✓ Former la matrice homogène pour chaque articulation, nous permet de définir chaque point dans « i » à partir de « $i-1$ » en suivant les opérations :
 - Translation le long de l'axe Z_{i-1} d'une distance d_i .
 - Rotation autour de l'axe Z_{i-1} d'un angle θ_i .
 - Translation le long de l'axe X_i d'une distance a_i .
 - rotation autour de l'axe X_i d'un angle α_i .

En effectuant ces opérations, on obtient la matrice homogène suivante :

$$T_{i-1}^i = \begin{bmatrix} \cos(\theta_i) & -\cos(\alpha_i)\sin(\theta_i) & \sin(\alpha_i)\sin(\theta_i) & a_i \cos(\theta_i) \\ \sin(\theta_i) & \cos(\alpha_i)\cos(\theta_i) & -\sin(\alpha_i)\cos(\theta_i) & a_i \sin(\theta_i) \\ 0 & \sin(\alpha_i) & \cos(\alpha_i) & d_i \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Appliquons cette technique au robot PUMA560 , avec les paramètres suivants :

N ^o de la liaison	Variable	θ_i	a_i	d_i	α_i
1	q_1	θ_1	0	0	-90
2	q_2	θ_2	l_2	d_2	0
3	q_3	θ_3	l_3	0	0

Tableau 1.1: Paramétrisation de D & H du robot PUMA 560.

Représentons maintenant les rotations PUMA560 par les matrices de transformation suivantes :

$$T_0^1 = \begin{bmatrix} C_1 & -S_1 & 0 & L_1 C_1 \\ S_1 & C_1 & 0 & L_1 S_1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad T_1^2 = \begin{bmatrix} C_2 & -S_2 & 0 & L_2 C_2 \\ S_2 & C_2 & 0 & L_2 S_2 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$T_0^2 = T_0^1 T_1^2 = \begin{bmatrix} C_{12} & -S_{12} & 0 & L_1 C_1 + L_2 C_2 \\ S_{12} & C_{12} & 0 & L_1 S_1 + L_2 S_2 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$T_0^3 = T_0^1 T_1^2 T_2^3 = \begin{bmatrix} C_1 C_{23} & -C_1 S_{23} & -S_1 & C_1(L_2 C_2 + L_3 C_{23}) - d_2 S_1 \\ S_1 C_{23} & C_{12} & C_1 & S_1(L_2 C_2 + L_3 C_{23}) + d_2 C_1 \\ -S_{23} & -C_{23} & 0 & -(L_2 S_2 + L_3 C_{23}) \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

avec :

$$C_i = \cos(\theta_i), \quad C_{ij} = \cos(\theta_i + \theta_j),$$

$$S_i = \sin(\theta_i), \quad S_{ij} = \sin(\theta_i + \theta_j).$$

Et les repères sont définis comme suit :

1. Le repère d'inertie $R(x_0, y_0, z_0)$, son origine est prise à l'intersection de l'axe de la première articulation et l'axe de la liaison 1 tels que :

z_0 est parallèle à la première articulation.

x_0 est à l'axe de liaison 1.

2. Le repère $R_1(x_1, y_1, z_1)$ son origine coïncide avec celle du repère R_0 et z_1 est parallèle à l'axe de la deuxième articulation.

3. Le repère $R_2(x_2, y_2, z_2)$ se repose sur l'articulation 2 et x_2 est suivant l'axe de la liaison 3.

4. Le repère $R_3(x_3, y_3, z_3)$ est sur le centre de masse de l'effecteur.

avec cette matrice de transformation on obtient le modèle cinématique suivant :

$$r(R_0) = F(q) = T_0^3 r(R_3) \quad (1.1)$$

$$\text{avec } \begin{cases} r(R_3) = [0 & 0 & 0 & 1]^T \\ r(R_0) = [x & y & z & 1]^T \end{cases} \quad (1.2)$$

$$(1.3)$$

avec les équations (1.1), (1.2) et (1.3) on obtient :

$$\begin{bmatrix} x \\ y \\ z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_1(l_2c_2 + l_3c_{23}) - d_2s_1 \\ s_1(l_2c_2 + l_3c_{23}) + d_2c_1 \\ -(l_2s_2 + l_3s_{23}) \end{bmatrix} \quad (1.4)$$

I. 2 – 2 : Modèle géométrique inverse :

Cette technique de modélisation consiste à rechercher la relation $r = F(q)$. En général, le problème du modèle géométrique inverse peut être résolu par plusieurs techniques : transformation inverse (Paul et al.(1981)), problème de matrice duale (1956), approche géométrique par Lee et Ziegler(1984) etc.

L'approche géométrique est la plus utilisée, elle donne un moyen d'avoir une solution unique pour une configuration du bras manipulateur :

Dans ce qui suit, nous présenterons l'approche géométrique, pour cela représentons tout d'abord, les différentes configurations du bras manipulateur en nous basant sur la géométrie du bras humain :

RIGHT ARM (épaule): θ_2 positive en faisant mouvoir le poignet dans la direction de z_0 positif en gardant l'articulation 3 inactivée.

LEFT ARM (épaule) θ_2 positive en faisant mouvoir le poignet dans la direction de z_0 négatif en gardant l'articulation 3 inactivée.

ABOVE ARM : Position du poignet de bras droit (resp gauche) par rapport au système de coordonnées liées à l'épaule a la valeur négative (resp positive) le long de y_2

BELOW ARM : Position du poignet de bras droit (resp gauche) par rapport au système de coordonnées liées à l'épaule a la valeur positive (resp négative) le long de y_2 .

WRIST DOWN : Le vecteur S (figure 1.1) et le vecteur y_5 ont un produit scalaire positif.

WRIST UP : Le vecteur S et le vecteur y_5 ont un produit scalaire positif.

Arm = +1 pour une configuration **right arm** ;

-1 pour une configuration **left arm** ;

Elbow = +1 pour une configuration **above arm** ;

-1 pour une configuration **below arm** ;

wrist = +1 pour une configuration **wrist down** ;

-1 pour une configuration **wrist up**.

Avec ces paramètres et pour les trois premières articulations, on retrouve effectivement le même modèle géométrique direct (équation 1.4).

En effectuant des projections sur les plans (X_{i-1}, Y_{i-1}) des différentes articulations, en utilisant quelques règles trigonométriques simples et en s'arrêtant aux trois premières articulations, on obtient le modèle géométrique inverse du PUMA 560 :

$$\left\{ \begin{array}{l} \theta_1 = \text{tg}^{-1} \left\{ \frac{-\text{arm } y \cdot \sqrt{x^2 + y^2 - d_2^2} - x d_2}{-\text{arm } x \cdot \sqrt{x^2 + y^2 - d_2^2} - y d_2} \right\} \quad -\pi \leq \theta_1 \leq \pi. \\ \theta_2 = \text{tg}^{-1} \left\{ \frac{\sin \alpha \cos \beta + \text{arm} \cdot \text{elbow} \cdot \cos \alpha}{\cos \alpha \sin \beta - \text{arm} \cdot \text{elbow} \cdot \sin \alpha \cos \beta} \right\} \quad -\pi \leq \theta_2 \leq \pi, \quad (1.5) \\ \theta_3 = \phi - \frac{\pi}{2} \quad -\pi \leq \theta_3 \leq \pi. \end{array} \right.$$

avec :

$$\left\{ \begin{array}{l} \cos \alpha = \frac{-\text{arm} \cdot \sqrt{x^2 + y^2 - d_2^2}}{\sqrt{x^2 + y^2 + z^2 - d_2^2}} \quad \sin \alpha = \frac{-z}{\sqrt{x^2 + y^2 + z^2 - d_2^2}} \\ \sin \beta = \frac{x^2 + y^2 + z^2 - d_2^2 + L_2^2 - L_3^2}{2 a_2 \sqrt{x^2 + y^2 + z^2 - d_2^2}} \\ \cos \phi = \frac{a_2^2 + L_3^2 - x^2 - y^2 - z^2 + d_2^2}{2 L_2 L_3} \quad \sin \phi = \text{arm} \cdot \text{elbow} \cdot \sqrt{1 - (\cos \phi)^2} \end{array} \right. \quad (1.6)$$

I.3 : Modélisation dynamique :

La modélisation dynamique est une combinaison entre les différentes lois qui régissent le mouvement du bras manipulateur; on utilise ce modèle pour effectuer la simulation sur ordinateur, pour obtenir ce modèle en se base sur deux approches :

- Approche énergétique.
- Approche cause à effet.

I.3 - 1 : Formalisme d'Euler_Lagrange :

L'approche d'Euler_Lagrange permet d'exprimer convenablement les équations générales de mouvement d'un bras manipulateur, celle-ci permet une meilleure manipulation des équations mises sous forme matricielle, afin de les programmer.

L'équation de Lagrange est donnée par :

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial L}{\partial \dot{q}_i} \right) - \frac{\partial L}{\partial q_i} + \frac{\partial Ed}{\partial q_i} = T_i, \quad i = 1, \dots, n. \quad (1.7)$$

Où L est le Lagrangien qui est exprimé par : $L = Ec - Ep$.

Ec : énergie cinétique totale de toutes les liaisons.

Ep : énergie potentielle totale de toutes les liaisons.

Ed : énergie de dissipation en cas de présence de frottements visqueux.

T_i : force généralisée de la i^{eme} articulation.

n : nombre de degrés de liberté.

q_i : la force généralisée.

$\partial q_i / \partial t$: Dérivée de coordonnée généralisée.

a) Energie cinétique :

Le calcul de l'énergie cinétique demande une connaissance de la vitesse de chaque liaison ; un point de liaison i définie par ces coordonnées r_i^i dans le repère R_i^i , l'expression de la vitesse est :

$$V_0^i = \frac{\partial r_0^i}{\partial t} \quad (1.8)$$

$$r_0^i = T_0^i r_i^i \quad (1.9)$$

Comme la liaison n'est pas flexible, on a $\partial r_i^i / \partial t = 0$ donc :

$$V_0^i = \sum_{j=1}^i \frac{\partial T_0^i}{\partial q_j} \frac{\partial q_j}{\partial t} r_i^i \quad (1.10)$$

Sous une forme plus compacte, on peut écrire :

$$V_0^i = \sum_{j=1}^i U_{ij} \frac{\partial q_j}{\partial t} r_i^i \quad (1.11)$$

Telle que :

$$u_{ij} = \begin{cases} T_{j-1}^j Q_j T_{j-1}^i & j \leq i \\ 0 & j \geq i \end{cases} \quad (1.12)$$

avec :

$$Q_j = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

l'énergie cinétique de l'élément (i) de la liaison (i) est

$$d E_{ci} = \frac{1}{2} \text{trace}(V_i V_i^T) dm \quad (1.13)$$

En développant l'expression précédente, on obtient alors :

$$d E_{ci} = \frac{1}{2} \text{trace} \left(\sum_{j=1}^i \sum_{k=1}^i U_{ij} (r_i^i r_i^{iT} dm) U_{ij}^T \dot{q}_j \dot{q}_k \right) \quad (1.14)$$

L'énergie cinétique de la liaison(i) est :

$$E_{ci} = \frac{1}{2} \text{trace} \sum_{j=1}^i \sum_{k=1}^i U_{ij} J_i U_{ik}^T dq_j / dt, dq_k / dt \quad (1.15)$$

Avec :

$$J_i = \begin{bmatrix} \int x_i^2 dm & \int x_i y_i dm & \int x_i z_i dm & \int x_i dm \\ \int x_i y_i dm & \int y_i^2 dm & \int y_i z_i dm & \int y_i dm \\ \int x_i z_i dm & \int y_i z_i dm & \int z_i^2 dm & \int z_i dm \\ \int x_i dm & \int y_i dm & \int z_i dm & \int dm \end{bmatrix} \quad (1.16)$$

L'énergie cinétique des actionneurs est donnée par :

$$Ec_a = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n I_i \left(\frac{dq_i}{dt} \right)^2 \quad (1.17)$$

Où I_i caractérise le moment d'inertie .

L'énergie totale est décrite par :

$$Ec = \sum_{i=1}^n Ec_i + Ec_a \quad (1.18)$$

b) Energie potentielle :

Elle est exprimée par la relation suivante :

$$Ep = \sum_{i=1}^n -m_i g^T r_0^i = - \sum_{i=1}^n m_i g^T T_0^i r_i^i \quad (1.19)$$

Avec :

$$g^T = [0 \ 0 \ 9.81 \ 1]$$

c) Energie de dissipation est donnée par :

$$Ed = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n f_{v_i} \left(\frac{dq_i}{dt} \right)^2 \quad (1.20)$$

Où f_{v_i} est le coefficient de frottement, l'expression finale de Lagrange est :

$$L = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^i \sum_{k=1}^j \text{trace}(U_{ij} J_i U_{ik}^T) \dot{q}_j \dot{q}_k + \sum_{i=1}^n m_i g^T T_0^i r_i^i \quad (1.21)$$

En appliquant la formule d'Euler_Lagrange à la fonction Lagrangienne donnée par la relation précédente on obtient la force généralisée (couple) :

$$T_i = \sum_{j=1}^i \sum_{k=1}^j \text{trace}(U_{ij} J_j U_{ij}^T) \ddot{q}_k + \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^i \sum_{l=1}^j \text{trace}(U_{ij} J_j U_{il}^T) \dot{q}_k \dot{q}_l - \sum_{j=1}^n m_j g^T U_{ij} + f_{v_j} \dot{q}_j \quad (1.22)$$

Avec :

$$U_{ij} = \begin{cases} T_0^{k-1} Q_k T_{k-1}^{j-1} Q_j T_{j-1}^i & k \leq j \leq i \\ T_0^{k-1} Q_j T_{j-1}^{k-1} Q_k T_{k-1}^i & j \leq k \leq i \\ 0 & j \leq i \leq k \end{cases} \quad (1.23)$$

L'expression matricielle de l'équation (1.7) est :

$$T = M(q)\ddot{q} + N(q, \dot{q}) + G(q) + T_{m0} \quad (1.24)$$

Avec : $M \in \mathbb{R}^{n \times n}$, $N \in \mathbb{R}^n$, $G \in \mathbb{R}^n$, $T_{m0} \in \mathbb{R}^n$, $T \in \mathbb{R}^n$

I. 4 : Modèle dynamique du robot PUMA 560 :

L'équation dynamique du bras manipulateur peut être décrite par une différentielle non linéaire suivante :

$$T = M(q)\ddot{q} + N(q, \dot{q}) + G(q) + T_{m0} \quad (1.25)$$

avec

$$M(q) = \begin{bmatrix} I_1 + I_2 c_{23}^2 + I_3 c_2^2 + I_4 c_2 c_{23} & I_5 s_{23} + I_6 s_2 & I_5 s_{23} \\ I_5 s_{23} + I_6 s_2 & I_7 + I_4 c_3 & I_8 + 0.5 I_4 \\ I_5 s_{23} & I_8 + 0.5 I_4 & I_9 \end{bmatrix} \quad (1.26)$$

$$N(q, \dot{q}) = \begin{bmatrix} -(2(I_3 s_2 c_2 + I_2 s_{23} c_{23}) + I_4 (c_2 s_{23} + s_2 c_{23})) q_1 \dot{q}_2 - (2I_2 s_{23} c_{23} + I_4 c_2 s_{23}) q_1 \dot{q}_2 + \\ (I_6 c_2 + I_5 c_{23}) \dot{q}_2^2 + (2I_5 c_{23}) \dot{q}_2 \dot{q}_3 + (I_5 c_{23}) \dot{q}_3^2 \\ (I_3 c_2 s_2 + I_2 c_{23} s_{23} + 0.5 I_4 (s_2 c_{23} + c_2 s_{23})) \dot{q}_1^2 - I_4 s_3 \dot{q}_2 \dot{q}_3 - (0.5 I_4 s_3) \dot{q}_3^2 \\ (I_2 s_{23} c_{23} + 0.5 I_4 c_2 s_{23}) q_1 \dot{q}_2 + (0.5 I_4 s_3) \dot{q}_2^2 \end{bmatrix} \quad (1.27)$$

$$G(q) = \begin{bmatrix} 0 \\ -(m_3 l_2 + 0.5 m_2 l_2) g c_2 - 0.5 m_3 l_3 g c_{23} \\ -0.5 m_3 l_3 g c_{23} \end{bmatrix} \quad (1.28)$$

$$T = \begin{bmatrix} T_1 \\ T_2 \\ T_3 \end{bmatrix} \quad (1.29)$$

avec :

$$\begin{cases} c_i = \cos(q_i) & s_i = \sin(q_i) \\ c_{ij} = \cos(q_i + q_j) & s_{ij} = \sin(q_i + q_j) \end{cases} \quad (1.30)$$

et:

$$\begin{cases}
 I_1 = I_{yy1} + I_{xx2} + m_2 d_2 (d_2 + e) + m_3 d_2^2 + I_{xx3} + I_{xxt} + m_t d_2^2 + I_{Mt} \\
 I_2 = I_{yy3} - I_{xx3} + I_{yyt} - I_{xxt} + m_t l_3^2 \\
 I_3 = I_{yy2} - I_{xx2} + m_3 l_2^2 + m_t l_2^2 \\
 I_4 = m_3 l_2 l_3 + 2m_t l_2 l_3 \\
 I_5 = 0.5 m_3 l_3 d_2 + m_t l_3 d_2 \\
 I_6 = 0.5 m_2 l_2 (d_2 + e) + m_3 d_2 l_2 + m_t d_2 l_2 \\
 I_7 = I_{zz2} + I_{zz3} + m_3 l_2^2 + I_{zzt} + m_t (l_2^2 + l_3^2) + I_{Mt} \\
 I_8 = I_{zz3} + I_{zzt} + m_t l_3^2 \\
 I_9 = I_8 + I_{M3}
 \end{cases} \quad (1.31)$$

La matrice ΔM représentant les effets de l'effecteur, est comme suit :

$$\begin{aligned}
 \Delta M_{11} &= I_{xxt} + m_t d_2^2 + I_{Mt} + (I_{yyt} - I_{xxt} + m_t l_3^2) c_{23}^2 + m_t l_2^2 c_2^2 + 2m_t l_2 l_3 c_2 c_{23} \\
 \Delta M_{12} &= m_t l_3 d_2 s_{23} + m_t d_2 l_2 s_2 \\
 \Delta M_{13} &= m_t l_3 d_2 s_{23} \\
 \Delta M_{22} &= I_{zzt} + m_t (l_2^2 + l_3^2) + I_{M2} + 2m_t l_2 l_3 c_3 \\
 \Delta M_{23} &= I_{zzt} + m_t l_3^2 + m_t l_2 l_3 c_3 \\
 \Delta M_{33} &= I_{zzt} + m_t l_3^2 + I_{M3}
 \end{aligned} \quad (1.32)$$

I_{mt} est le moment d'inertie des différents moteurs .

I_{xxt} , I_{yyt} et I_{zzt} moments d'inertie totales par rapport aux principaux axes de l'effecteur

Le vecteur de couple additif T_{m0} représente l'effet de la charge, il est calculé par la matrice jacobienne, qui est la dérivée du vecteur position de l'effecteur :

$$J_j(q) = \frac{\partial P}{\partial q_j} \quad (1.33)$$

avec :

$$P = [c_1(l_2 c_2 + l_3 c_{23}) - d_2 s_2 \quad s_1(l_2 c_2 + l_2 c_{23}) + d_2 c_1 \quad -(l_2 s_2 + l_3 s_{23})]^T \quad (1.34)$$

et

$$J(q) = [J_1(q) \quad J_2(q) \quad J_3(q)] \quad (1.35)$$

ce qui nous donne la matrice JACOBIENNE suivante :

$$J(q) = \begin{bmatrix} -s_1(l_2 c_2 + l_3 c_{23}) - d_2 c_1 & -c_1(l_2 s_2 + l_3 s_{23}) & -c_1(l_3 s_{23}) \\ -c_1(l_2 c_2 + l_3 c_{23}) - d_2 s_1 & -s_1(l_2 s_2 + l_3 s_{23}) & -s_1(l_3 s_{23}) \\ 0 & -(l_2 c_2 + l_3 c_{23}) & (l_3 c_{23}) \end{bmatrix} \quad (1.36)$$

et le couple dû à l'effecteur est :

$$T_{m0} = m_0 J^T(q) [J(q)\ddot{q} + J(q, \dot{q})\dot{q} + g] \quad (1.37)$$

avec :

$$g = [0 \quad 0 \quad 9.81]$$

1.5 : Génération de trajectoire :

La dynamique du robot exige d'imposer des trajectoires réalisables. La continuité en position, vitesse et accélération offre au robot la possibilité de poursuivre la trajectoire avec des commandes réalisables. La décomposition de la tâche en plusieurs points intermédiaires nécessite une continuité du premier et du second ordre.

L'imposition d'une consigne constante par exemple, nécessite l'utilisation d'un polynôme du troisième degré permettant une continuité en position et en vitesse.

Cette tâche se traduit par le passage d'un état d'équilibre initial à un autre état dit final. Ces deux états définiront les conditions aux limites du polynôme d'interpolation :

$$\begin{aligned}
 P(t) &= a_0 + a_1 t + a_2 t^2 + a_3 t^3 \\
 \begin{cases} P(0) = \theta_0 \\ P(t_f) = \theta_f \end{cases} & \quad \begin{cases} \dot{P}(0) = \dot{\theta}_0 \\ \dot{P}(t_f) = \dot{\theta}_f \end{cases}
 \end{aligned} \tag{1.38}$$

Généralement : $\dot{\theta}_0 = \dot{\theta}_f = 0$.

A partir des conditions aux limites (équation 1.38), on calcule les différents coefficients du polynôme $p(t)$, on aura alors :

$$\begin{cases} a_0 = \theta_0 \\ a_1 = \dot{\theta}_0 \\ a_2 = \frac{3}{t_f^3}(\theta_f - \theta_0) - \frac{2}{t_f^2}\dot{\theta}_0 - \frac{1}{t_f}\dot{\theta}_f \\ a_3 = -\frac{2}{t_f^3}(\theta_f - \theta_0) + \frac{1}{t_f^2}(\dot{\theta}_f - \dot{\theta}_0) \end{cases} \tag{1.39}$$

On peut aussi assurer cette continuité par une cycloïde, on dira alors que la trajectoire est cycloïdale, elle sera donnée par l'équation :

$$q_d(t) = \begin{cases} q_d(0) + \frac{D}{2\pi} \left[2\pi \frac{t}{t_f} - \sin\left(2\pi \frac{t}{t_f}\right) \right] & \text{pour } 0 \leq t \leq t_f \\ q_d(t_f) & \text{pour } t > t_f \end{cases} \tag{1.40}$$

$$\text{avec : } D = q_d(t_f) - q_d(t_0) \tag{1.41}$$

Le terme D est le déplacement, t_f est l'instant final du mouvement, et q_d est la trajectoire de référence.

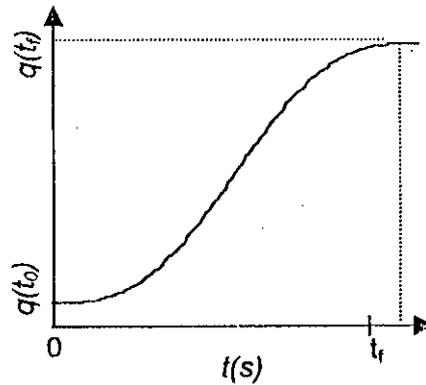


Figure 1.2 : génération d'une trajectoire cycloïdale.

Pour le PUMA 560, il existe une trajectoire cycloïdale test proposée par LEAHVY. Les différentes articulations se déplacent respectivement de la position $(-50^{\circ}, -135^{\circ}, 135^{\circ})$ à la position $(45^{\circ}, -85^{\circ}, 30^{\circ})$ en un temps de mouvement égal à 1.5 secondes (rapide). Cette trajectoire est choisie car elle excite toute la dynamique du bras de robot.

Si maintenant la consigne n'est pas constante, pour une trajectoire donnée (trajectoire de l'effecteur du bras de robot), on peut aisément déterminer les déplacements et vitesses dus à chaque articulation $(\theta_i, \dot{\theta}_i)$, ceci en utilisant les équations du modèle géométrique inverse des robots.

En effet, à chaque point de coordonnées cartésiennes, on détermine les coordonnées généralisées correspondantes. Suivant la trajectoire de l'effecteur (élément terminal du bras de robot), on trouve une relation donnant les coordonnées généralisées (q_i) qui décrivent cette trajectoire.

Les paramètres du robot PUMA 560 :

➤ Masses des différentes liaisons :

$$m_2 = 17.40 \text{ kg} \quad m_3 = 5.04 \text{ kg} \quad m_4 = 0.82 \text{ kg}$$

$$m_5 = 0.35 \text{ kg} \quad m_6 = 0.09 \text{ kg} \quad m_t = m_4 + m_5 + m_6 = 1.26 \text{ kg}$$

➤ paramètres géométriques :

$$d_2 = 149.09 \text{ mm} \quad l_2 = 431.8 \text{ mm} \quad l_3 = 433.07 \text{ mm}$$

➤ paramètres d'inerties :

N° de la liaison	$I_{xxi}(\text{kg m}^2)$	$I_{yyi}(\text{kg m}^2)$	$I_{zzi}(\text{kg m}^2)$	$I_{mi}(\text{kg m}^2)$
1	-	$350 \cdot 10^{-3}$	-	1.14
2	$130 \cdot 10^{-3}$	$524 \cdot 10^{-3}$	$539 \cdot 10^{-3}$	4.71
3	$192 \cdot 10^{-3}$	$15.4 \cdot 10^{-3}$	$212 \cdot 10^{-3}$	0.83
4	$1.30 \cdot 10^{-3}$	$1.80 \cdot 10^{-3}$	$1.80 \cdot 10^{-3}$	-
5	$0.30 \cdot 10^{-3}$	$0.30 \cdot 10^{-3}$	$0.40 \cdot 10^{-3}$	-
6	$0.04 \cdot 10^{-3}$	$0.15 \cdot 10^{-3}$	$0.15 \cdot 10^{-3}$	-
4+5+6	$1.64 \cdot 10^{-3}$	$2.25 \cdot 10^{-3}$	$2.35 \cdot 10^{-3}$	-

Tableau 1.2 : Les paramètres d'inertie du PUMA 560.

I. 6 : Résultats et interprétation :

L'essai en boucle ouverte, avec un pas de simulation $h=0.003\text{sec}$ a donné les résultats montrés sur la figure (1.3), on constate l'instabilité et la non poursuite des différentes positions de leurs trajectoires de références, mais aussi le fait que notre système réagit à l'échelon qui l'excite ce qui signifie que notre système est, en quelque sorte, commandable.

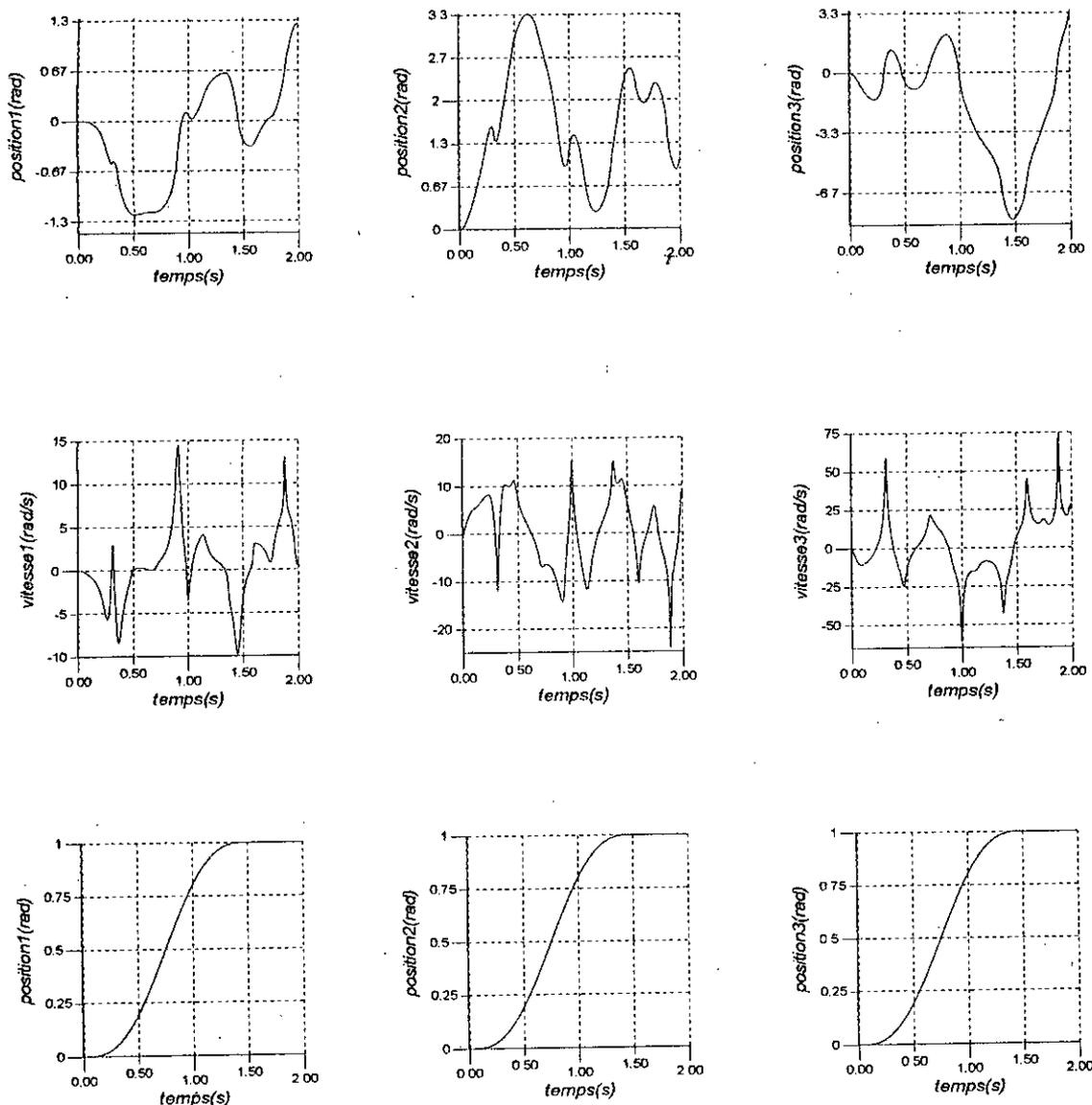


Figure 1.3 : Réponse à un échelon en boucle ouverte du bras manipulateur PUMA 560.

Chapitre II

II-1 : La commande adaptative

1 – Introduction :

L'objectif principal de la commande adaptative est de maintenir les performances du système en présence des paramètres incertains ou lorsque l'on connaît la variation des paramètres du système. Par exemple, en considérant un bras manipulateur qui est destiné à soulever des charges de masse inconnue, un contrôleur à paramètres constants ne peut pas stabiliser le mouvement du bras manipulateur, on trouve aussi la commande adaptative dans le contrôle des avions dont le mouvement dépend des conditions atmosphériques.

Dans les applications industrielles de la robotique, le contrôle est une opération importante qui consiste à asservir les articulations des robots par une commande appropriée pour ramener l'effecteur à une position désirée.

Les premières recherches sont effectuées par PAUL, BEGEZY et MARKIEWIC présentant une technique basée sur la linéarisation au moyen d'un régulateur et par un retour non linéaire, mais ceci exige la connaissance complète du modèle,

Puis les secondes recherches couvrent les commandes robustes et les commandes basées sur la théorie de la commande adaptative marquée par les travaux de DUBOCOSKI et DESFARGES.

2 – Commande adaptative à modèle de référence :

La commande adaptative à modèle de référence est une technique de commande qui est très efficace et systématique pour la commande des systèmes à paramètres inconnus ou partiellement connus, les performances de la commande sont spécifiées en terme de modèle de référence qui représente le comportement désiré, pour cela un mécanisme d'adaptation sur les paramètres d'un régulateur ajustable qui permet de stabiliser le système et maintenir ces performances dans le voisinage des performances désirées.

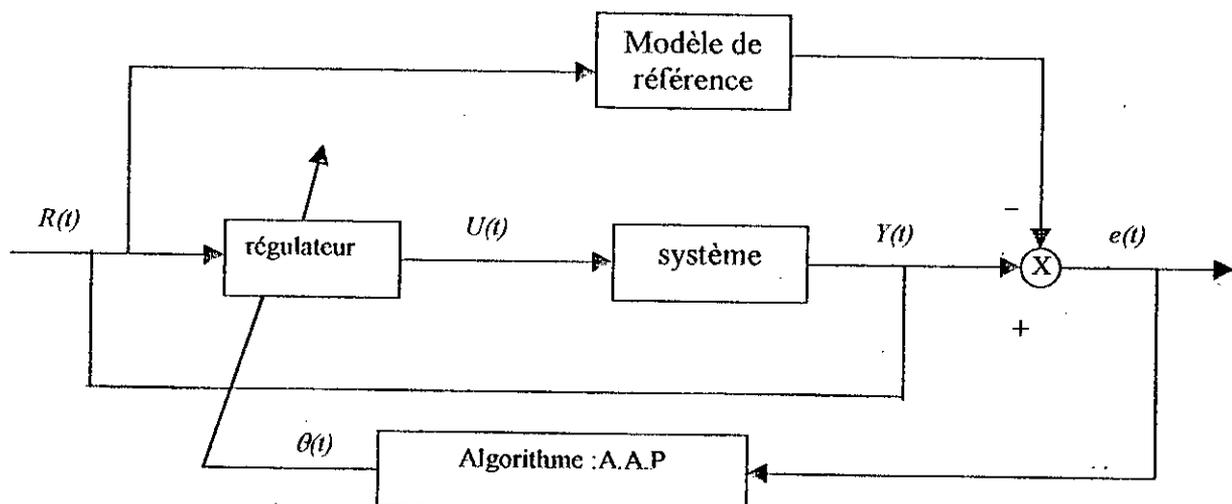


Figure 2.1 : Schéma de commande adaptative avec modèle de référence.

Selon la façon d'adaptation, on distingue deux types de schémas d'adaptation :

Le schéma indirect : Ce schéma consiste à trouver les paramètres du modèle du processus et les utiliser pour le calcul de la commande.

Le schéma direct : Cette technique consiste à estimer directement les paramètres du régulateur, donc le régulateur n'a pas besoin des paramètres du processus. pour la synthèse des algorithmes de commande on distingue deux approches :

L'approche de Lyapunov et l'approche de l'hyperstabilité, dans notre travail, on se basera sur la dernière.

3 – Approche d'hyperstabilité :

Pour résoudre le problème de stabilité, et la poursuite d'un modèle de référence, en utilisant la commande adaptative à modèle de référence, l'approche d'hyperstabilité s'avère utile. Cette technique consiste à choisir la structure de la loi de commande, et à trouver une représentation adéquate de système en (B F) sous forme de deux blocs en contre réaction :

- Un bloc de système linéaire (SL) strictement réel positif.
- Un bloc de système non linéaire (S N L V) qui vérifie une inégalité importante dite inégalité de POPOV.

3 – 1 : Cas de systèmes continus :

Soit un système composé par la contre réaction de deux systèmes tels que :

- Système linéaire invariant dans le temps (S L I).
- Système non-linéaire variant dans le temps (S N V L), décrit par les équations suivantes :

$$\begin{cases} \dot{x} = A.x(t) + BU(t) \\ v(t) = C.x(t) + DU(t) \end{cases} \quad \text{S1}$$

et vérifiant l'inégalité de Popov définie par :

$$\int_a^b U^T(t)v(t)dt \geq -\gamma_0^2. \quad \text{avec: } \gamma_0^2 < \infty \quad \forall t \geq t_0. \quad (2.1)$$

$U(t)$: vecteur d'entrée du système S L I et de sortie du SNLV.

$v(t)$: vecteur d'entrée du système non-linéaire SNLV et de sortie de SLI.

L : une fonctionnelle non-linéaire.

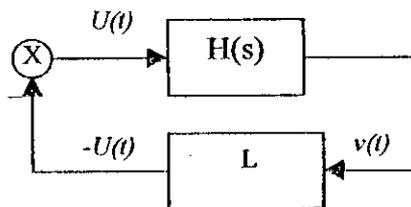


Figure 2.2 : Représentation en contre réaction du système continu en boucle fermée.

Théorème 1 : (d'hyperstabilité) :

Toute solution $x(x(t_0), t)$, du système S1 satisfait la propriété suivante :

$$\forall t > 0, \exists \delta > 0, \gamma_0 < \infty : \|x(t)\| \leq \delta \|x(t_0)\| + \gamma_0 \quad (2.2)$$

Si et seulement si la matrice H est réelle positive, avec $H(s) = D + C(sI - A)^{-1}B$.

Théorème 2 : (stabilité asymptotique):

Toute solution du système S1 satisfait (2.2), de plus nous avons:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} x(t) = 0.$$

pour toute entrée bornée : $\int_{t_0}^t U^T(t)U(t)dt < \infty$.

Si et seulement si H(s) est strictement réelle positive S.R.P.

II-1 : La commande passive

1 – Introduction :

La commande passive nous permet de synthétiser des lois de commande simples par rapport à la complexité du degré de liberté du système, la commande passive est proposée récemment par ORTEGA et ESPINOSA (1991,1993). et à été appliquée aux robots flexibles par ORTEGA & SPONG (1989), KELLY et AL (1989), BROGLIATO et AL et est introduite dans un article scientifique par TAKEGAKI et ARIMOTO (1981).

Cette technique a été développée pour être utilisée dans la synthèse des systèmes nonlinéaires sans négliger les termes de nonlinéarité SLOTINE et LI (1988), NIJMEIJER et VAN DER SHAFT 1990, ORTEGA et ESPINOSA (1991,1993), LENARI et WEN 1992..

Pour appliquer cette approche il est nécessaire de connaître les propriétés passives du modèle du robot .

La commande passive est donc une commande basée sur la passivité du système en boucle fermée. A partir de l'approche de l'hyperstabilité, on synthétise la loi de commande qui stabilise le système en boucle fermée et assure la poursuite d'une trajectoire désirée en présence d'erreurs paramétriques.

2 – Principe théorique de la commande passive [BROG95] :

Soit à écrire l'équation dynamique de système sous forme:

$$\bar{D}\ddot{q} + \bar{c}\dot{q} + \bar{g} + \bar{k}q = Mu. \quad (2.3)$$

où

$$q^T = [q_1^T \quad q_2^T]$$

$$\bar{D} = \begin{bmatrix} D & 0 \\ 0 & J \end{bmatrix}, \quad \bar{C} = \begin{bmatrix} C & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \bar{g} = \begin{bmatrix} g \\ 0 \end{bmatrix}.$$

$$\bar{K} = \begin{bmatrix} K & -K \\ -K & K \end{bmatrix}, \quad M = \begin{bmatrix} 0 \\ J_n \end{bmatrix}.$$

2 – 1 : Schéma de la commande passive :

Pour appliquer cette technique (commande passive) ,nous allons définir :

$$S = \dot{\tilde{q}} + \bar{\Lambda}\tilde{q} \quad (2.4)$$

avec :

$$\bar{\Lambda} = \text{diag}(\Lambda_1, \Lambda_2). \quad \Lambda_1, \Lambda_2 > 0.$$

2 – 2 : Contrôleur de Lozano et Brogliato :

Avec le changement de variable :

$$q(t) = \int_0^t S(\tau) d\tau \quad (2.5)$$

on peut écrire l'équation (2.3) du système sous la forme :

$$\bar{D}\dot{S} + (\bar{C} + \bar{B})S + \bar{K} \int_0^t S(\tau) d\tau = \psi \quad (2.6)$$

avec :

$$\bar{B} = \text{diag}(B_1, B_2)$$

et ψ représente le terme de perturbation défini par :

$$\psi = \bar{u} - (\bar{D}\dot{q}_r + \bar{C}\dot{q}_r + \bar{K}q_r + \bar{g}) + \bar{B}S - \dot{K}\tilde{q}(0) \quad (2.7)$$

avec :

$$q_r = q_d - \bar{\Lambda} \left[\int_0^t \tilde{q}(\tau) d\tau \right] \quad (2.8)$$

Considérons l'énergie totale :

$$H_d = \frac{1}{2} S^T \bar{D} S + \frac{1}{2} \left[\int_0^t S^T(\tau) d\tau \right] \bar{K} \left[\int_0^t S(\tau) d\tau \right] \quad (2.9)$$

En prenant la dérivée par rapport au temps de H_d :

$$\dot{H}_d = -S^T \bar{B} S + S^T \psi \quad (2.10)$$

Dans le but d'élaborer la loi de commande u , définissons les propositions suivantes:

Proposition 1 [BRO, 95]: La solution de $\psi=0$ donnée par (éq 2.7) définit un contrôleur dynamique non-linéaire tel que :

$$q_d = p(pI + \Lambda_2)^{-1} \left\{ K^{-1}u_r + q_{1d} + K[\tilde{q}_1(0) - \tilde{q}_2(0)] - \int_0^t (\Lambda_1 \tilde{q}_1(\tau) - \Lambda_2 \tilde{q}_2(\tau)) d\tau \right\} \quad (2.11)$$

et la loi de commande :

$$u = -B_2 S_2 + J\ddot{q}_{2r} - K(q_{1r} - q_{2r}) \quad (2.12)$$

2 – 3 : Contrôleur basé sur la commande passive simplifiée :

Notons que la loi de commande trouvée précédemment est basée sur la définition de l'énergie potentielle :

$$\frac{1}{2} \left(\int_0^t S^T d\tau \right) \bar{K} \left(\int_0^t S d\tau \right) \quad (2.13)$$

Soit à redéfinir l'énergie totale de la forme :

$$H_d = \frac{1}{2} S^T \bar{D} S + \frac{1}{2} \bar{q}^T \bar{K} \bar{q} \quad (2.14)$$

et la dynamique de l'erreur désirée perturbée est :

$$\bar{D} \dot{S} + (\bar{C} + \bar{B}) S + \bar{K} \bar{q} = \psi \quad (2.15)$$

et le terme de perturbation est :

$$\psi = \bar{u} - (\bar{D} \ddot{q}_r + \bar{C} \dot{q}_r + \bar{K} q_d + \bar{g}) + \bar{B} S \quad (2.16)$$

Nous obtenons la loi de commande en posant $\psi=0$:

$$q_{2d} = q_{1d} + K^{-1} u_r \quad (2.17)$$

$$u = -K_2 S_2 + J(\ddot{q}_{2d} - \Lambda_2 \dot{q}_2) - K(q_{1d} - q_{2d}) \quad (2.18)$$

3 – Application de la commande passive :

Puisque les paramètres du système sont supposés connus, la dynamique du robot est régie par l'équation suivante :

$$\tau = M(q) \ddot{q} + C(q, \dot{q}) \dot{q} + G(q) + H(\dot{q}) \quad (2.19)$$

Avec : M, C, G et H sont supposées connues, la commande passive cherche toujours à atteindre la positivité du système. Le système sera stable si l'énergie fournie au robot est dissipée, cela s'obtient En faisant un choix adéquat du couple.

Soit la forme suivante du régulateur :

$$\tau = M_0(q) \ddot{q}_d + C_0(q, \dot{q}) \dot{q}_d + G_0(q) + H_0(\dot{q}) - k_v \dot{e}_d - k_p e_d \quad (2.20)$$

$$\text{avec: } \begin{cases} e_d = q - q_d \\ \dot{e}_d = \dot{q} - \dot{q}_d \\ \ddot{e}_d = \ddot{q} - \ddot{q}_d \end{cases} \quad (2.21)$$

Le terme $(-k_p e_d - k_v \dot{e}_d)$ représente un compensateur linéaire.

La comparaison de l'équation dynamique du robot avec l'équation (2.20) donne :

$$M(q) \ddot{e}_d + C(q, \dot{q}) \dot{e}_d = -k_v \dot{e}_d - k_p e_d \quad (2.22)$$

en posant : $\tau = k_v \dot{e}_d + k_p e_d$

On obtient le schéma suivant :

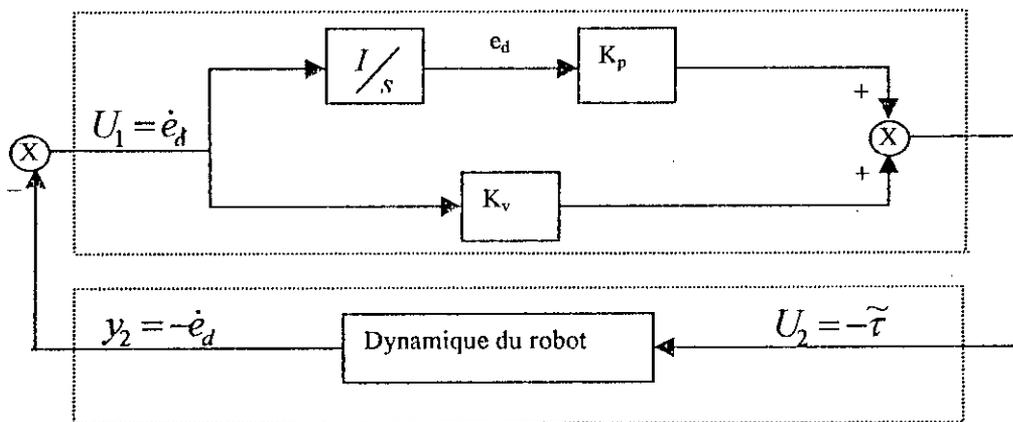


Figure 2.3 : Schéma représentant l'équation dynamique de l'erreur.

Pour étudier la stabilité du système, on fait appel à l'hyperstabilité, on doit montrer que l'inégalité de popov est vérifiée :

$$I = \int_0^t y^T(t)U(t)dt \geq -\gamma^2. \quad \text{avec: } \gamma^2 < \infty \quad \forall t \geq 0. \quad \begin{cases} U(t) = U_1(t) = y_2(t). \\ y(t) = U_2(t) = y_1(t). \end{cases} \quad (2.23)$$

- Le bloc non linéaire décrit par l'équation dynamique du robot, est un système positif qui satisfait l'inégalité :

$$I = \int_0^t \dot{e}_d^T(t)\tilde{\tau}(t)dt \geq -\frac{1}{2}\dot{e}_d^T(0)M(q(0))\dot{e}_d(0). \quad (2.24)$$

Si on pose $\gamma_0^2 = -\frac{1}{2}\dot{e}_d^T(0)M(q(0))\dot{e}_d(0)$.

on obtient l'inégalité demandée :

$$I = \int_0^t \dot{e}_d^T(t)\tilde{\tau}(t)dt \geq -\gamma_0^2 \quad (2.25)$$

Comme on peut aussi vérifier que :

$$H(s) = k_v + k_p/s. \quad (2.26)$$

est réelle positive, on peut dire que notre système formé d'un bloc linéaire et d'un bloc non-linéaire est stable, cela veut dire que le système dissipe son énergie en fonction de la vitesse et de l'erreur en vitesse jusqu'à ce que l'équilibre soit atteint.

4 – La commande passive modifiée :

1 – Introduction :

Dans le but d'obtenir la stabilité asymptotique du système, une redéfinition de la loi de commande s'avère nécessaire. Pour cela nous introduisons la trajectoire de référence en vitesse qui est définie comme suit :

$$\dot{q}_r(t) = \dot{q}_d(t) - \Lambda e_d(t) \quad \text{où: } \Lambda = \text{diag}(\lambda_1, \dots, \lambda_n), \quad \lambda_i > 0. \quad (2.27)$$

et l'accélération désirée devient alors :

$$\ddot{q}_r(t) = \ddot{q}_d(t) - \Lambda \dot{e}_d(t) \quad (2.28)$$

et posant :

$$u(t) = \ddot{q}_r(t) \quad (2.29)$$

l'erreur en vitesse relative à la nouvelle référence de vitesse devient :

$$\dot{e}_r(t) = \dot{e}_d(t) - \Lambda e_d(t) \quad (2.30)$$

Ce qui nous donne dans le plan de laplace :

$$\dot{e}_r(s) = (sI + \Lambda)^{-1} e_d(s). \quad (2.31)$$

La matrice Λ est de sorte que la matrice de transfert nouvelle :

$$H(s) = k_v + k_p(sI + \Lambda)^{-1}. \quad (2.32)$$

soit strictement réelle positive. Et la nouvelle expression de la loi de commande devient :

$$\tau(t) = M(q)u + C(q, \dot{q})\dot{q}_r + G(q) + H(\dot{q}) - k_v \dot{e}_r - k_p e_d \quad (2.33)$$

Et avec cette nouvelle commande on arrive au schéma suivant :

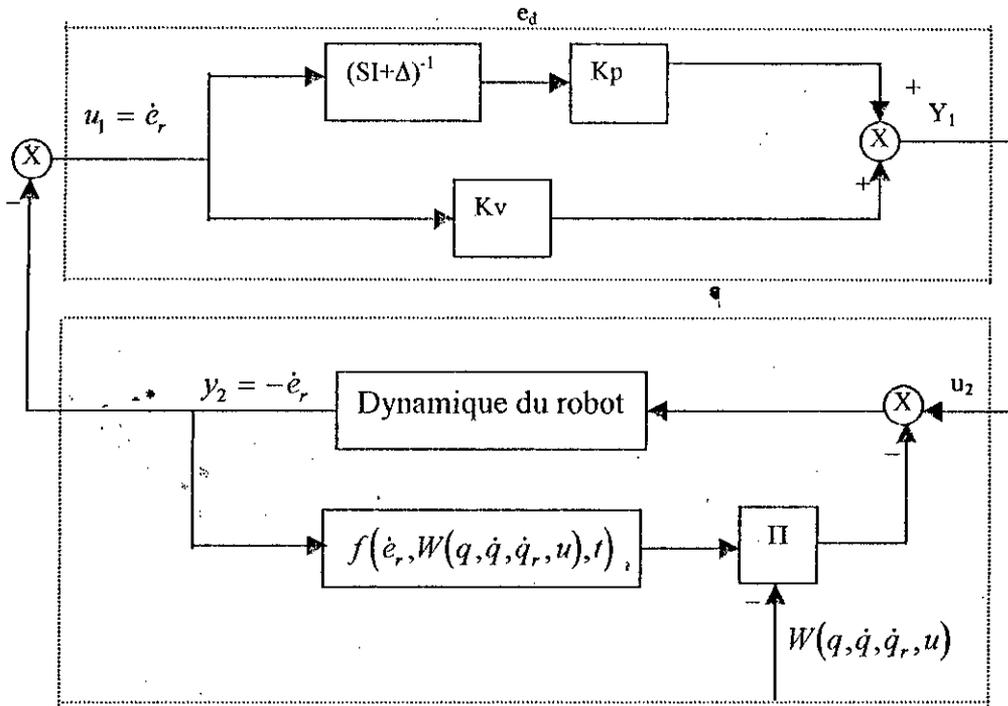


Figure 2.4 : Schéma représentant l'équation dynamique de l'erreur.

On aboutit à l'architecture globale de la commande passive suivante :

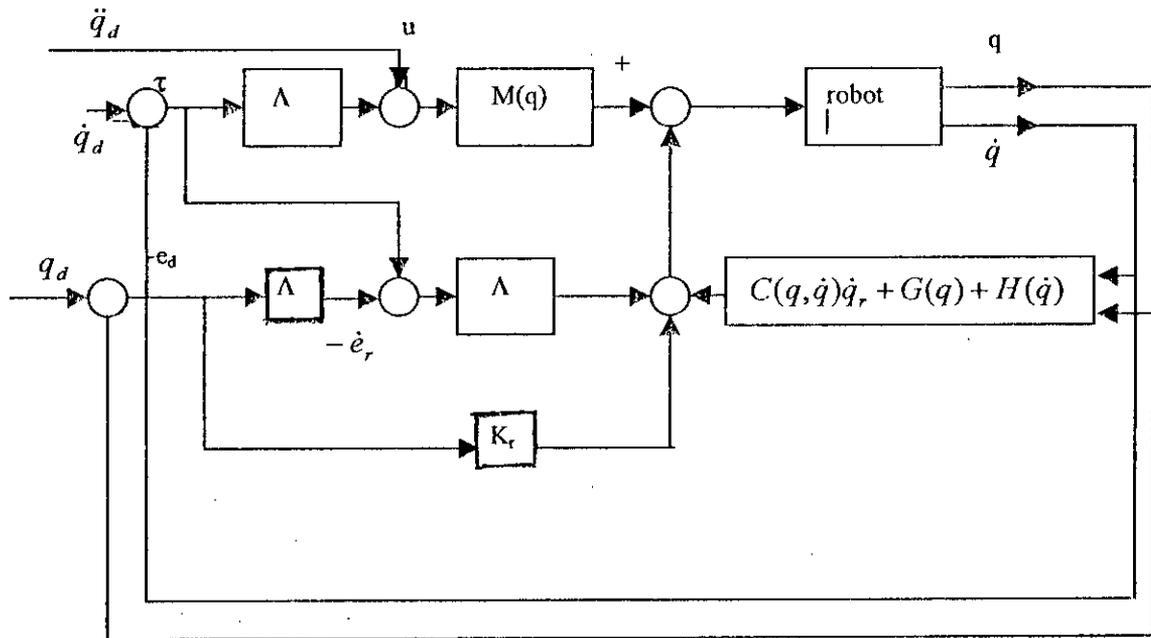


Figure 2.5 : Architecture de la commande passive à paramètres connus.

Algorithme de commande :

Données : modèle du robot : M, C, G et H avec le choix de K_p, K_v et Λ .

- **Etape1** : génération des trajectoires $\ddot{q}_d, \dot{q}_d, q_d$.
- **Etape2** : calcul de l'erreur en position et en vitesse (éq 2.21).
- **Etape3** : calcul des trajectoires de références et de l'erreur de référence en vitesse (éq 2.27, 28, 29, 30).
- **Etape4** : calcul de la commande $\tau(t)$ (éq 2.33).
- $t=t+1$, revenir à l'étape 1.

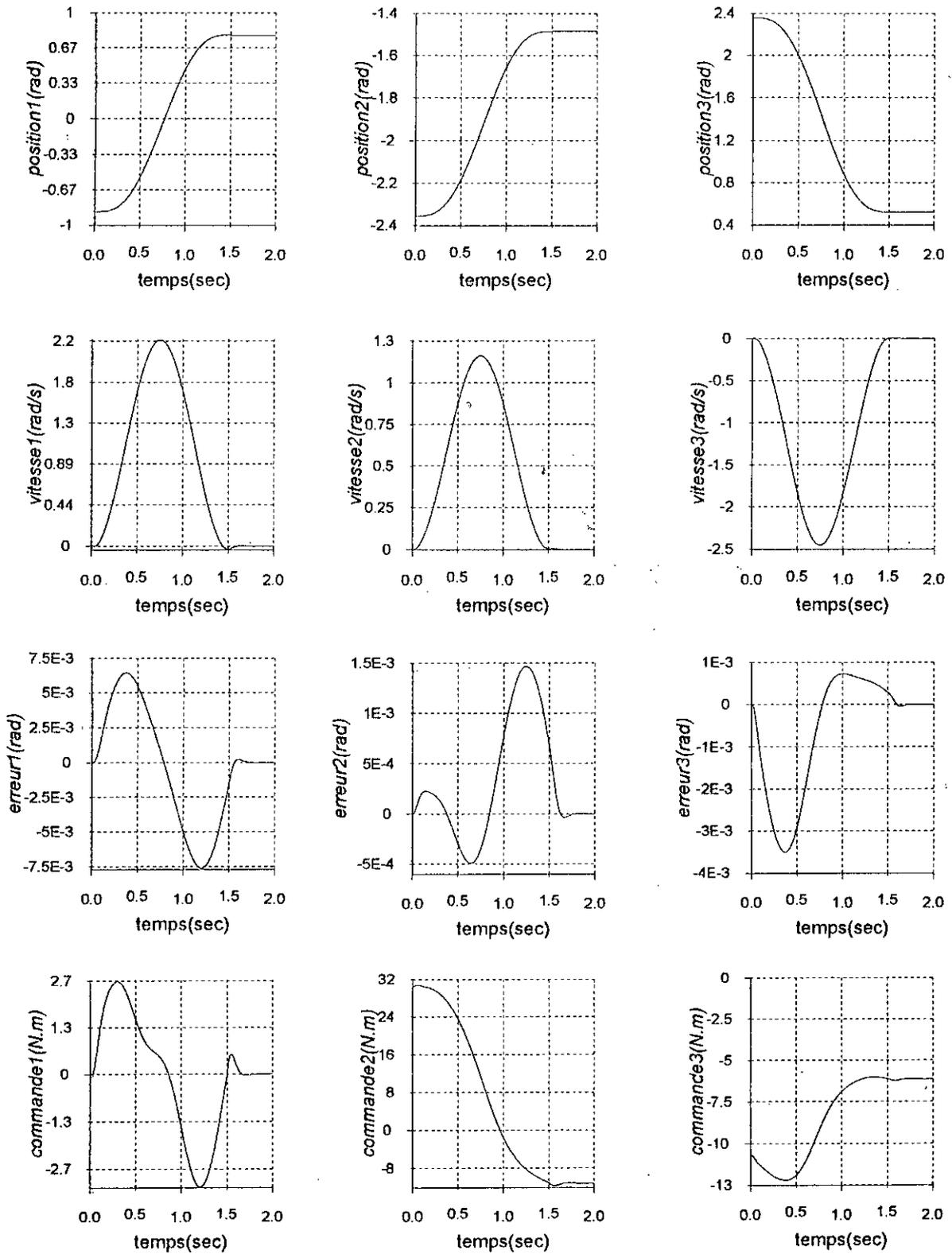


Figure 2.6 : Simulation de la commande passive.

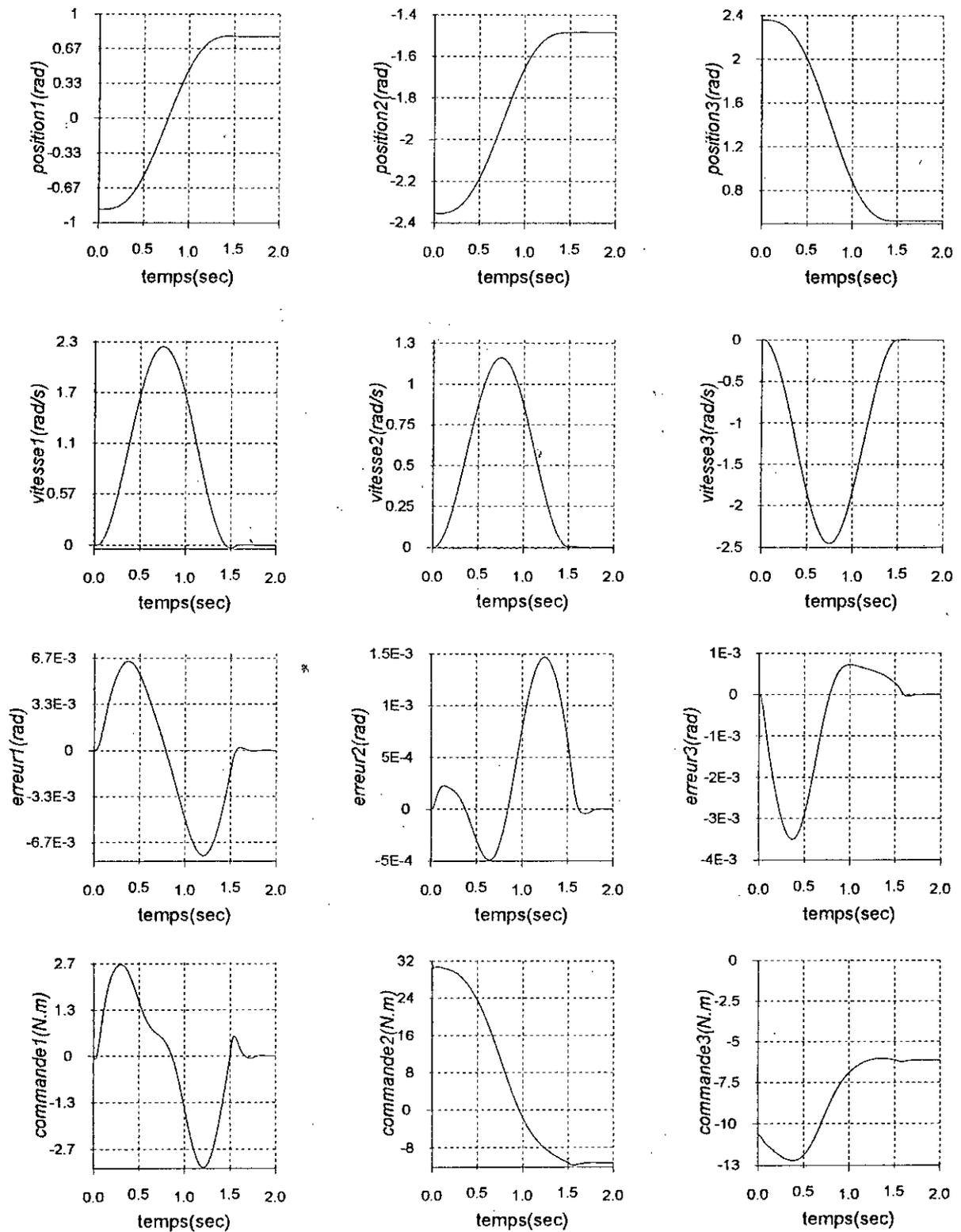


Figure 2.7 : Simulation de la commande passive avec variation paramétrique entre $t=1.65s$ et $t=1.75s$.

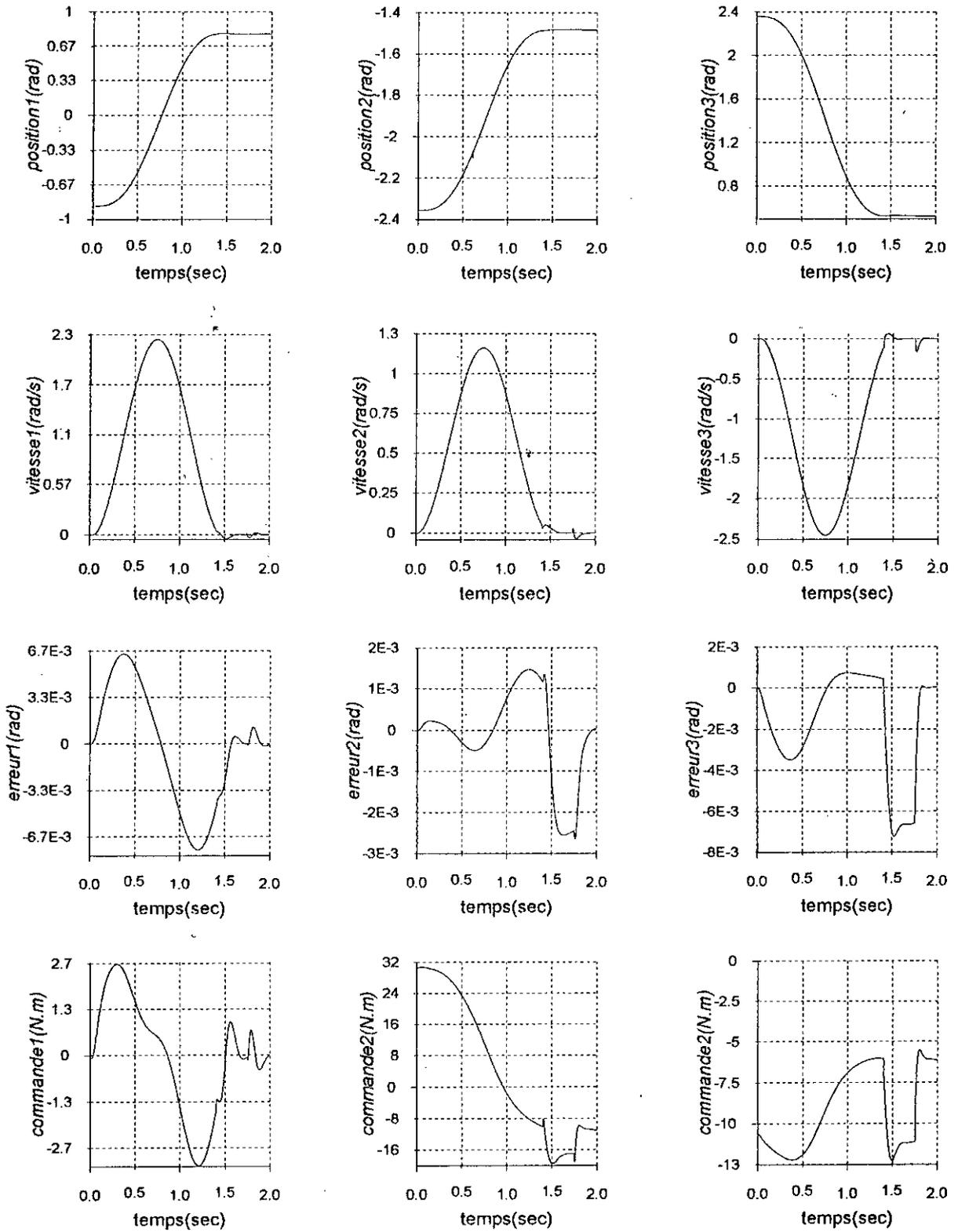


Figure 2.8 : Simulation de la commande passive avec variation de la charge entre $t=1.4$ s et $t=1.75$ s.

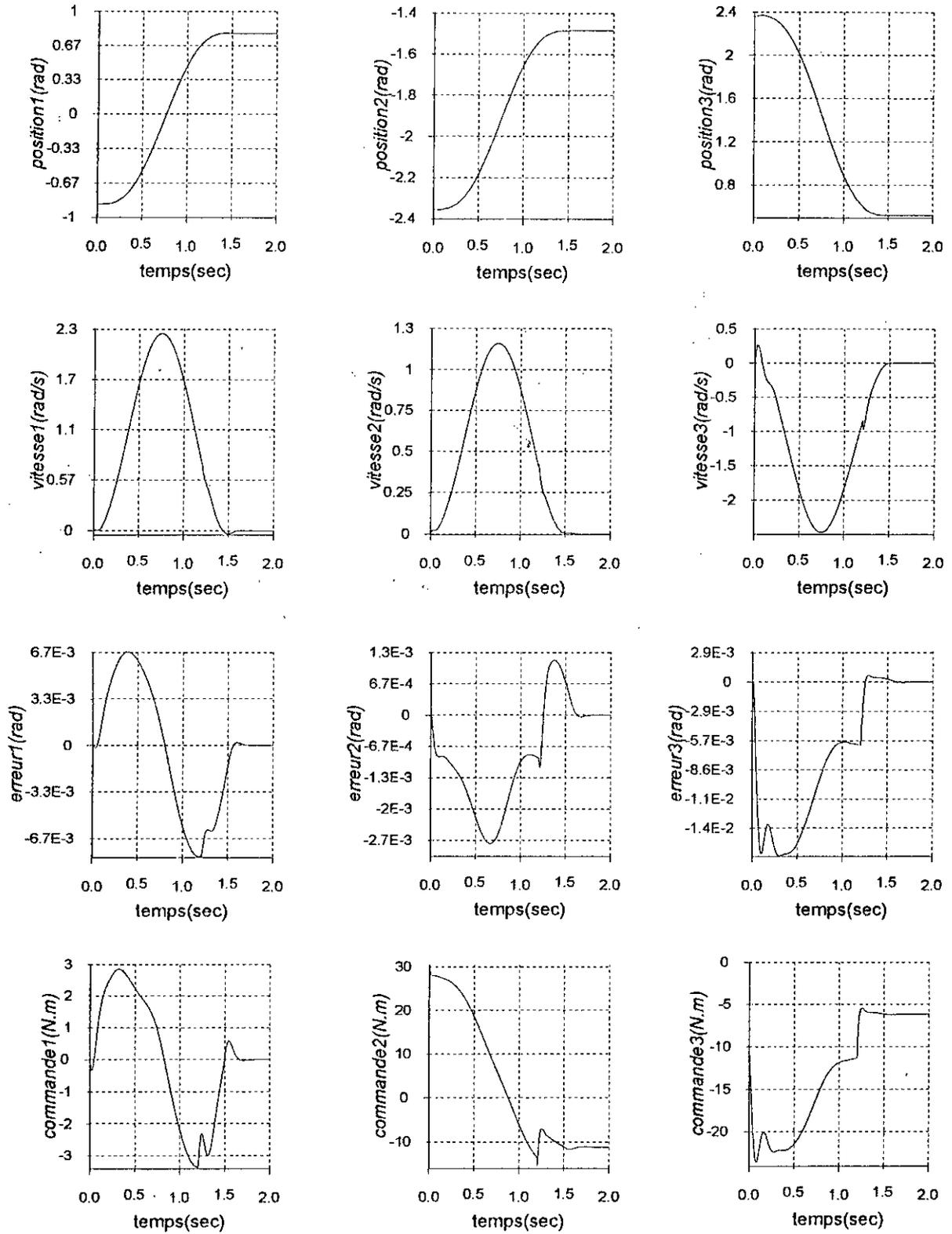


Figure 2.9 : Simulation de la commande passive avec perte de la charge à partir de $t=1.2$ s.

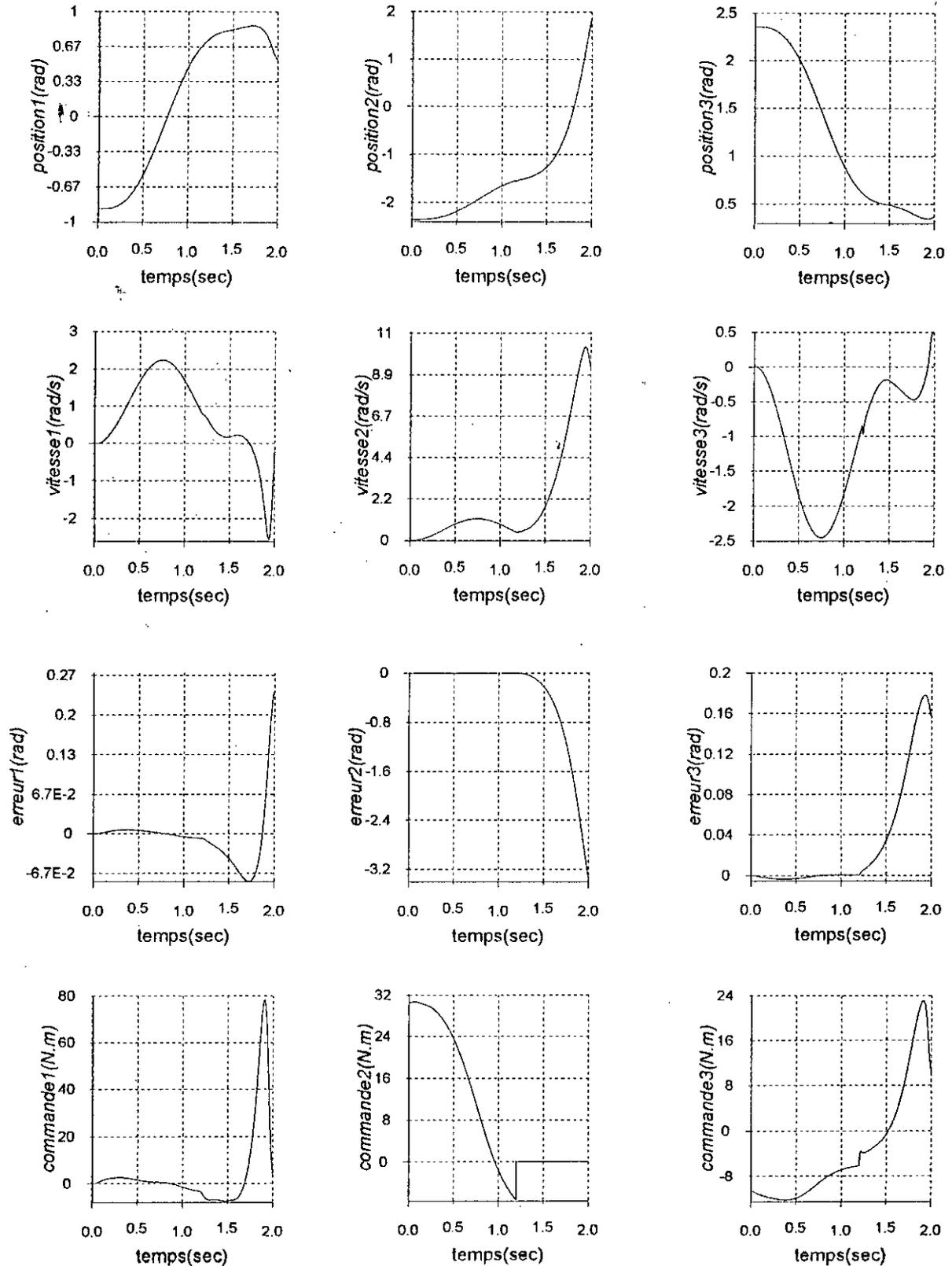


Figure 2.10 : Simulation de la commande passive avec rupture de la commande à $t=1.2s$.

II-2 : La commande passive adaptative

1. Introduction :

Si par exemple notre robot est destiné à soulever des charges donc son inertie change d'un instant à l'autre, ce qui signifie aussi que les paramètres de robot sont partiellement connus, une version adaptative de la loi de commande s'avère nécessaire, on utilise dans ce cas le modèle estimé, et la loi de commande modifiée :

$$\tau(t) = \hat{M}(q)u + \hat{C}(q, \dot{q})\dot{q} + \hat{G}(q) + \hat{H}(\dot{q}) - K_v \dot{e}_r - K_p e_d \quad (2.34)$$

où : \hat{M} , \hat{C} , \hat{G} et \hat{H} sont les estimateur de M , C , G et H .

en substituant l'équation (2.34) dans l'équation (2.19) on obtient :

$$M(q)\ddot{q} + C(q, \dot{q})\dot{q} + G(q) + H(\dot{q}) = \hat{M}(q)u + \hat{C}(q, \dot{q})\dot{q} + \hat{G}(q) + \hat{H}(\dot{q}) - K_v \dot{e}_r - K_p e_d \quad (2.35)$$

En ajoutant et en retranchant le terme :

$$M(q)\ddot{q} + C(q, \dot{q})\dot{q} + G(q) + H(\dot{q}) \quad (2.36)$$

du terme de droite de l'équation (2.34) on obtient :

$$M(q)\ddot{e}_r + C(q, \dot{q})\dot{e}_r = \tilde{M}(q)u + \tilde{C}(q, \dot{q})\dot{q}_r + \tilde{G}(q) + \tilde{H}(\dot{q}) - K_v \dot{e}_r - K_p e_d \quad (2.37)$$

où :

$$\begin{cases} \tilde{M} = \hat{M} - M \\ \tilde{C} = \hat{C} - C \\ \tilde{G} = \hat{G} - G \\ \tilde{H} = \hat{H} - H \end{cases} \quad (2.38)$$

Pour l'élaboration de l'algorithme d'adaptation, une reparamétrisation du modèle de robot s'avère nécessaire. Pour cela on réécrit ce dernier (eq 2.19) sous la forme suivante :

$$M(q)\ddot{q} + C(q, \dot{q})\dot{q} + G(q) + H(\dot{q}) = W(q, \dot{q}, \ddot{q})\theta \quad (2.39)$$

où $W(q, \dot{q}, \ddot{q})$: une matrice ($n \times m$) d'observation.

Et θ : vecteur ($m \times 1$) de paramètres fonction des propriétés d'inertie du robot, de la charge et des coefficients de frottement.

Avec cette nouvelle paramétrisation l'équation (2.35) s'écrit sous la forme suivante :

$$M(q)u + C(q, \dot{q})\dot{q}_r + G(q) + H(\dot{q}) = W(q, \dot{q}, \ddot{q})\theta \quad (2.40)$$

De la même façon on estime le modèle et on obtient :

$$\hat{M}(q)u + \hat{C}(q, \dot{q})\dot{q}_r + \hat{G}(q) + \hat{H}(\dot{q}) = W(q, \dot{q}, u)\hat{\theta} \quad (2.41)$$

De la comparaison entre (2.39) et (2.40) on obtient :

$$\tilde{M}(q)u + \tilde{C}(q, \dot{q})\dot{q}_r + \tilde{G}(q) + \tilde{H}(\dot{q}) = W(q, \dot{q}, u)\tilde{\theta} \quad (2.42)$$

L'équation dynamique de l'erreur en boucle fermée devient :

$$M(q)\ddot{e}_r + C(q, \dot{q})\dot{e}_r = W(q, \dot{q}, \ddot{q}, u)\tilde{\theta} - K_v \dot{e}_r - K_p e_d \quad (2.43)$$

2. Synthèse de l'algorithme d'adaptation paramétrique :

l'algorithme d'adaptation paramétrique consiste au calcul des estimations $\hat{\theta}$, en utilisant l'erreur de référence en vitesse et la matrice d'observation W.

$$\begin{cases} \dot{\tilde{\theta}}(t) = f(e_r, W(q, \dot{q}, \ddot{q}, u), t, v) & ; t \leq v \\ \tilde{\theta}(t) = 0 & \text{si } \dot{e}_r(t) \end{cases} \quad (2.44)$$

Notre problème donc revient à trouver une fonctionnelle f(.) qui permet de définir la loi d'adaptation. Pour cela, réécrivons l'équation (2.43) sous la forme suivante :

$$K_v \dot{e}_r + K_p e_d = M(q) \ddot{e}_r - C(q, \dot{q}) e_r - W(q, \dot{q}, \ddot{q}, u) \tilde{\theta} \quad (2.45)$$

En représentant cette équation sous forme d'un schéma on obtient :

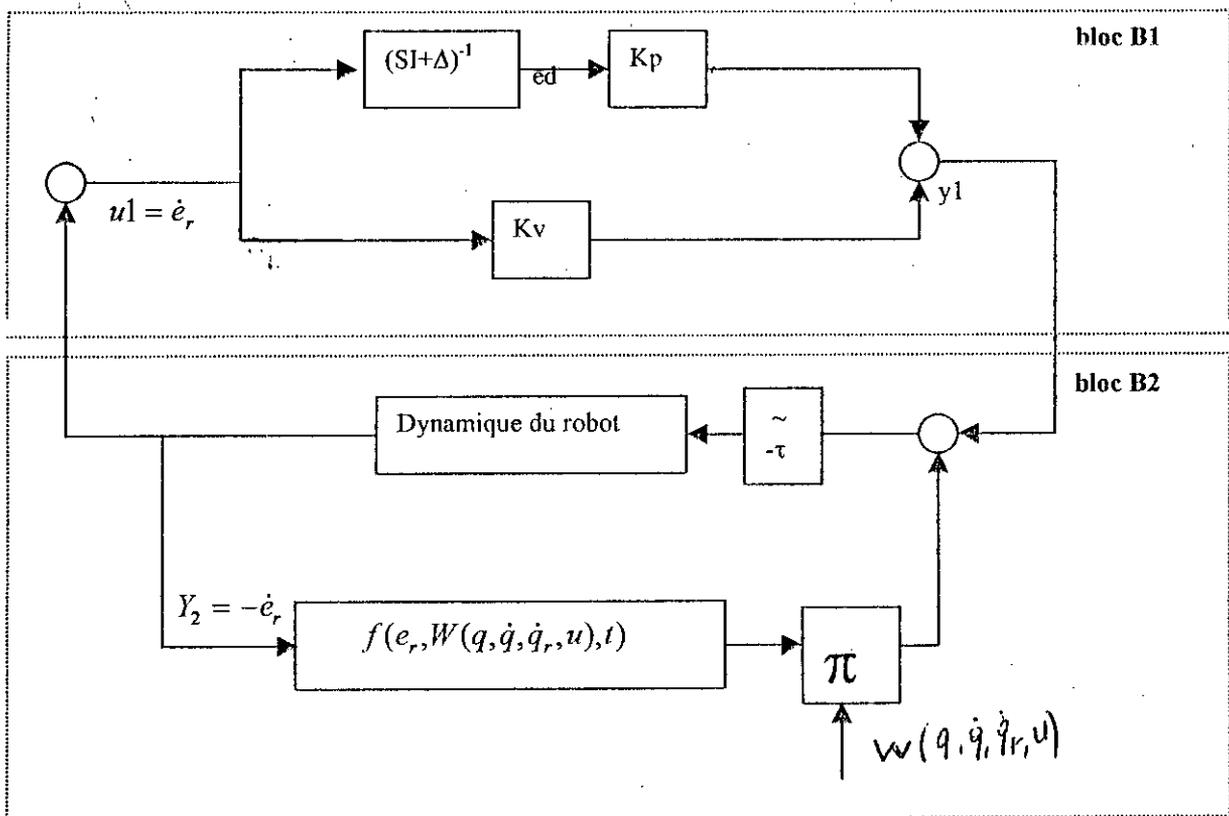


Figure 2.11 : Schéma de la commande adaptative passive.

Pour démontrer la stabilité de la structure, on utilise le théorème d'hyperstabilité asymptotique :

- ✓ le bloc B1 est strictement réelle positive par construction suivant le choix de Δ .
- ✓ le bloc B2 doit vérifier l'inégalité de Popov :

$$\int_0^t y_2^T u_2(t) v(t) dt \geq -\gamma_1^2, \quad \text{avec } \gamma_1^2 < \infty, \forall t \geq 0 \quad (2.46)$$

La dynamique du robot étant un système positif, comme la connexion en contre réaction de deux systèmes positifs est un système positif, il suffit donc de trouver une

fonction $f(\cdot)$ telle que la chaîne d'adaptation, qui possède comme entrée $-\dot{e}_r(t)$ et comme sortie $\tilde{W}(q, \dot{q}, \ddot{q}_r, u)\tilde{\theta}(t)$, doit satisfaire l'équation suivante :

$$\int_0^t -\dot{e}_r(v)\tilde{W}(q, \dot{q}, \ddot{q}_r, u)\tilde{\theta}(v)dv \geq -\gamma_2^2, \text{ avec } \gamma_2^2 < \infty. \quad (2.47)$$

pour assurer cette condition LANDU a proposé la loi d'adaptation suivante :

$$\hat{\theta}(t) = -\int_0^t F_i(t-v)W^T(q, \dot{q}, \ddot{q}_r, u)\dot{e}_r(v)dv - F_p W^T(q, \dot{q}, \ddot{q}_r, u)\dot{e}_r(t) + \hat{\theta}(0)$$

dans notre cas on a pris :

$$F_i(t-v) = F_i, \quad F_i > 0$$

3 – Structure de la commande adaptative passive :

Algorithme de commande :

Données : modèle du robot : M, C, G et H avec choix de K_p, K_v, Λ, F_i et F_p

- **Etape1 :** génération des trajectoires $q_d, \dot{q}_d, \ddot{q}_d$
- **Etape2 :** calcule l'erreur en position et en vitesse (éq 2.21)
- **Etape3 :** calcul des trajectoires de références et de l'erreur de référence en vitesse (éq 2.27, 28, 29, 30).
- **Etape4 :** calcul de la commande $\tau(t)$ (éq 2.34).
- $t=t+1$, revenir à l'étape 1.

4 – Résultats et interprétation:

Nous avons appliqué la commande passive adaptative sur le robot PUMA560 avec un pas de simulation égal à $h=0.0001$ sec, pour une trajectoire de référence cycloïdale avec le test de LEAHVY.

Le terme de paramétrisation de la loi de commande : $\tau = W(q, \dot{q}, \ddot{q}_r, \ddot{q}_r)\theta$ où :

$$W = \begin{bmatrix} w_{11} & w_{12} & w_{13} & w_{14} & w_{15} & w_{16} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & w_{22} & w_{23} & w_{24} & w_{25} & w_{26} & w_{27} & w_{28} & 0 & w_{30} & w_{31} \\ 0 & w_{32} & 0 & w_{34} & w_{35} & 0 & 0 & w_{38} & w_{39} & 0 & w_{41} \end{bmatrix}$$

$$\theta = [i_1 \quad i_2 \quad i_3 \quad i_4 \quad i_5 \quad i_6 \quad i_7 \quad i_8 \quad i_9 \quad a_1 \quad a_2]^T$$

$$\left\{ \begin{array}{l}
 w_{11} = \ddot{q}_{r1}, w_{12} = (c_{23}^2 \ddot{q}_{r1} - 2s_{23}c_{23} \dot{q}_{1r} \dot{q}_2 - 2s_{23}c_{23} \dot{q}_{1r} \dot{q}_3), \\
 w_{13} = (c_2^2 \ddot{q}_{1r} - 2s_2c_2 \dot{q}_{1r} \dot{q}_2), w_{14} = (c_2c_{23} \ddot{q}_{r1} - c_2s_{23} \dot{q}_{1r} \dot{q}_2 - s_2c_{23} \dot{q}_{1r} \dot{q}_2 - c_2s_{23} \dot{q}_{1r} \dot{q}_3) \\
 w_{15} = (s_{23} \ddot{q}_{2r} + c_{23} \ddot{q}_{3r} + c_{23} \dot{q}_{2r} \dot{q}_2 + 2c_{23} \dot{q}_{2r} \dot{q}_3 + c_{23} \dot{q}_{3r} \dot{q}_3) \\
 w_{16} = (s_2 \ddot{q}_{2r} + c_2 \dot{q}_{2r} \dot{q}_2) \\
 w_{22} = c_{23}s_{23} \dot{q}_{1r} \dot{q}_1, w_{23} = c_2s_2 \dot{q}_{1r} \dot{q}_1, \\
 w_{24} = (c_3 \ddot{q}_{2r} + 0.5c_3 \ddot{q}_{3r} + 0.5s_2c_{23} \dot{q}_{1r} \dot{q}_1 + 0.5c_2s_{23} \dot{q}_{1r} \dot{q}_1 - s_3 \dot{q}_{2r} \dot{q}_3 - 0.5s_3 \dot{q}_{3r} \dot{q}_3) \\
 w_{25} = s_{23} \ddot{q}_{2r}, w_{26} = s_2 \ddot{q}_{1r}, w_{27} = \ddot{q}_{2r}, w_{28} = \ddot{q}_{3r}, w_{30} = c_2, w_{31} = c_{23} \\
 w_{32} = s_{23}c_{23} \dot{q}_{1r} \dot{q}_1, w_{34} = (0.5c_3 \ddot{q}_{2r} + 0.5c_2s_{23} \dot{q}_{1r} \dot{q}_1 + 0.5s_3 \dot{q}_{2r} \dot{q}_2), \\
 w_{35} = s_{23} \ddot{q}_{1r}, w_{38} = \ddot{q}_{2r}, w_{39} = \ddot{q}_{3r}, w_{41} = c_{23},
 \end{array} \right. \quad \text{avec :}$$

$$\begin{aligned}
 c_i &= \cos(\theta_i) & , & \quad c_{ij} = \cos(\theta_i + \theta_j) \\
 s_i &= \sin(\theta_i) & , & \quad s_{ij} = \sin(\theta_i + \theta_j)
 \end{aligned}$$

les coefficients des termes du PD :

$$\begin{aligned}
 kp1 &= 680; \quad kp2 = 550; \quad kp3 = 550; \quad kv1 = 10; \quad kv3 = 10. \\
 fi1 &= .03; \quad fp1 = .01; \\
 fi2 &= .03; \quad fp2 = .01; \\
 fi3 &= .03; \quad fp3 = .01;
 \end{aligned}$$

Nous avons obtenus les différentes réponses (figure 2.12) : on constate la bonne poursuite de la référence (q_1^d, q_2^d, q_3^d) avec une erreur maximale inférieure à 2% .

Pour tester les performances de notre régulateur nous avons effectué les tests suivants :

Test de variation paramétrique :

Une variation sur les paramètres du robot de l'ordre de 50%, montre bien que notre régulateur agit de façon à réaliser une poursuite satisfaisante.

Test de variation de charge :

En introduisant une masse de 4 Kg à $t=1.4$ sec on remarque que notre régulateur s'adapte avec les nouvelles conditions en assurant la poursuite avec une augmentation de l'erreur dynamique de l'ordre de 0.01 rad.

Test de rupture de la commande :

En annulant la commande associée à l'articulation 1, nous constatons que les deux autres articulations continuent à poursuivre la trajectoire de référence. ceci démontre l'aspect décentralisé de la commande, c-à-d : Il n'y a pas eu interaction entre les articulations, ce qui est dû à une assez bonne compensation des termes de couplage par une bonne adaptation des paramètres.

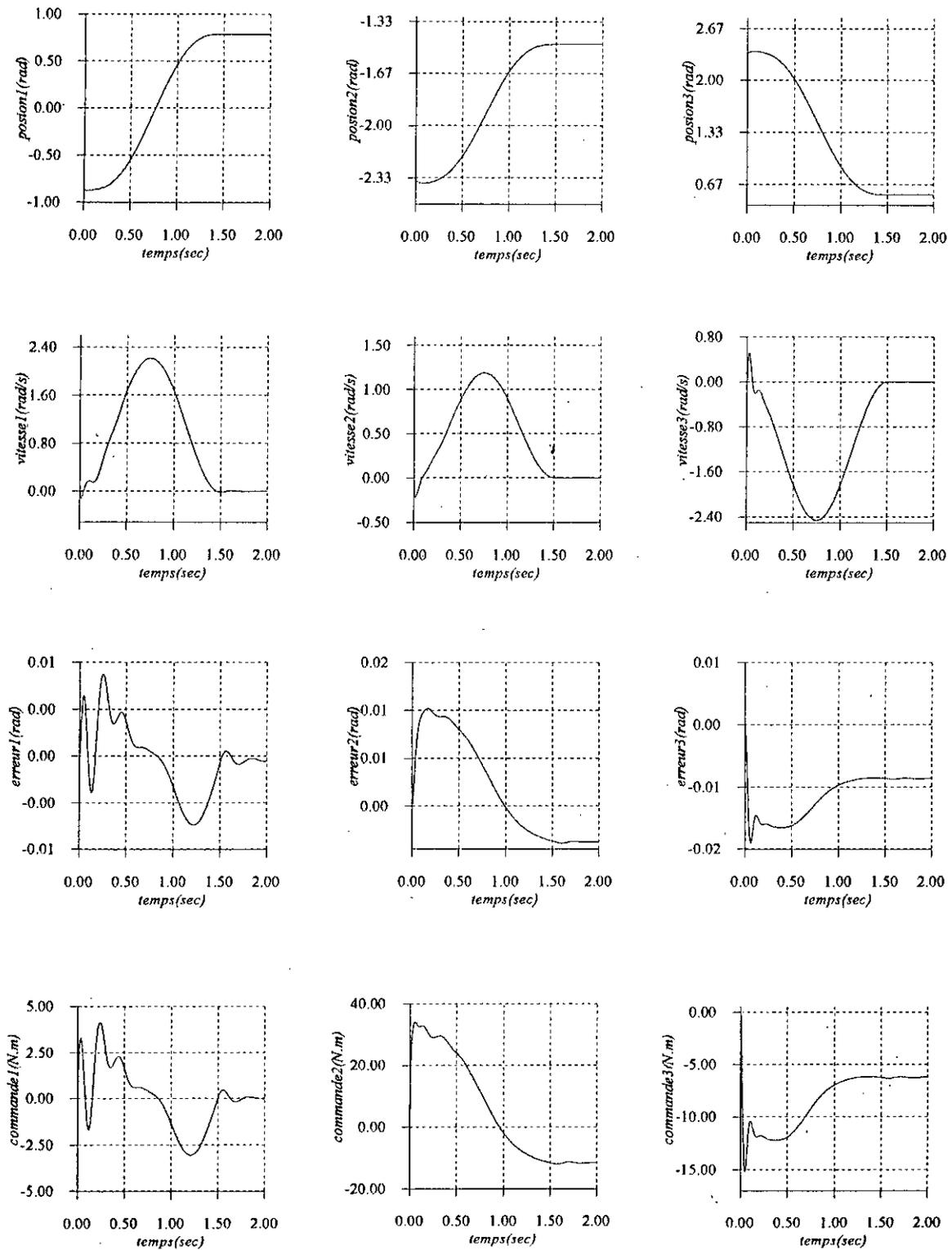


Figure 2.12 : Les différentes réponses obtenues avec la loi de commande adaptative passive.

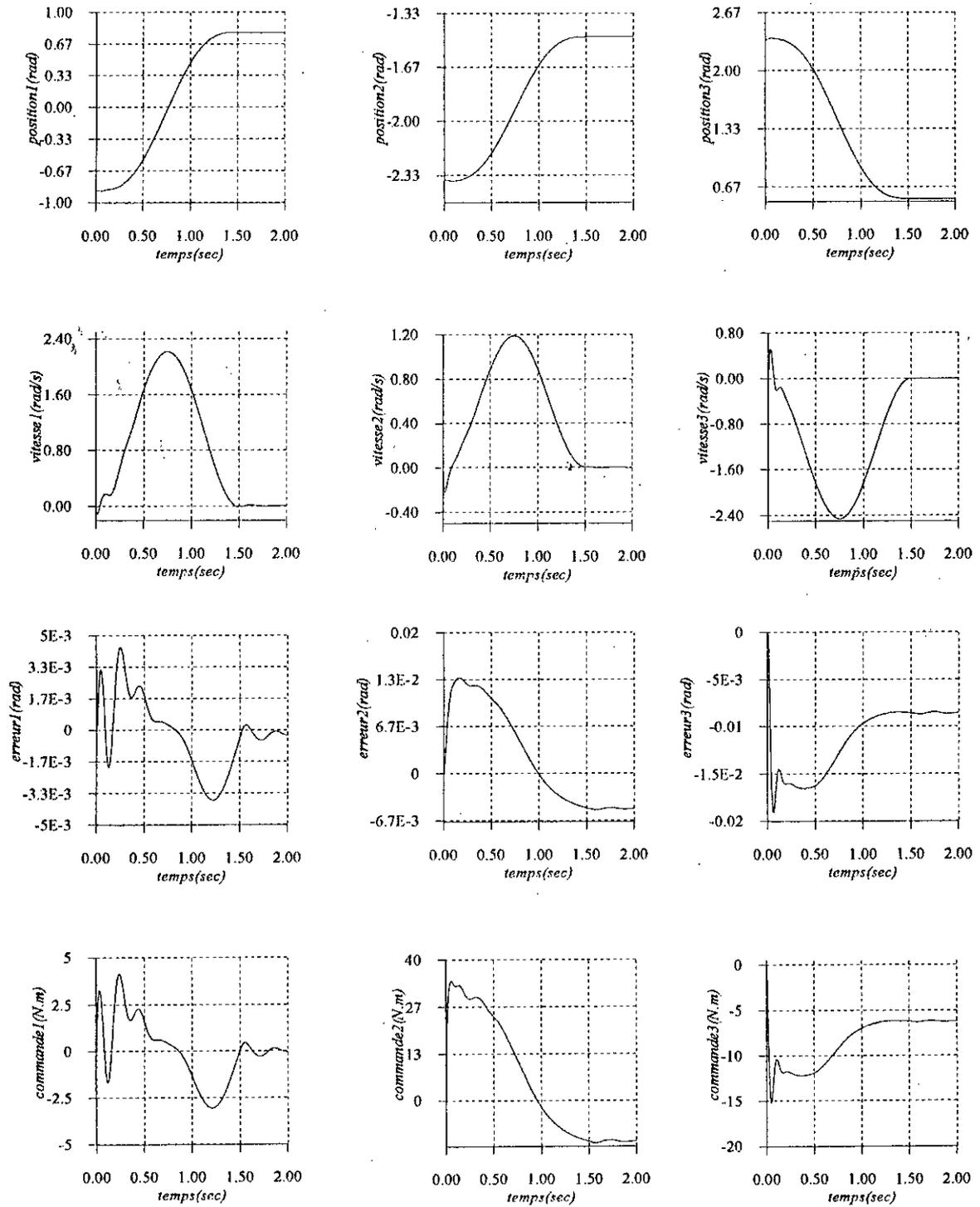


Figure 2.13: les différentes réponses obtenues en effectuant une variation paramétrique de l'ordre de 50% à $t=1.65$ sec

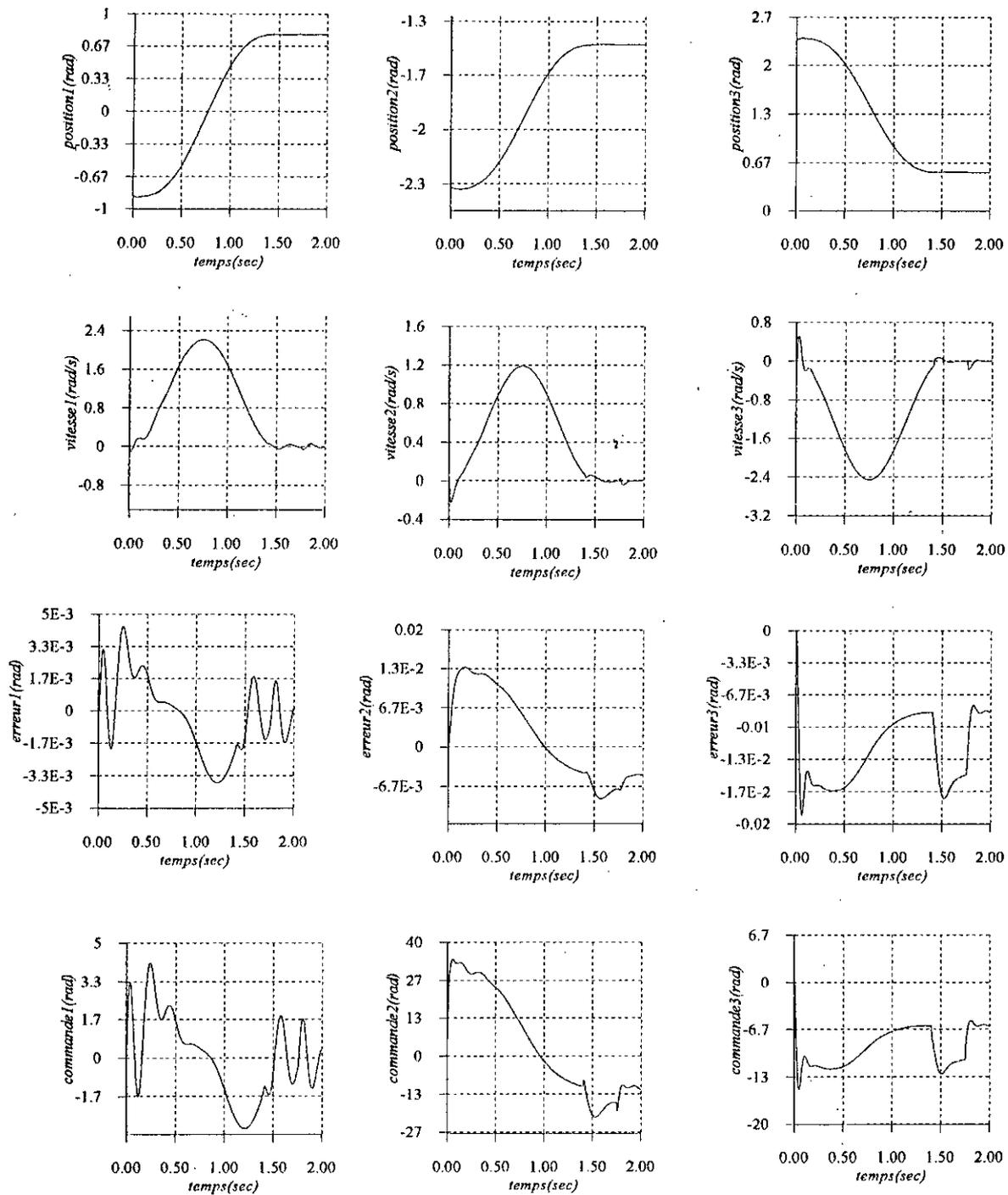


Figure 2.14: les différentes réponses obtenues en effectuant une variation de charge de l'ordre de 4 Kg entre $t = 1.65$ sec et $t = 1.85$ sec

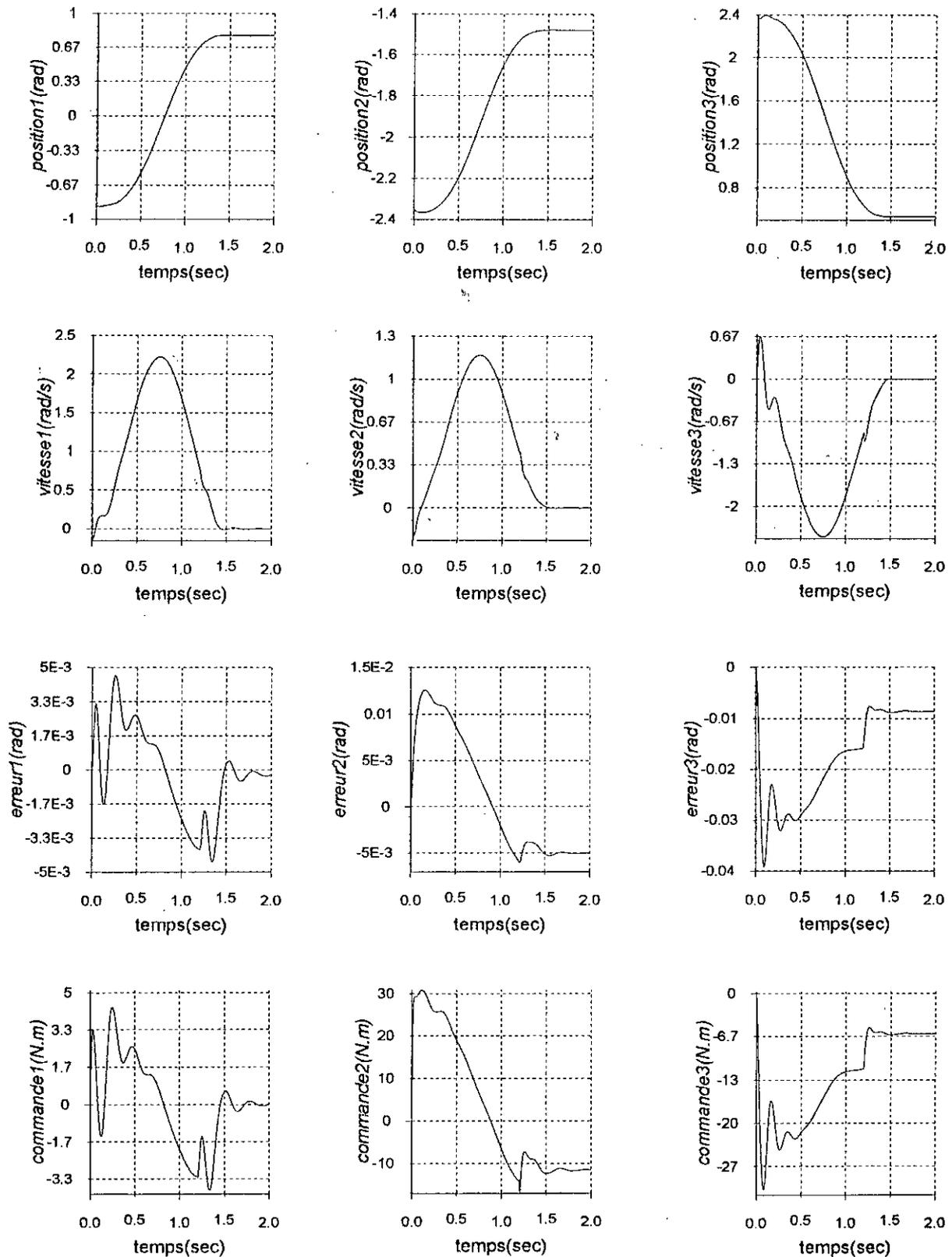


Figure 2.15 : Simulation de la commande adaptative passive avec perte de la charge à partir de $t=1.2s$.

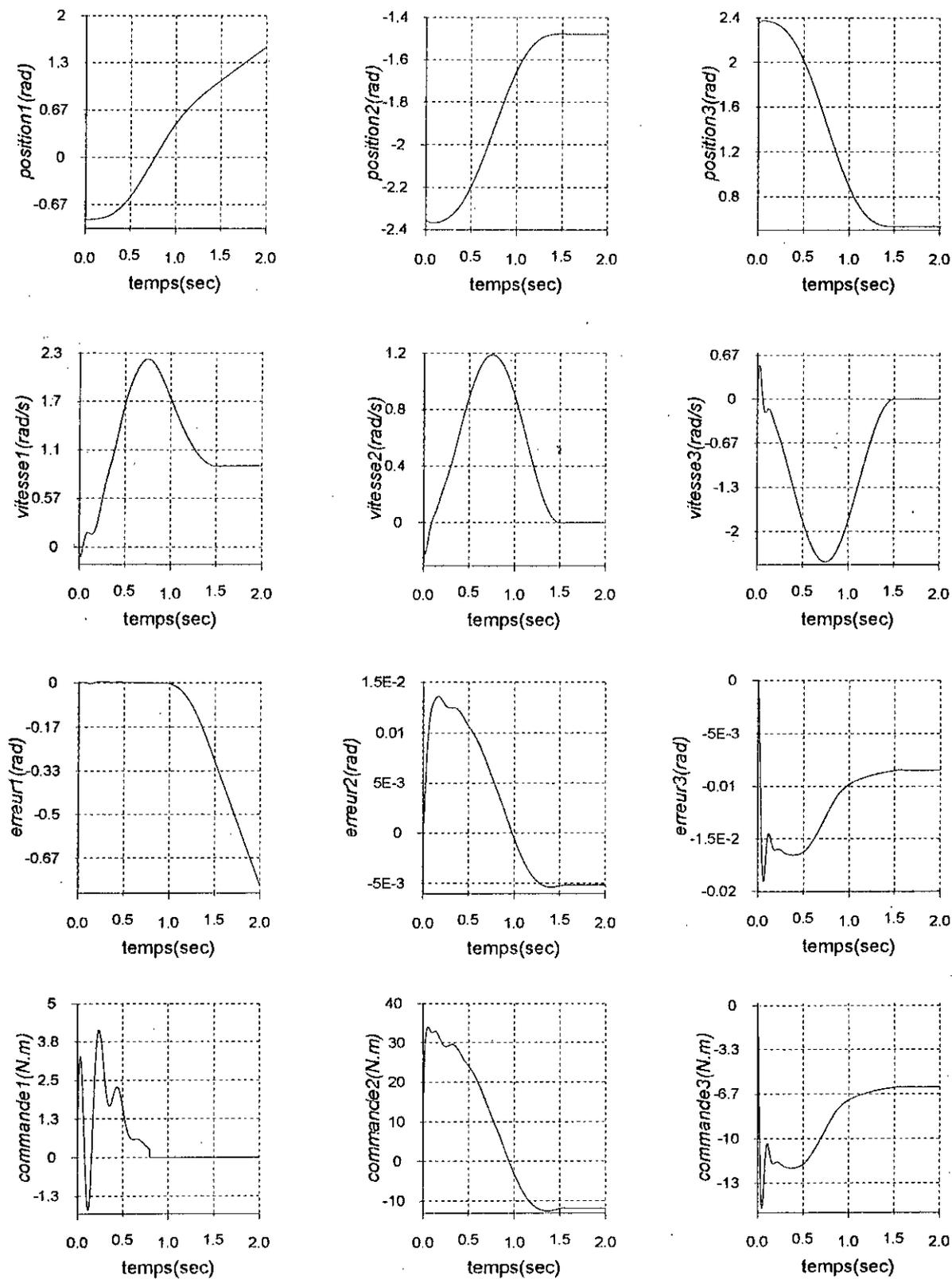


Figure 2.16 : Simulation de la commande adaptative passive avec rupture de la commande de l'articulation 1 à partir de $t=0.8$ s.

Commande par la logique floue

« When the only tool you is a hammer, every problem you encounter tends to resemble a nail. »

« source unknown.

Chapitre III

Commande Par La Logique Floue.

III. 1 – Introduction :

La théorie des ensembles flous a été conçue au milieu des années soixante à l'université de BERKELEY, en effet, c'est à Lotfi A.ZADEH, spécialiste en automatique et dans la théorie des systèmes, que revient le mérite de faire la jonction en 1965 [ZAD,65] entre les logiques multivaluées des années 1930 et les travaux de Black sur les concepts vagues et le raisonnement incertain, grâce à la notion d'ensemble flou et à la logique associée[KOS,92].

Le contrôle par logique floue a été introduit en automatique dès 1968 par ZADEH. Le premier contrôleur flou a été implémenté par MAMDANI et ASSILIAN en 1974[MAM,77]. La commande par logique floue apparaît utile quand les processus sont très complexes à analyser par des techniques quantitatives conventionnelles ou quand les sources d'informations sont jugées non précises ou incertaines. Le contrôle par logique floue peut être vu comme un pas vers un rapprochement entre le contrôle mathématique précis et la prise de décision humaine[TID,99].

Ces dernières années, la logique floue a connu un très grand intérêt. En effet, après que les japonais eurent réussi à implanter les régulateurs flous dans des cartes et à les utiliser avec succès dans plusieurs domaines (appareils photos à zoom autofocus, appareils électroménagers), un grand intérêt fut porté aux différentes possibilités d'utiliser la commande floue dans l'industrie. Parmi ces nombreuses applications on cite : l'ajustement d'image T.V, la reconnaissance de manuscrits, la commande d'un hélicoptère, les boîtes à vitesses de certains véhicules et l'autostationnement d'un modèle de voiture[LEE,90][MEN,95].

III. 2 – Rappels :

III. 2 – 1 – Ensembles flous :

Un ensemble flou A est défini sur un référentiel U , par une fonction d'appartenance notée $\mu_A(u)$ à A . ie :

$$A = \{(u, \mu_A(u)) / u \in U\} \quad (3.1)$$

si U est discret alors :

$$A = \sum_{u_i \in U} \mu(u_i) / u_i \quad (3.2)$$

si U est continu alors :

$$A = \int_U \mu(u) / u \quad (3.3)$$

III. 2 – 2 – Les opérateurs flous :

Définition 1- Union (disjonction) :

$$\mu_{A \cup B}(u) = \mu_A(u) \dot{+} \mu_B(u) \quad (3.4)$$

Le symbole « $\dot{+}$ » représente la co-norme triangulaire [LEE,90]. Le *max* étant la co-norme triangulaire la plus utilisée, alors l'équation (3.4) devient :

$$\mu_A(u) \dot{+} \mu_B(u) = \max(\mu_A(u), \mu_B(u)) \quad (3.5)$$

Définition 2- Intersection (conjonction) :

$$\mu_{A \cap B}(u) = \mu_A(u) * \mu_B(u) \quad (3.6)$$

Le symbole « $*$ » représente la norme triangulaire [LEE,90]. Deux normes triangulaires sont le plus souvent utilisées :

$$- \text{min} : \mu_A(u) * \mu_B(u) = \min(\mu_A(u), \mu_B(u)) \quad (3.7)$$

$$- \text{produit algébrique} : \mu_A(u) * \mu_B(u) = \mu_A(u) \times \mu_B(u) \quad (3.8)$$

Définition 3- Complémentation :

$$\mu_A(u) = 1 - \mu_A(u) \quad (3.9)$$

III. 2 – 3 – Les variables linguistiques [KIN,77]:

Ce sont des variables dont les valeurs ne sont pas des nombres mais des mots ou phrases exprimées en langage naturel [LEE,90][MEN,95].

Une variable linguistique est généralement représentée par un triplet $(x, T(x), U)$ tel que :

x : le nom de la variable linguistique.

$T(x)$: l'ensemble des valeurs linguistiques.

U : le référentiel sur lequel x est défini.

III. 2 – 4 – Fonctions d'appartenance :

$\mu_A(x)$ est dite fonction d'appartenance si elle associe à une variable linguistique x une valeur précise $\mu_A(x)$ qui désigne le degré d'appartenance de x à A [BAR,96][BUH,94][LEE,90][LI,89].

Les fonctions d'appartenance les plus utilisées sont :

- **Fonction triangulaire** : Elle est définie par trois paramètres $\{a, b, c\}$ qui déterminent les coordonnées des trois sommets du triangle :

$$\mu(x) = \max\left(\min\left(\frac{x-a}{b-a}, \frac{c-x}{c-b}\right), 0\right) \quad (3.10)$$

- **Fonction trapézoïdale** : Elle est définie par quatre paramètres $\{a, b, c, d\}$:

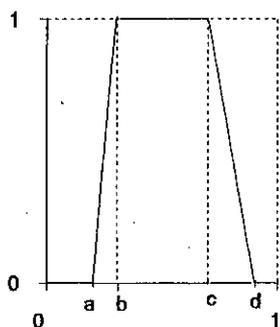
$$\mu(x) = \max\left(\min\left(\frac{x-a}{b-a}, 1, \frac{d-x}{d-c}\right), 0\right) \quad (3.11)$$

- **Fonction gaussienne** : Elle est définie par deux paramètres $\{\sigma, m\}$:

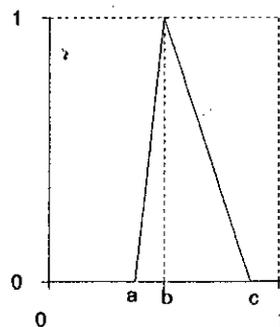
$$\mu(x) = \exp\left(-\frac{(x-m)^2}{2\sigma^2}\right) \tag{3.12}$$

- **Fonction sigmoïdale** : Elle est définie par deux paramètres $\{a, c\}$:

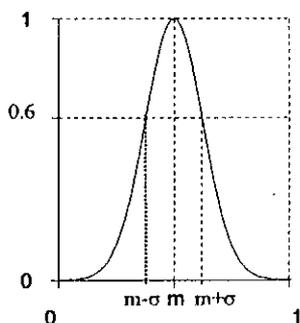
$$\mu(x) = \frac{1}{1 + \exp(-a(x-c))} \tag{3.13}$$



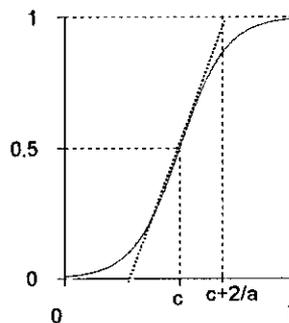
Fonction trapézoïdale.



Fonction triangulaire.



Fonction gaussienne.



Fonction sigmoïdale.

Figure 3.1 : Les fonctions d'appartenance usuelles.

III . 2 – 5 – Implication floue:

C'est un opérateur qui évalue le 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 celle de la conclusion d'autre part.

$$\mu_R(x, y) = \text{imp}(\mu_A(x), \mu_B(y)) \quad (3.14)$$

Les opérateurs les plus utilisés sont [LI,89][LIN,91]:

– Implication de Mamdani : $\mu_R(x, y) = \min(\mu_A(x), \mu_B(y))$ (3.15)

– Implication de Larsen : $\mu_R(x, y) = \mu_A(x)\mu_B(y)$ (3.16)

III. 2 – 6 – Raisonnement flou [TYA,95]:

	Modus ponens	Modus ponens généralisé
Fait :	x est A	x est A'
Règle :	Si x est A alors y est B	Si x est A alors y est B
Déduction :	y est B	y est B'

A partir de la règle 'si A alors B ' et du fait A' , on déduit un fait B' caractérisé par :

$$\mu_{B'}(y) = \sup_x (\mu_{A'}(x) * \mu_R(x, y)) \quad (3.17)$$

III. 2 – 7 – Structure d'un système flou :

Un système flou est un système à base de connaissance particulière. L'architecture de base d'un système flou se compose de quatre modules principaux (figure 3.2) [BUH,94] [JAN,95] [KIN,77]:

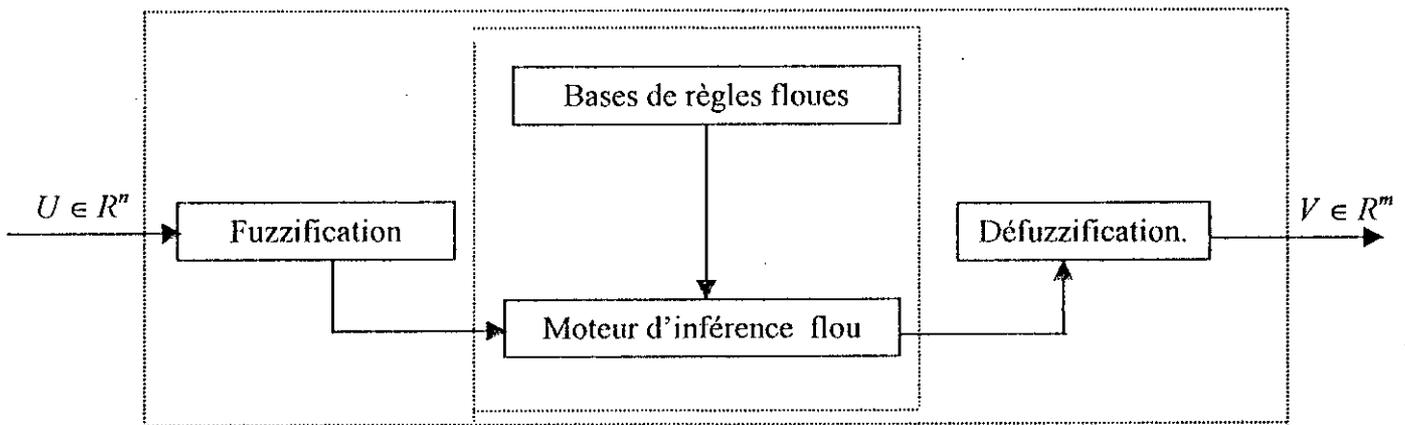


Figure 3.2 : Configuration de base d'un système flou.

a – base des règles floues [TYA,95] :

c'est une collection de règles floues de la forme Si-Alors telles que :

R_l : si x_1 est A_{l1} etet x_n est A_{ln} alors y est B_l .

Ou sous la forme de Sugeno :

R_l : si x_1 est A_{l1} etet x_n est A_{ln} alors $y_l = f_l(x)$.

Avec $f_l(x)$ un polynôme.

b – moteurs d'inférence flou [TYA,95] :

Il utilise la base de règles floues pour effectuer une transformation à partir des ensembles flous dans l'espace d'entrée vers les ensembles flous dans l'espace de sortie en se basant sur les opérations de la logique floue.

Soit A_x un ensemble flou dans U , chaque règle R_i détermine un ensemble flou $B'_i = A_x \circ R_i$ tel que : [MEN,95]

$$\mu_{B'_i}(y) = \sup_{x \in A_x} (\mu_{A_x}(x) * \mu_{R_i}(x, y)) \quad (3.18)$$

L'ensemble des m règles constituant la base des règles floues sont liées par l'opérateur de disjonction « ou ». Donc, l'ensemble flou final $B' = A \circ R$ est donné par la relation [MEN,95] :

$$\begin{cases} B' = B'_1 + \dots + B'_m \\ \mu_{B'}(y) = \mu_{A_x} \circ R_1(y) + \dots + \mu_{A_x} \circ R_m(y) \end{cases} \quad (3.19)$$

Dans le jeu de règles du système flou, interviennent les opérateurs flous ET (AND) et OU (OR). Plusieurs types de raisonnements ont été proposés dans la littérature selon la réalisation des opérateurs flous ET et OU, et le type de règles floues utilisées. Les moteurs d'inférence les plus utilisés peuvent être classés en trois types [JAN,95][LEE,90] :

b.1 – Type 1 (méthode de Tsukamoto) : Dans ce cas des fonctions monotoniques sont associées aux variables de sortie. La sortie totale est une moyenne pondérée des degrés de confiance de chaque règle floue et des valeurs des fonctions des variables de sortie.

b.2 – Type 2 (méthode de Mamdani) : Les conclusions sont symboliques ou linguistiques et le calcul de la sortie nécessite l'utilisation d'une méthode de défuzzification [KIN,77].

b.3 – Type 3 (méthode de Sugeno) : Les règles floues du type de Sugeno sont utilisées. La conclusion de chaque règle floue a une forme polynomiale. La sortie finale est égale à la moyenne pondérée de la sortie de chaque règle floue.

La figure (3.3) illustre les trois types de raisonnements flous pour un système flou à deux entrées et une base de connaissance de deux règles floues :

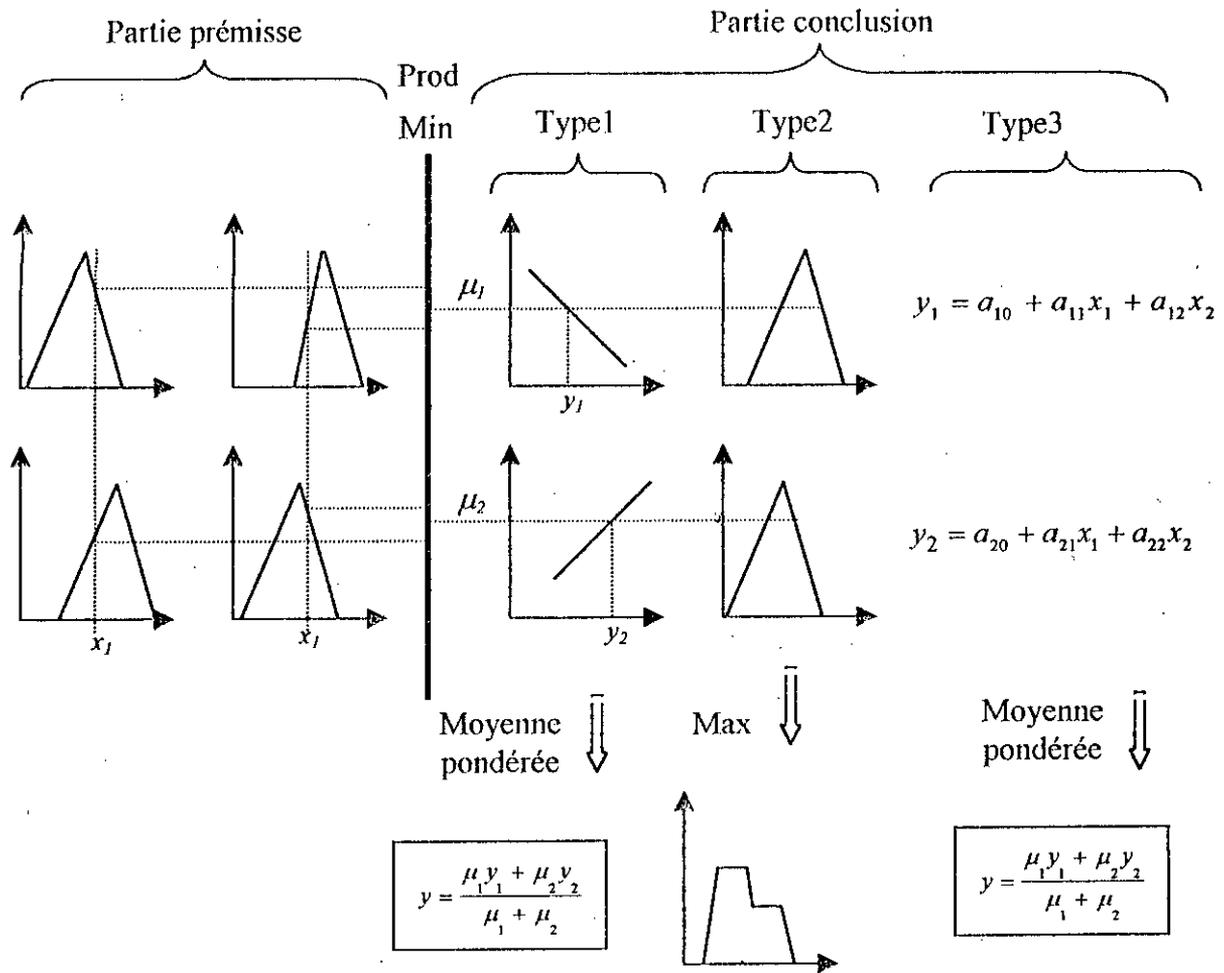


figure 3.3: Types de règles floues et de moteurs d'inférence flous

c – fuzzification :

Elle consiste à relier un point numérique x_0 de U à l'ensemble flou A_x dans U . En général, on lui associe une fonction d'appartenance telle que $\mu_{A_x}(x_0) = 1$ et peut être même au voisinage de x_0 et décroît au fur et à mesure que l'on s'éloigne de x_0 ou du voisinage en question.

d – défuzzification :

Elle consiste à transformer la partie floue issue de l'inférence en une grandeur numérique.

Il y a plusieurs méthodes de défuzzification basée essentiellement sur la simplicité de calcul [BUH,94][JAN,95][LEE,90].

d.1 – méthode du centre de gravité :

$$\text{– Cas continu : } \bar{y} = \frac{\int y \mu_{B'}(y) dy}{\int \mu_{B'}(y) dy} \quad (3.20)$$

$$\text{– Cas discret : } \bar{y} = \frac{\sum_{i=1}^l y_i \mu_{B'}(y_i)}{\sum_{i=1}^l \mu_{B'}(y_i)} \quad (3.21)$$

d.2 – méthode des hauteurs pondérées modifiée :

$$\bar{y} = \frac{\sum_{i=1}^M \mu_i \bar{y}_i / \delta_i^2}{\sum_{i=1}^M \mu_i / \delta_i^2} \quad (3.22)$$

où δ_i est une mesure de l'étendue de la fonction d'appartenance associée à la règle R_i .

Pour des fonctions d'appartenance triangulaires ou trapézoïdale, δ peut être le support du triangle ou du trapèze, pour une fonction gaussienne, δ peut être sa variance.

d.3 – méthode de la moyenne des maxima :

Ce défuzzificateur examine l'ensemble flou B' issu de l'inférence et détermine en premier lieu les valeurs y_i pour lesquelles $\mu_{B'}(y_i)$ est un maximum. Ensuite, on calcule la moyenne de ces valeurs comme résultat de défuzzification.

III. 3 – Analyse et description du contrôleur flou du type Sugeno :

Il existe un grand nombre de possibilités de réalisation de régulateurs flous. En effet, pour chaque configuration d'un régulateur flou, il existe une multitude de choix différents, et chaque combinaison de ces choix engendre une classe de régulateurs flous. Dans ces travaux, nous nous intéressons au modèle flou du type Sugeno, développé initialement par Sugeno et Takagi pour la modélisation des systèmes à partir de données numériques[SUG,85].

Etant donné n entrées du régulateur flou notées par x_1, \dots, x_n et y sa sortie. Pour chaque x_i est associé m_i ensembles flous F_i^j dans U_i tel que :

$$\forall x_i \in U_i, \exists \mu_{F_i^j}(x_i) \neq 0, \text{ où } i = 1, \dots, n, \text{ et } j = 1, \dots, m_i.$$

La base de règles du système flou comporte $M = \prod_{i=1}^n m_i$ règles telles que :

R_l : Si x_1 est $F_1^{l_1}$ et ... et x_i est $F_i^{l_i}$ et ... et x_n est $F_n^{l_n}$ alors $y_l(x) = a_0^l + a_1^l x_1 + \dots + a_n^l x_n$
avec $l = 1, \dots, M; i = 1, \dots, n; \text{ et } 1 \leq l_i \leq m_i.$

Chaque règle floue R_i correspond à une combinaison de $(F_1^{l_1}, \dots, F_i^{l_i}, \dots, F_n^{l_n})$ ensembles flous. En effet, la base de connaissance comporte toutes les combinaisons possibles des ensembles flous des variables d'entrée.

La sortie du système flou est donnée par la relation suivante [JAN,95][KOS,92] :

$$y = \frac{\sum_{i=1}^M \mu_i y_i}{\sum_{i=1}^M \mu_i} \quad (3.23)$$

avec :

$$\mu_i = \prod_{l=1}^n \mu_{F_i^{l_i}}(x_l), 1 \leq l_i \leq m_i.$$

III. 4 – Application :

III. 4 – 1 – Synthèse du régulateur flou :

L'application de la commande floue sur le bras de robot PUMA 560, pour une trajectoire cycloïdale avec le test de LEAVHY, a donné les résultats de la figure (3.4) et cela pour des paramètres du régulateur du type Sugeno d'ordre 1 définis tels que :

Dans la table suivante nous présentons la structure du modèle flou :

Articulation	1	2	3
Entrées du régulateur flou	e_1, \dot{e}_1	e_2, \dot{e}_2	e_3, \dot{e}_3
N ^{bre} de règles floues	4	4	4

III. 4 – 2 – Utilisation du toolbox MATLAB «FUZZY» :

L'utilisation du toolbox «FUZZY» de MATLAB(annexe B), pour les mêmes paramètres que pour l'application précédente, nous donne des résultats similaires (figure 3.9).

Notons que la méthodologie de synthèse consiste à :

- choix du type du régulateur (Sugeno, Mamdani).
- choix du nombre d'entrées et de sorties(Add inputs).
- choix du type de fonction d'appartenance(Add MF's).
- établissement des règles floues (Add rules).

III. 5 – Résultats et interprétation :

❖ Test sans charge :

les résultats obtenus dans avec le test de LEAHVY sans charge montre que les trois articulation présentent une bonne poursuite avec des erreurs faibles, on constate aussi que les commandes sont lisses et souples.

❖ Test de variation de charge :

L'affectation d'une charge de valeur de 4 Kg à l'instant $t=1.65$ sec montre les bonnes performances du régulateur tels qu'on constate une variation du couple pour compenser cette variation.

❖ Test de variation paramétrique :

dans le but de tester la robustesse du régulateur vis à vis la variation paramétrique, nous avons effectuer à l'instant $t=0.75$ sec des variation paramétriques sur les paramètres physique du modèle dynamique de l'ordre de 50%, les résultats obtenus montrent la bonne poursuite que les régulateurs réalisent et les couples sont lisses sauf une petite variation du couple au moment de la variation.

❖ Test de rupture de la commande :

Le but de ce test est de mesurer le pouvoir d'intervention des deux autres commandes en annulant la troisième commande.

Dans notre cas nous avons annuler la commande associée à l'articulation 2 à l'instant $t= 0.8s$ et on constate que la première et la troisième articulation continue à réaliser la poursuite.

III. 6 – Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenter quelques définitions et quelques notions de base de la théorie de la logique floue. L'architecture d'un système flou est déterminée par une meilleure compréhension des ensembles et opérateurs flous.

L'application de la commande flou au bras manipulateur PUMA 560 montre l'efficacité des systèmes flous dans la commande des systèmes nonlinéaires en générale et du robot PUMA en particulier.

Les systèmes flous exigent la disponibilité d'une expertise, par conséquent, les performances de ces derniers sont étroitement liées aux techniques d'acquisition de données et à la justesse de celles-ci[LAB,98].

Pour pallier à ces inconvénients, des méthodes d'apprentissage ont été développées, ce qui rend les systèmes flous dotés d'une capacité d'apprentissage. De ce fait, ils ont supplanté les réseaux de neurones car ils peuvent incorporer non seulement des informations linguistiques mais, ils peuvent également ajuster leurs paramètres internes par des algorithmes d'apprentissage. De plus, l'adaptation d'un système flou peut être plus rapide que celle d'un réseau de neurones du fait que ses paramètres peuvent être initialisés par de bonnes valeurs; car ils sont associés à des fonctions d'appartenance qui ont généralement un sens physique.

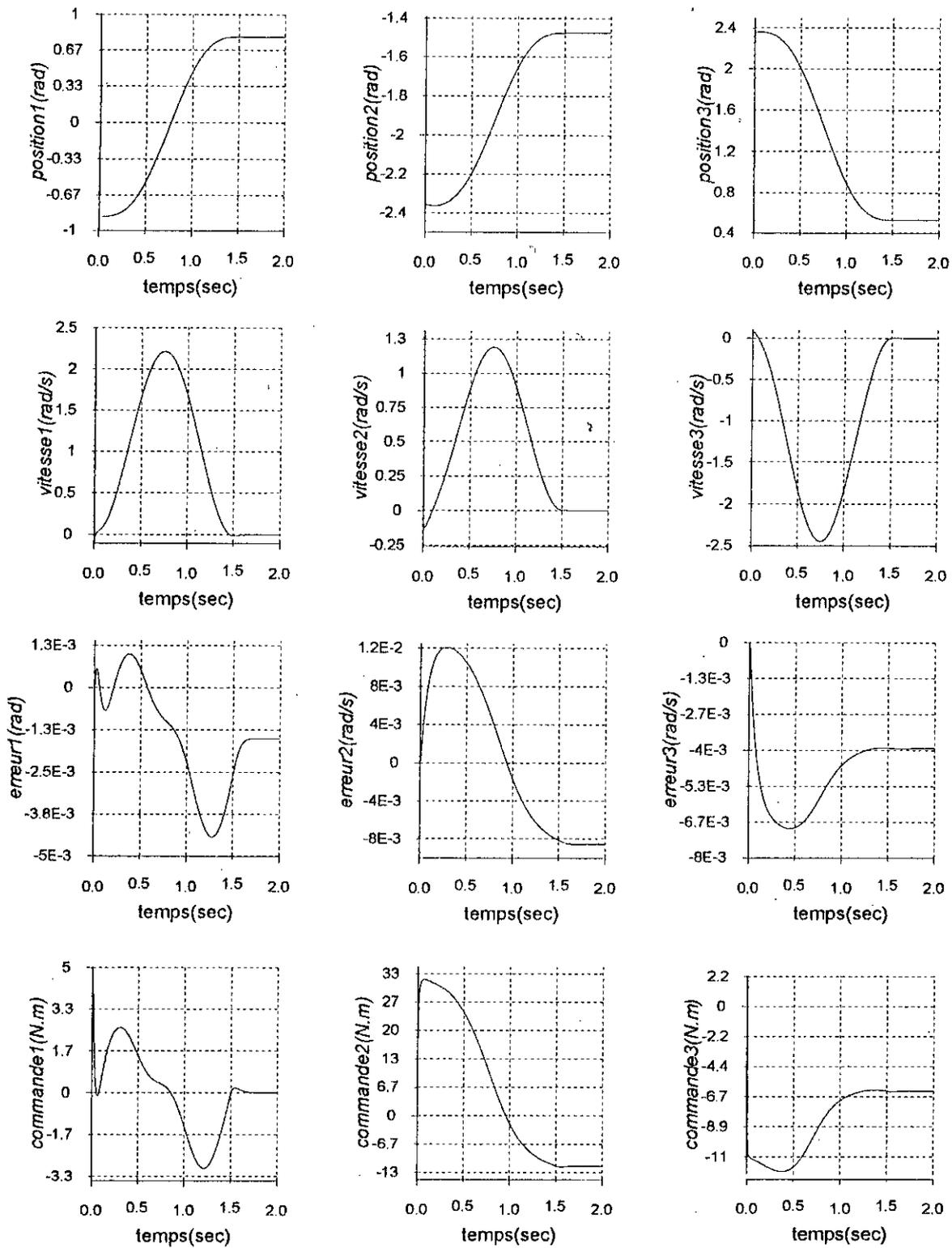


Figure 3.4: Simulation de la commande floue.

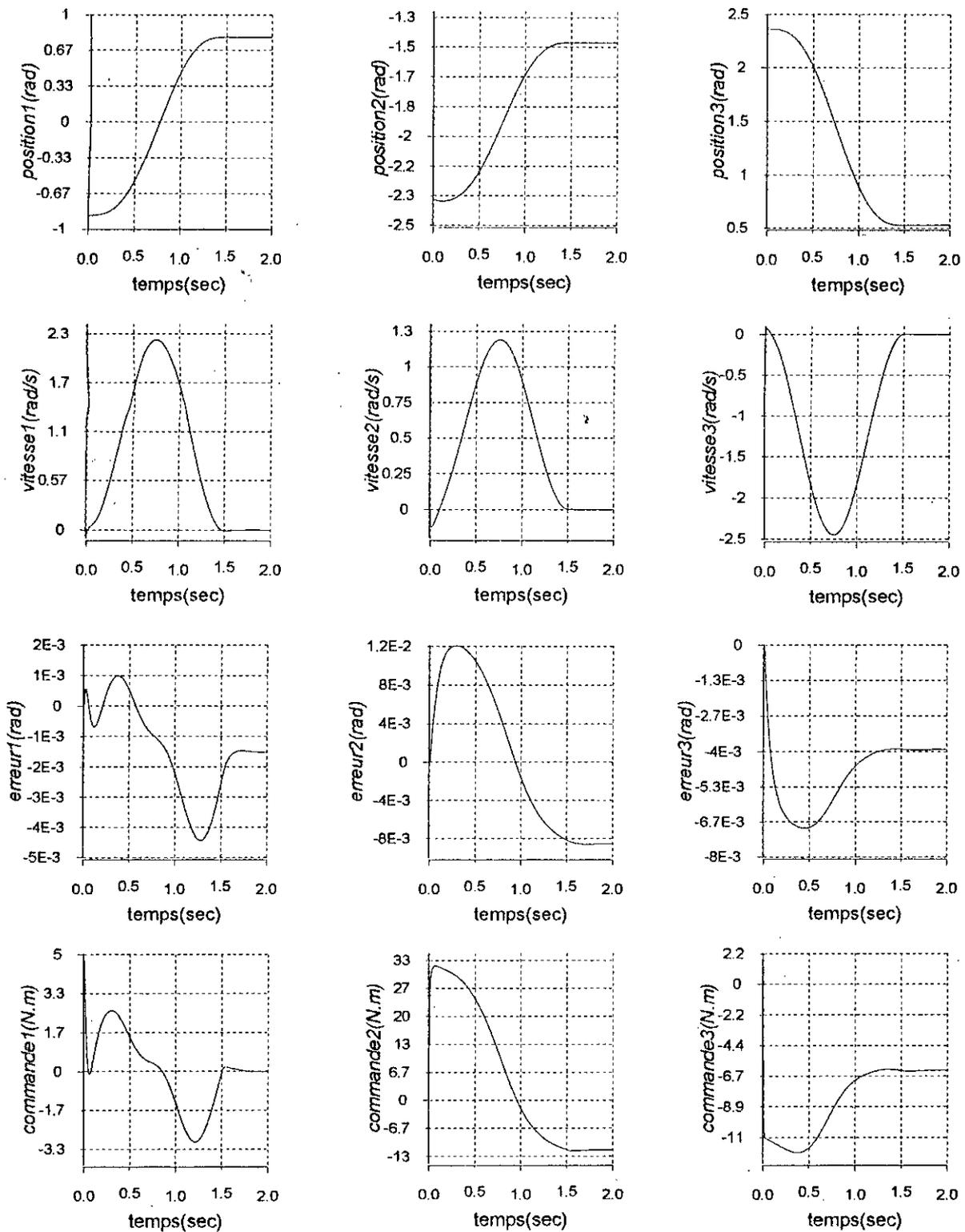


Figure 3.5 : Simulation de la commande floue avec variation paramétrique à partir de $t=1.6s$.

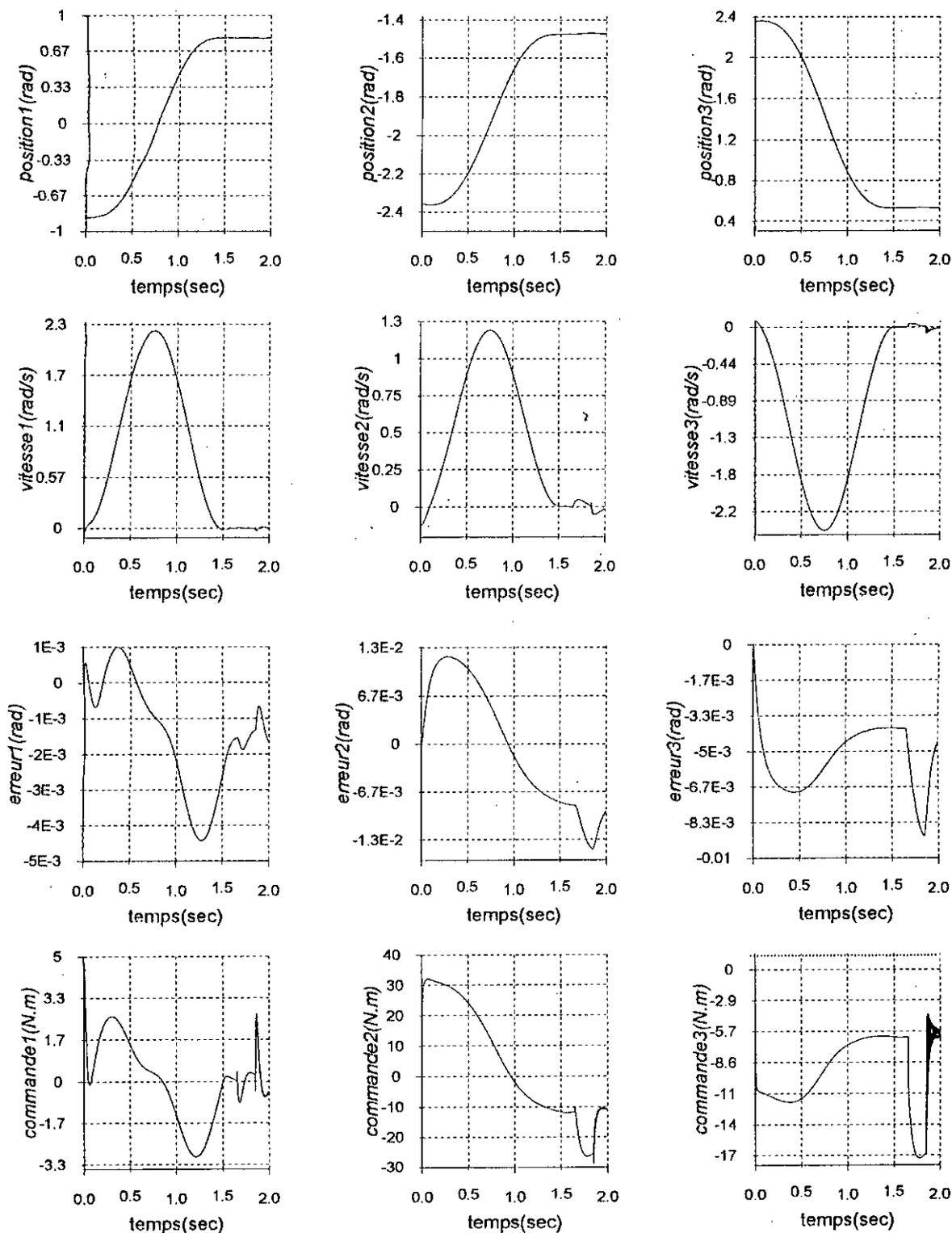


Figure 3.6 : Simulation de la commande floue avec introduction d'une charge de 4Kg entre $t=1.65s$ et $t=1.85s$.

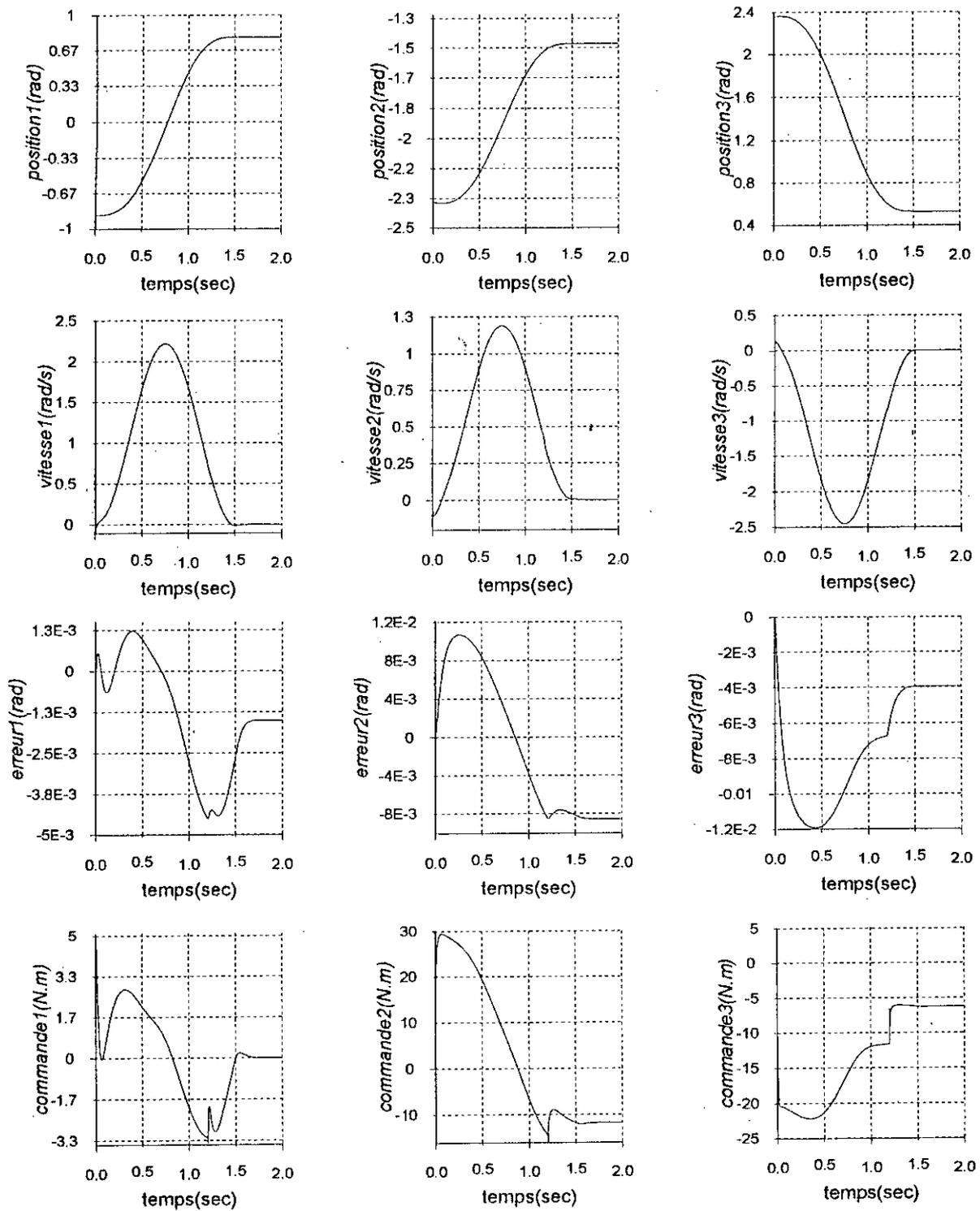


Figure 3.7: Simulation de la commande floue avec perte de charge à $t=1.2$ s.

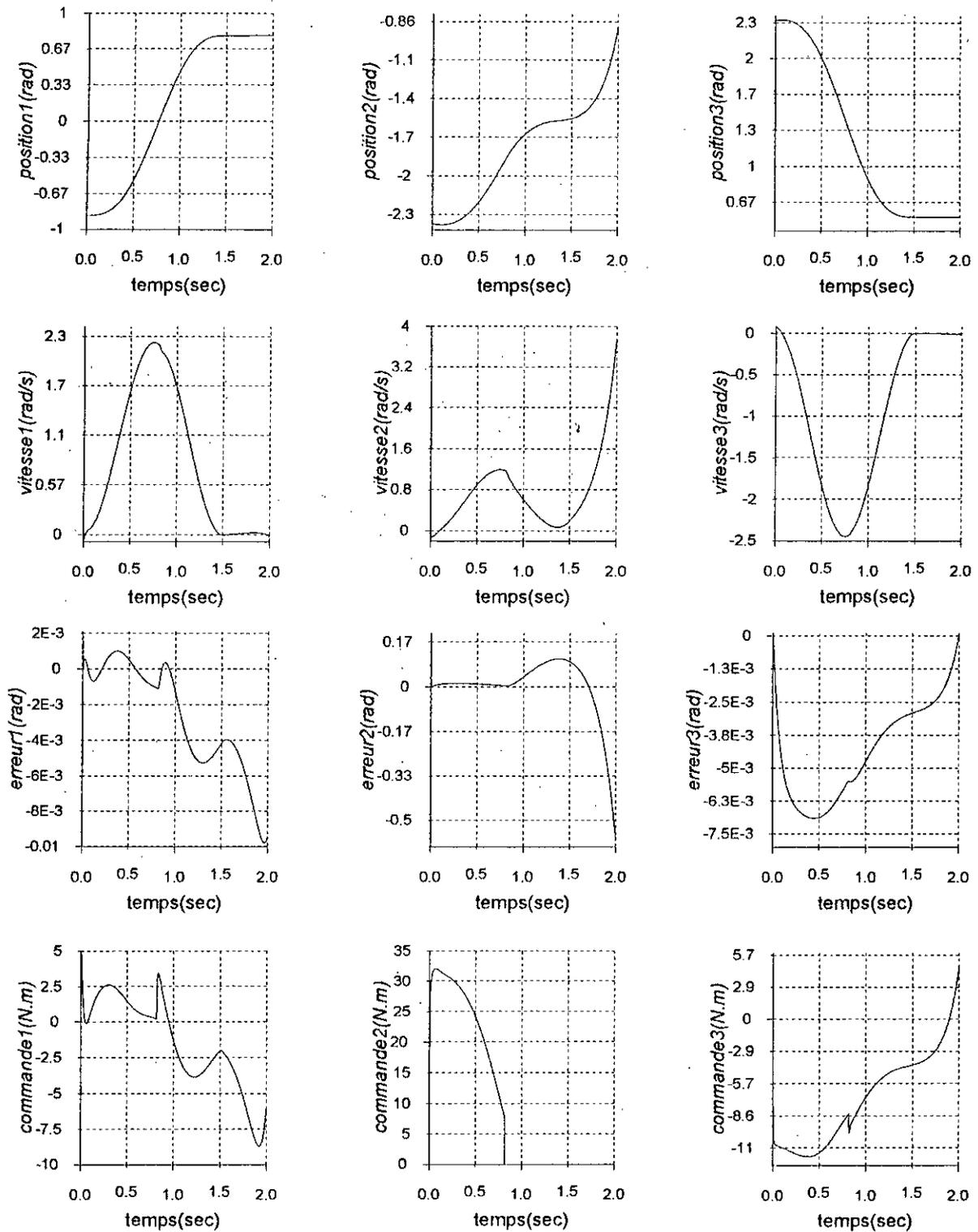


Figure 3.8 : Simulation de la commande floue avec rupture de la commande de l'articulation 2 à partir de $t=0.85s$.

*La commande décentralisée floue
adaptative*

« A new idea is delicate. It can be killed by a sneer or a yawn ; it can be stabbed to death by a quip, and worried to death by a frown on the right man's brow. »

charlie brower

Chapitre IV

La Commande Décentralisée floue Adaptative :

IV.1 : Introduction :

L'avantage essentiel de la commande adaptative est son pouvoir d'ajuster les paramètres du régulateur lorsque notre système est soumis à des perturbations d'origine quelconque, Et la commande par logique floue nous permet de commander des processus sans connaître ses équations mathématiques. En combinant ces deux commandes on pourra bénéficier de ces deux avantages .

En se basant sur cette idée nous présentons dans cette partie de notre travail la commande décentralisée floue adaptative (CDFA) appliquée pour la commande du bras manipulateur PUMA 560.

Principalement cette commande est constituée de trois actions : [TID 99]

- Action proportionnelle dérivée avec des paramètres adaptatifs pour la convergence de l'erreur .
- Action pour l'estimation des termes de couplage réalisée par un modèle flou de type sugeno adaptatif (MSF).
- Une action PID pour l'évaluation de l'erreur de reconstruction.

Pour simplifier la loi de commande nous présentons quelques reformulations de la loi de commande (CDFAR , CDFAM).

Afin de démontrer la stabilité, et la convergence de l'erreur nous proposons l'analyse par la fonction LYAPONOV candidate.

Ainsi pour appliquer cette en décentralisé nous présentons dans la section suivante la modélisation du robot PUMA560 en montrant le modèle dynamique pour chaque articulation indépendant des autres .

IV.2 : la modélisation décentralisée [SER,89]:

Reprenant l'équation dynamique qu'on a représentée dans le chapitre modélisation :

$$M(q)\ddot{q} + N(q, \dot{q}) + G(q) + H(\dot{q}) = u(t) \quad (4.1)$$

où :

$q \in R_n$, $\dot{q} \in R_n$ et $\ddot{q} \in R_n$: Représentent (resp), la position, la vitesse et l'accélération ;

$M(q) \in R_{n \times n}$: Matrice d'inertie ;

$N(q, \dot{q}) \in R_n$: Le couple et/ou forces de Coriolis et centrifuge ;

$G(q) \in R_n$: vecteur des forces et/ou couple visqueux et secs ;

$u(t) \in R_n$: vecteur des couple et/ou forces à appliquer aux articulations ;

Notons que les termes M, N, G et H sont des fonctions qui dépendent des termes de couplage qui sont les positions des différentes articulations et leurs vitesses.

Pour élaborer un régulateur décentralisé pour chaque articulation nous synthétisons trois lois de commande, et chaque régulateur dépend des positions, des articulations et des vitesses locales et indépendant des autres vitesses et positions d'autres articulations.

Essayons maintenant de reformuler la modélisation d'une manière décentralisée :

$$\left[m_{ii}(q)\ddot{q}_i(t) + \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^n m_{ij}(q)\ddot{q}_j(t) \right] + N_i(q, \dot{q}) + G_i(q) + H_i(\dot{q}) = u_i(t) \quad i=1..n. \quad (4.2)$$

où :

$$q = [q_1 \dots q_i \dots q_n]^T, \quad \dot{q} = [\dot{q}_1 \dots \dot{q}_i \dots \dot{q}_n]^T, \quad \ddot{q} = [\ddot{q}_1 \dots \ddot{q}_i \dots \ddot{q}_n]^T$$

$$G(q) = [G_1(q) \dots G_i(q) \dots G_n(q)]^T;$$

$$H(q) = [H_1(q) \dots H_i(q) \dots H_n(q)]^T;$$

$$N(q) = [N_1(q) \dots N_i(q) \dots N_n(q)]^T; \quad u(t) = [u_1(t) \dots u_i(t) \dots u_n(t)]^T$$

Posons le terme de couplage :

$$c_i(q, \dot{q}, \ddot{q}) = \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^n m_{ij}(q)\ddot{q}_j(t) + N_i(q, \dot{q}) + G_i(q) + H_i(\dot{q}) \quad (4.3)$$

Nous obtiendrons :

$$m_{ii}(q)\ddot{q}_i + c_i(q, \dot{q}, \ddot{q}) = u_i(t) \quad (4.4)$$

Les deux dernières équations représentent l'équation dynamique pour l'articulation i .

IV.3- La commande décentralisée floue adaptative(CDFA) [TID, 99]:

IV.3-1- Structure de commande :

On considère un robot rigide à n degrés de liberté, dont le modèle dynamique décentralisé de chaque articulation est décrit par l'équation 4.4.

Où : q_i, \dot{q}_i et \ddot{q}_i représentent respectivement la position, la vitesse et l'accélération de la $i^{\text{ème}}$ articulation .

Soit : $q_i^d(t), \dot{q}_i^d(t)$ et $\ddot{q}_i^d(t)$, respectivement la position, la vitesse et l'accélération désirées de la $i^{\text{ème}}$ articulation.

Soit :

$e_i(t) = q_i^d(t) - q_i(t)$: erreur en position;

$\dot{e}_i(t) = \dot{q}_i^d(t) - \dot{q}_i(t)$: erreur en vitesse;

$\ddot{e}_i(t) = \ddot{q}_i^d(t) - \ddot{q}_i(t)$: erreur en accélération;

Dans le but de synthétiser une loi de commande $u_i = u_i(q, \dot{q}, \ddot{q}, q^d, \dot{q}^d, \ddot{q}^d, t)$ qui assure la convergence asymptotique de l'erreur $e_i(t)$ vers zéro, nous réécrivons l'équation dynamique (4.4) :

$$m_{ii}(q)\ddot{e}_i = d_i(q, \dot{q}, \ddot{q}, \ddot{q}_i^d) - u_i(t) \quad (4.5)$$

$$d_i(q, \dot{q}, \ddot{q}, \ddot{q}_i^d) = c_i(q, \dot{q}, \ddot{q}) + m_{ii}(q)\ddot{q}_i^d \quad (4.6)$$

Le terme $d_i(q, \dot{q}, \ddot{q}, \ddot{q}_i^d)$ dépend des positions, des vitesses et des accélérations des différentes articulations. décomposons ce terme en deux composantes :

- Un terme représenté par une fonction f_i qui dépend des états locaux $(q_i, \dot{q}_i, \ddot{q}_i^d)$
- Un terme qui compense l'approximation de d_i par f_i représentée par l'erreur $\varepsilon_i(t)$ appelée dans certains ouvrages *erreur de reconstruction* [LEW 93]

Donc on peut écrire :

$$d_i(q, \dot{q}, \ddot{q}, \ddot{q}_i^d) = f_i(q_i, \dot{q}_i, \ddot{q}_i^d) + \varepsilon_i(t), i = 1..n \quad (4.7)$$

Soit maintenant à construire f_i par un modèle de sugeno, avec nf_1^i, nf_2^i, nf_3^i respectivement le nombre de fonction d'appartenance liée aux variables $(q, \dot{q}, \ddot{q}_i^d)$.

$$\bullet \quad f_i(q_i, \dot{q}_i, \ddot{q}_i^d) = Z_i^T A_i^* \xi_i + \varepsilon_{fi} \quad (4.8)$$

- ε_{fi} : est l'erreur de construction de f_i par un flou de Sugeno .

- $Z_i^T A_i^* \xi_i'$ est la sortie de MFS avec :

$$\bullet \quad Z_i^T = \begin{cases} 1 & \text{si MFS est d'ordre zero} \\ [1 \quad q_i \quad \dot{q}_i \quad \ddot{q}_i^d] & \text{si MFS est d'ordre 1} \end{cases}$$

$$A_i^* = \arg \min [\sup |Z_i^T A_i^* \xi_i - f_i(q_i, \dot{q}_i, \ddot{q}_i^d)|]$$

$$A_i \in \Omega_0^i \quad q_i \in \Omega_1^i, \dot{q}_i \in \Omega_2^i, \ddot{q}_i^d \in \Omega_3^i$$

où : $\Omega_0^i, \Omega_1^i, \Omega_2^i$ et Ω_3^i respectivement les domaines admissibles des variables A_i, q_i, \dot{q}_i et \ddot{q}_i^d ,

avec :

$$A_i = \begin{cases} [a'_{01} \dots a'_{0n'_i}] & \text{si MFS est d'ordre zero} \\ \begin{bmatrix} a'_{01} \dots a'_{0n'_i} \\ a'_{11} \dots a'_{1n'_i} \\ a'_{21} \dots a'_{2n'_i} \\ a'_{31} \dots a'_{3n'_i} \end{bmatrix} & \text{si MFS est d'ordre 1} \end{cases}$$

$$\xi^{i'} = [\xi_1^{i'} \dots \xi_{n'}^{i'}] \text{ et}$$

$$\xi_k^i = \frac{\mu_{1k1}^i(q_i) * \mu_{2k2}^i(\dot{q}_i) * \mu_{3k3}^i(\ddot{q}_i^d)}{\sum \mu_{1l1}^i(q_i) * \mu_{2l2}^i(\dot{q}_i) * \mu_{3l3}^i(\ddot{q}_i^d)}$$

$$k = 1 \dots n' \quad 1 \leq l_1 \leq n f_1^i$$

$$1 \leq l_2 \leq n f_2^i$$

$$\triangleright \quad 1 \leq l_3 \leq n f_3^i$$

avec :

$$k = k_1 + \sum_{j=2}^3 (k_j - 1) \prod_{l=1}^j n f_l^i$$

$$k_1 = 1 \dots n f_1^i, k_2 = 1 \dots n f_2^i, k_3 = 1 \dots n f_3^i$$

$$i = 1 \dots n$$

D'après l'équation (4.7) et (4.8) l'équation (4.5) devient :

$$m_{ii}(q)\ddot{e}_i = Z_i^T A_i^* \xi^i + \varepsilon_f^i + \varepsilon_i(t) + m_{ii}(q)\ddot{q}_i^d - u_i(t), i = 1 \dots n$$

donc pour faire converger l'erreur $e_i(t)$ vers zéro, nous choisissons :

$$u_i(t) = k_{pi}(t)e_i(t) + k_{vi}(t)\dot{e}_i(t) + Z_i^T \hat{A}_i(t)\xi^i + \hat{\mathcal{E}}_i(t)$$

➤ $k_{pi}(t)e_i(t) + k_{vi}(t)\dot{e}_i(t)$: une action intégrale proportionnelle et dérivée avec les gains $k_{pi}(t), k_{vi}(t)$ adaptatifs.

➤ $Z_i^T \hat{A}_i \xi^i$ La sortie du modèle flou (MFS) pour estimer la fonction $Z_i^T \dot{A}_i(t) \xi^i$ avec la matrice \hat{A}_i adaptative.

➤ $\hat{\mathcal{E}}_i(t)$ signal auxiliaire pour compenser les erreurs de construction :

✓ $\mathcal{E}_i(t)$ Erreur due aux termes d'interconnexion.

✓ $\mathcal{E}_f^i(t)$ erreur d'approximation de $f_i(q_i, \dot{q}_i, \ddot{q}_i^d)$ par un modèle flou $Z_i^T \dot{A}_i(t) \xi^i$

Nous verrons plus loin que dans le cas de problème de la commande centralisée ce signal auxiliaire sera réduit.

Afin de pouvoir synthétiser nous considérons les hypothèses suivantes :

- ❖ H1 : les trajectoires désirée $q_i^d(t), \dot{q}_i^d(t)$ et $\ddot{q}_i^d(t)$, $i = 1 \dots n$ sont bornées
- ❖ H2 : les éléments diagonaux de la matrice d'inertie $(m_{ii}(q))$ $i = 1 \dots n$ varient lentement par rapport au temps.
- ❖ H3 : les erreurs de reconstructions $\varepsilon_1(t), \varepsilon_2(t), \dots, \varepsilon_n(t)$ varient lentement respectivement par rapport aux signaux auxiliaires $\hat{\mathcal{E}}_1(t), \hat{\mathcal{E}}_2(t), \hat{\mathcal{E}}_3(t), \dots, \hat{\mathcal{E}}_n(t)$.

Nous considérons les lois d'adaptations suivantes :

$$\dot{k}_{pi} = \alpha_{1i} r_i e_i + \alpha_{2i} \frac{d}{dt}(r_i e_i) \quad i = 1 \dots n \quad (4.9)$$

$$\dot{k}_{vi} = \beta_{1i} r_i \dot{e}_i + \beta_{2i} \frac{d}{dt}(r_i \dot{e}_i) \quad i = 1 \dots n \quad (4.10)$$

$$\hat{A}_i(t) = \Gamma_{1i} Z_i \xi^{ir} r_i + \Gamma_{2i} \frac{d}{dt}(Z_i \xi^{ir} r_i) \quad i = 1 \dots n$$

$$\hat{\mathcal{E}}(t) = \gamma_{1i} r_i + \gamma_{2i} \frac{d}{dt}(r_i) \quad i = 1 \dots n$$

$$r_i = p_{2i} e_i + p_{3i} \dot{e}_i$$

avec :

- $\alpha_{1i}, \beta_{1i}, \gamma_{1i} > 0$; $\alpha_{2i}, \beta_{2i}, \gamma_{2i} \geq 0$ (des scalaires) ;
- Γ_{1i} et Γ_{2i} : deux matrices définies positives ;
- p_{2i} et $p_{3i} > 0$: (des scalaires).

Avec la commande ainsi choisie, les hypothèses posées et les lois d'adaptation proposées, nous pouvons démontrer [KRS 95], [LEW93] les résultats suivants :

R1 : les états q_i, \dot{q}_i et \ddot{q}_i $i = 1 \dots n$ sont bornées.

R2 : les variables $k_{pi}(t), k_{vi}(t), \hat{A}$ et $\hat{\mathcal{E}}$ $i = 1 \dots n$ sont bornées.

R3 : la convergence asymptotique vers zéro des erreurs $e_i(t)$ $i = 1 \dots n$

IV.3-2-Schéma de principe [TID, 99] :

Le schéma suivant représente la structure de la loi de commande avec ces différentes actions sur le système, noter qu'on a choisi le signal auxiliaire $\hat{\varepsilon}_i$ de type (PID) pour compenser l'erreur de reconstruction due aux différentes interconnexions.

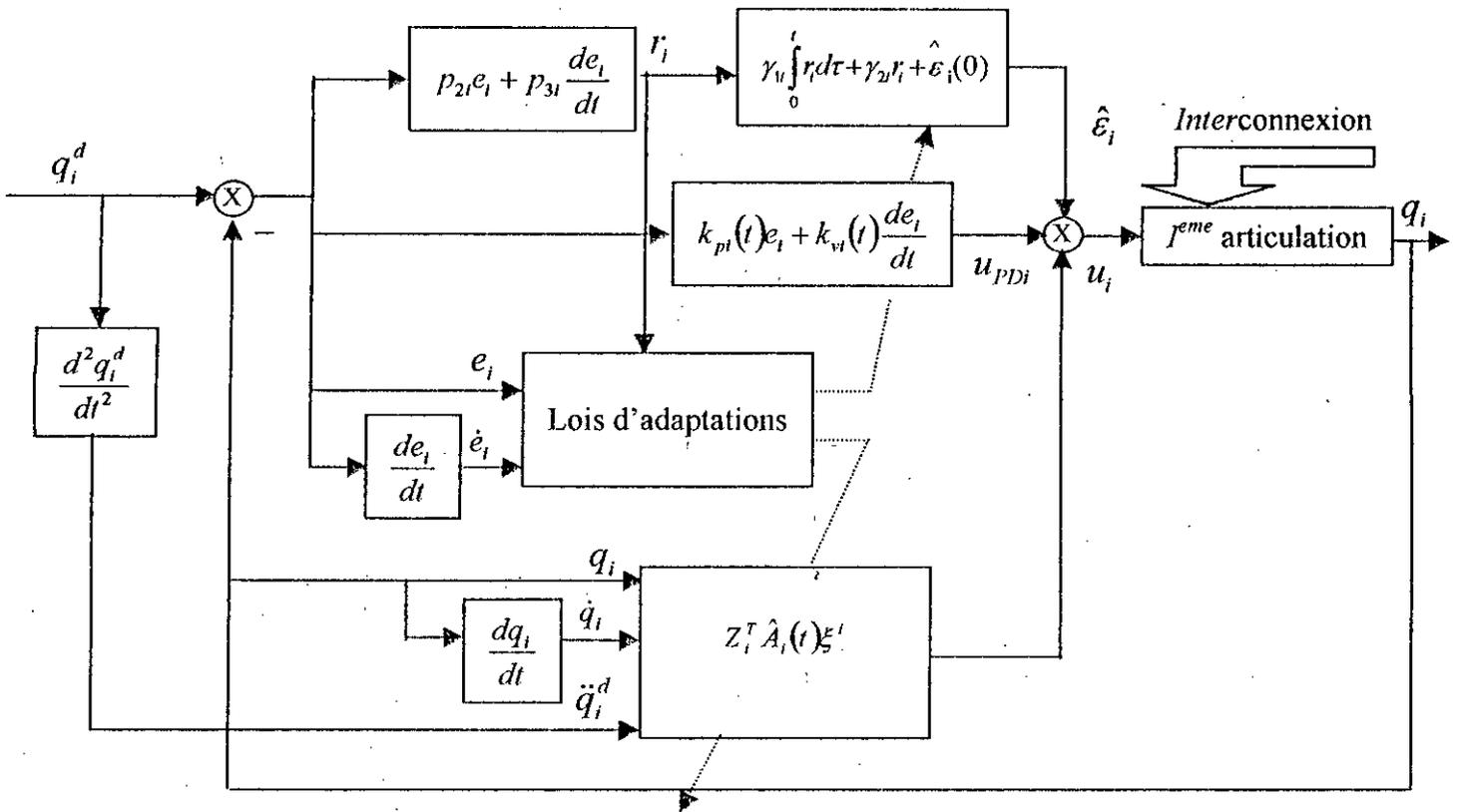


Figure 4.1 : Schéma de principe de la CDEFA.

IV.4 – Application sur le robot PUMA 560 :

L'application de loi de commande CDEFA sur un bras manipulateur (PUMA 560) avec l'association pour chaque articulation un régulateur composé du modèle de sugeno d'ordre zéro avec deux fonctions d'appartenances associées à chaque entrée, donc nous aurons Un modèle flou à six règles, nous avons utilisé la méthode de runge_kutta d'ordre 4 pour la simulation avec un pas de simulation égal à 0.5 ms.

On associe à chaque entrée de régulateur (les vitesses et les positions des trois articulations) deux fonctions d'appartenance triangulaire comme la figure suivante le montre :

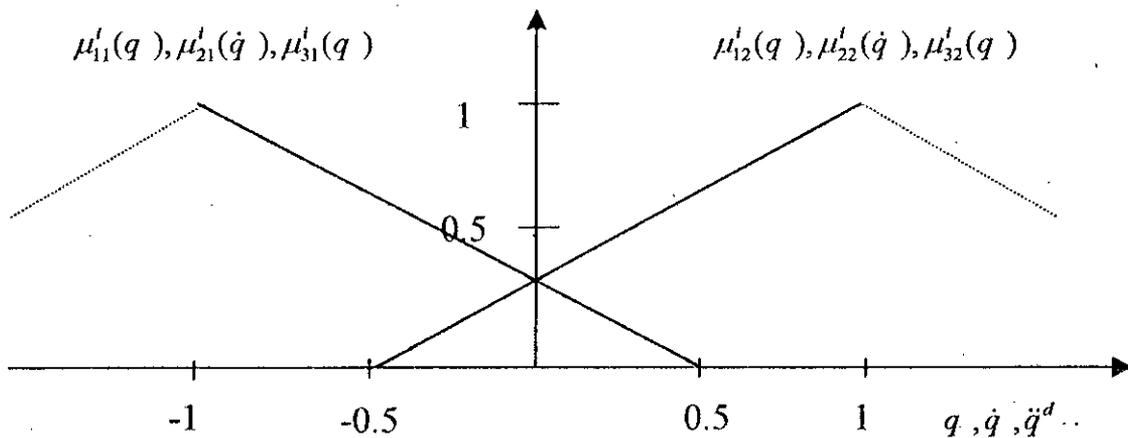


Figure 4.2 : Les différentes fonctions d'appartenance.

Nous proposons dans la table suivante les paramètres de la loi de commande :

	Symboles des paramètres	Première articulation	Deuxième articulation	troisième articulation
Erreur filtrée r_i	p_{1i} , p_{2i}	3000 ; 500	3000 ; 500	3000 ; 500
Action adaptative PD $k_{p_i}e_i + k_{v_i}\dot{e}_i$	$\alpha_{1i} , \alpha_{2i}$ β_{1i} , β_{2i}	39.3 ; 0.093 ; 39.3 ; 0.093 ;	39.3 ; 0.093 ; 39.3 ; 0.093 ;	39.3 ; 0.093 ; 39.3 ; 0.093 ;
Signal auxiliaire	$\gamma_{1i} , \gamma_{2i}$	0.1 ; 1	0.1 ; 1	0.1 ; 1
Facteur de normalisation	q_i , \dot{q}_i	4 ; 5.33	4 ; 5.33	4 ; 5.33
Modèle flou $Z_i^T \hat{A}_i(t) \xi^i$	$\Gamma_{1i} , \Gamma_{2i}$	$30 \times I_{1 \times 4} ; 0.0 \times I_{1 \times 4}$	$50 \times I_{1 \times 4} ; 0.0 \times I_{1 \times 4}$	$50 \times I_{1 \times 4} ; 0.0 \times I_{1 \times 4}$

Tableau 4.1 : Les différents paramètres de la CDFA.

IV.3-4-Interprétation des résultats :

❖ **Test sans charge :**

Les figures (4.1) montre les différentes réponses pour chaque articulations , nous remarquons que les trois commandes sont lisses pour la deuxième et la troisième articulation et notre régulateur réalise la poursuite avec une erreur inférieure à 0.003 (rad) pour l'articulation1,0.005 pour l'articulation2 et 0.01 pour l'articulatio3.durant tout l'intervalle de simulation .

❖ **Test de variation de la charge :**

L'introduction d'une masse de valeur de 4 kg à l'instant t=1.65 secs, perturbe notre régulateur qui assure en dépit de cette variation une poursuite satisfaisante.

❖ **Test de variation paramétrique :**

La figure (4.3) montre l'état des différentes articulations avec l'introduction d'une variation sur les paramètres de l'ordre de 50% à l'instant t=1.75 secs. Nous constatons la robustesse de notre régulateur vis à vis cette variation.

❖ **Test de rupture de la commande :**

Avec ce test on montre qu'en dépit de l'annulation de la commande associée à l'articulation 2, les régulateurs associés aux articulations 1 et 3 continuent à assurer la poursuite .

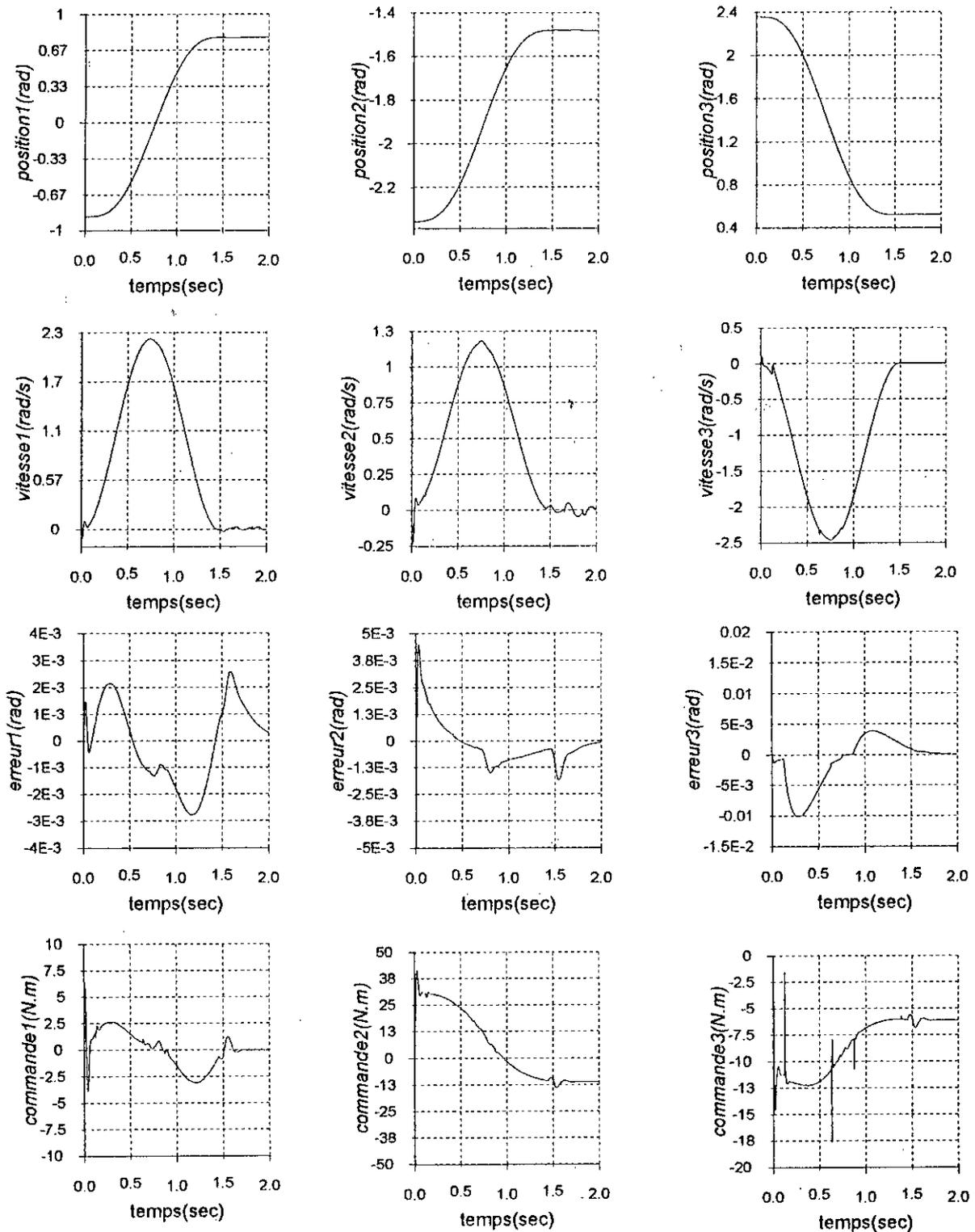


Figure 4.3 : Simulation de la CDFA.

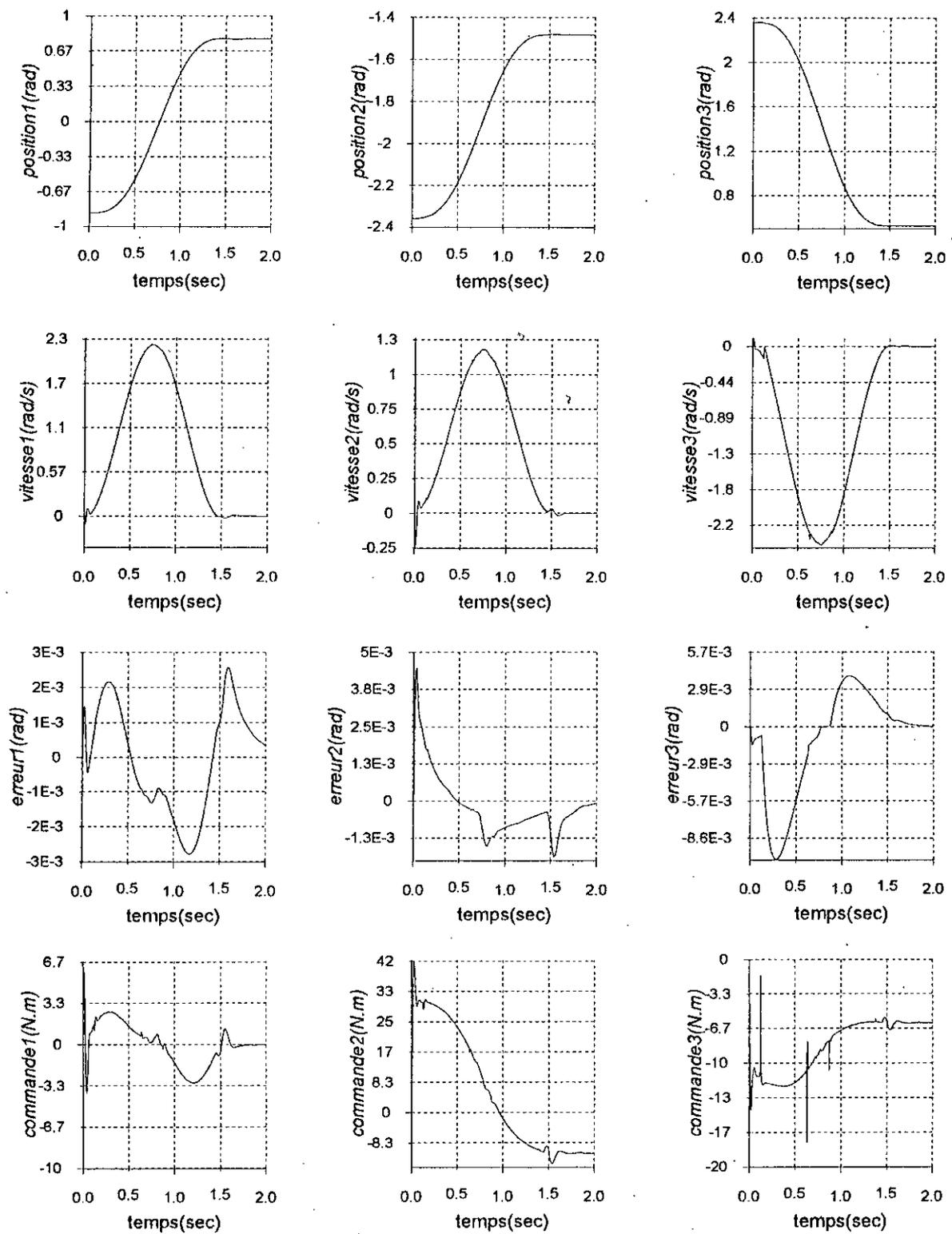


Figure 4.4 : Simulation de la CDFA avec variation paramétrique de l'ordre de 50%.

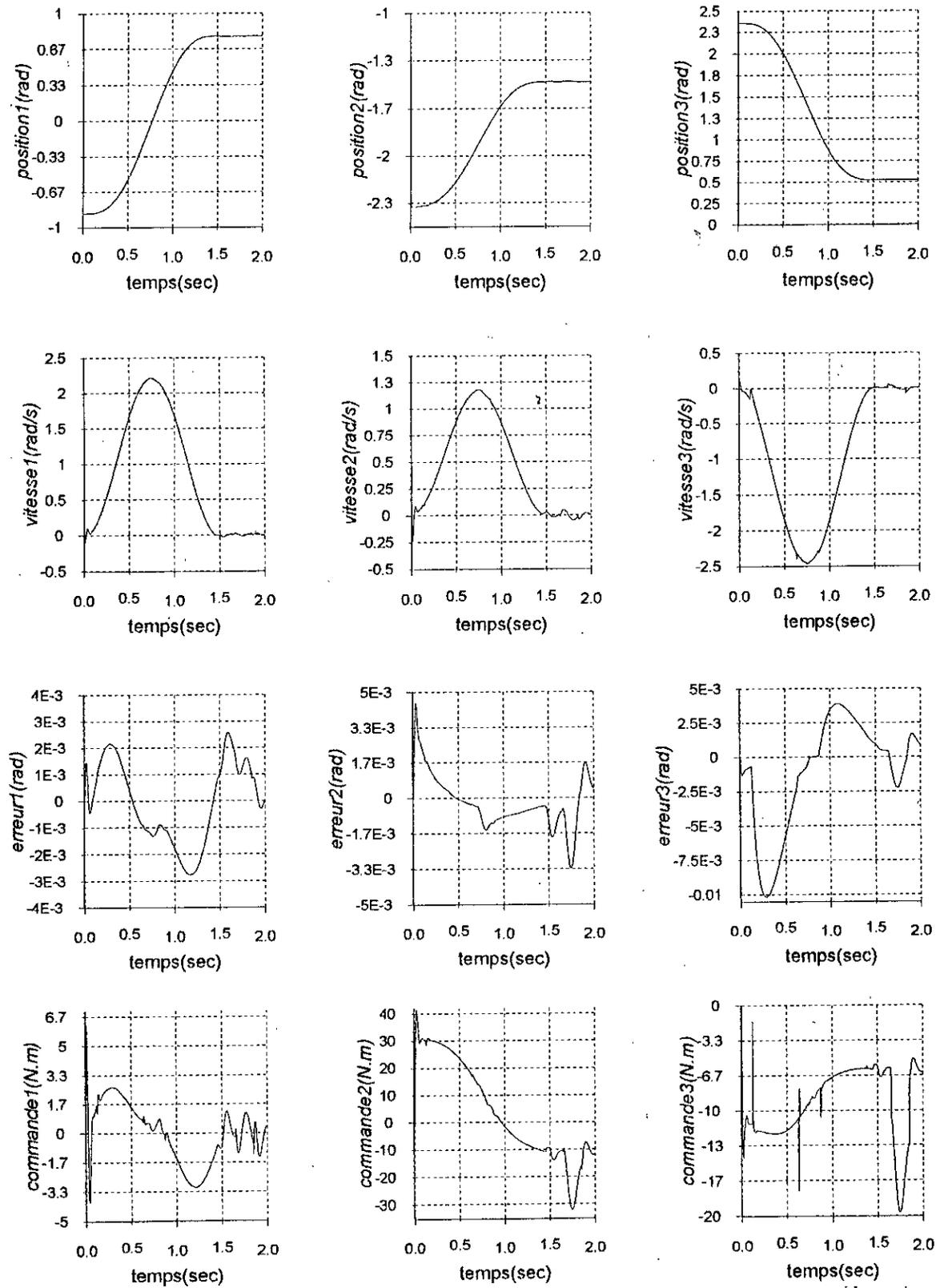


Figure 4.5: Simulation de la CDFA avec variation de la charge de l'ordre de 100% entre $t = 1.65$ s et $t = 1.85$ s.

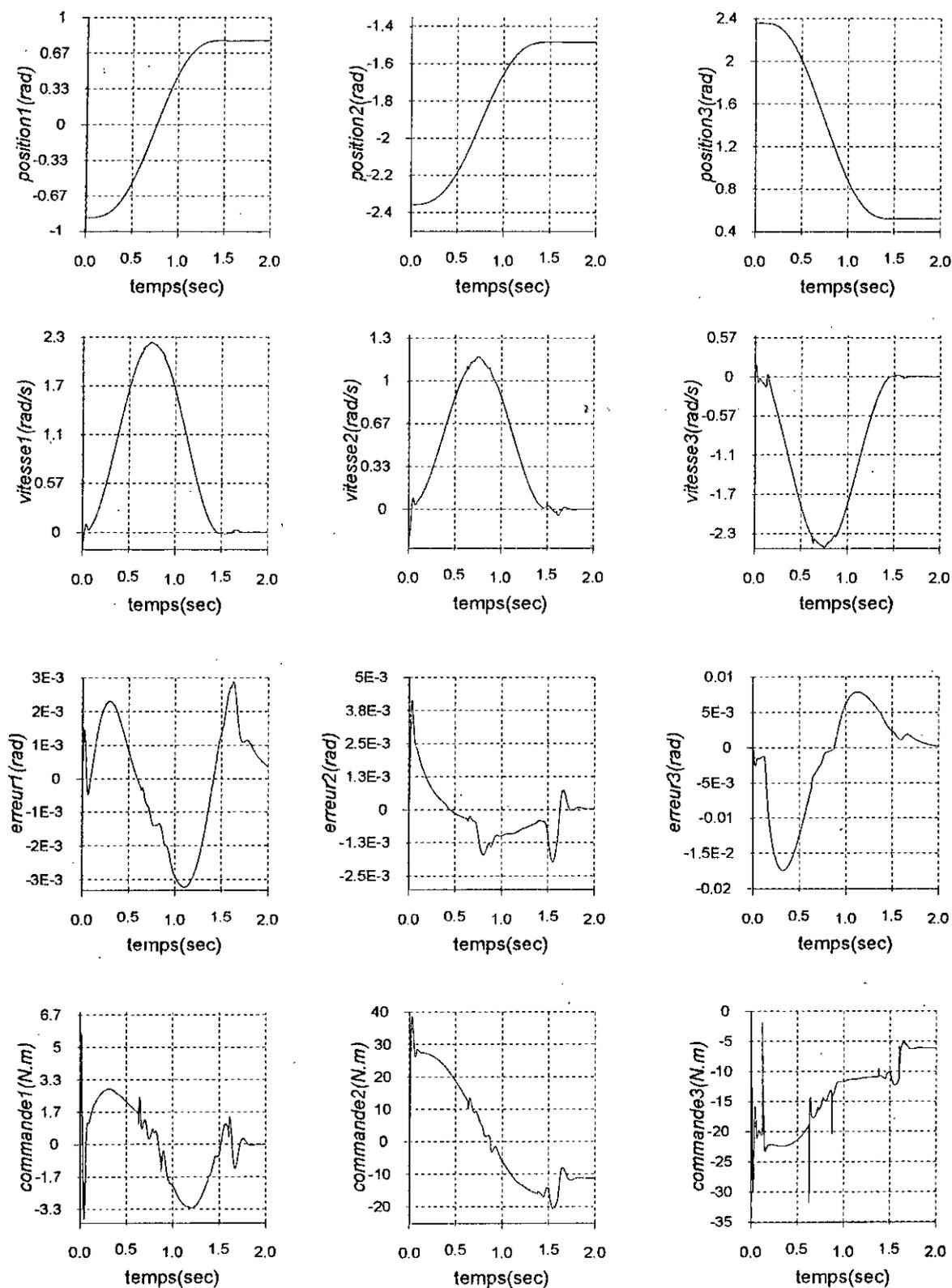


Figure 4.6: Simulation de la CDFA avec perte de la charge à l'instant t=1.6s.

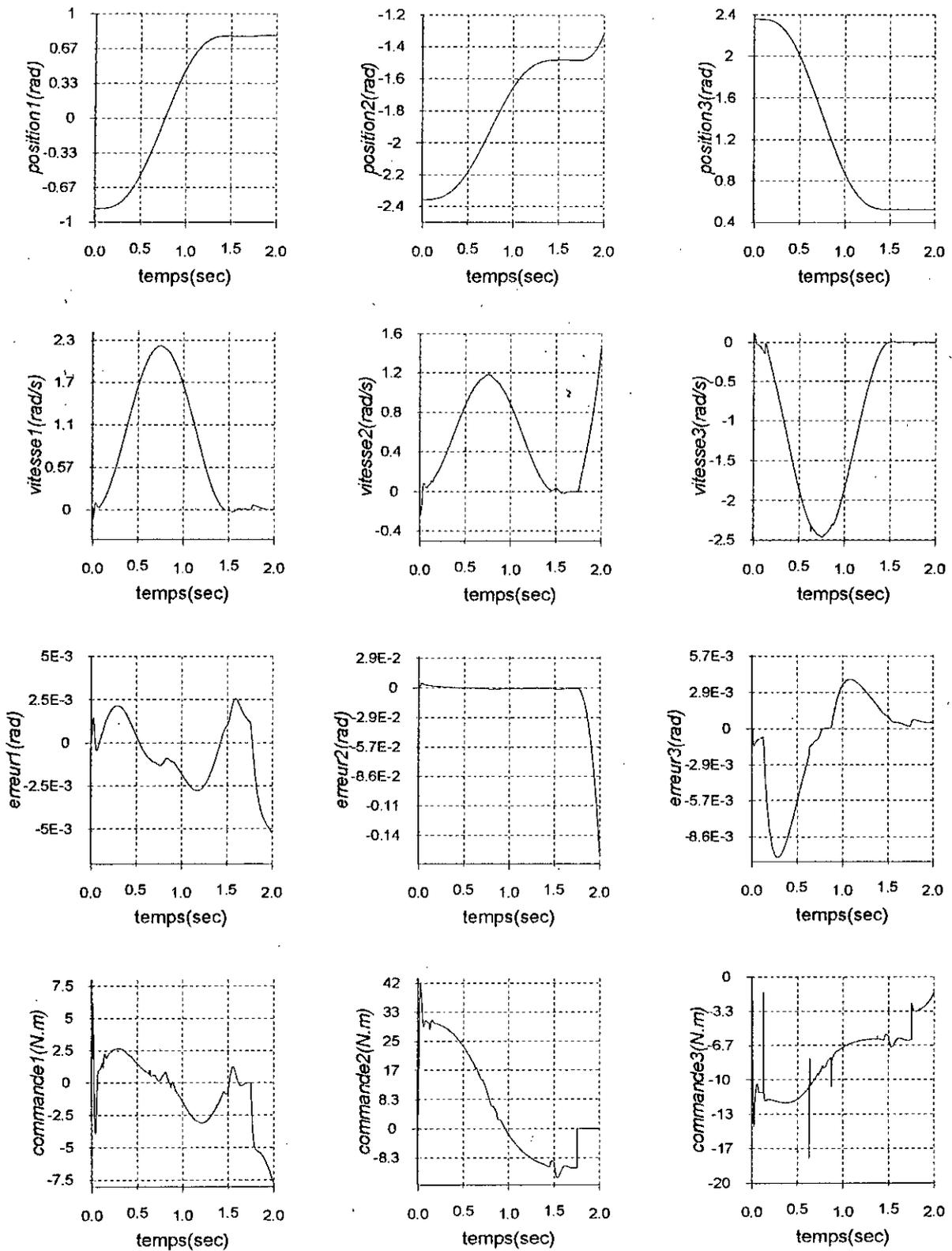


Figure 4.7 : Simulation de la CDFA avec rupture de la commande de l'articulation 2 à t=1.75s.

IV.4 : Commande décentralisée floue adaptative robuste CDFAR :

IV.4-1 – Structure de commande :

Afin de simplifier le modèle flou (MFS) utilisé pour l'estimation des termes de couplages, nous proposons un modèle avec seulement deux entrées (q_i, \dot{q}_i) au lieu de trois entrées $(q_i, \dot{q}_i, \ddot{q}_i^d)$.

Cette simplification n'est valable que pour les robots ayant le terme d'inertie $m_u(q)$ bornée.

Pour cela reprenant l'équation (4.5) :

$$m_u(q)\ddot{e}_i = c_i(q, \dot{q}, \ddot{q}) + m_u(q)\ddot{q}_i^d - u_i(t).$$

Nous utiliserons un modèle flou de type Sugeno (MFS) à deux entrées pour estimer les termes de couplage :

$c_i(q, \dot{q}, \ddot{q}) = f_i(q_i, \dot{q}_i) + \varepsilon_i(t)$, on estime $f_i(q_i, \dot{q}_i)$ par un modèle flou :

$$f_i(q_i, \dot{q}_i) = Z_i^T A_i^* \varepsilon_f + \varepsilon_f$$

où :

$$\diamond Z_i^T = \begin{cases} 1 & \text{si MFS est d'ordre zero} \\ [1 \quad q_i \quad \dot{q}_i] & \text{si MFS EST d'ordre 1} \end{cases}$$

$$A_i^* = \arg \min [\sup |Z_i^T A_i \xi_i - f_i(q_i, \dot{q}_i)|]$$

$$\diamond A_i \in \Omega_0^i \quad q_i \in \Omega_1^i, \dot{q}_i \in \Omega_2^i$$

où Ω_0^i, Ω_1^i et Ω_2^i respectivement les domaines admissibles des variables A_i, q_i et \dot{q}_i

avec :

$$A_i = \begin{cases} [a'_{01} \dots a'_{0n_r}] & \text{si MFS est d'ordre zero} \\ \begin{bmatrix} a'_{01} \dots a'_{0n_r} \\ a'_{11} \dots a'_{1n_r} \\ a'_{21} \dots a'_{2n_r} \\ a'_{31} \dots a'_{3n_r} \end{bmatrix} & \text{si MFS est d'ordre 1} \end{cases}$$

$$\xi_{ir} = [\xi_1^i \dots \xi_{n_r}^i] \text{ et}$$

$$\xi_k^i = \frac{\mu_{1k1}^i(q_i) * \mu_{2k2}^i(\dot{q}_i)}{\sum_{k=1 \dots n_r} \mu_{1l1}^i(q_i) * \mu_{2l2}^i(\dot{q}_i)}$$

$$k = 1 \dots n_r \quad 1 \leq l_1 \leq n_f_1^i \quad 1 \leq l_2 \leq n_f_2^i$$

avec :

$$k = k_1 + (k_2 - 1)n_f_2^i$$

$$k_1 = 1 \dots n_f_1^i, k_2 = 1 \dots n_f_2^i$$

$$i = 1 \dots n$$

avec ces définitions on peut écrire :

$$m_{ii}(q)\ddot{e}_i = Z_i^T A_i^* \xi^i + \varepsilon_f^i + \varepsilon_i(t) + m_{ii}(q)\ddot{q}_i^d - u_i(t), i = 1 \dots n$$

pour faire converger l'erreur e_i vers zéro nous proposons la loi de commande suivante :

$$u_i(t) = k_{pi}(t)e_i(t) + k_{vi}(t)\dot{e}_i(t) + Z_i^T \hat{A}_i(t)\xi^i + \hat{\mathcal{E}}_i(t) + u_{si}$$

avec u_{si} est le terme de robustesse pour compenser $m_{ii}(q)\ddot{q}_i^d$.

Avec cette loi de commande nous obtenus l'équation dynamique de l'erreur suivante :

$$m_{ii}(q)\ddot{e}_i(t) + k_{pi}(t)e_i(t) + k_{vi}(t)\dot{e}_i(t) = Z_i^T \tilde{A}_i(t)\xi^i + \tilde{\mathcal{E}}_i(t) + (m_{ii}(q)\ddot{q}_i^d - u_{si}) \quad (4.11)$$

avec $\tilde{A}_i = \dot{A}_i - \hat{A}_i$; $\tilde{\mathcal{E}}_i = \dot{\mathcal{E}}_i - \hat{\mathcal{E}}_i$.

afin de proposer le terme de robustesse nous posons l'hypothèse suivante :

H4 : l'inertie $m_{ii}(q)$ est bornée :

$$m_{ii}(q) \leq k_{sti}, \forall q$$

en considérant les hypothèses précédentes H1, H2, H3 et H4 et en choisissant :

$$u_{si} = k_{sti} |\ddot{q}_i^d| \text{sign}(r_i), \quad i = 1 \dots n$$

avec

$$r_i = p_{2i}e + p_{1i}\dot{e}, \quad p_{1i}, p_{2i} > 0.$$

nous arrivons aux résultats suivant :

R1 : les états q_i, \dot{q}_i et \ddot{q}_i $i = 1 \dots n$ sont bornés.

R2 : les variables $k_{pi}(t), k_{vi}(t)$ et \hat{A}_i $i = 1 \dots n$ et les commandes sont bornées.

R3 : la convergence asymptotique vers zéro des erreurs $e_i(t)$, $i = 1 \dots n$.

Nous proposons dans l'annexe A la démonstration de ces résultats.

IV.4 -2 - Schéma de principe :

Le schéma de principe suivant nous montre les différents termes de la loi de commande où l'action de robustesse apparaît :

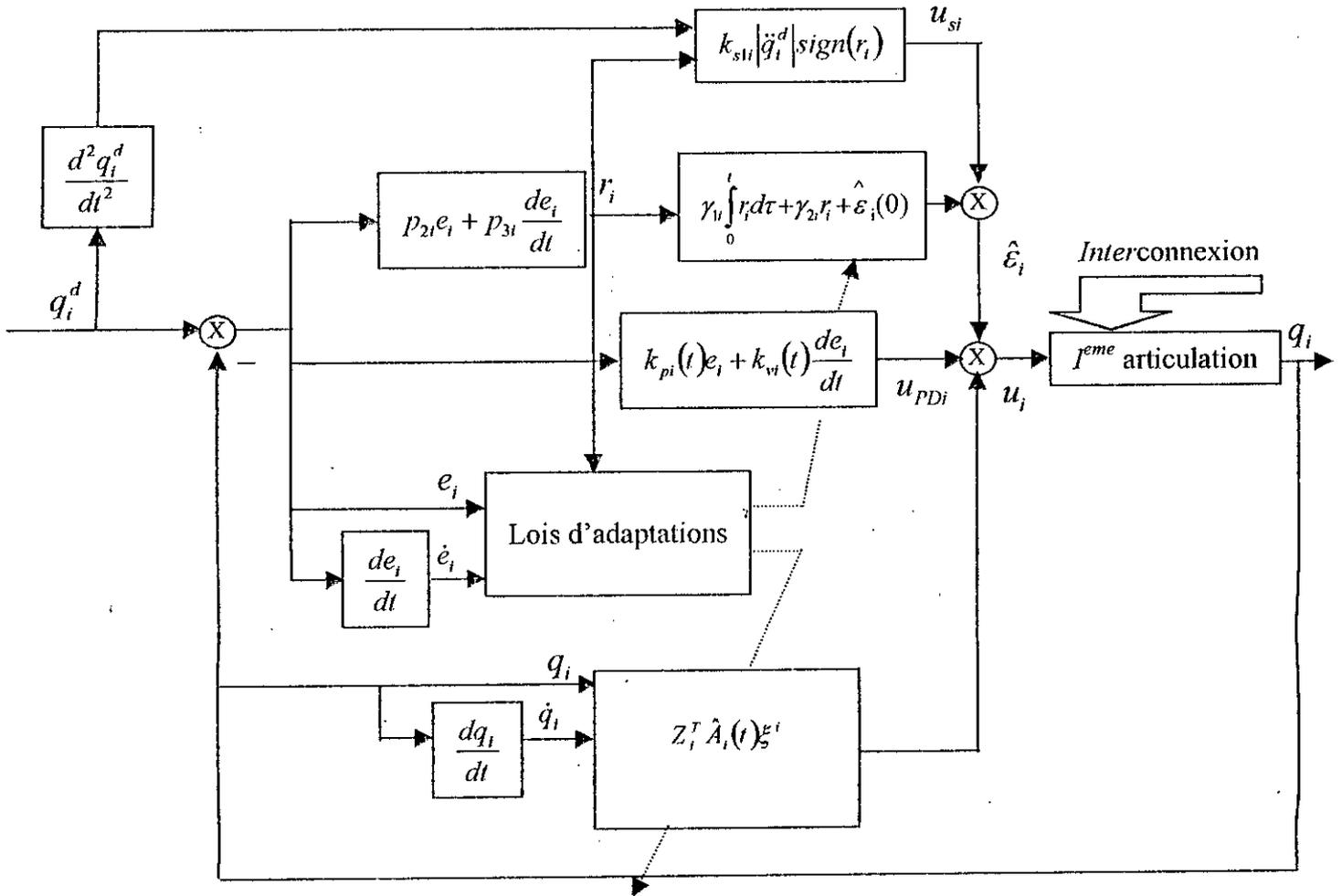


Figure 4.8 : Schéma de principe de la CDFAR.

Notons que le terme $\text{sign}(\cdot)$ définie dans le terme de robustesse $u_{si}(t)$ causera des discontinuités dans la commande, ce qui posera des problèmes pratiques aux niveau des actionneurs (réalisation des commandes), et pose aussi des problèmes sur la validité des hypothèses.

Quelques fonctions continues sont définies dans certains ouvrages pour résoudre ce problème:

- $c_{\delta}(r_i) = \frac{r_i}{|r_i| + \delta_i}$ où $\delta_i =$ petite constante.

- $M(r_i) = \frac{r_i}{(|r_i| + \delta_{oi} / (1 + \delta_{vi} |e_i|))}$

appelée fonction améliorée.

- on trouve aussi la fonction saturation définie par :

$$\text{sat}\left(\frac{r_i}{\Delta_i}\right) = \begin{cases} \frac{r_i}{\Delta_i} & \text{si } |r_i| \leq \Delta_i \\ \text{sign}(r_i) & \text{si } |r_i| > \Delta_i \end{cases}$$

où Δ_i est une fonction positive

IV.4 – 3– Application de la CDFAR sur PUMA 560 :

On associe à chaque entrée de notre régulateur (les vitesse et les positions des trois articulations) deux fonction d'appartenance triangulaire comme la figure suivante le montre :

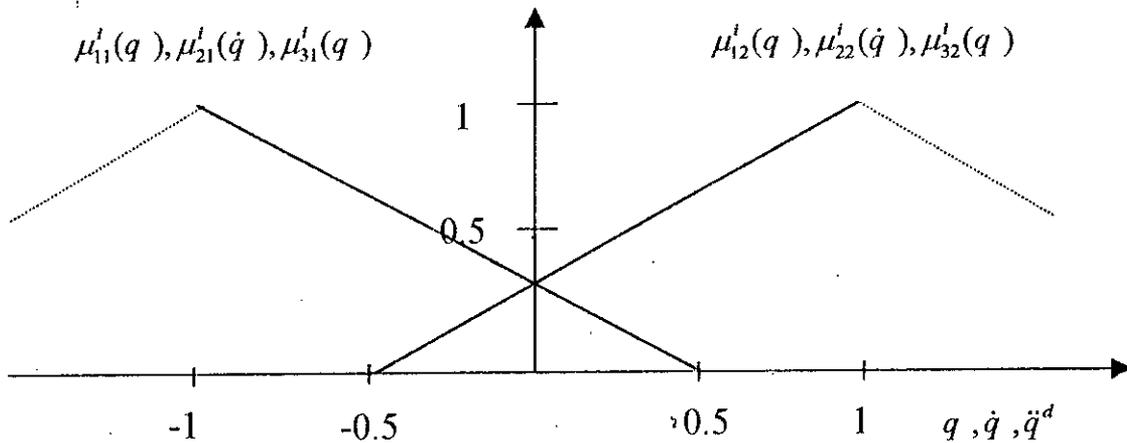


Figure 4.9 : Les différentes fonctions d'appartenance.

Dans cette section on présentera les résultats obtenus lorsqu'on applique la loi de commande CDFAR sur PUMA560 .

Le tableau suivant nous résume la structure de modèle flou utilisé pour chaque articulation :

Articulation	1	2	3
Entrée du système flou	q_1, \dot{q}_1	q_2, \dot{q}_2	q_3, \dot{q}_3
N ^{be} de règles floue	4	4	4

Tableau 4.2 : Les différents paramètres du modèle flou utilisé.

❖ Les paramètres de régulateur sont :

Les fonctions d'appartenance sont triangulaires, et on associe un régulateur pour chaque articulation, la table suivante regroupe les paramètres de la loi de commande :

	Symboles des paramètres	Première articulation	deuxième articulation	troisième articulation
Erreur filtrée r_i	p_{1i} , p_{2i}	300 ; 100	300 ; 100	300 ; 100
Action PD adaptative $k_{pi}e_i + k_{vi}\dot{e}_i$	$\alpha_{1i} , \alpha_{2i}$ β_{1i} , β_{2i}	930 ; 9.3 93 ; 9.3	930 ; 9.3 93 ; 9.3	930 ; 9.3 93 ; 9.3
Facteur de normalisation	q_i , \dot{q}_i	4 ; 5.33	4 ; 5.33	4 ; 5.33
Modèle flou $Z_i^T \hat{A}_i(t) \xi^i$	$\Gamma_{1i} , \Gamma_{2i}$	$80.5 \times I_{1 \times 4}$; $0.0 \times I_{1 \times 4}$	$80.5 \times I_{1 \times 4}$; $0.0 \times I_{1 \times 4}$	$80.5 \times I_{1 \times 4}$; $0.0 \times I_{1 \times 4}$
Signal auxiliaire	$\gamma_{1i} , \gamma_{2i}$	0.1 ; 0	0.1 ; 0	0.1 ; 0
Terme de robustesse	k_{si}	6	8.5	1.5

Tableau 4.3 : Les paramètres de la CDFAR.

Où k_{st} sont choisis d'une façon à satisfaire l'hypothèse 4.

IV.4 –4 – Résultats des simulations :

La figure (4.1) montre les différentes réponses des articulations du bras manipulateur excitées par la loi de commande CDFAR. Les résultats montrent que l'erreur est inférieure à 4×10^{-5} rad sur tout l'intervalle de temps défini, nous remarquons aussi que le phénomène de "chattering" est présent dans les trois commandes et qui disparaît dans le régime permanent.

Notons que les chattering sont présents dans la commande associée à l'articulation 1, où le gravitationnel est nul.

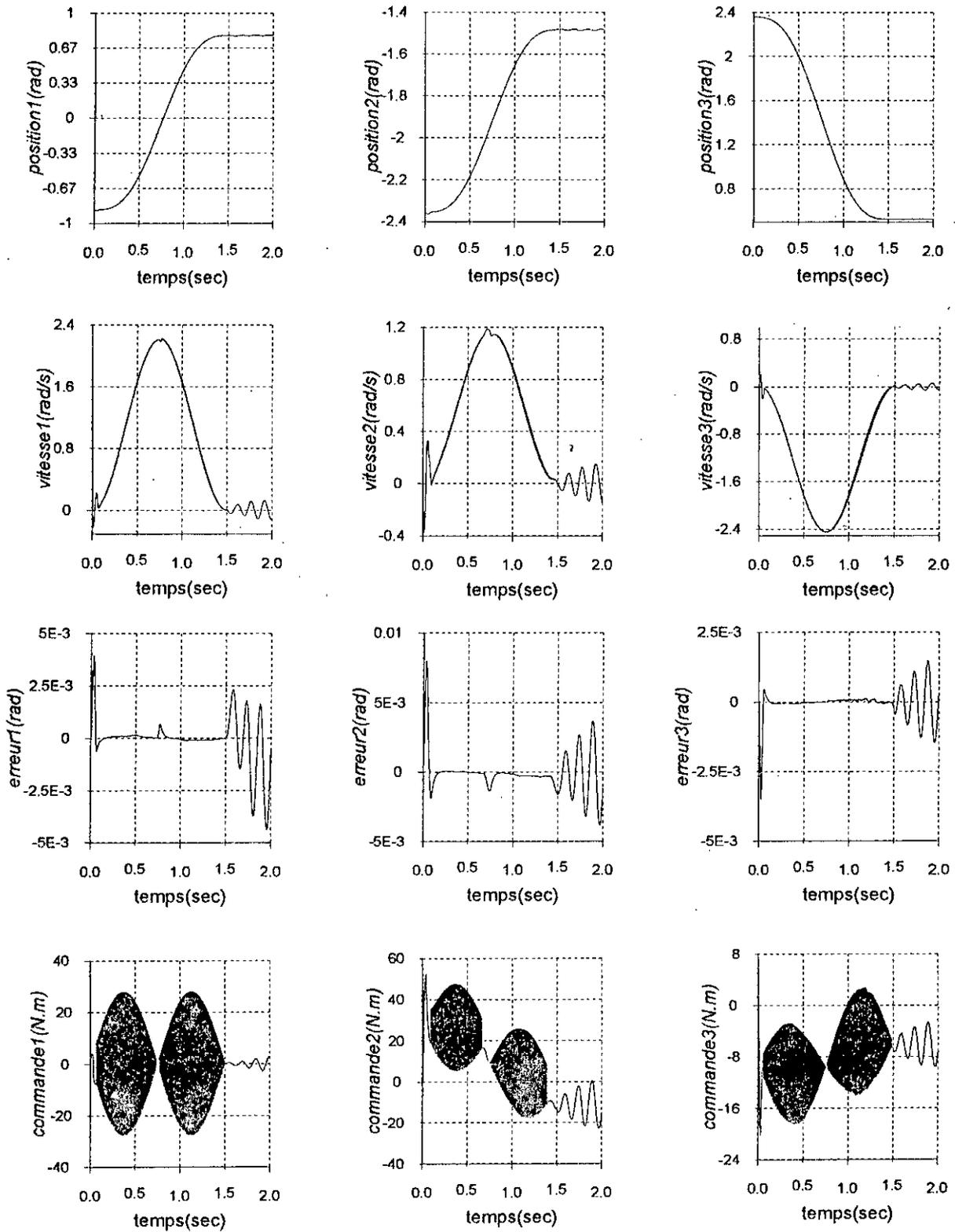


Figure 4.10: Simulation de la CDFAR.

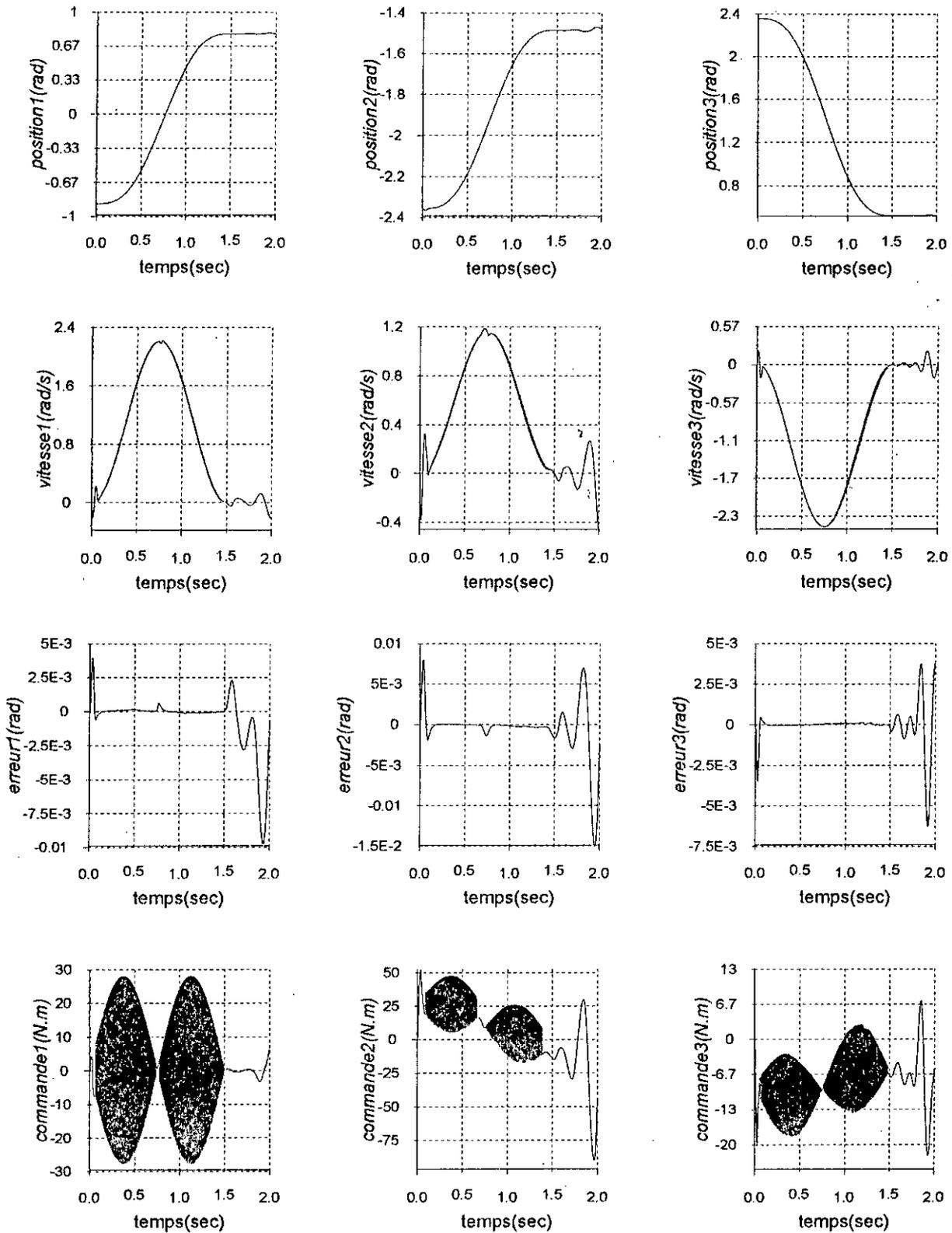


Figure 4.11 : Simulation de la CDFAR avec variation paramétrique entre $t=1.65s$ et $t=1.85s$.

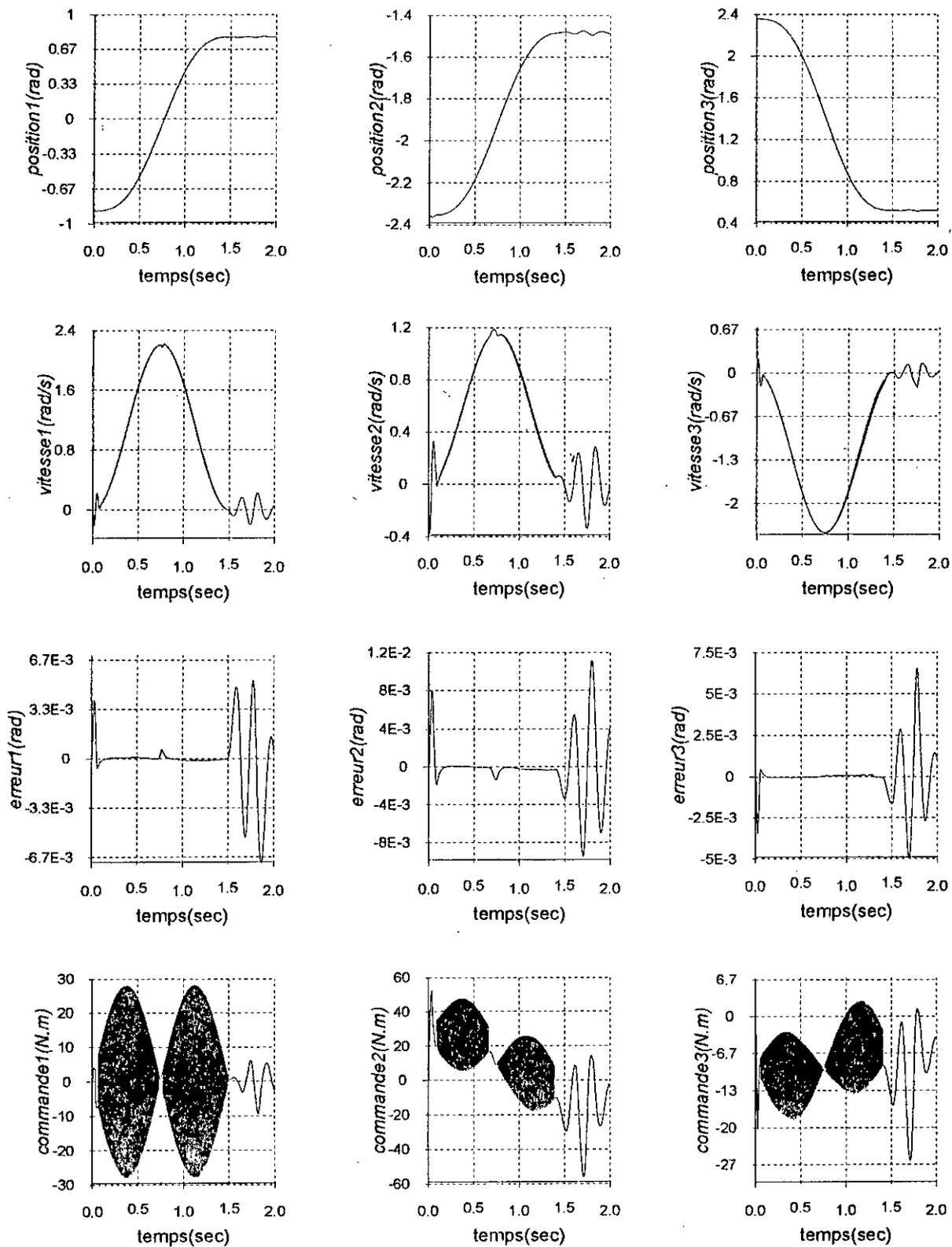


figure 4.12: Simulation de la CDFAR avec variation de la charge entre $t=1.65s$ et $t=1.85s$.

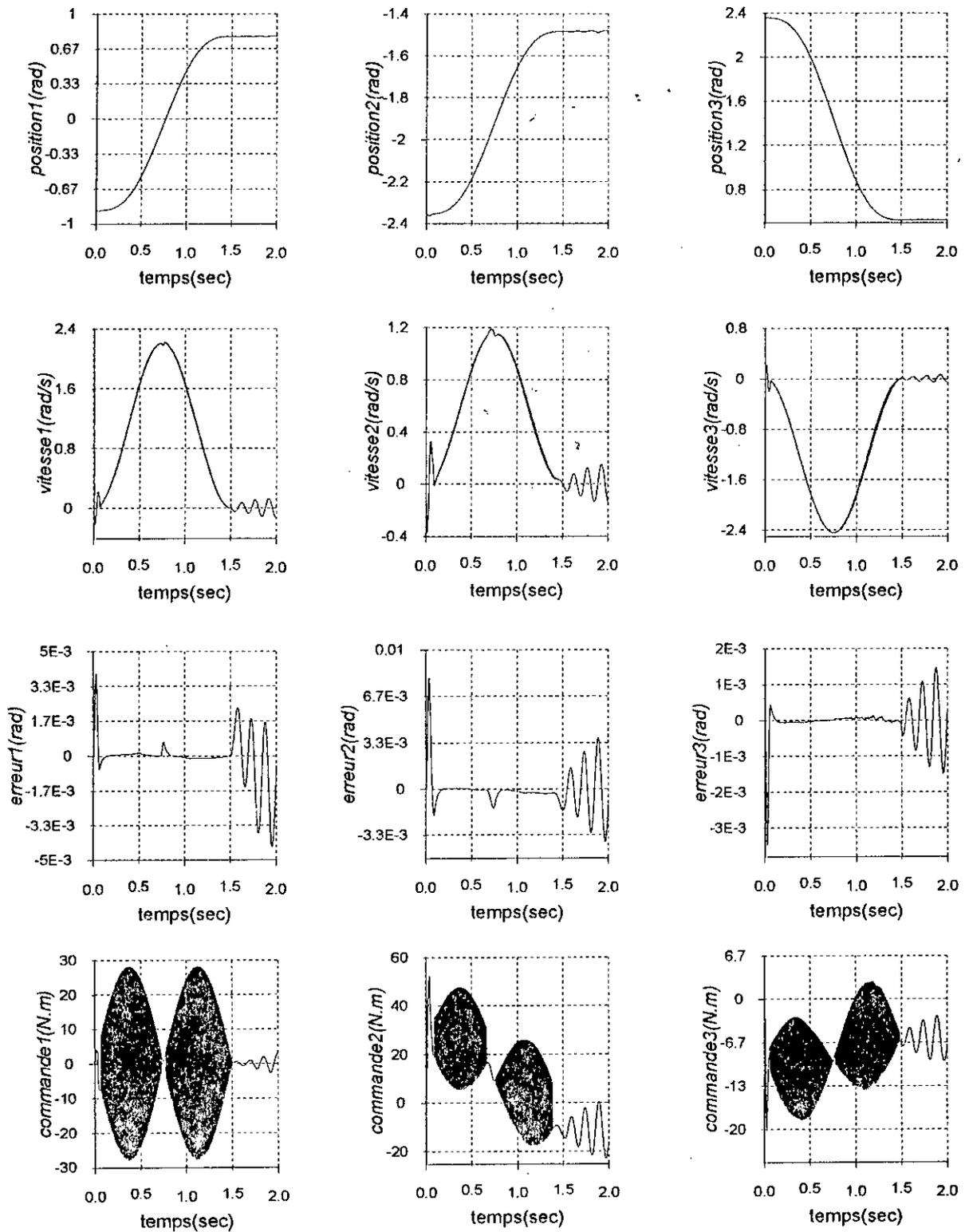


Figure 4.12 : Simulation de la CDFAR avec perte de la charge à l'instant $t=1.2s$.

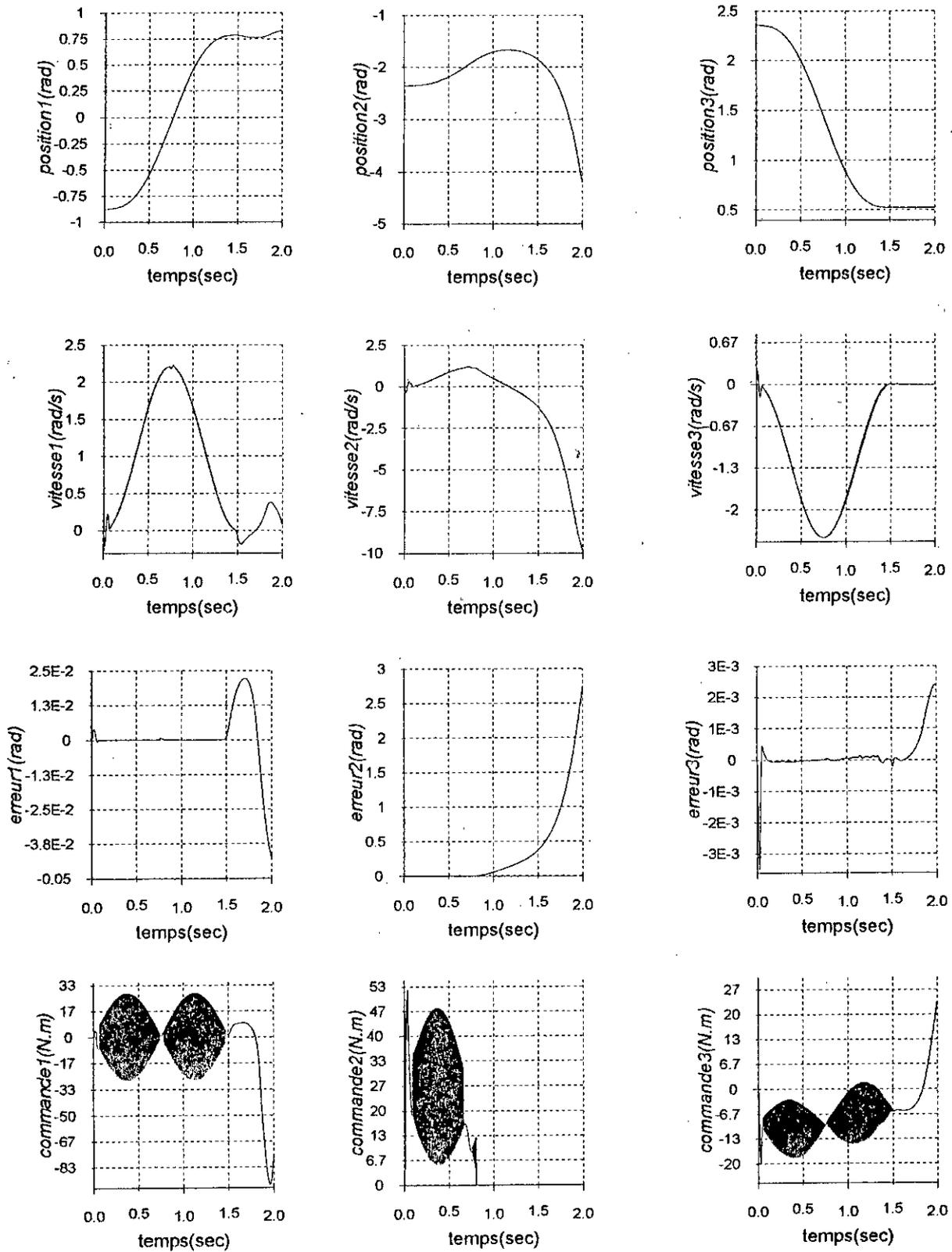


Figure 4.13: Simulation de la CDFAR avec la rupture de la commande à $t=0.8\text{sec}$

IV-5-commande décentralisée floue adaptative Modifiée CDFAM[TID, 99]:

IV.5-1-structure de commande :

Avec l'introduction du terme de robustesse $u_{si}(t)$ dans la loi de commande CDFAR nous avons remarqué deux inconvénients principaux qui sont, la restriction posée sur le terme d'inertie ($m_{ii}(q) \leq k_{si}$) et la discontinuité de la loi de commande .

Pour palier à ces problème, nous remplaçons ce terme de robustesse par un terme adaptatif $u_{mi}(t)$.

Donc on aura la loi de commande suivante :

$$u_i(t) = k_{pi}(t)e_i(t) + k_{vi}(t)\dot{e}_i(t) + Z_i^T \hat{A}_i(t)\xi_i + \hat{\varepsilon}_i(t) + u_{mi} \quad (4.12)$$

$$u_{mi} = k_{mi}(t)\ddot{q}_i^d, \quad i = 1 \dots n$$

avec :

$$\dot{k}_{mi} = \gamma_{m1i} r_i \ddot{q}_i^d + \gamma_{m2i} \frac{d}{dt}(r_i \ddot{q}_i^d), \quad (\gamma_{m1i}, \gamma_{m2i}) \geq (0, 0) \quad (4.13)$$

En considérant le modèle dynamique décentralisé de l'erreur :

$$m_{ii}(q)\ddot{e}_i = Z_i^T A_i^* \xi_i + \varepsilon_i^i + \varepsilon_i(t) + m_{ii}(q)\ddot{q}_i^d - u_i(t), \quad i = 1 \dots n.$$

En tenant compte de la loi de commande proposée et les hypothèses H1,H2 et H3. On pourra démontrer (voir l'annexe B) les propositions suivantes :

R1 : les états q_i, \dot{q}_i et \ddot{q}_i $i = 1 \dots n$ sont bornés.

R2 : les variables $k_{pi}(t), k_{vi}(t), \hat{A}$ et $\hat{\varepsilon}_i$, $i = 1 \dots n$ et les commandes sont bornées.

R3 : la convergence asymptotique vers zéro des erreurs $e_i(t)$, $i = 1 \dots n$.

IV.5-2-Schéma de principe :

La figure suivante nous montre les différents termes de la loi de commande pour une articulation donnée :

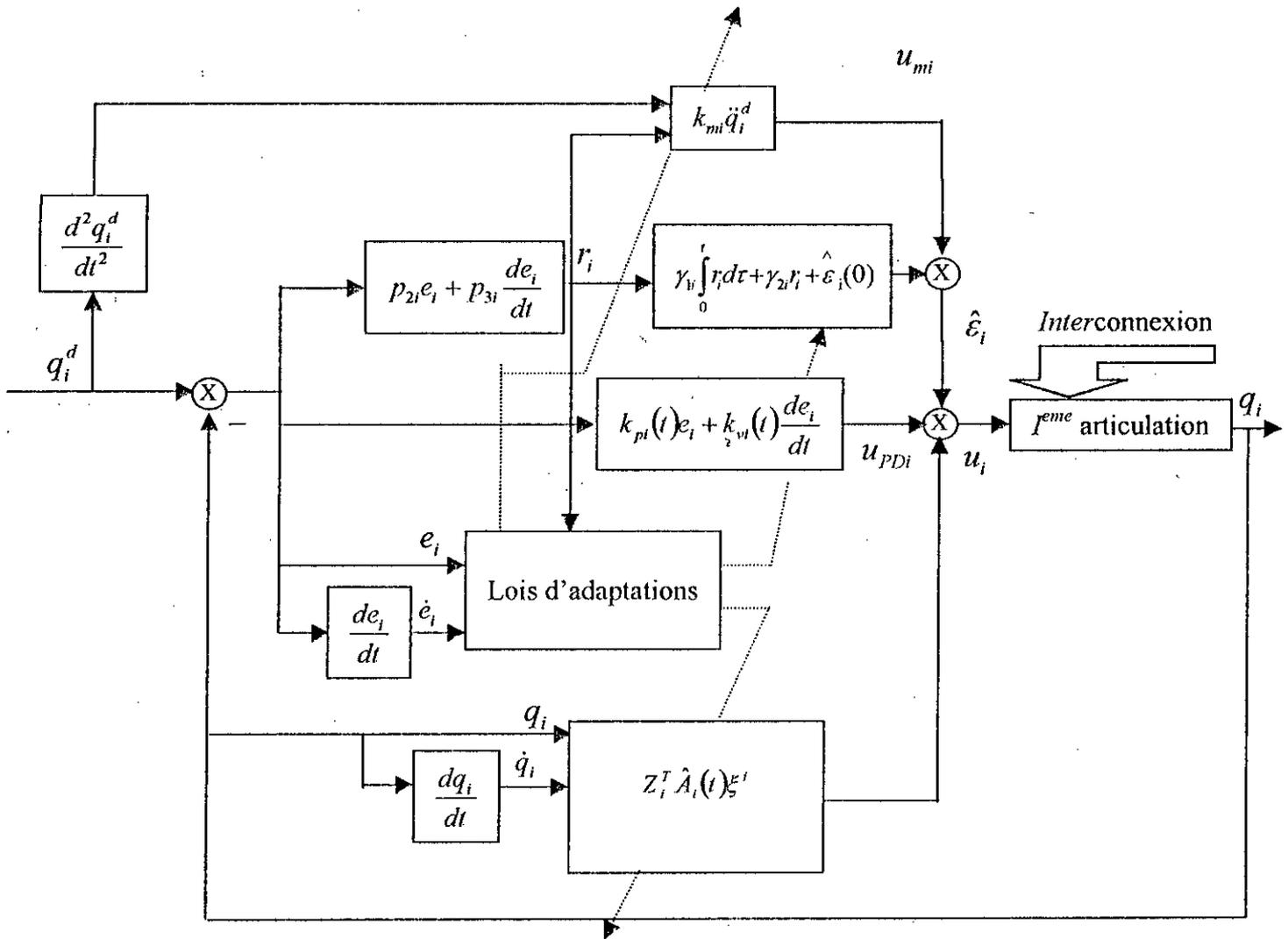


Figure 4.14 : Schéma de principe de la CDFAM.

IV.5.3 : application sur un PUMA 560 :

Dans cette section nous présentons l'application de la loi de commande CDFAM sur un bras manipulateur (PUMA 560).

Nous associons pour chaque articulation un régulateur composée du modèle de sugeno d'ordre zéro avec deux fonctions d'appartenances associée à chaque entrées donc nous aurons un modèle flou à quatre règles.

Dans la table suivante, nous présentons la structure du modèle flou utilisé :

Articulation	1	2	3
Entrées du système flou	q_1, \dot{q}_1	q_2, \dot{q}_2	q_3, \dot{q}_3
N ^{bre} de règles floues	4	4	4

Tableau 4.4 : Les différents paramètres du modèle flou utilisé.

Nous proposons dans la table suivante les paramètres de la loi de commande CDFAM :

	Symboles des paramètres	Première articulation	Deuxième articulation	Troisième articulation
Erreur filtrée r_i	p_{1i} , p_{2i}	3000 ;300	3000 ;300	3000 ;300
Action PD adaptative $k_{p1}e_t + k_{v1}\dot{e}_t$	$\alpha_{1i} , \alpha_{2i}$ β_{1i} , β_{2i}	930 ;9.3 930 ; 9.3	930 ;9.3 930 ;9.3	930 ;9.3 930 ;9.3
Facteur de normalisation	q_i , \dot{q}_i	4 ;5.33	4 ;5.33	4 ;5.33
Modèle flou $Z_i^T \hat{A}_i(t)\xi^i$	$\Gamma_{1i} , \Gamma_{2i}$	$300.5 \times I_{1 \times 4}$; $0.0 \times I_{1 \times 4}$	$300.5 \times I_{1 \times 4}$; $0.0 \times I_{1 \times 4}$	$300.5 \times I_{1 \times 4}$; $0.0 \times I_{1 \times 4}$
Signal auxiliaire	$\gamma_{1i} , \gamma_{2i}$	1 ; 0	1 ; 0	1 ; 0
Terme de robustesse	$\gamma_{m1i} , \gamma_{m2i}$	0.01 ;0.001	0.01,0.001	0.01,0.001

Tableau 4.5 : Les paramètres de la CDFAM.

IV.5-4-Interprétation des résultats :

❖ Test sans charge :

Les figures (4.6) montre les différentes réponses pour chaque articulation, nous remarquons que les trois commandes sont lisses et notre régulateur réalise la poursuite avec une erreur inférieure à 5% (en rad) durant tout l'intervalle de simulation, nous remarquons aussi que les trois commandes se stabilisent à une valeur constante à partir de l'instant $t=1.5$ sec, et la commande associée à l'articulation 1 s'annule à partir de cette instant.

❖ Test de variation de charge :

Pour tester la robustesse de notre régulateur, nous avons introduis une charge de 4 Kg à l'instant $t=1.65$ sec, on remarque que notre régulateur réalise la poursuite avec une légère différence par rapport au test sans charge.

❖ Test de variation paramétrique :

En introduisant une variation sur les paramètres du modèle du robot d'ordre de 50% à l'instant $t=1.75\text{sec}$, nous constatons que notre régulateur réagit en conséquence pour compenser cette variation.

❖ Test de rupture de la commande :

Le but de ce test est de mesurer le pouvoir d'intervention des deux autres commandes en annulant la troisième commande.

Dans notre cas nous avons annulé la commande associée à l'articulation 2 et on constate la robustesse des deux autres régulateurs.

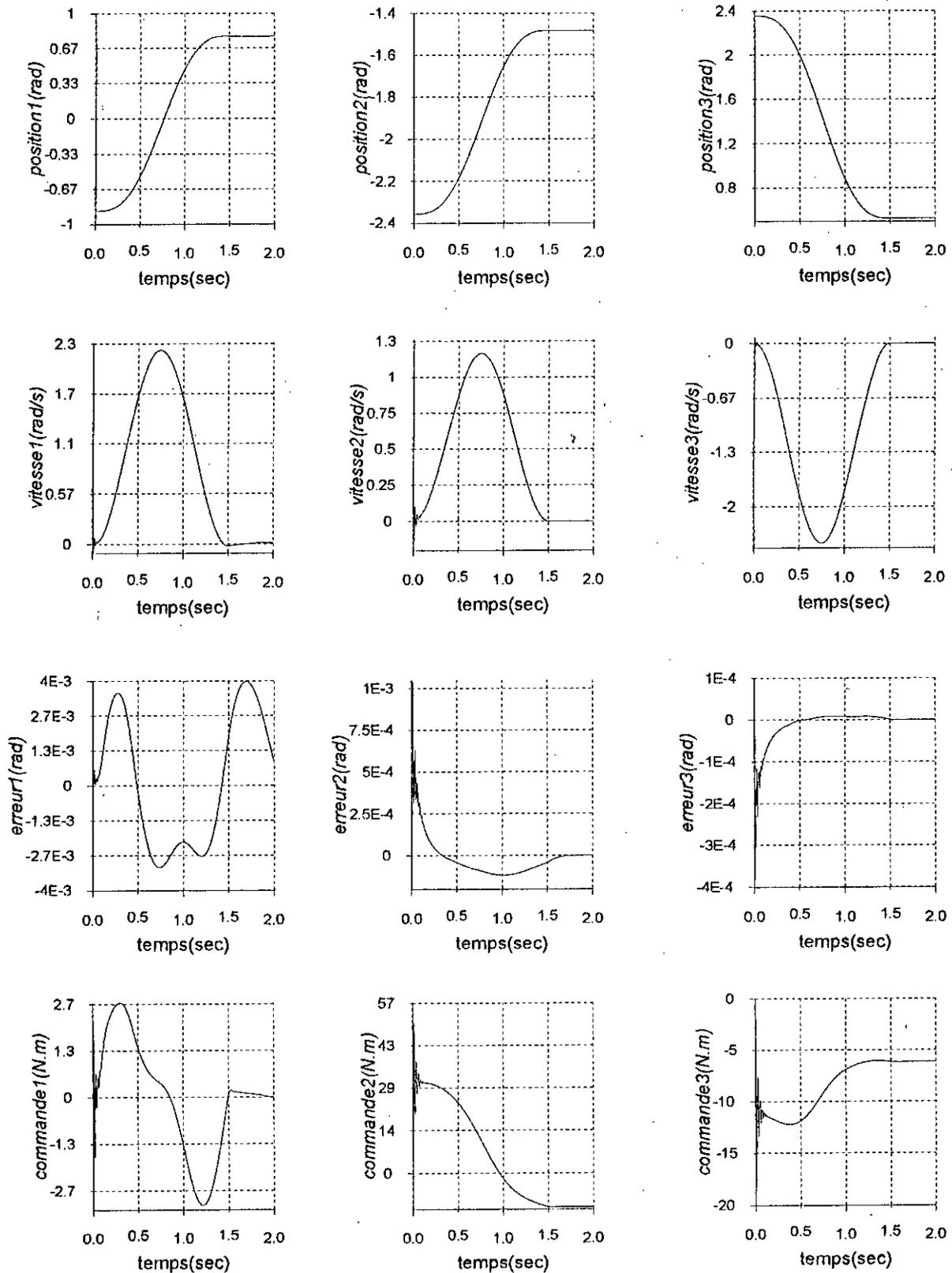


Figure 4.15 : Simulation de la CDFA modifiée.

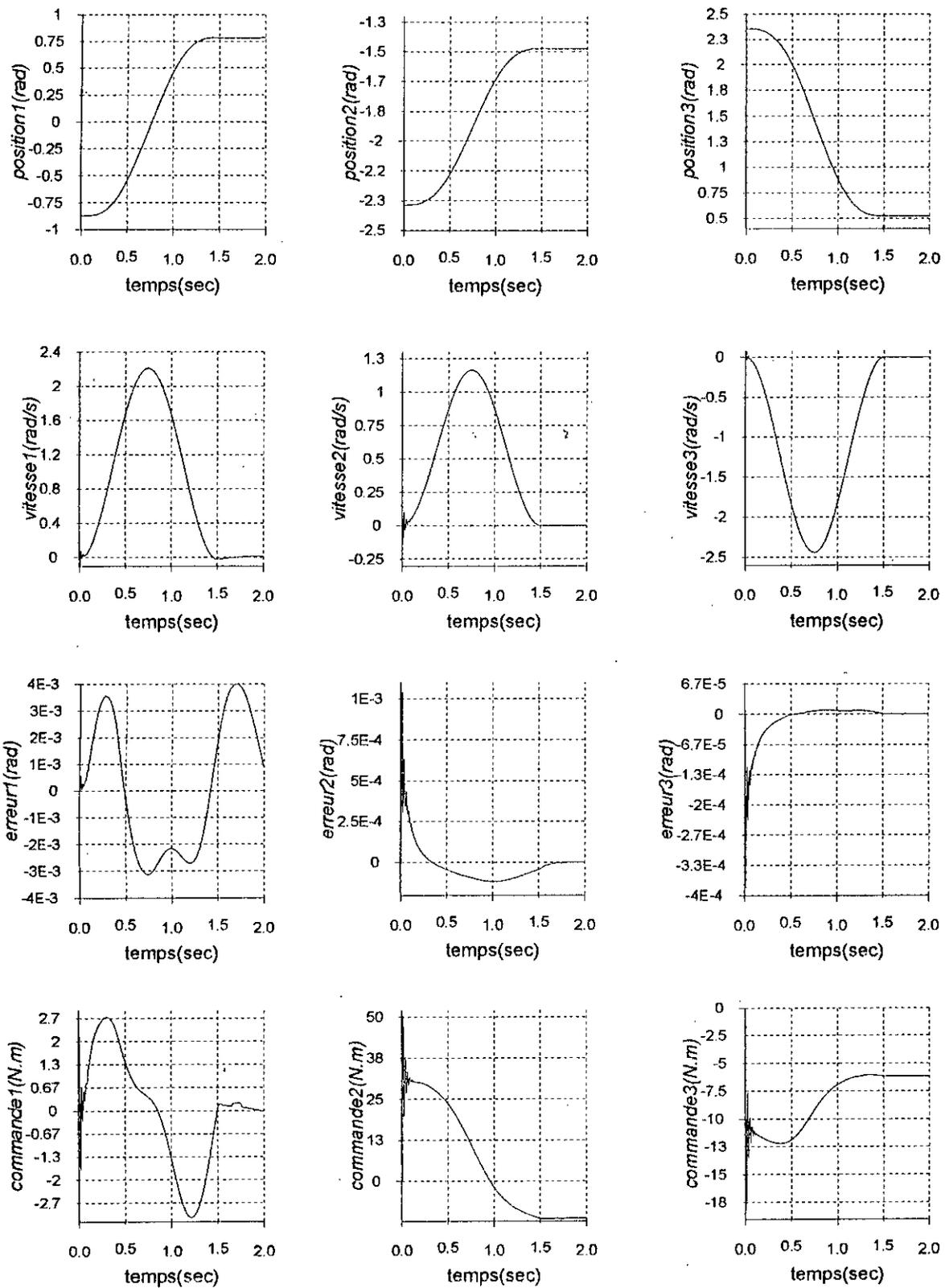


Figure 4.16 : Simulation de la CDFAM avec une variation paramétrique de 50%.

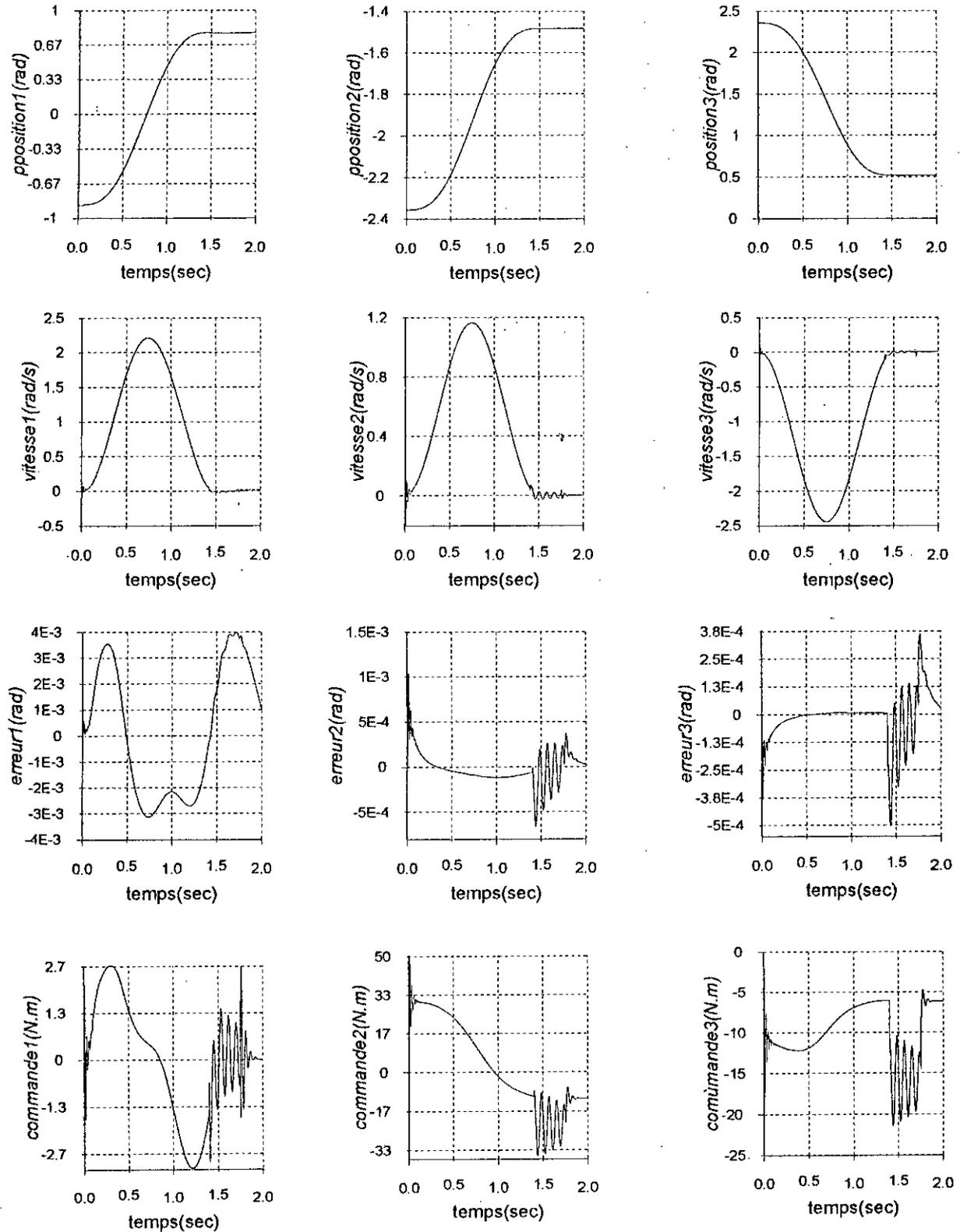


Figure 4.17 : Simulation de la CDFA modifiée avec variation de la charge à $t=1.5$ s.

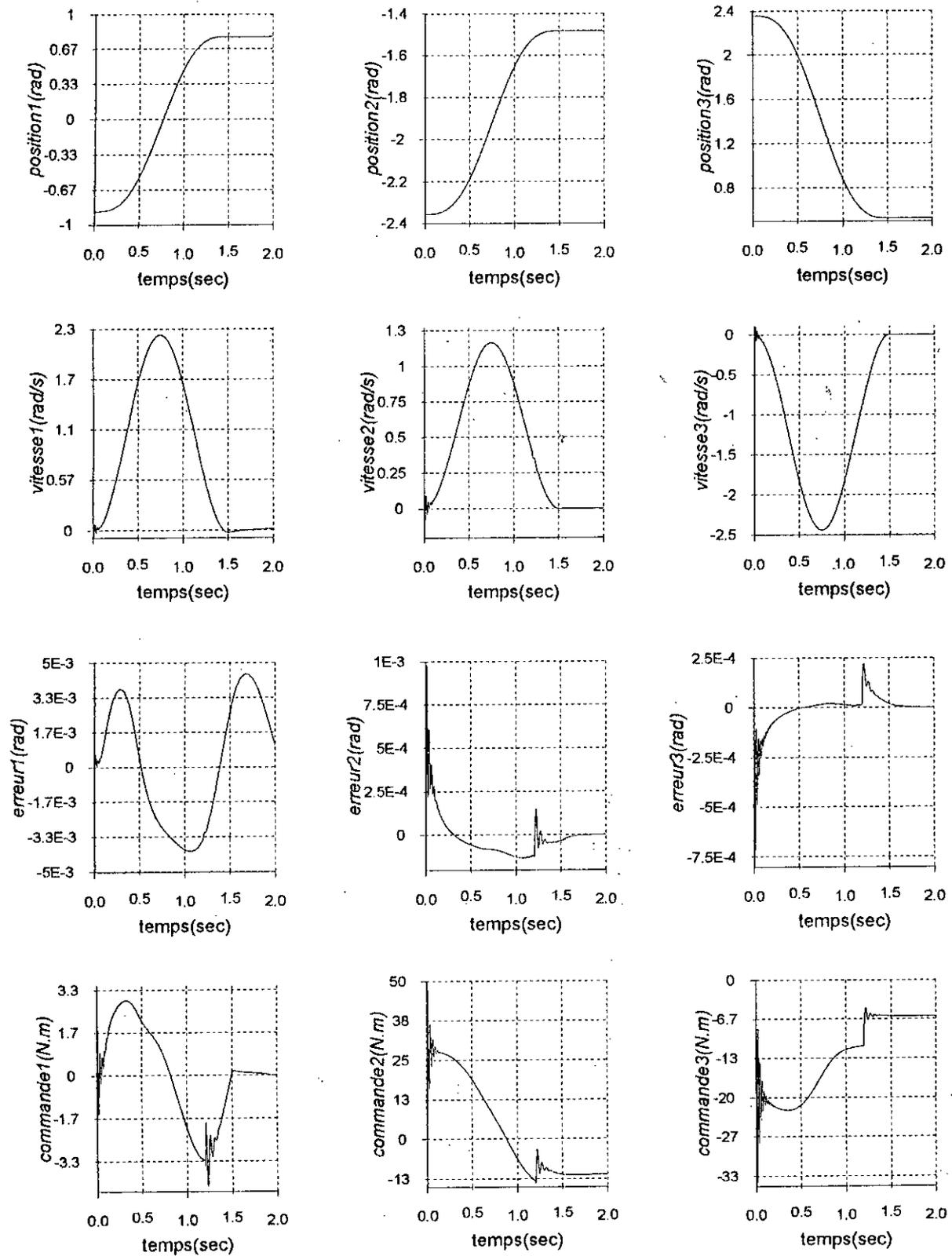


Figure 4.18 : Simulation de la CDFA modifiée avec perte de la charge à $t=1.2s$.

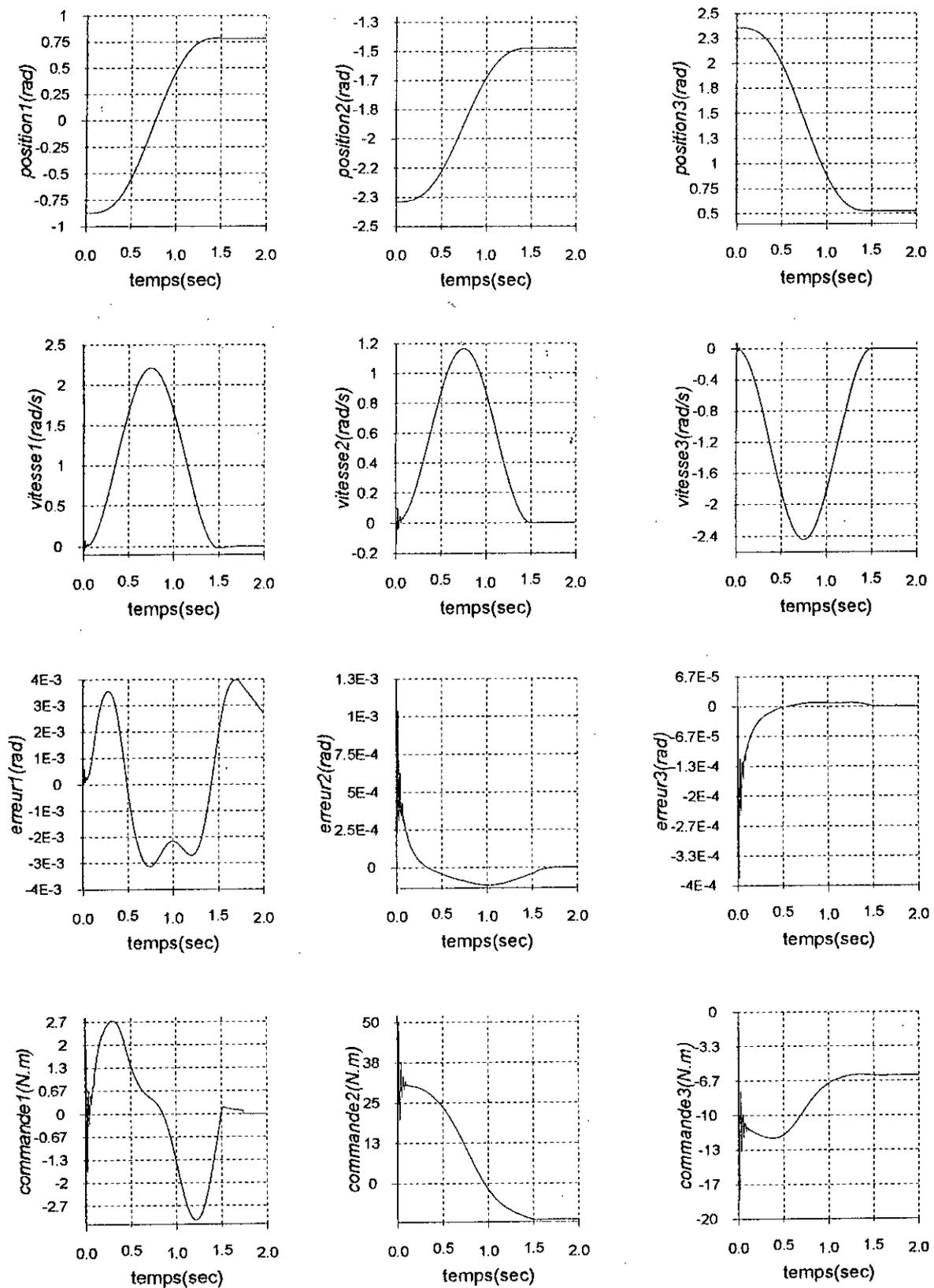


Figure 4.19 : simulation de la CDFAM avec rupture de la commande de l'articulation 1 à $t = 1.74$ s.

*La commande centralisée floue
adptative*

« To create consiste precisely in not making useless combination and making those which are useful and which are only a small minirity »

Henry poincaré

Chapitre V

Commande centralisée floue adaptative

V.1.Introduction :

Dans la commande décentralisée floue adaptative nous avons considéré le modèle décentralisé et nous avons estimé le terme d'interconnexion $d_i(q, \dot{q}, \ddot{q}_i^d)$ par une fonction $f_i(q_i, \dot{q}_i, \ddot{q}_i^d)$ dépendant seulement des états locaux puis on a approximé cette fonction par un modèle flou, par conséquent, une erreur d'approximation résulte de ses approximations et est appelée "signal auxiliaire", qui est introduit sous forme d'un intégrateur pour modéliser les interconnexions, nous avons constaté que cette technique a donné des résultats intéressants mais l'introduction du signal auxiliaire est nécessaire.

Dans ce chapitre, nous étudierons la commande centralisée qui nous permet de synthétiser un régulateur sans avoir recours au signal auxiliaire.

V.2.Principe de la commande :

Considérons le modèle dynamique d'un bras manipulateur :

$$M(q)\ddot{q} + N(q, \dot{q}) + G(q) + H(\dot{q}) = u(t)$$

nous reprenons l'équation :

$$m_{ii}(q)\ddot{q}_i(t) + c_i(q, \dot{q}, \ddot{q}) = u_i(t) \quad (5.1)$$

où :

$$c_i(q, \dot{q}, \ddot{q}) = \sum_{j=1}^n m_{ij}(q)\ddot{q}_j(t) + N_i(q, \dot{q}) + G_i(q) + H_i(\dot{q}) \quad (5.2)$$

la synthèse que nous allons effectuer dans ce chapitre consiste à trouver des lois de commande en utilisant les mesures locales de chaque articulation et les états des autres.

V.3.1 – Commande centralisée floue adaptative CCFA :

Considérons l'équation dynamique du bras manipulateur (5.1)

Où : q_i, \dot{q}_i et \ddot{q}_i représentent respectivement la position, la vitesse et l'accélération de la $i^{\text{ème}}$ articulation.

Soit : $q_i^d(t), \dot{q}_i^d(t)$ et $\ddot{q}_i^d(t)$, respectivement la position, la vitesse et l'accélération désirées de la $i^{\text{ème}}$ articulation.

Soit :

$$e_i(t) = q_i^d(t) - q_i(t) : \text{erreur en position};$$

$$\dot{e}_i(t) = \dot{q}_i^d(t) - \dot{q}_i(t) : \text{erreur en vitesse};$$

$$\ddot{e}_i(t) = \ddot{q}_i^d(t) - \ddot{q}_i(t) : \text{erreur en accélération};$$

Notre problème consiste à synthétiser la loi de commande $u_i = u_i(q, \dot{q}, \ddot{q}, q^d, \dot{q}^d, \ddot{q}^d, t)$ qui nous assure la convergence asymptotique de l'erreur $e_i(t)$ vers zéro, nous réécrivons l'équation dynamique de l'erreur :

Le terme $d_i(q, \dot{q}, \ddot{q}, \ddot{q}_i^d)$ dépend des positions, des vitesses et des accélérations des trois articulations.

Soit maintenant à construire $d_i(q, \dot{q}, \ddot{q}, \ddot{q}_i^d)$ par un modèle de *SUGENO*, avec nf_1^i, nf_2^i, nf_3^i respectivement le nombre de fonction d'appartenance liés aux variables $(q, \dot{q}, \ddot{q}_i^d)$.

$$d_i(q, \dot{q}, \ddot{q}_i^d) = Z_i^T A_i^* \xi^i + \varepsilon_{di} \tag{5.5}$$

- ε_{di} : est l'erreur de construction de d_i par un flou de *SUGENO*.

- $Z_i^T A_i^* \xi^i$ est la sortie de MFS avec :

$$\triangleright Z_i^T = \begin{cases} 1 & \text{si MFS est d'ordre zero} \\ [1 \quad q_i \quad \dot{q}_i \quad \ddot{q}_i] & \text{si MFS EST d'ordre 1} \end{cases}$$

$$A_i^* = \arg \min [\sup |Z_i^T A_i \xi^i - d_i(q_i, \dot{q}_i, \ddot{q}_i^d)|]$$

$$\triangleright A_i \in \Omega_0^i \quad q_i \in \Omega_1^i, \dot{q}_i \in \Omega_2^i, \ddot{q}_i^d \in \Omega_3^i$$

où $\Omega_0^i, \Omega_1^i, \Omega_2^i$ et Ω_3^i respectivement les domaines admissibles des variables A_i, q_i, \dot{q}_i et \ddot{q}_i^d

avec :

$$A_i = \begin{cases} [a_{01}^i \dots a_{0n_i'}^i] & \text{si MFS est d'ordre zero} \\ \begin{bmatrix} a_{01}^i \dots a_{0n_i'}^i \\ a_{11}^i \dots a_{1n_i'}^i \\ a_{21}^i \dots a_{2n_i'}^i \\ a_{31}^i \dots a_{3n_i'}^i \end{bmatrix} & \text{si MFS est d'ordre 1} \end{cases}$$

$$\xi^{i'} = [\xi_1^{i'} \dots \xi_{n'}^{i'}] \text{ et}$$

$$\xi_k^i = \frac{\mu_{1k1}^i(q) * \mu_{2k2}^i(\dot{q}) * \mu_{3k3}^i(\ddot{q}^d)}{\sum \mu_{1l1}^i(q) * \mu_{2l2}^i(\dot{q}) * \mu_{3l3}^i(\ddot{q}^d)}$$

$$k = 1 \dots n \quad 1 \leq l_1 \leq n f_1^i$$

$$1 \leq l_2 \leq n f_2^i$$

$$1 \leq l_3 \leq n f_3^i$$

avec :

$$k = k_1 + \sum_{j=2}^3 (k_j - 1) \prod_{i=1}^j n f_j^i$$

$$k_1 = 1 \dots n f_1^i, k_2 = 1 \dots n f_2^i, k_3 = 1 \dots n f_3^i$$

$$i = 1 \dots n$$

D'après l'équation (5.3) et (5.5) l'équation (5.3) devient :

$$m_{ii}(q)\ddot{e}_i = Z_i^T A_i^* \xi^i + \varepsilon_f^i + m_{ii}(q)\ddot{q}_i^d - u_i(t), i = 1 \dots n$$

Donc pour faire converger l'erreur $e_i(t)$ vers zéro, nous choisissons :

$$u_i(t) = k_{pi}(t)e_i(t) + k_{vi}(t)\dot{e}_i(t) + Z_i^T \hat{A}_i(t)\xi^i$$

➤ $k_{pi}(t)e_i(t) + k_{vi}(t)\dot{e}_i(t)$: une action proportionnelle et dérivée avec les gains $k_{pi}(t), k_{vi}(t)$ adaptatifs.

➤ $Z_i^T \hat{A}_i \xi^i$ la sortie du modèle flou (MFS) pour estimer la fonction $Z_i^T \dot{A}_i(t)\xi^i$

avec la matrice \hat{A}_i adaptative.

✓ $\varepsilon_f^i(t)$ erreur d'approximation de $d_i(q, \dot{q}, \ddot{q}^d)$ par un modèle flou $Z_i^T \dot{A}_i(t)\xi^i$

En posant les hypothèses suivantes :

❖ H1 : les trajectoires désirée $q_i^d(t), \dot{q}_i^d(t)$ et $\ddot{q}_i^d(t)$, $i = 1 \dots n$ sont bornées

❖ H2 : les éléments diagonales de la matrice d'inertie $(m_{ii}(q) \quad i = 1 \dots n)$ varient lentement par rapport au temps.

Et en considérons les lois d'adaptations suivantes :

$$\dot{k}_{pi} = \alpha_{1i} r_i e_i + \alpha_{2i} \frac{d}{dt}(r_i e_i) \quad i = 1, \dots, n \tag{5.6}$$

$$\dot{k}_{vi} = \beta_{1i} r_i \dot{e}_i + \beta_{2i} r_i \dot{e}_i \frac{d}{dt}(r_i \dot{e}_i), \quad i = 1 \dots n \tag{5.7}$$

$$\dot{\hat{A}}_i(t) = \Gamma_{1i} Z_i \xi^{i'} r_i + \Gamma_{2i} \frac{d}{dt}(Z_i \xi^{i'} r_i) \quad i = 1 \dots n$$

$$r_i = p_{2i} e_i + p_{3i} \dot{e}_i$$

avec:

- $\alpha_{1i}, \beta_{1i} > 0 ; \alpha_{2i}, \beta_{2i} \geq 0$
- Γ_{1i} et Γ_{2i} deux matrices définies positives.
- $p_{2i}, p_{3i} > 0$ (des scalaires).

avec la commande ainsi choisie, les hypothèses posées et les lois d'adaptations proposées nous pouvons démontrer comme nous l'avons fait dans le décentralisé la commande, mais dans ce cas le signal auxiliaire n'apparaît pas dans les équations de démonstrations, nous arrivons aux résultats suivants :

R1: les états q_i, \dot{q}_i et $\ddot{q}_i \quad i = 1 \dots n$ sont bornées.

R2: les variables $k_{pi}(t), k_{vi}(t)$ et $\hat{A}_i \quad i = 1 \dots n$ sont bornées.

R3: la convergence asymptotique vers zero des erreurs $e_i(t) \quad i = 1 \dots n$

V.3.2. Schéma de principe :

Le schéma suivant représente la structure de la loi de commande avec ces différentes actions sur le système .

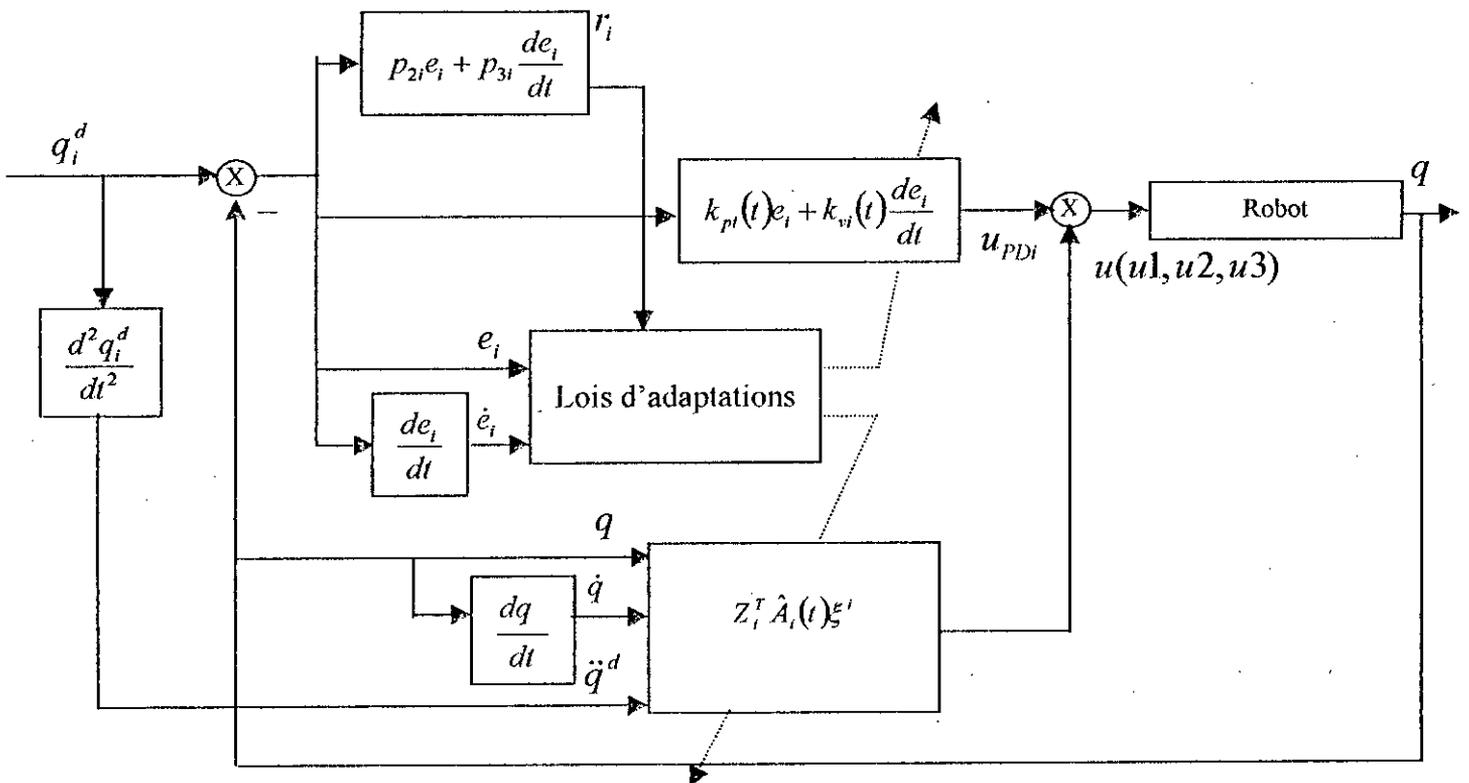


Figure 5.1 : Schéma de principe de la CCFA.

V.3.3. Application sur un PUMA 560 :

Nous avons appliqué la CCFA sur un bras manipulateur (PUMA 560), Nous associons pour chaque articulation un régulateur composée du modèle de sugeno d'ordre zéro avec deux fonctions d'appartenance associée à chaque entrées donc nous aurons Un modèle flou à six règles, nous avons utilisée la méthode de runge_kutta d'ordre 4 pour la simulation avec un pas de simulation égal à 0.5 ms .

On associe à chaque entrée de notre régulateur (les vitesse et les positions des trois articulations) deux fonction d'appartenance triangulaire comme la figure suivante le montre :

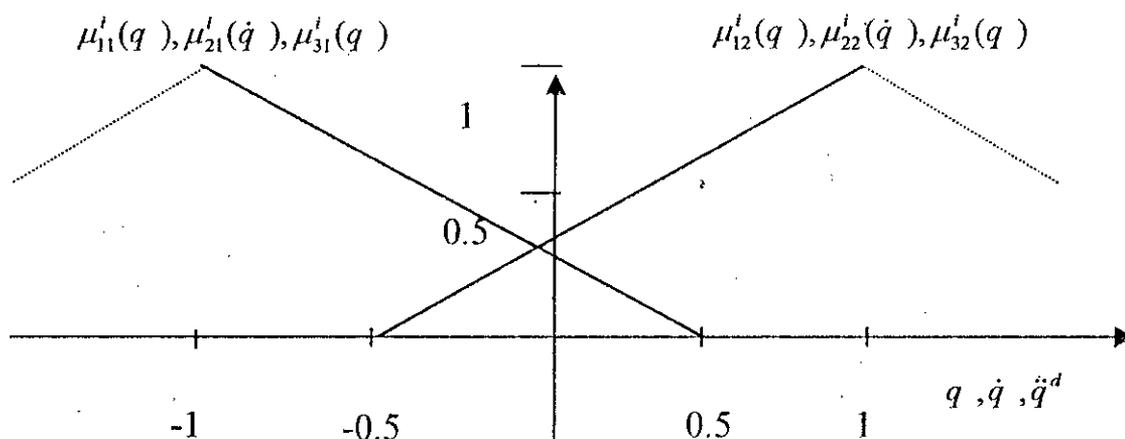


Figure 5.2 : Les différentes fonctions d'appartenance du système flou utilisé.

Nous proposons dans la table suivante les paramètres de la loi de commande :

	Symboles des paramètres	Première articulation	Deuxième articulation	Troisième articulation
Erreur filtrée r_i	p_{1i} , p_{2i}	3000 ;500	3000 ;500	3000 ;500
Action PD adaptative $k_{pi}e_i + k_{vi}\dot{e}_i$	α_{1i} , α_{2i}	39.3 ; 0.093	39.3 ; 0.093	39.3 ; 0.093
	β_{1i} , β_{2i}	39.3 ; 0.093	39.3 ; 0.093	39.3 ; 0.093
Facteur de normalisation	q_i , \dot{q}_i	4 ; 5.33	4 ; 5.33	4 ; 5.33
Modèle flou $Z_i^T \hat{A}_i(t) \xi^i$	Γ_{1i} , Γ_{2i}	$30 \times 1_{1 \times 4}$; $0.0 \times 1_{1 \times 4}$	$50 \times 1_{1 \times 4}$; $0.0 \times 1_{1 \times 4}$	$50 \times 1_{1 \times 4}$; $0.0 \times 1_{1 \times 4}$

Tableau 5.1: Les différents paramètres de la CCFA.

V.4 – Interprétation des résultats :

❖ Test sans charge :

Les figures (5.3) montrent les différentes réponses pour chaque articulation, nous remarquons que les trois commandes sont lisses pour la deuxième et la troisième articulation et notre régulateur réalise la poursuite avec une erreur inférieure à 0.0025 (rad) durant tout l'intervalle de simulation .

❖ Test de variation de charge :

Pour tester la robustesse de notre régulateur, nous avons introduit une charge de 4 Kg à l'instant $t=1.65$ sec, on remarque que notre régulateur réagit en conséquence pour tenir compte de cette variation .

❖ Test de variation paramétrique :

Une variation sur les paramètres du modèle du robot d'ordre de 50% à l'instant $t=1.75$ sec, nous montre la robustesse de notre régulateur vis à vis de cette variation.

❖ Test de rupture de la commande :

Ce test nous montre que malgré la rupture de la deuxième commande et la déviation de la deuxième articulation le premier et le troisième régulateur continue à réaliser la poursuite.

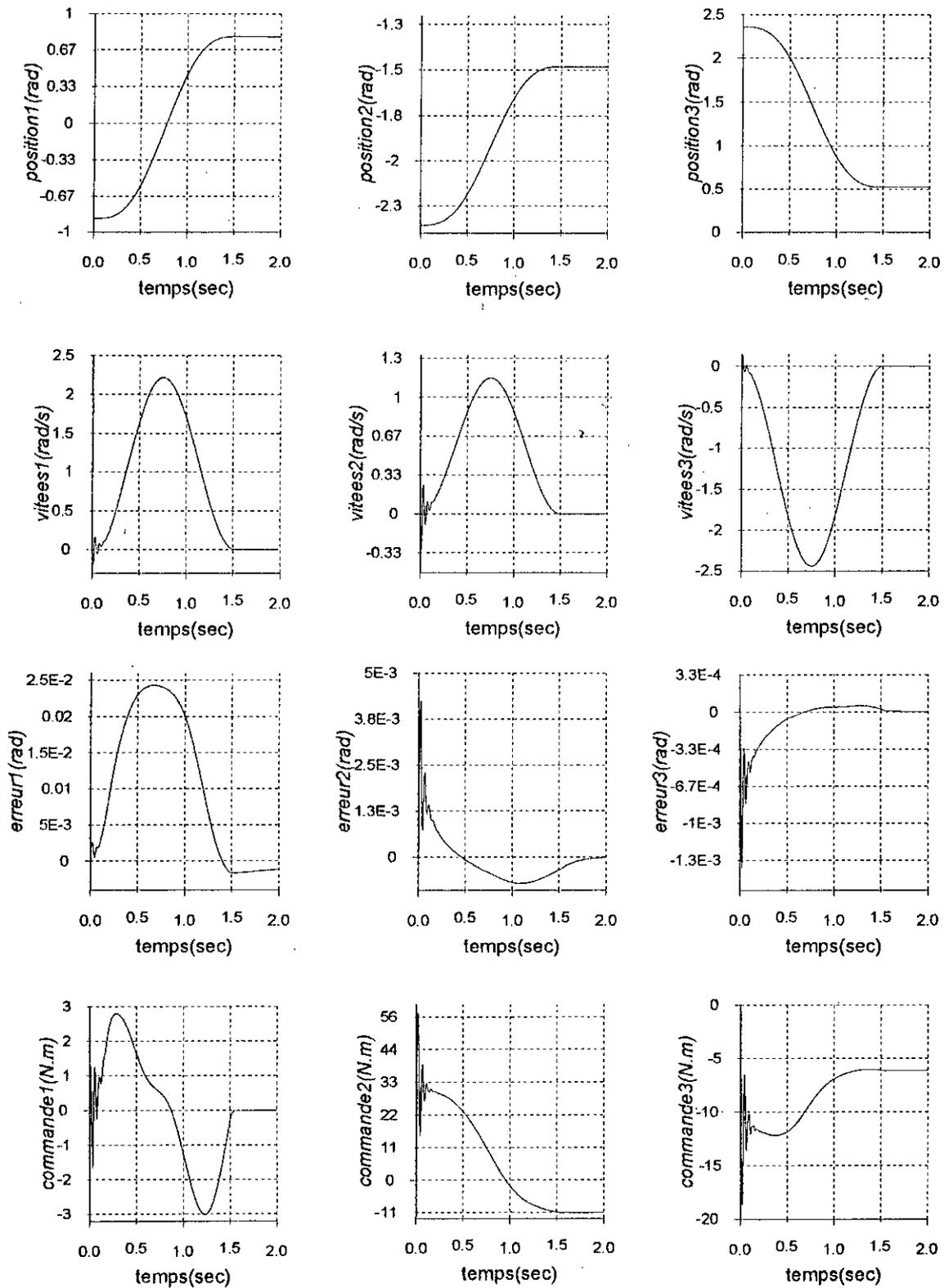


Figure 5.3 : Simulation de la CCFA.

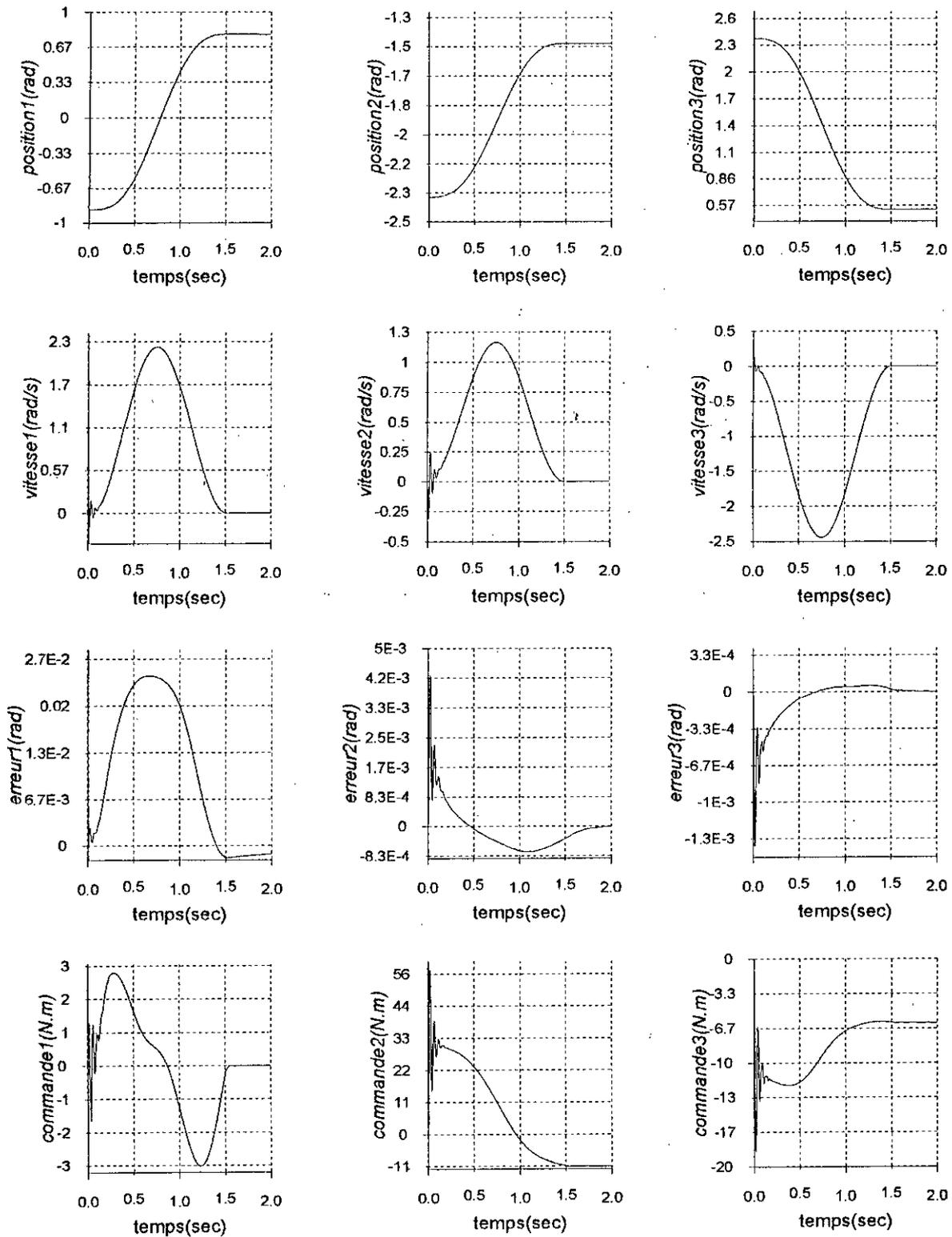


Figure 5.4 : Simulation de la CCFA avec une variation paramétrique entre $t=1.65s$ et $t=1.85s$.

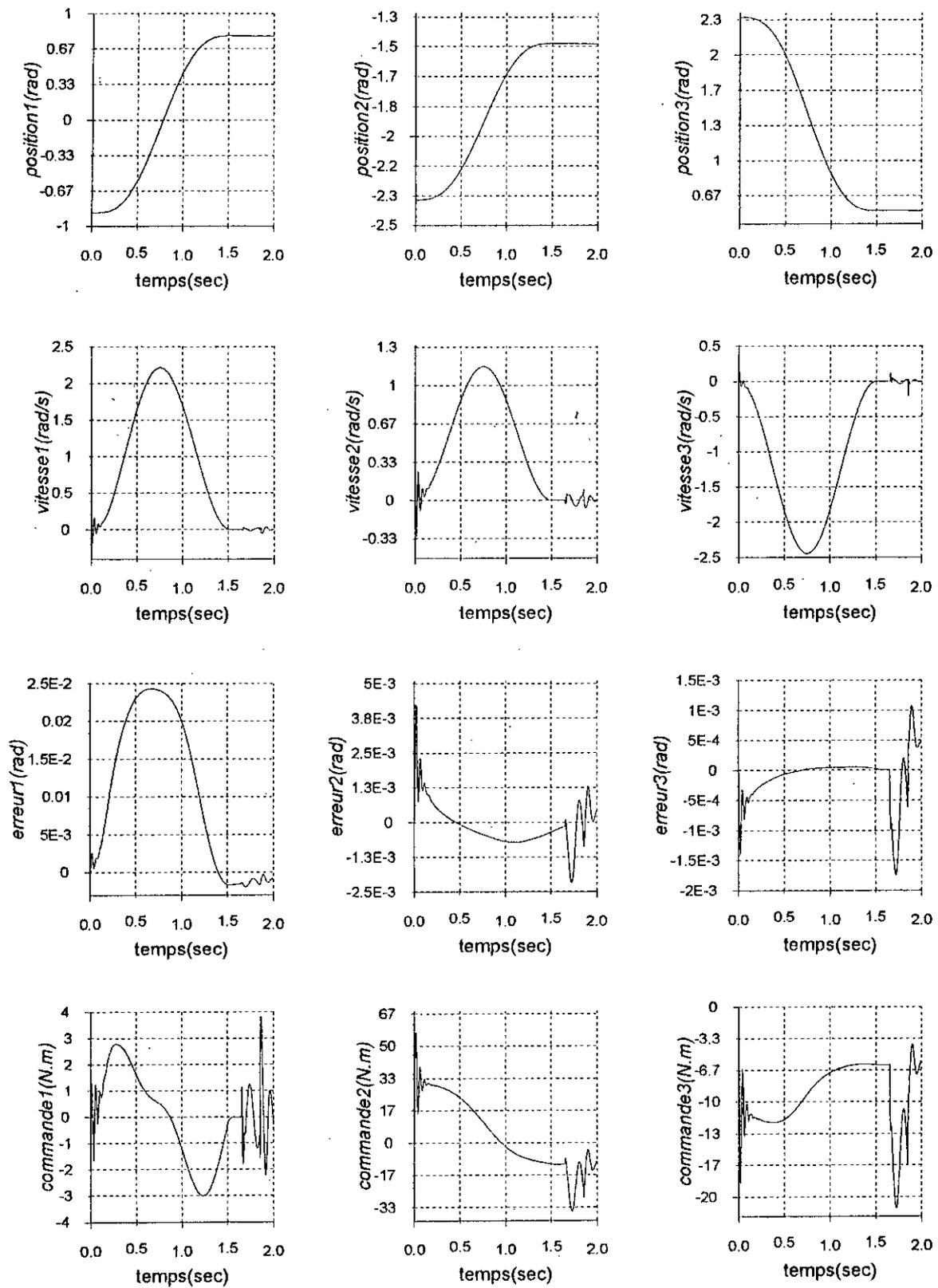


Figure 5.5 : Simulation de la CCFA avec variation de la charge de l'ordre de 100% entre t=1.65s et t=1.85s.

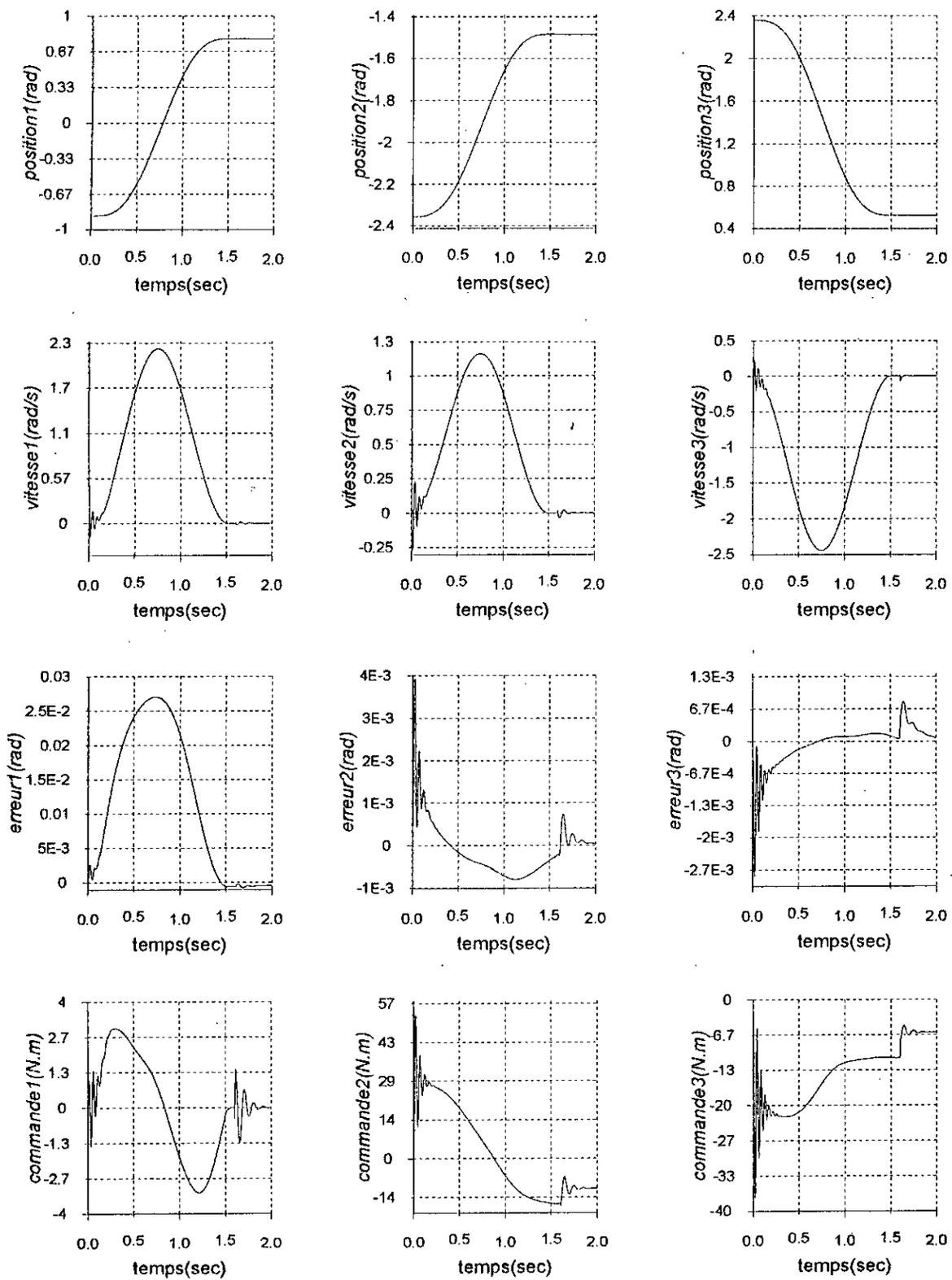


Figure 5.6 : Simulation de la CCFA avec perte de la charge à $t=1.6s$.

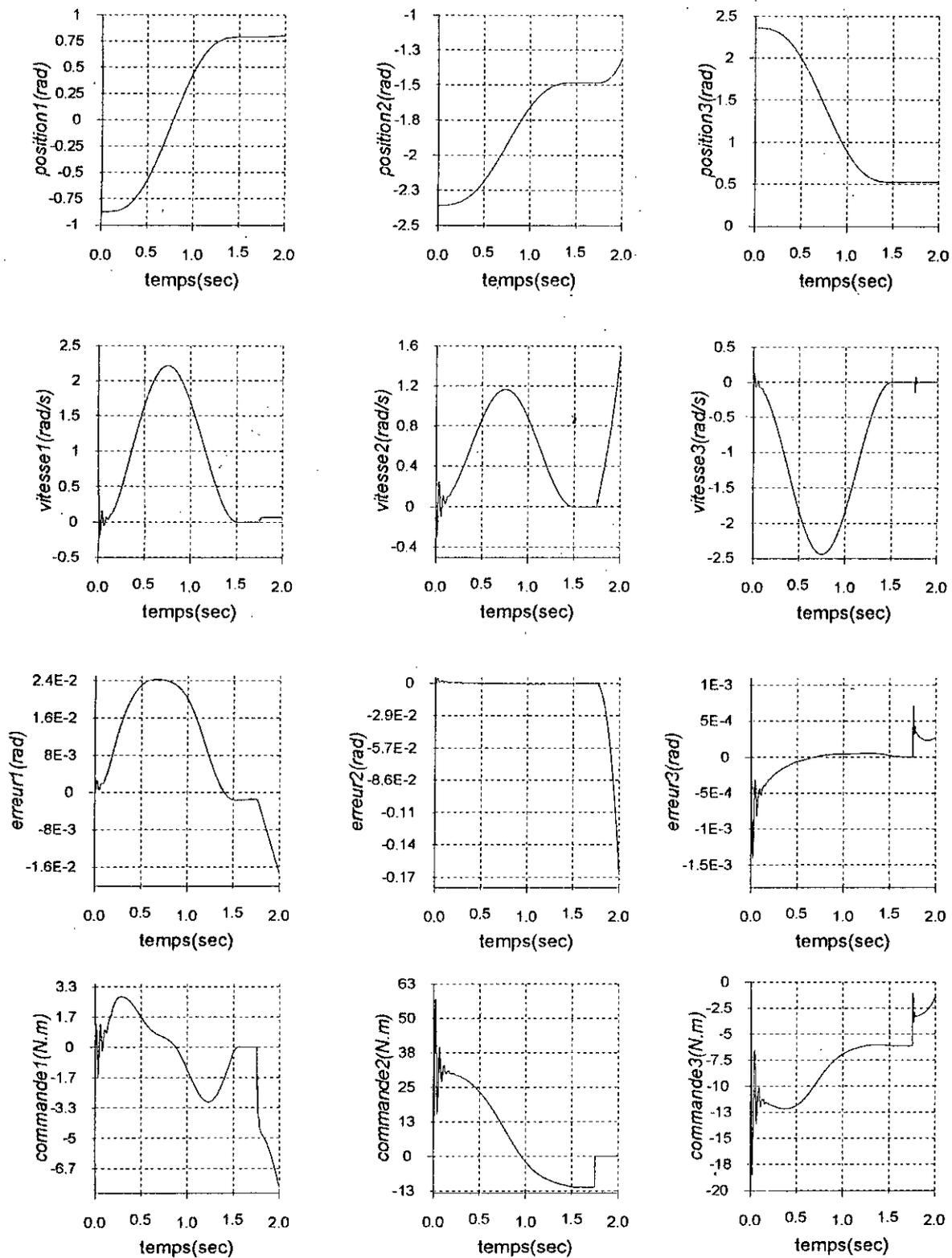


Figure 5.7 : Simulation de la CCFA avec une rupture de la commande de l'articulation 2 à t=1.75s.

V.3 –2 : Commande centralisée floue adaptative robuste :

V.3 – 2 – 1 : Structure de commande :

Le but de cette technique de commande est de construire un modèle flou dont les entrées sont seulement la position et la vitesse des différentes articulations.

Comme nous l'avons signalé dans la CDFAR, cette simplification n'est valable que pour des robots ayant le terme d'inertie $m_{ii}(q)$ borné.

Pour cela reprenons l'équation (5.3) :

$$m_{ii}(q)\ddot{e}_i = -c_i(q, \dot{q}, \ddot{q}) + m_{ii}(q)\ddot{q}_i^d - u_i(t) \tag{5.8a}$$

$c_i(q, \dot{q}, \ddot{q}) = f_i(q_i, \dot{q}_i) + \varepsilon_i(t)$, on estime $f_i(q_i, \dot{q}_i)$ par un modèle flou :

$$f_i(q_i, \dot{q}_i) = Z_i^T A_i^* \varepsilon_{fi} + \varepsilon_{fi} \tag{5.8b}$$

où :

$$\diamond Z_i^T = \begin{cases} 1 & \text{si MFS est d'ordre zero} \\ [1 \quad q_i \quad \dot{q}_i] & \text{si MFS EST d'ordre 1} \end{cases}$$

$$A_i^* = \arg \min [\sup |Z_i^T A_i \xi^i - d_i(q_i, \dot{q}_i)|]$$

$$\diamond A_i \in \Omega_0^i \quad q_i \in \Omega_1^i, \dot{q}_i \in \Omega_2^i$$

où Ω_0^i, Ω_1^i et Ω_2^i respectivement les domaines admissible des variables A_i, q_i et \dot{q}_i

avec :

$$A_i = \begin{cases} [a_{01}^i \dots a_{0n'}^i] & \text{si MFS est d'ordre zero} \\ \begin{bmatrix} a_{01}^i \dots a_{0n'}^i \\ a_{11}^i \dots a_{1n'}^i \\ a_{21}^i \dots a_{2n'}^i \\ a_{31}^i \dots a_{3n'}^i \end{bmatrix} & \text{si MFS est d'ordre 1} \end{cases}$$

$$\xi^{i^T} = [\xi_1^i \dots \xi_{n'}^i] \text{ et}$$

$$\xi_k^i = \frac{\mu_{1k1}^i(q) * \mu_{2k2}^i(\dot{q}) * \mu_{3k3}^i(\ddot{q})}{\sum \mu_{1l1}^i(q) * \mu_{2l2}^i(\dot{q}) * \mu_{3l3}^i(\ddot{q})}$$

$$k = 1 \dots n' \quad 1 \leq l_1 \leq n f_1^i$$

$$1 \leq l_2 \leq n f_2^i$$

$$1 \leq l_3 \leq n f_3^i$$

avec :

$$k = k_1 + \sum_{j=2}^3 (k_j - 1) \prod_{i=1}^j n f_j^i$$

$$k_1 = 1 \dots n f_1^i, k_2 = 1 \dots n f_2^i, k_3 = 1 \dots n f_3^i$$

$$i = 1 \dots n$$

avec ces définitions on peut écrire :

$$m_{ii}(q)\ddot{e}_i = Z_i^T A_i^* \xi^i + \varepsilon_i(t) + m_{ii}(q)\ddot{q}_i^d - u_i(t), i = 1 \dots n$$



pour faire converger l'erreur e_i vers zéro nous proposons la loi de commande suivante :

$$u_i(t) = k_{pi}(t)e_i(t) + k_{vi}(t)\dot{e}_i(t) + Z_i^T \hat{A}_i(t)\xi^t + u_{si}$$

Avec u_{si} est le terme de robustesse modélisons le terme $m_{ii}(q)\ddot{q}_i^d$.

l'équation dynamique de l'erreur devient Avec cette loi de commande :

$$m_{ii}(q)\ddot{e}_i(t) + k_{pi}(t)e_i(t) + k_{vi}(t)\dot{e}_i(t) = Z_i^T \tilde{A}_i(t)\xi^t + \tilde{\mathcal{E}}_i(t) + (m_{ii}(q)\ddot{q}_i^d - u_{si}) \quad (5.8)$$

avec $\tilde{A}_i = \dot{\hat{A}}_i - \hat{A}_i$;

Afin de proposer le terme de robustesse, nous posons l'hypothèse suivante :

H4 : l'inertie $m_{ii}(q)$ est bornée :

$$m_{ii}(q) \leq k_{sti}, \forall q$$

Avec les hypothèses précédentes H1, H2, H3 et H4 et en choisissant :

$$u_{si} = k_{sti} |\ddot{q}_i^d| \text{sign}(r_i), \quad i = 1 \dots n$$

avec

$$r_i = p_{2i}e + p_{1i}\dot{e}, \quad p_{1i}, p_{2i} > 0.$$

Nous arrivons aux résultats suivant :

R₁ : Les états q_i, \dot{q}_i et \ddot{q}_i , $i = 1 \dots n$, sont bornés.

R₂ : Les variables $k_{pi}(t), k_{vi}(t)$ et \hat{A}_i , $i = 1 \dots n$ et les commandes sont bornées.

R₃ : La convergence asymptotique vers zéro des erreurs $e_i(t)$ $i = 1 \dots n$.

V.3-2-2-schéma de principe :

Le schéma de principe suivant nous montre les différents termes de la loi de commande où l'action de robustesse apparaît :

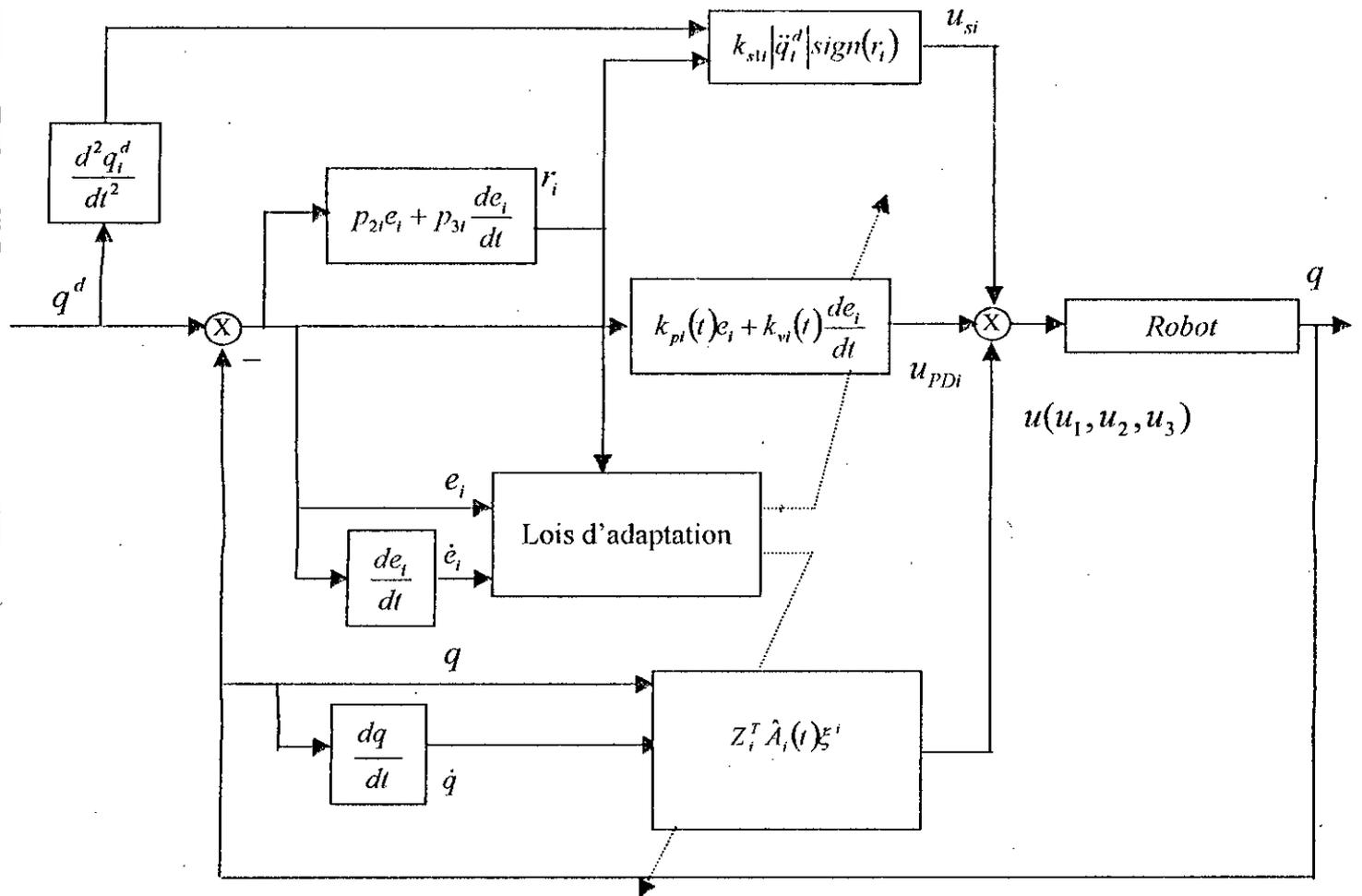


Figure 5.8 : Schéma de principe de la CCFAR.

V.3-2-3- Application de la CCFAR sur PUMA 560 :

Dans cette section on présentera les différents paramètres utilisés dans la loi de commande CCFAR sur PUMA560 .

❖ Les paramètres du régulateur sont :

Les fonctions d'appartenance sont triangulaires, dans le tableau suivant on montre les différentes entrées de chaque régulateur flou :

Articulation	1	2	3
Entrée du système flou	q_1, \dot{q}_1, q_2	q_2, \dot{q}_2, q_3	q_3, \dot{q}_3, q_3
N ^{be} de règles floue	8	8	8

Tableau 5.2 : Les différents paramètres du modèle flou utilisé.

et les paramètres du régulateur sont regroupés dans tableau suivant:

	Symboles des paramètres	Première articulation	deuxième articulation	troisième articulation
Erreur filtrée r_i	p_{1i} , p_{2i}	300 ;100	300 ;100	300 ;100
Action PD adaptative $k_{p_i}e_i + k_{v_i}\dot{e}_i$	α_{1i} , α_{2i} β_{1i} , β_{2i}	930 ;9.3 93 ; 9.3	930 ;9.3 93 ;9.3	930 ;9.3 93 ;9.3
Facteur de normalisation	q_i , \dot{q}_i	4 ;5.33	4 ;5.33	4 ;5.33
Modèle flou $Z_i^T \hat{A}_i(t)\xi^i$	Γ_{1i} , Γ_{2i}	80.5x1 _{1x4} ; 0.0x1 _{1x4}	80.5x1 _{1x4} ; 0.0x1 _{1x4}	80.5x1 _{1x4} ; 0.0x1 _{1x4}
Terme de robustesse	k_{st}	6	8.5	1.5

Tableau 5.3 : Les paramètres de la CCFAR.

Où k_{st} sont choisis d'une façon à satisfaire l'hypothèse 4.

V.3-2-4-Résultats des simulations :

Test sans charge :

La figure (5.9) montre les différentes réponses du bras manipulateur excitée par la loi de commande CCFAR, les résultats montrent que l'erreur est inférieure à 0.007rad sur tout l'intervalle de temps définie, nous constatons la présence des 'chattering' dans les trois commandes et qui disparaît dans le régime permanent :

Test de variation de charge :

Avec les deux tests effectués (perte de masse, affectation de masse.) on montre la robustesse de notre régulateur qui réalise une poursuite en dépit de ces variations, et une erreur maximale inférieure à 0.01rad.

Test de variation paramétrique :

En introduisant une variation paramétrique de l'ordre de 50% à $t=1.6$ sec, on constate une poursuite satisfaisante, ce qui montre la robustesse de notre régulateur vis à vis le changement des paramètres du modèle de robot.

Test de rupture de la commande :

En annulant la commande de la deuxième articulation, on constate une poursuite satisfaisante des autres articulations avec une erreur maximale inférieure à 0.05 rad.

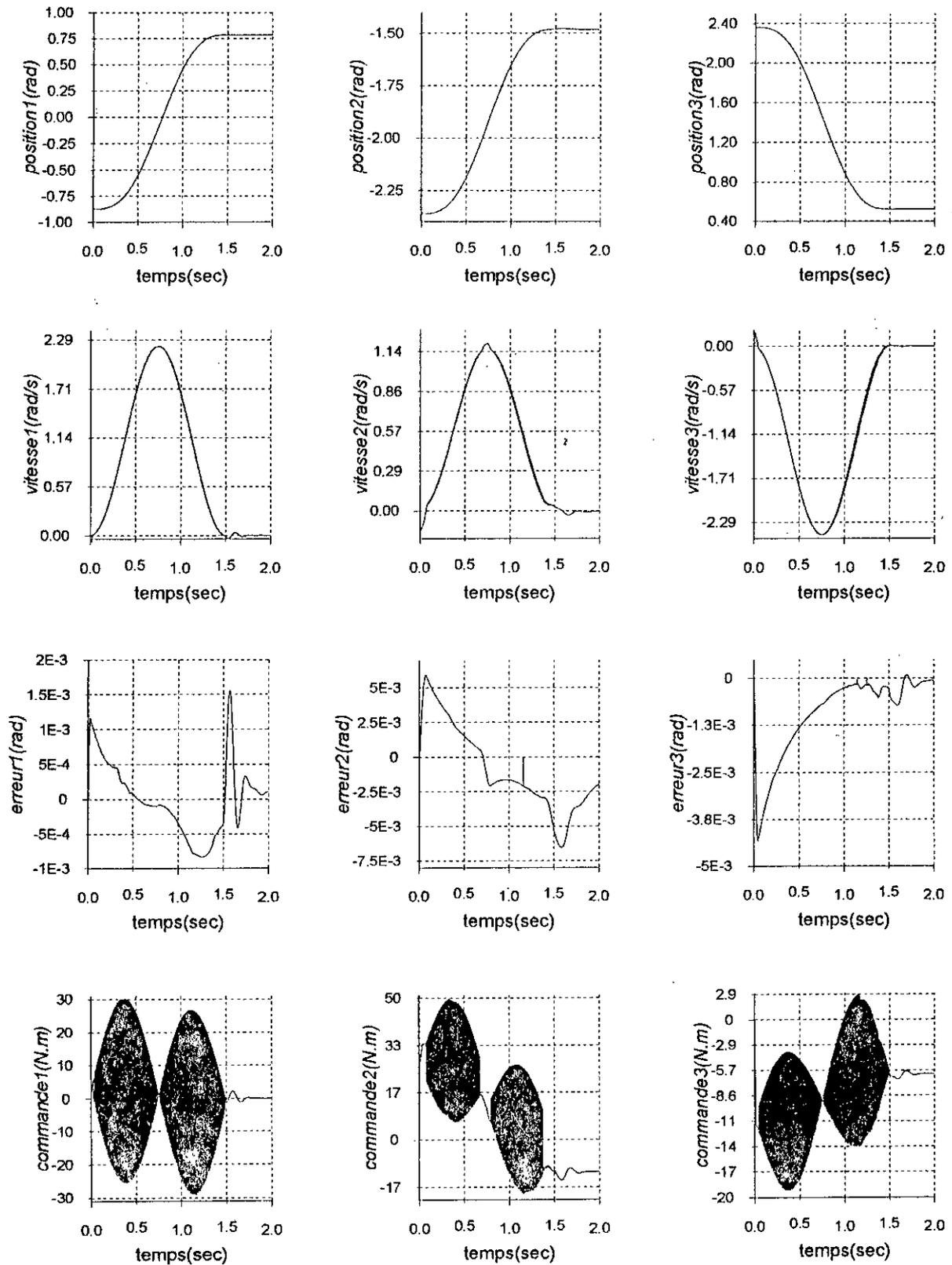


Figure 5.9 : Simulation de la CCFA robuste.

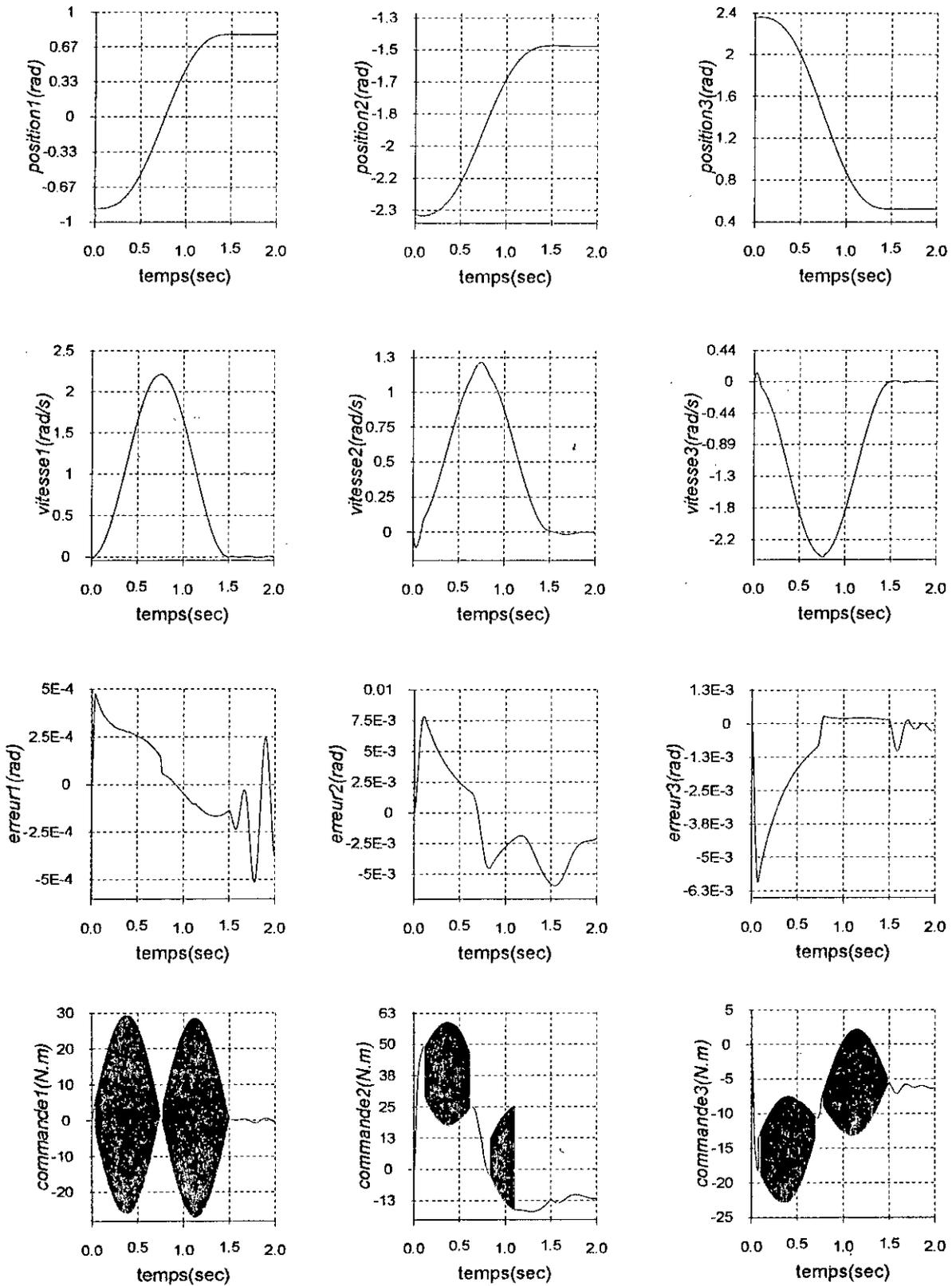


Figure 5.10: Simulation de la CCFA robuste avec variation paramétrique à partir de $t=1.2s$.

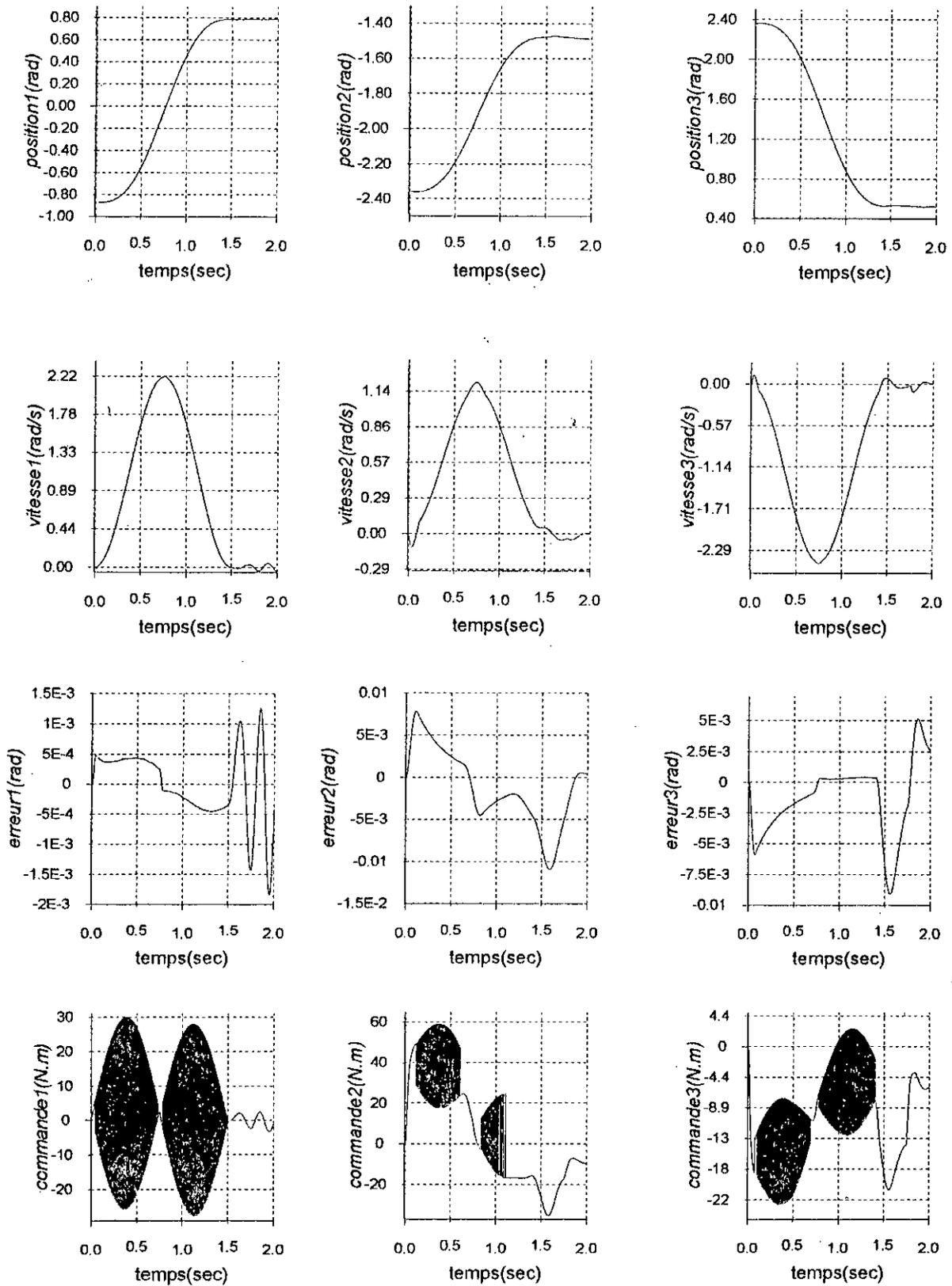


Figure 5.11 : simulation de la CCFA robuste avec une variation de la charge de l'ordre de 100%.

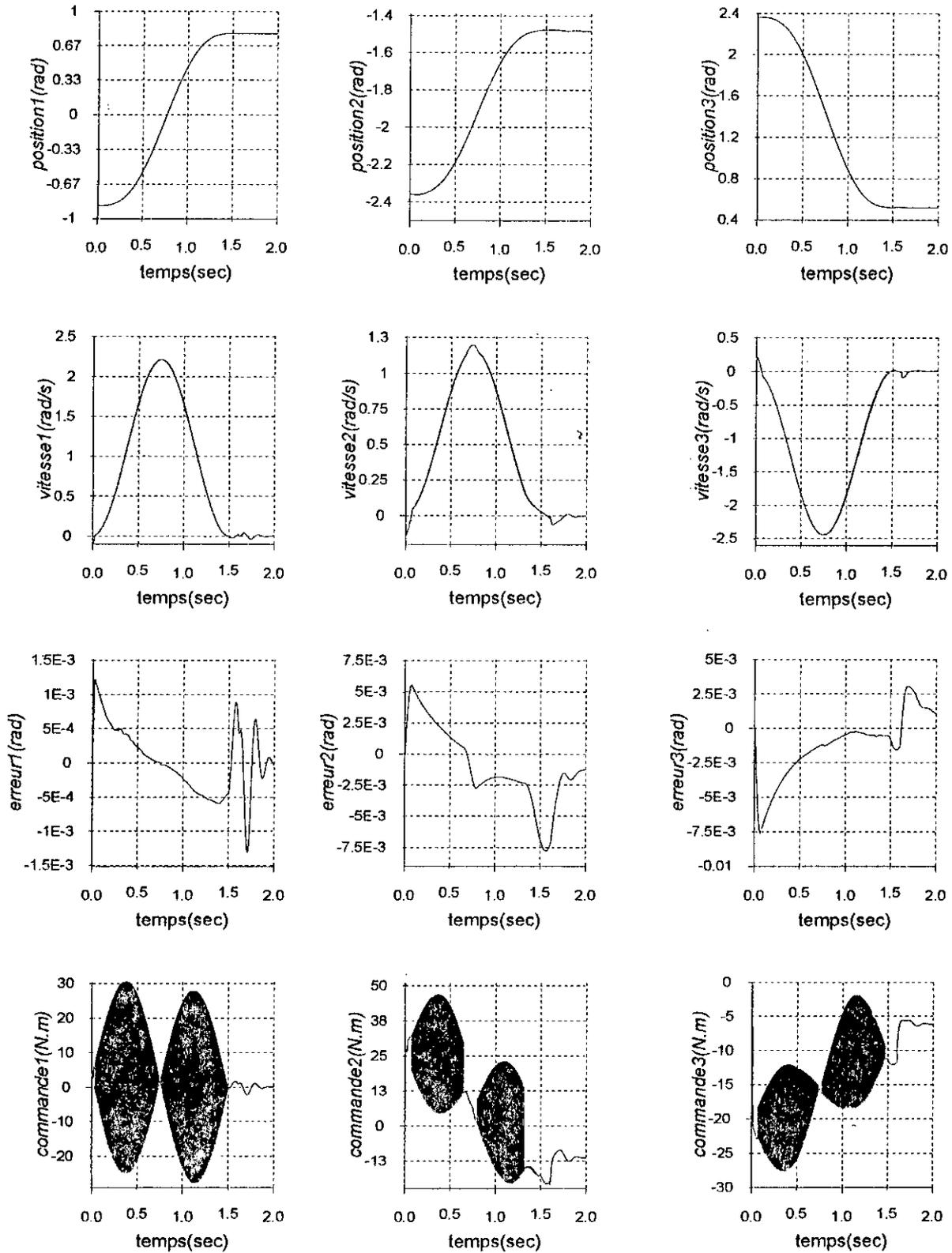


Figure 5.12 : Simulation de la CCFA robuste avec perte de la charge à $t=1.6s$.

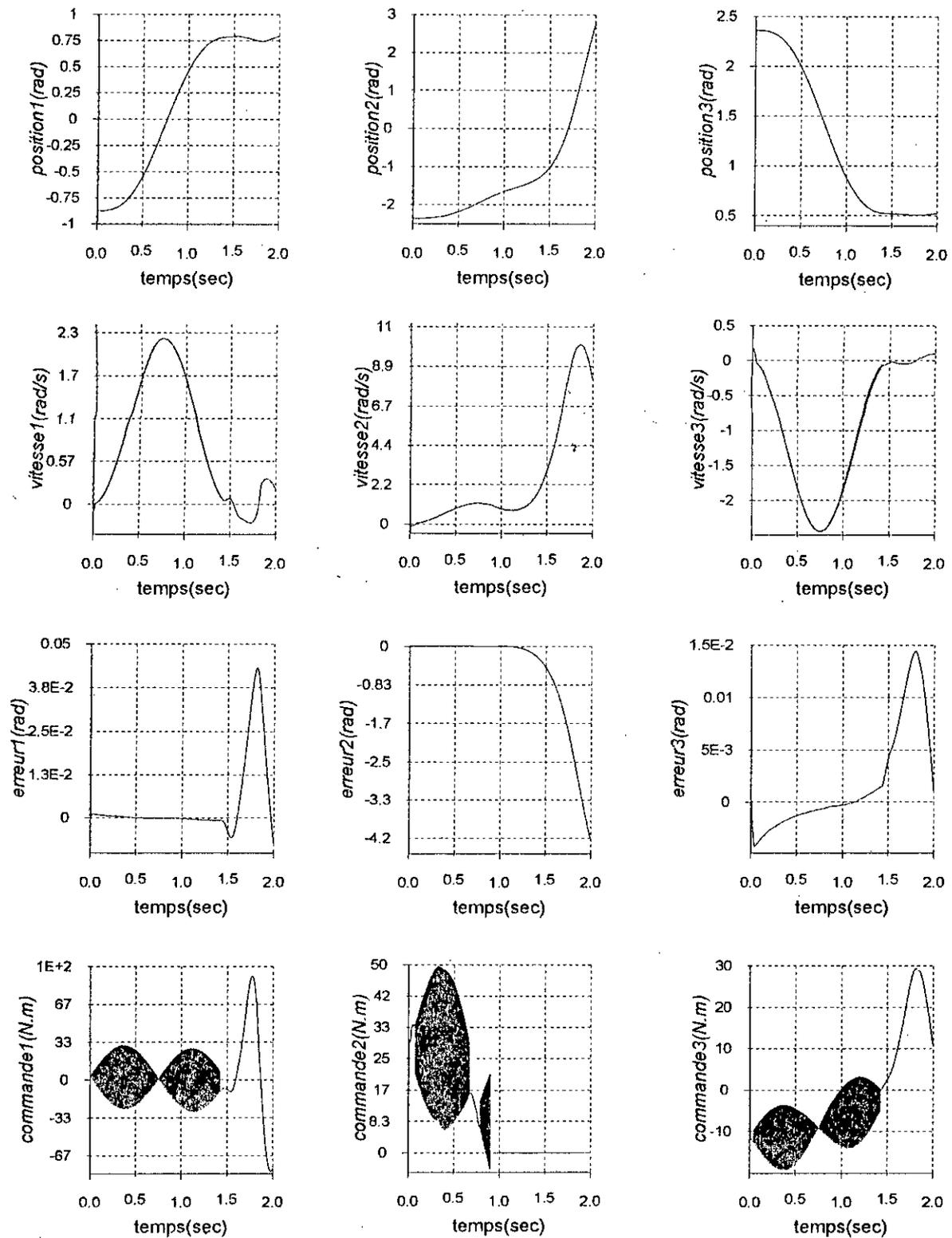


Figure 5.13 : Simulation de la CCFA robuste avec rupture de la commande à $t=1.6$ s.

V.3-3 commande centralisée floue adaptative Modifiée :

V.3-3-1 :structure de commande :

Bien que la loi de commande CCFAR possède quelque avantages, comme on l'a signalé dans le cas décentralisé, elle présente quelque inconvénients comme les restrictions posée sur le terme d'inertie ($m_{ii}(q) \leq k_{si}$) et la discontinuité de la loi de commande .

Pour palier à ce problème nous remplaçons ce terme de robustesse par un terme adaptatif $u_{mi}(t)$.

Donc on aura la loi de commande suivante :

$$u_i(t) = k_{pi}(t)e_i(t) + k_{vi}(t)\dot{e}_i(t) + Z_i^T \hat{A}_i(t)\xi^i + u_{mi} \quad (5.9)$$

$$u_{mi} = k_{mi}(t)\ddot{q}_i^d, \quad i = 1 \dots n$$

avec

$$\dot{k}_{mi} = \gamma_{m1i} r_i \ddot{q}_i^d + \gamma_{m2i} \frac{d}{dt}(r_i \ddot{q}_i^d), \quad (\gamma_{m1i}, \gamma_{m2i}) \geq (0, 0) \quad (5.10)$$

En considérant le modèle dynamique de l'erreur :

$$m_{ii}(q)\ddot{e}_i = Z_i^T A_i^* \xi^i + \varepsilon_i(t) + m_{ii}(q)\ddot{q}_i^d - u_i(t), \quad i = 1 \dots n$$

En tenant compte de la loi de commande proposée et les hypothèses H1,H2 et H3, on pourra conclure (comme lors de la démonstration de la CDFAM) les propositions suivantes :

R₁ : Les états q_i, \dot{q}_i et \ddot{q}_i , $i = 1 \dots n$ sont bornées.

R₂ : Les variables $k_{pi}(t), k_{vi}(t)$ et \hat{A}_i , $i = 1 \dots n$ et les commandes sont bornées.

R₃ : La convergence asymptotique vers zéro des erreurs $e_i(t)$, $i = 1 \dots n$.

V.3-3-2-schéma de principe :

Notons le fait que chaque régulateur tient compte des informations parvenues des autres articulations. La figure suivante nous montre les différents termes de la loi de commande pour une articulation donnée :

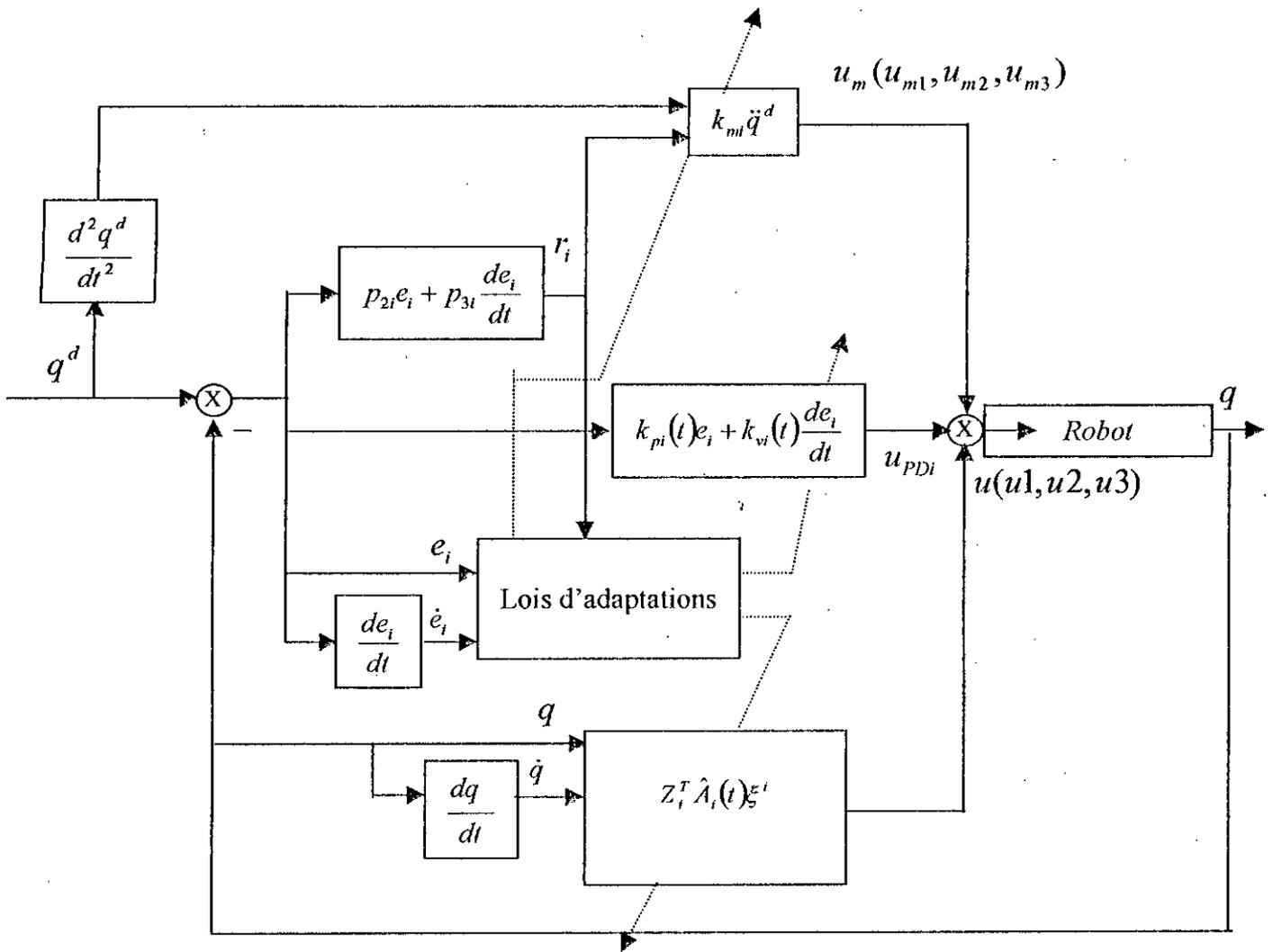


Figure 5.14 : Schéma de principe de la CCFAM.

V.3.3.3 : application sur un PUMA 560 :

Dans cette section, nous présentons les différents paramètres de la loi de commande et du régulateur lors de l'application de la loi de commande CCFAM sur un bras manipulateur (PUMA 560).

Nous associons pour chaque articulation, un régulateur composé du modèle de sugeno d'ordre zéro avec deux fonctions d'appartenance associées à chaque entrée, donc on peut résumer les différentes entrées du régulateur flou comme suit:

Articulation	1	2	3
Entrée du système flou	q_1, \dot{q}_1, q_2	q_2, \dot{q}_2, q_3	q_3, \dot{q}_3, q_1
N ^{bre} de règles floues	8	8	8

Tableau 5.4 : Les différents paramètres du modèle flou utilisé.

R1 : les états q_i, \dot{q}_i et \ddot{q}_i $i = 1 \dots n$ sont bornées.

R2 : les variables $k_{pi}(t), k_{vi}(t)$ et \hat{A} $i = 1 \dots n$ et les commandes sont bornées.

R3 : la convergence asymptotique vers zero des erreurs $e_i(t)$ $i = 1 \dots n$

Nous proposons dans la table suivante, les différents paramètres de cette loi de commande :

	Symboles des paramètres	Première articulation	Deuxième articulation	Troisième articulation
Erreur filtrée r_i	p_{1i}, p_{2i}	3000 ; 500	3000 ; 500	3000 ; 500
Action PD adaptative $k_{pi}e_i + k_{vi}\dot{e}_i$	α_{1i}, α_{2i}	930 ; 9.3	930 ; 9.3	930 ; 9.3
	β_{1i}, β_{2i}	930 ; 9.3	930 ; 9.3	930 ; 9.3
Facteur de normalisation	q_i, \dot{q}_i	4 ; 5.33	4 ; 5.33	4 ; 5.33
Modèle flou $Z_i^T \hat{A}_i(t) \xi^i$	Γ_{1i}, Γ_{2i}	$300.5 \times I_{1 \times 4}; 0.0 \times I_{1 \times 4}$	$300.5 \times I_{1 \times 4}; 0.0 \times I_{1 \times 4}$	$300.5 \times I_{1 \times 4}; 0.0 \times I_{1 \times 4}$
Terme de robustesse	$\gamma_{m1i}, \gamma_{m2i}$	0.001 ; 0.0001	0.001 ; 0.0001	0.001 ; 0.0001

Tableau 5.5 : Les paramètres de la CCFAM.

V.3.3.4. Interprétation des résultats :

❖ Test sans charge :

Ce test nous montre les performances de notre régulateur sans appliquer charge, tels que il réalise une poursuite avec une erreur maximale inférieure à 0.0004 rad qui est améliorée par rapport à la loi de commande CDFAM.

La figure (5.15) montre les différentes réponses pour chaque articulations, nous remarquons aussi que les trois commandes se stabilise à une valeur constante à partir de l'instant $t=1.5$ sec, et la commande associée à l'articulation 1 s'annule à partir de cette instant.

❖ Test de variation de charge :

Les résultats montrés sur la figure (5.16) prouve la robustesse de notre régulateur en introduisant une charge de 4 Kg à l'instant $t=1.65$ sec, on remarque que notre régulateur réalise la poursuite satisfaisante.

❖ Test de variation paramétrique :

En introduisant une variation sur les paramètres du modèle du robot de l'ordre de 50% à l'instant $t=1.75$ sec, nous constatons que notre régulateur réagit en conséquence pour compenser cette variation.

❖ Test de rupture de la commande :

Nous avons annulé la commande associée à l'articulation 1 et on a constaté la robustesse des deux autres régulateurs en réalisant une poursuite satisfaisante.

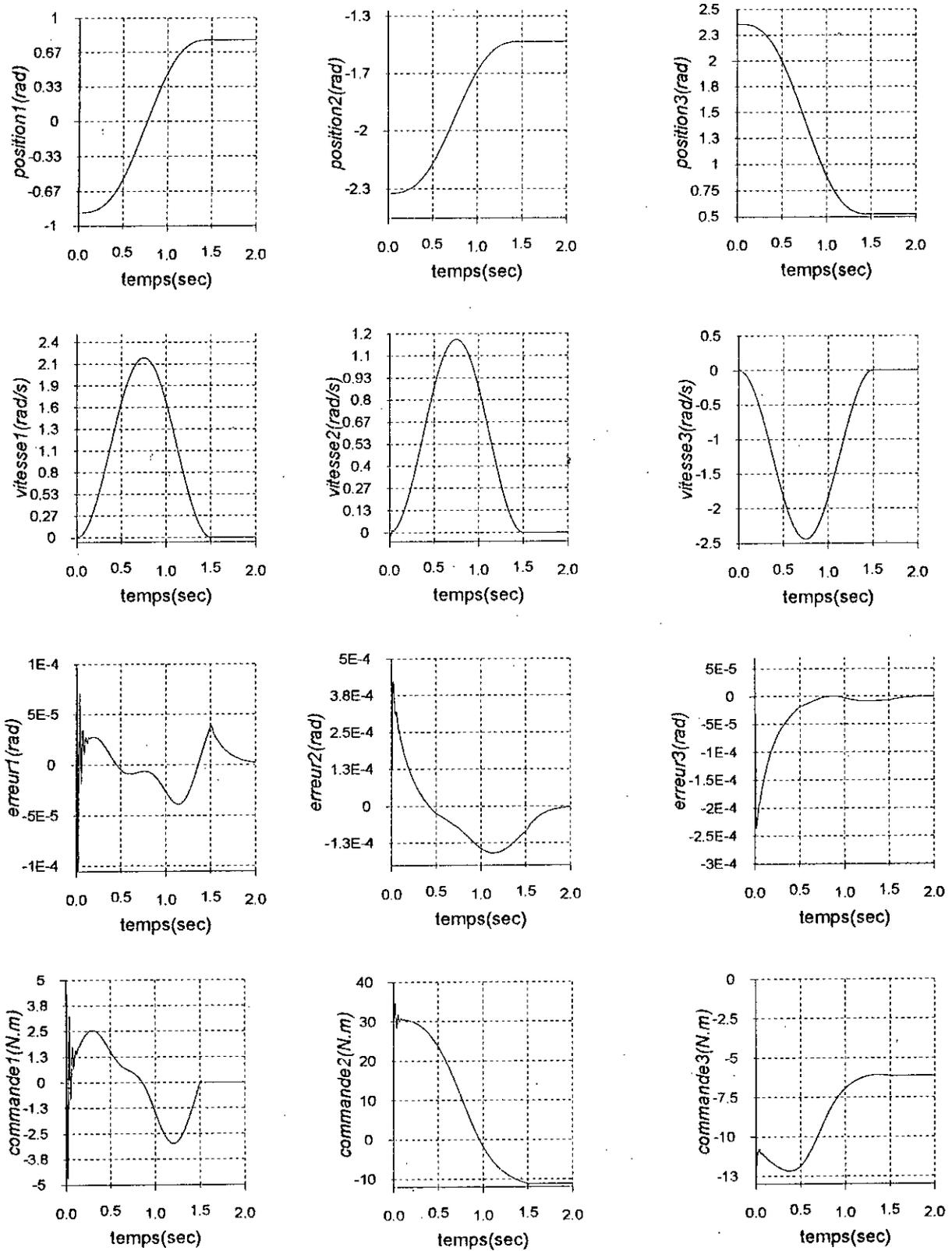


Figure 5.15: Simulation de la CCFAM.

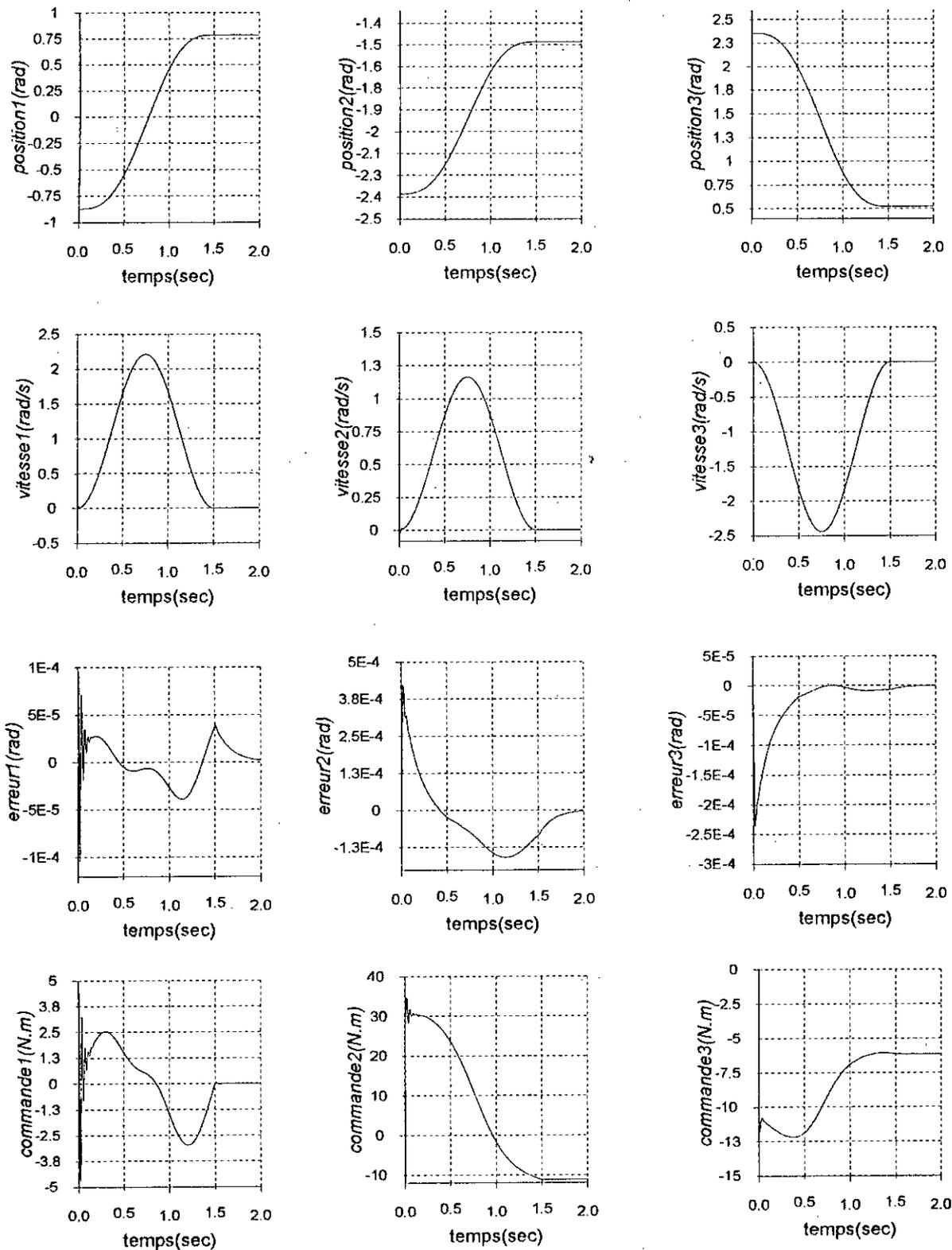


Figure 5.16 : Simulation de la commande CCFA modifiée avec une variation paramétrique de 50% à $t=1.75s$

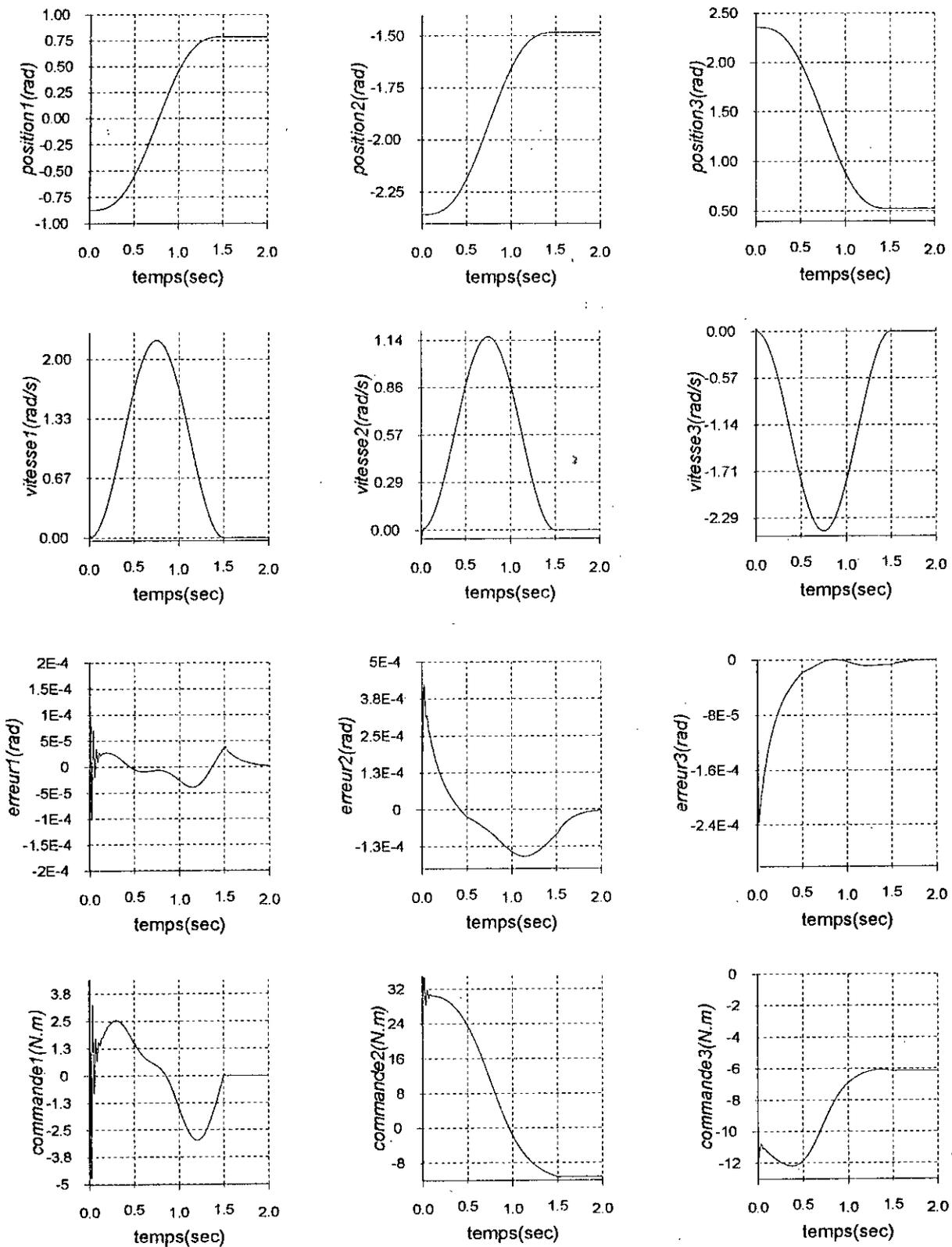


Figure 5.17: Simulation de la CCFA modifiée avec une variation de la charge de l'ordre de 50%.

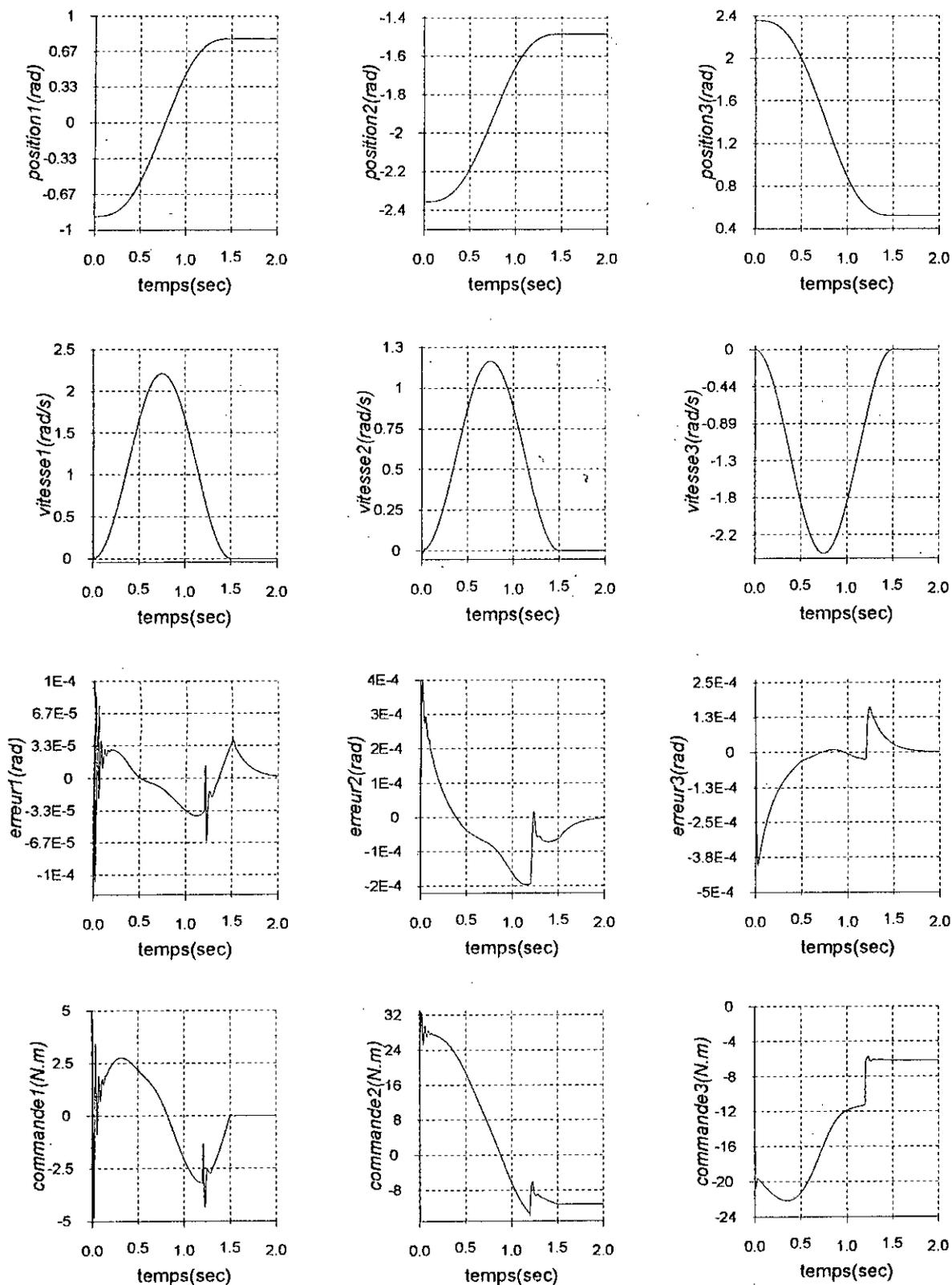


Figure 5.18 : Simulation de la CCFA modifiée avec perte de la charge à $t=1.2$ s.

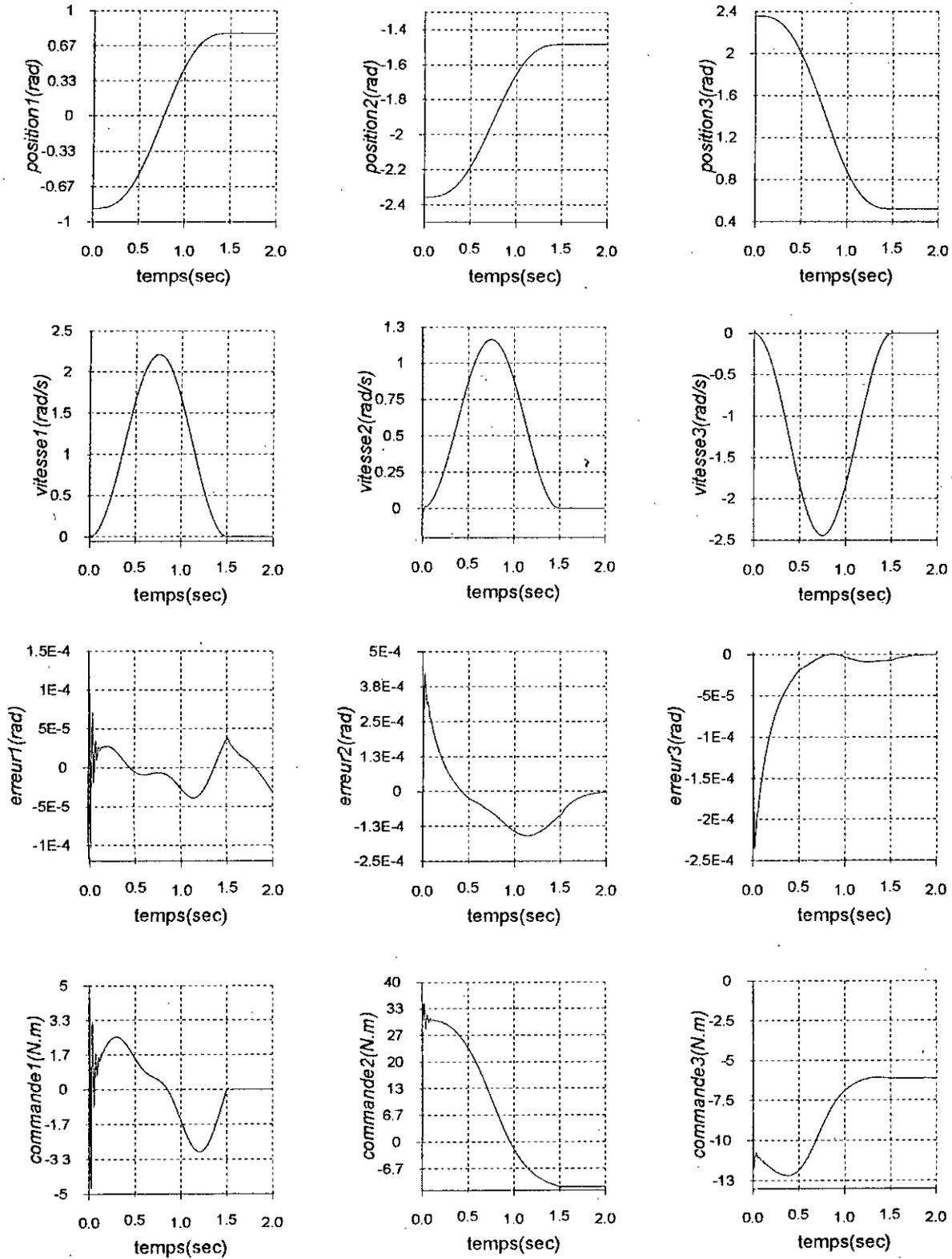


Figure 5.19 : Simulation de la CCFA modifiée avec rupture de la commande de l'articulation 1 à l'instant $t=1.7s$.

Conclusion

« Je montre mon travail tout en sachant qu'il n'est qu'une partie de la vérité, et je le montrai même en le sachant faux, parce que certaines erreurs sont des étapes vers la vérité. »

Robert Musil,

Conclusion

Dans ces Travaux, nous avons étudié et développé des stratégies de commande adaptatives utilisant les systèmes flous, appliquées à la Commande en poursuite d'une trajectoire de référence des robots manipulateurs.

Les différentes simulations sont effectuées sur les trois premières articulations du bras de robot PUMA 560, ce dernier étant souvent considéré comme un robot de tests vu la complexité et le couplage important qui caractérisent sa dynamique. Pour une trajectoire cycloïdale rapide de LEAVHY, les différents tests obtenus montrent l'efficacité des commandes utilisées dans la modélisation et la commande des robots manipulateurs. En effet, nous constatons que les différentes commandes utilisées conduisent à de faibles erreurs de poursuite en plus de leur robustesse vis-à-vis des variations paramétriques du système.

L'utilisation des systèmes flous pour l'approximation du modèle dynamique fortement nonlinéaire du robot manipulateur a conduit à une amélioration remarquable des performances de la commande adaptative.

Les techniques de commandes adaptatives floues se basent sur la compensation de termes inconnus à l'aide de systèmes flous en utilisant les mesures de la position, la vitesse et l'accélération du robot. Ces techniques supposent une adaptation rapide au niveau du régulateur ainsi qu'une variation lente des éléments diagonaux de la matrice d'inertie. Pour chaque articulation, le schéma de commande fait intervenir trois actions principales : une action de stabilisation réalisée par un régulateur à action proportionnelle et dérivée (PD), une action de compensation effectuée par un modèle flou adaptatif de type Sugeno et une troisième action à l'aide d'un signal auxiliaire pour remédier à l'erreur de reconstruction. Cette dernière action peut être omise dans la commande floue adaptative centralisée, ce qui caractérise l'aspect centralisé de la commande et le fait qu'une modélisation des interactions entre les articulations est superflue vu qu'elles interviennent directement dans le système.

Selon que les gains du régulateur PD sont adaptatifs ou non, on distingue deux approches :

- La première approche nécessite les mesures de la position et de la vitesse. Nous y distinguons : La CDFFA (resp CCFA) qui utilise un modèle flou dont le nombre de gains est égal à $nf^2 \times np$. La CDFAR (resp CCFAR) dont le nombre de gains est réduit à $nf \times np$. Cependant, cette technique nécessite l'existence et la connaissance des bornes supérieures des éléments diagonaux de la matrice d'inertie, ce qui restreint le nombre de robots considérés par cette commande. La CDFAM (resp CCFAM) permet de palier au problème de discontinuité de la commande issue de la CDFAR (resp CCFAR) tout en assurant la stabilité du schéma de commande. L'analyse de la stabilité via des fonctions de Lyapunov démontre la stabilité des schémas de commande, la convergence des erreurs de poursuite vers zéro et la bornitude des différentes variables adaptatives y compris la commande et les variables d'état.

- Dans la deuxième approche, l'action de stabilisation consiste en un régulateur PD à gains adaptatifs.

Les différentes techniques de commande adaptative floue utilisées offrent de meilleures performances tout en assurant la stabilité du système global et ceci malgré que les variables adaptatives et la commande sont initialisées à zéro et le modèle n'utilise qu'un nombre restreint de règles (huit ou quatre règles).

En général, avec un choix approprié des pondérations et des gains, on modifie la contribution des actions dans la commande ce qui permet d'obtenir des résultats satisfaisants.

De même, la décentralisation dans les schémas de commande présente l'avantage d'un dimensionnement indépendant des différents régulateurs locaux et ceci en assurant une modélisation de plus approximatives des interactions entre les différentes articulations.

D'où apparaît l'avantage d'un aspect centralisé des schémas de commande. L'inutilité d'un signal auxiliaire, on tient compte des interactions en prenant des entrées adéquates du modèle flou de telle sorte à faire introduire des données émanant des autres sous-systèmes.

A l'issue de ces travaux, de nouvelles perspectives de recherche s'ouvrent à nous. Nous pouvons citer :

- Application de ces techniques de commande à d'autres types de systèmes non-linéaires tels que : les robots flexibles et/ou à jonctions flexibles, les machines électriques et les systèmes chimiques,... etc.
- Utilisation d'autres techniques tels que la deuxième approche avec la commande centralisée floue adaptative CCFA pour les robots manipulateurs et l'étendre à d'autres systèmes non linéaires.
- Utiliser ces techniques de commande en mode discret (la commande centralisée floue adaptative discrète), la commande discrète peut être considérée comme universelle dans le sens où elles sont applicables à toutes les classes de robots rigides sans que des informations au préalable sur le modèle ne soient disponibles. Seules les mesures successives de la position sont utilisées.

Annexe A :

Démonstration des différentes propositions de la commande décentralisé floue adaptative :

Démonstration de la proposition 1 (CDEFA) :

Considérons l'équation dynamique de l'erreur relative à une articulation quelconque :

$$m\ddot{e} = -k_v \dot{e} - k_p e + Z^T \tilde{A} \xi + \tilde{\varepsilon} \quad (\text{A.1})$$

avec

$$\tilde{A} = A^* - \hat{A}, \quad \hat{A} : \text{est l'estimation de } A^*$$

$$\tilde{\varepsilon} = \varepsilon_f + \varepsilon - \hat{\varepsilon} \quad \text{où :}$$

$\hat{\varepsilon}$: signal auxiliaire

$\varepsilon_f + \varepsilon$: erreur de reconstruction

écrivons (A.1) sous forme matricielle avec $X = [e \ \dot{e}]^T$.

$$\dot{X} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -k_p & -k_v \end{bmatrix} X + \frac{1}{m} \begin{bmatrix} 0 \\ Z^T \tilde{A} \xi + \tilde{\varepsilon} \end{bmatrix} \quad (\text{A.2})$$

en considérant le modèle de référence de l'erreur :

$$\ddot{e}_m + 2\eta\omega\dot{e}_m + \omega^2 e_m = 0$$

où η et ω représente respectivement le coefficient d'amortissement et le pulsation propre du modèle, on peut aussi écrire ce modèle de référence sous forme matricielle :

$$\dot{X}_m = DX_m \quad (\text{A.3a})$$

$$X_m = [e_m \ \dot{e}_m] ; \quad D = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\omega^2 & -2\eta\omega \end{bmatrix} \quad (\text{A.3b})$$

d'après le théorème de *KALMAN-YAGOBOVICH* et puisque ce système est stable, il existe une matrice P symétrique définie positive (SDP) et une matrice $Q > 0$ (DP) vérifiant l'équation :

$$PD + D^T P = -Q \quad (\text{A.4})$$

soit le vecteur E_v définie par :

$$E_v = X_m - X \quad (\text{A.5})$$

si on considère les condition initiale suivante : $e_m(0) = \dot{e}_m(0) = 0$, alors $\forall t \geq 0, X_m(t) = 0$

on

obtient :

$$E_v = -X(t) \quad (\text{A.6})$$

en dérivant l'équation (A.5) et avec les équations (A.2) et (A.3) on obtient :

$$\dot{E}_v = DE_v + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \frac{k_p}{m} - \omega^2 & \frac{k_v}{m} - 2\eta\omega \end{bmatrix} X - \frac{1}{m} \begin{bmatrix} 0 \\ Z^T \tilde{A} \xi + \tilde{\varepsilon} \end{bmatrix}$$

avec, $m > 0$

Considérons la fonction de Lyapunov suivante :

$$V_1 = \frac{1}{2} \dot{E}_v^T P E_v + \frac{1}{2} Q_1 \left(\frac{k_p}{m} - \omega^2 - k_p^* \right)^2 + \frac{1}{2} Q_2 \left(\frac{k_v}{m} - 2\eta\omega - k_v^* \right)^2 + \frac{1}{2} \text{Tr}((\tilde{A} + A_0)^T \Gamma_0^{-1} (\tilde{A} + A_0)) + \frac{1}{2} \gamma_0^{-1} (\tilde{\varepsilon} + \varepsilon_0)^2 \quad (5A.8)$$

où

- $\text{Tr}(\cdot)$ désigne la trace de la matrice (\cdot) ;
- $(\cdot)^T$ dénote la transposée de la matrice (\cdot) ;
- $Q_1, Q_2, \gamma_0 > 0$ des scalaires strictement positifs ;
- $\Gamma_0 > 0$ matrice définie positive ;
- k_p^*, k_v^*, A_0 et ε_0 des fonctions introduites pour obtenir des lois d'adaptation du type proportionnelle- intégrale qui seront déterminées ultérieurement.

La fonction de Lyapunov proposée est utilisée par Seraji [SER,89] augmentée du terme relatif au modèle flou .

En tenant compte de l'hypothèse (H2) on peut considérer m comme une constante et on obtient après dérivation de V_1 :

$$\dot{V}_1 = \frac{1}{2} [\dot{E}_v^T P E_v + E_v^T P \dot{E}_v] + Q_1 \left(\frac{k_p}{m} - \omega^2 - k_p^* \right) \left(\frac{\dot{k}_p}{m} - \dot{k}_p^* \right) + Q_2 \left(\frac{k_v}{m} - 2\eta\omega - k_v^* \right) \left(\frac{\dot{k}_v}{m} - \dot{k}_v^* \right) + \text{Tr}((\tilde{A}^T + A_0) \Gamma_0^{-1} (\tilde{A} + \dot{A}_0)) + \gamma_0^{-1} (\tilde{\varepsilon} + \varepsilon_0) (\dot{\tilde{\varepsilon}} + \dot{\varepsilon}_0) \quad (A.9)$$

avec les équations (B.4) , (B.6) et (B.7) le premier terme de l'équation (B.9) devient :

$$\frac{1}{2} (\dot{E}_v^T P E_v + E_v^T P \dot{E}_v) = -\frac{1}{2} E_v^T Q E_v - r \left(\frac{k_p}{m} - \omega^2 \right) e - r \left(\frac{k_v}{m} - 2\eta\omega \right) \dot{e} + \frac{\gamma_0^{-1}}{m} \tilde{\varepsilon} r + \frac{1}{m} Z^T \tilde{A} \xi r \quad (A.10)$$

avec $r = p_2 e + p_3 \dot{e}$, où p_2 et p_3 sont des éléments de la matrice $P = \begin{bmatrix} p_1 & p_2 \\ p_2 & p_3 \end{bmatrix}$

avec l'équation (B.10) l'équation (B.9) :

$$\dot{V}_1(t) = \dot{V}_{11} + \dot{V}_{12} + \dot{V}_{13} \quad (A.11a)$$

avec

$$\begin{aligned} \dot{V}_{11} = & -\frac{1}{2} \dot{E}_v^T Q E_v + \left(\frac{k_p}{m} - \omega^2 \right) \left(Q_1 \left(\frac{\dot{k}_p}{m} - \dot{k}_p^* \right) - r e \right) + \left(\frac{k_v}{m} - 2\eta\omega \right) \left(Q_2 \left(\frac{\dot{k}_v}{m} - \dot{k}_v^* \right) - r \dot{e} \right) \\ & - Q_1 \left(\frac{k_p}{m} - k_p^* \right) k_p^* - Q_2 \left(\frac{k_v}{m} - k_v^* \right) k_v^* \end{aligned} \quad (A.11b)$$

$$\dot{V}_{12} = \tilde{\varepsilon} \left(\frac{1}{m} r + \gamma_0^{-1} (\tilde{\varepsilon} + \dot{\varepsilon}_0) \right) + \gamma_0^{-1} \varepsilon_0 (\tilde{\varepsilon} + \dot{\varepsilon}_0) \quad (\text{A.11c})$$

$$\dot{V}_{13} = \frac{1}{m} r Z^T \tilde{A} \xi + \text{Tr}(\tilde{A}^T \Gamma_0^{-1} (\tilde{A} + \dot{A}_0)) + \text{Tr}(A_0^T \Gamma_0^{-1} (\tilde{A} + \dot{A}_0)) \quad (\text{A.11d})$$

en tenant compte de l'hypothèse (H3), variation lente de ε par rapport au signal auxiliaire $\hat{\varepsilon}$ on aura :

$\tilde{\varepsilon} = \varepsilon - \hat{\varepsilon} = -\dot{\hat{\varepsilon}}$ en remplaçant cette relation dans \dot{V}_{12} on obtiendra :

$$\dot{V}_{12} = \tilde{\varepsilon} \left(\frac{1}{m} r - \gamma_0^{-1} (\dot{\hat{\varepsilon}} - \dot{\varepsilon}_0) \right) - \gamma_0^{-1} \varepsilon_0 (\dot{\hat{\varepsilon}} - \dot{\varepsilon}_0) \quad (\text{A.12})$$

puisque la matrice A^* est une matrice constante :

$\tilde{A} = A^* - \hat{A}$ et avec la relation matricielle :

$\text{Tr}(AB) = \text{Tr}(BA)$ le terme \dot{V}_{13} devient :

$$\dot{V}_{13} = \text{Tr}(\tilde{A}^T \left(\frac{1}{m} r Z \xi^T - \Gamma_0^{-1} (\hat{A} - \dot{A}_0) \right)) - \text{Tr}(A_0^T \Gamma_0^{-1} (\hat{A} - \dot{A}_0)) \quad (\text{A.13})$$

alors pour assurer $\dot{V}_1 \leq 0$ on choisi :

$$\left\{ \begin{array}{l} Q_1 \left(\frac{\dot{k}_p}{m} - \dot{k}_p^* \right) = re \\ Q_2 \left(\frac{\dot{k}_v}{m} - \dot{k}_v^* \right) = r\dot{\varepsilon} \end{array} \right. \quad (\text{A.14a})$$

$$\left\{ \begin{array}{l} k_p^* = Q_1^* Q_1 \left(\frac{\dot{k}_p}{m} - \dot{k}_p^* \right) = Q_1^* re \quad Q_1^* \geq 0 \\ k_v^* = Q_2^* Q_2 \left(\frac{\dot{k}_v}{m} - \dot{k}_v^* \right) = Q_2^* r\dot{\varepsilon} \quad Q_2^* \geq 0 \end{array} \right.$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \gamma_0^{-1}(\dot{\hat{\varepsilon}} - \dot{\varepsilon}_0) = \frac{r}{m} \\ \varepsilon_0 = \gamma_0^* \gamma_0^{-1}(\dot{\hat{\varepsilon}} - \dot{\varepsilon}_0) = \gamma_0^* \frac{r}{m} \end{array} \right. \quad \begin{array}{l} \gamma_0^* \geq 0 \\ \end{array} \quad (\text{A.14b})$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \Gamma_0^{-1}(\dot{\hat{A}} - \dot{A}_0) = \frac{r}{m} Z \xi^T \\ A_0 = \Gamma_0^* \Gamma_0^{-1}(\dot{\hat{A}} - \dot{A}_0) = \Gamma_0^* \frac{r}{m} Z \xi^T \end{array} \right. \quad \Gamma_0^* \geq 0$$

avec ces conditions on obtient :

$$\dot{V}_{11} = -\frac{1}{2} E_v^T Q E_v - Q_1^*(r\dot{e})^2 - Q_2^*(r\dot{e})^2 \leq 0.$$

$$\dot{V}_{12} = -\gamma_0^{-2} \gamma_0^* (\dot{\hat{\varepsilon}} - \dot{\varepsilon}_0)^2 \leq 0 \quad \text{car } \gamma_0^* \geq 0.$$

$$\dot{V}_{13} = -Tr \left(\left(\Gamma_0^{-1}(\dot{\hat{A}} - \dot{A}_0) \right)^T \Gamma_0^{*T} \left(\Gamma_0^{-1}(\dot{\hat{A}} - \dot{A}_0) \right) \right) \leq 0 \quad \text{car } \Gamma_0^* \geq 0.$$

donc :

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 = & -\frac{1}{2} E_v^T Q E_v - Q_1^*(r\dot{e})^2 - Q_2^*(r\dot{e})^2 - \gamma_0^{-2} \gamma_0^* (\dot{\hat{\varepsilon}} - \dot{\varepsilon}_0)^2 \\ & - Tr \left(\left(\Gamma_0^{-1}(\dot{\hat{A}} - \dot{A}_0) \right)^T \Gamma_0^{*T} \left(\Gamma_0^{-1}(\dot{\hat{A}} - \dot{A}_0) \right) \right) \leq 0 \end{aligned} \quad (\text{A.15})$$

Donc, les relations (B.14a,b) assurent la négativité de la fonction dérivée ($\dot{V}_1 \leq 0$).

Les inéquations $V_1 \geq 0$ et $\dot{V}_1 \leq 0$ impliquent la stabilité au sens de Lyapunov, d'où on déduit la bornitude $V_1(t)$, $E(t)$ et $\tilde{\varepsilon}(t)$ ainsi que la matrice $\tilde{A}(t)$.

D'autre part, considérons les deux familles de fonctions L_∞ , L_2 définies par :

$$L_\infty = \{s(t) : |s(t)| < \infty\} : \text{ensembles des fonctions bornées;}$$

$$L_2 = \left\{ s(t) : \int_0^{+\infty} s(t)^2 dt < \infty \right\} : \text{ensembles des fonctions quadratiquement intégrables.}$$

D'après la relation (B.6), on a : $E = [e \quad \dot{e}]^T$, et sachant que les trajectoires désirées $q^d, \dot{q}^d \in L_\infty$ (hypothèse H1), alors la bornitude de E implique : $q, \dot{q} \in L_\infty$ (première conséquence de la proposition 1 (R1)).

Pour montrer la convergence asymptotique de l'erreur $E_v(t)$, on utilise le corollaire suivant :
Corollaire[KRS,95][LEW,93][SPO,95a] [SPO,95b] :

On considère une fonction réelle r qui vérifie les conditions suivantes :

- r et $\dot{r} \in L_\infty$;
- $r \in L_2$.

alors cette fonction converge asymptotiquement vers zéro.

D'après le corollaire ci-dessus : les conditions suffisantes pour assurer la convergence asymptotique de l'erreur vers zéro sont :

$$C1: e(t), \dot{e}(t) \in L_\infty$$

$$C2: e(t), \dot{e}(t) \in L_2$$

$$C1: \dot{e}(t), \ddot{e}(t) \in L_\infty$$

La première condition C1 résulte directement de la bornitude de $E_v(t)$. Pour vérifier la condition C2, on choisit la matrice Q de forme diagonale : $Q = \text{diag}\{2\rho_1, 2\rho_2\}$ avec $\rho_1, \rho_2 > 0$. De l'équation (B.13) on peut déduire :

$$\dot{V}_1 \leq -\frac{1}{2}\rho_1 e^2 - \frac{1}{2}\rho_1 \dot{e}^2 \quad (\text{A.16})$$

d'où :

$$\begin{cases} \dot{V}_1 \leq -\frac{1}{2}\rho_1 e^2 \\ \dot{V}_1 \leq -\frac{1}{2}\rho_1 \dot{e}^2 \end{cases} \quad \text{alors} \quad \begin{cases} \int_0^t e(\tau)^2 d\tau \leq \frac{2}{\rho_1} (V(0) - V(\infty)) \\ \int_0^t \dot{e}(\tau)^2 d\tau \leq \frac{2}{\rho_2} (V(0) - V(\infty)) \end{cases}$$

or $V \in L_\infty$, alors $e, \dot{e} \in L_2$.

D'après l'équation (B.14a), on peut déduire :

$$k_p(t) = Q_1^{-1} m \int_0^t r e d\tau + Q_1^* m r e + k_p(0) \quad (\text{A.17a})$$

$$k_v(t) = Q_2^{-1} m \int_0^t r \dot{e} d\tau + Q_2^* m r \dot{e} + k_v(0) \quad (\text{A.17b})$$

Sachant que $e, \dot{e}, r \in L_\infty$, $e, \dot{e} \in L_2$ et en utilisant l'inégalité :

$$\left| \int_0^t e \dot{e} d\tau \right| \leq \int_0^t e^2 d\tau + \int_0^t \dot{e}^2 d\tau \quad (\text{A.18})$$

on déduit que : k_p et $k_v \in L_\infty$ (conséquence R2). D'autre part, on sait que $E(t)$, $X(t)$, \tilde{A} et $\tilde{\varepsilon}$ sont bornées ($\in L_\infty$) alors on conclut d'après l'équation (A.7) que $\ddot{e} \in L_\infty$. Donc la troisième condition C3 est vérifiée. D'après le corollaire, les erreurs $e(t)$ et $\dot{e}(t)$ convergent asymptotiquement vers zéro (conséquence R3). D'après l'hypothèse H1, $\ddot{q}^d \in L_\infty$ donc la bornitude de \ddot{e} ($\ddot{e} \in L_\infty$) implique que $\ddot{q} \in L_\infty$ (conséquence R1). pour montrer la bornitude des variables \tilde{A} et $\tilde{\varepsilon}$, on a :

$\ddot{q} \in L_\infty$ (conséquence R1), alors la bornitude de \hat{A} et $\hat{\varepsilon}$ est assuré par :

$$\begin{cases} \tilde{A} \in L_\infty \\ \tilde{\varepsilon} \in L_\infty \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \hat{A} \in L_\infty \text{ car } \tilde{A} = A^* - \hat{A} \text{ et } A^* \text{ est constante.} \\ \hat{\varepsilon} \in L_\infty \text{ car } \tilde{\varepsilon} = \varepsilon - \hat{\varepsilon} \text{ et } \varepsilon \text{ dépend de variables d'état bornées.} \end{cases}$$

d'où la conséquence R3.

pour déterminer p_2 et p_3 , on utilise la relation (A.4), on obtient :

$$p_2 = \frac{\rho_1}{\omega^2}, p_3 = \frac{1}{2\eta\omega} \left(\frac{\rho_1}{\omega} + \rho_2 \right) \quad (\text{A.19})$$

puisque η et ω des arbitraire positifs, il suffit de prendre $\rho_1, \rho_2 > 0$, si on choisi dans les équations (A.14 a ,b) et (A.174 a ,b) :

$$\left\{ \begin{array}{l} Q_1^{-1} = \frac{\alpha_1}{m}, Q_1^* = \frac{\alpha_2}{m} \\ Q_2^{-1} = \frac{\beta_1}{m}, Q_2^* = \frac{\beta_2}{m} \\ \gamma_0 = \gamma_1 m, \gamma_0^* = \gamma_2 m \\ \Gamma_0 = \Gamma_1 m, \Gamma_0^* = \Gamma_2 m, \end{array} \right. \quad \begin{array}{l} \alpha_1 > 0, \alpha_2 \geq 0 \\ \beta_1 > 0, \beta_2 \geq 0 \\ \gamma_0 > 0, \gamma_2 \geq 0 \\ \Gamma_1 > 0, \Gamma_2 \geq 0 \end{array} \quad (\text{A.20})$$

les loi d'adaptations (A. 14a,b) et (A.17a,b) s'écrivent :

$$\left\{ \begin{array}{l} k_p(t) = \alpha_1 \int_0^t r e d\tau + \alpha_2 r e + k_p(0) \\ k_v(t) = \beta_1 \int_0^t r e d\tau + \beta_2 r e + k_v(0) \\ \hat{A}(t) = \Gamma_1 \int_0^t Z \xi^T r d\tau + \Gamma_2 Z \xi^T r + \hat{A}(0) \\ \hat{\varepsilon}(t) = \gamma_1 \int_0^t r d\tau + \gamma_2 r + \hat{\varepsilon}(0) \end{array} \right. \quad (\text{A.21})$$

L'utilisation des lois d'adaptation précédentes dans la loi de commande (3.9), pour chaque articulation assure la convergence asymptotique des erreurs de poursuite vers zéro de toutes les articulations, ainsi que la bornitude des différents signaux adaptatifs.

Démonstration de la proposition 1 (CDFA) :

Pour démontrer les résultats énoncés dans la proposition 2, on procède de la même manière que dans la démonstration de la proposition 1. Le modèle dynamique (3.16), s'écrit sous la forme matricielle suivante :

$$\dot{E}_v = DE_v + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \frac{k_p}{m} - \omega^2 & \frac{k_v}{m} - 2\eta\omega \end{bmatrix} X - \frac{1}{m} \begin{bmatrix} 0 \\ Z^T \tilde{A} \xi + \tilde{\varepsilon} \end{bmatrix} + \frac{1}{m} \begin{bmatrix} 0 \\ m\ddot{q}^d - u_s(t) \end{bmatrix} \quad (\text{A.22})$$

par rapport à l'équation (B.7), le terme lié à l'accélération désirée apparaît. Proposons la fonction de Lyapunov V_2 de la même forme que V_1 donnée par (A.8) :

$$\begin{aligned} V_2 = & \frac{1}{2} E_v^T p E_v + \frac{1}{2} Q_1 \left(\frac{k_p}{m} - \omega^2 - k_p^* \right)^2 + \frac{1}{2} Q_2 \left(\frac{k_v}{m} - 2\eta\omega - k_v^* \right)^2 \\ & + \frac{1}{2} Tr \left((\tilde{A} + A_0)^T \Gamma_0^{-1} (\tilde{A} + A_0) \right) + \frac{1}{2} \gamma_0^{-1} (\tilde{\varepsilon} + \varepsilon_0)^2 \end{aligned} \quad (\text{A.23})$$

Après dérivation on obtient :

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 = & \frac{1}{2} [\dot{E}_v^T p E_v + E_v^T p \dot{E}_v] + Q_1 \left(\frac{k_p}{m} - \omega^2 - k_p^* \right) \left(\frac{\dot{k}_p}{m} - \dot{k}_p^* \right) + Q_2 \left(\frac{k_v}{m} - 2\eta\omega - k_v^* \right) \left(\frac{\dot{k}_v}{m} - \dot{k}_v^* \right) \\ & + Tr \left((\tilde{A}^T + A_0) \Gamma_0^{-1} (\dot{\tilde{A}} + \dot{A}_0) \right) + \gamma_0^{-1} (\tilde{\varepsilon} + \varepsilon_0) (\dot{\tilde{\varepsilon}} + \dot{\varepsilon}_0) \end{aligned} \quad (\text{A.24})$$

En utilisant l'équation (A.22), le premier terme de (A.24) s'écrit :

$$\begin{aligned} \frac{1}{2} [\dot{E}_v^T p E_v + E_v^T p \dot{E}_v] = & -\frac{1}{2} E_v^T Q_1 E_v - r \left(\frac{k_p}{m} - \omega^2 \right) e - r \left(\frac{k_v}{m} - 2\eta\omega \right) \dot{e} \\ & + \frac{1}{m} \tilde{\varepsilon}^T r + Z^T \tilde{A} \xi^T r + \frac{1}{m} (m\ddot{q}^d - u_s(t)) r \end{aligned} \quad (\text{A.25})$$

$$\text{donc : } \dot{V}_2 = \dot{V}_1 + \dot{V}_{21} \quad (\text{A.26})$$

où :

- \dot{V}_1 est donnée par les expressions (A.11a,b,c,d) ;
- $\dot{V}_{21} = \frac{1}{m}(m\ddot{q}^d - u_s(t))\dot{r}$.

On a démontré dans la partie 1 que les lois d'adaptation (A.21) permettent d'avoir :

$$\dot{V}_1 = -\frac{1}{2}E_v^T Q E_v - Q_1^*(re)^2 - Q_2^*(r\dot{e})^2 - \gamma_0^{-2} \gamma_0^{*T} (\hat{\varepsilon} - \varepsilon_0)^2 - \text{Tr} \left(\left(\Gamma_0^{-1} (\hat{A} - A_0) \right)^T \Gamma_0^{*T} \left(\Gamma_0^{-1} (\hat{A} - A_0) \right) \right) \leq 0 \quad (\text{A.27})$$

si en plus, on choisit :

$$u_s(t) = k_{s1} |\ddot{q}^d| \text{sign}(r)$$

D'après (A.26), (A.27) et (A.29), on déduit :

$$\dot{V}_2 \leq -\frac{1}{2}E_v^T Q E_v - Q_1(re)^2 - Q_2(r\dot{e})^2 \quad (\text{A.30})$$

donc $\dot{V}_2 \leq 0$.

donc on déduit que les variables $E(t)$, $\tilde{\varepsilon}(t)$ et $\tilde{A}(t)$ sont bornées.

En suivant les mêmes étapes qu'on a effectuée dans Demo1, et en considérant les lois d'adaptations (A.22) et $u_s(t)$ selon la relation (A.28) on arrive à démontrer la proposition 2.

Démonstration de la proposition 3 (CDFAM) :

Dans cette partie on démontre la proposition 3, pour cela nous suivons les mêmes étapes utilisée dans la démonstration de la proposition 1.

En remplaçons (VII...) dans (VI.) le modèle dynamique de l'erreur en boucle fermée donnée par (VI.) s'écrit sous forme matricielle suivante :

$$\dot{E}_v = DE_v + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \frac{k_p}{m} - \omega^2 & \frac{k_v}{m} - 2\eta\omega \end{bmatrix} X + \frac{1}{m} \begin{bmatrix} 0 \\ Z^T \tilde{A} \xi + \tilde{\varepsilon} \end{bmatrix} \frac{1}{m} \begin{bmatrix} 0 \\ \tilde{k}_m \ddot{q}^d \end{bmatrix} \quad (\text{A.31})$$

$$\tilde{k}_m = m - k_m.$$

en considérant la fonction de lyapunov suivante :

$$V_2 = \frac{1}{2}E_v^T p E_v + \frac{1}{2}Q_1 \left(\frac{k_p}{m} - \omega^2 - k_p^* \right)^2 + \frac{1}{2}Q_2 \left(\frac{k_v}{m} - 2\eta\omega - k_v^* \right)^2 + \frac{1}{2} \text{Tr} \left((\tilde{A} + A_0)^T \Gamma_0^{-1} (\tilde{A} + A_0) \right) + \frac{1}{2} \gamma_0^{-1} (\tilde{\varepsilon} + \varepsilon_0)^2 + \frac{1}{2} \gamma_{m0}^{-1} (\tilde{k}_m + k_m^*) \quad (\text{A.32})$$

avec

$$\gamma_{m0}^{-1} > 0$$

k_m^* : fonction positive pour obtenir une loi d'adaptation de type proportionnelle intégrale.

en dérivant la fonction de lyapunov on trouve :

$$\begin{aligned} \dot{V}_3 = & \frac{1}{2} [\dot{E}_v^T p E_v + E_v^T p \dot{E}_v] + Q_1 \left(\frac{k_p}{m} - \omega^2 - k_p^* \right) \left(\frac{\dot{k}_p}{m} - \dot{k}_p^* \right) + Q_2 \left(\frac{k_v}{m} - 2\eta\omega - k_v^* \right) \left(\frac{\dot{k}_v}{m} - \dot{k}_v^* \right) \\ & + Tr \left((\tilde{A}^T + A_0) \Gamma_0^{-1} (\tilde{A} + \dot{A}_0) \right) + \gamma_0^{-1} (\tilde{\varepsilon} + \varepsilon_0) (\dot{\tilde{\varepsilon}} + \dot{\varepsilon}_0) + \gamma_{m0}^{-1} (\tilde{k}_m + k_m^*) (\dot{\tilde{k}}_m + \dot{k}_m^*) \end{aligned} \quad (A.33)$$

en utilisant l'équation (A.31), le premier terme de l'équation (A.33) devient :

$$\begin{aligned} \frac{1}{2} [\dot{E}_v^T p E_v + E_v^T p \dot{E}_v] = & -\frac{1}{2} E_v^T Q_1 E_v - r \left(\frac{k_p}{m} - \omega^2 \right) e - r \left(\frac{k_v}{m} - 2\eta\omega \right) \dot{e} \\ & + \frac{1}{m} \tilde{\varepsilon} r + Z^T \tilde{A} \tilde{\varepsilon} r + \frac{1}{m} \tilde{k}_m \ddot{q}^d \end{aligned} \quad (A.34)$$

décomposant \dot{V}_3 en deux termes :

$$\dot{V}_3 = \dot{V}_1 + \dot{V}_{31} \quad (A.35)$$

\dot{V}_1 est la même que celle utilisée dans la démonstration 1 ;

$$\dot{V}_{31} = \frac{1}{m} \tilde{k}_m (\ddot{q}^d r - m \gamma_{m0}^{-1} (\dot{k}_m - \dot{k}_m^*)) - \gamma_{m0}^{-1} k_m^* (\dot{k}_m - \dot{k}_m^*) \quad (A.36)$$

$$\dot{\tilde{k}}_m = -\dot{k}_m \text{ (hypothèse H2).}$$

On a montré dans la démonstration 1 que les lois d'adaptation (A.21) permettent d'avoir :

$$\dot{V}_1 \leq -\frac{1}{2} E_v^T Q E_v - Q_1^* (re)^2 - Q_2^* (r\dot{e})^2 \quad (A.37)$$

Si de plus on choisit :

$$\begin{cases} m \gamma_{m0}^{-1} (\dot{k}_m - \dot{k}_m^*) = \ddot{q}^d r \\ k_m^* = \gamma_m^* \gamma_{m0}^{-1} (\dot{k}_m - \dot{k}_m^*) = \frac{1}{m} \gamma_m^* \ddot{q}^d r \end{cases} \quad (A.38)$$

On aura alors :

$$\dot{V}_{31} = -\gamma_m^* \left(\frac{\ddot{q}^d r}{m} \right)^2 \leq 0 \quad \text{car: } \gamma_m^* \geq 0 \quad (A.39)$$

D'après (A.35), (A.37) et (A.39), on déduit que :

$$\dot{V}_3 \leq -\frac{1}{2} E_v^T Q E_v - Q_1^* (re)^2 - Q_2^* (r\dot{e})^2 \quad (A.40)$$

Puisque la fonction de Lyapunov V_3 est positive et sa dérivée \dot{V}_3 est négative, alors la fonction $V_3(t)$ et les variables $E(t)$, $\tilde{\varepsilon}(t)$, $\tilde{A}(t)$ et $\tilde{k}_m(t)$ sont bornées. $\tilde{k}_m(t)$ est bornée implique que $k_m(t)$ est aussi bornée.

De la même manière que dans la démonstration 1, on montre aussi que les conditions du corollaire sont vérifiées. D'où on peut énoncer que les conséquences de la proposition 2 sont valides, sous les hypothèses H1, H2 et H3, si on choisit les lois d'adaptation (A.21). L'expression du gain peut être déduite des relations (A.38). Pour cela, on pose :

$$\begin{cases} \gamma_{m0} = m \gamma_{m1} & \gamma_{m1} > 0 \\ \gamma_m^* = m \gamma_{m2} & \gamma_{m2} > 0 \end{cases} \quad (A.41)$$

d'où on trouve :

$$k_m(t) = \gamma_{m1} \int_0^t \ddot{q}^d r d\tau + \gamma_{m2} \ddot{q}^d r + k_m(0)$$

(A.42)

Annexe B :

Utilisation du toolbox MATLAB «FUZZY» :

L'utilisation du toolbox «FUZZY» de MATLAB offre plus de flexibilité dans la synthèse et l'élaboration des régulateurs flous. En effet, lors de l'implémentation des algorithmes de commande floue, le toolbox «FUZZY» permet de créer des régulateurs d'une manière aussi simple que précise.

Notons que la méthodologie d'implémentation du régulateur flou consiste à:

- Choisir dans le menu " *File* ", le type de régulateurs à utiliser (Sugeno, Mamdani).
- Dans le menu " *Edition* ", choisir le nombre d'entrées et de sorties (Add inputs, Add outputs). Figure(B.1).
- Dans le menu " *édition* ", choix du type de fonctions d'appartenance (Add MFs).
- Dans le menu " *views* ", choisir " *Edit rules* ", pour l'établissement des règles floues (Add rules). Figure(B.2). Pour cela il est nécessaire d'établir la table de décision, ce qui constitue la partie la plus judicieuse à faire.

Dans ce cas, notre régulateur est prêt à l'utilisation. nous pouvons d'ailleurs, visualiser le moteur d'inférence et la technique de défuzzification utilisée. Figure(B.3).

Pour intégrer notre contrôleur flou dans la boucle de régulation du système à simuler, il suffit de faire correspondre les sorties du système aux entrées du régulateur, et les sorties de ce dernier aux entrées du systèmes. Nous pouvons visualiser la surface de commande a partir du menu " *views* ", en choisissant " *view surface* ". Figure (B.4).

Différentes étapes pour la synthèse d'un régulateur de type MAMDANI avec The Fuzzy Logic Toolbox de MATLAB

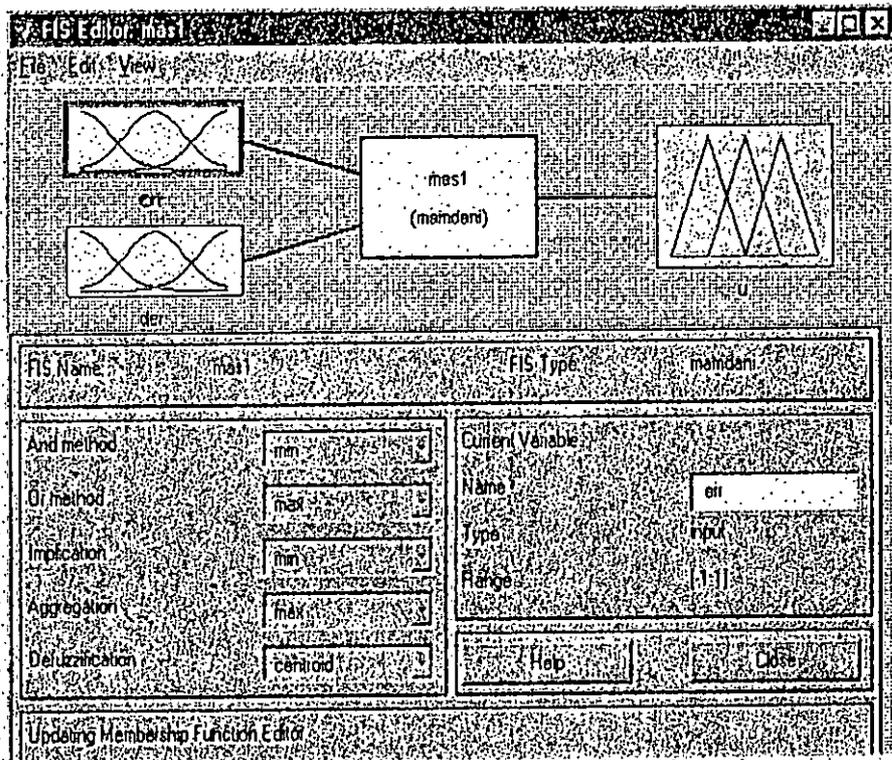


Fig: B1.

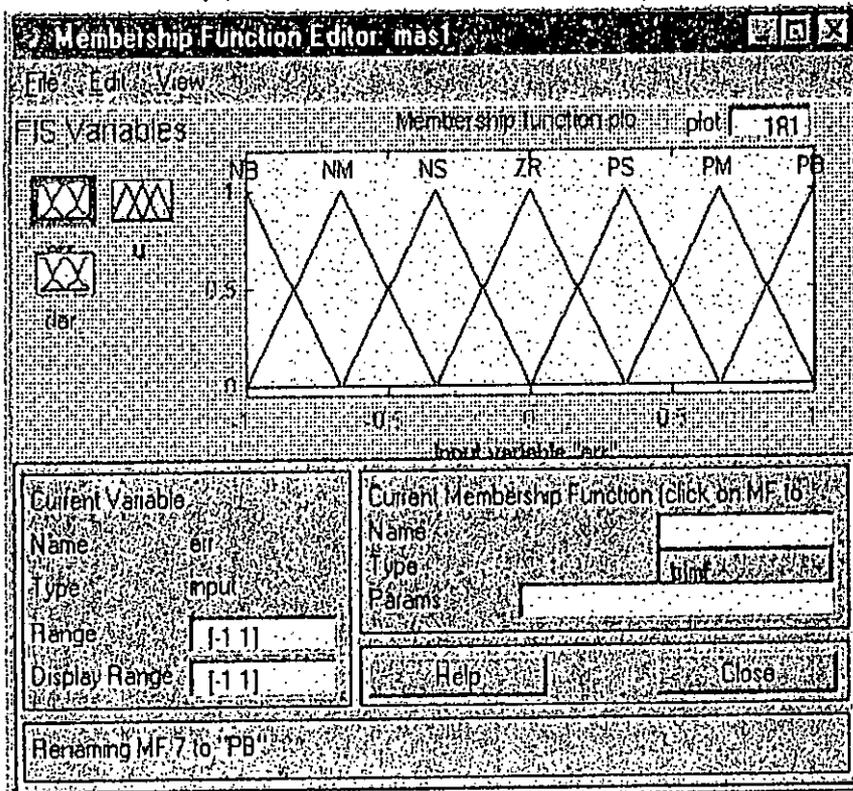


Fig: B2.

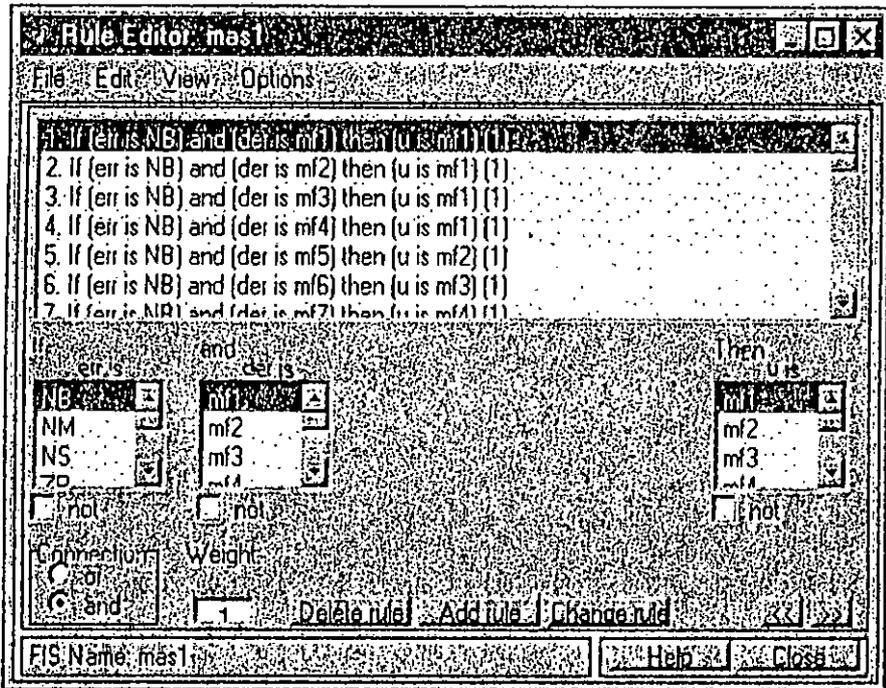


Fig: B 3.

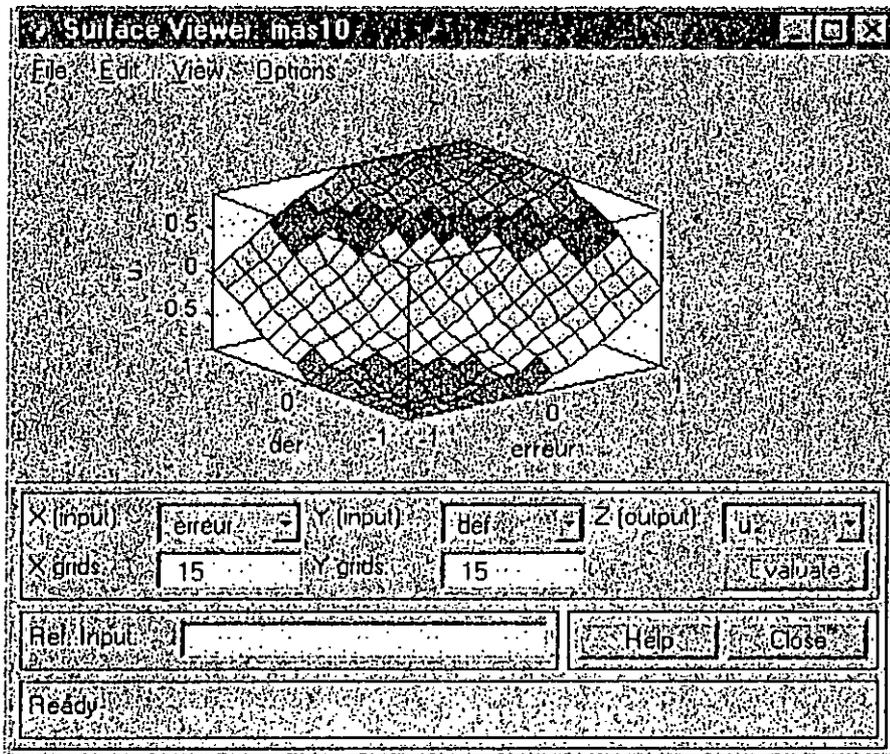
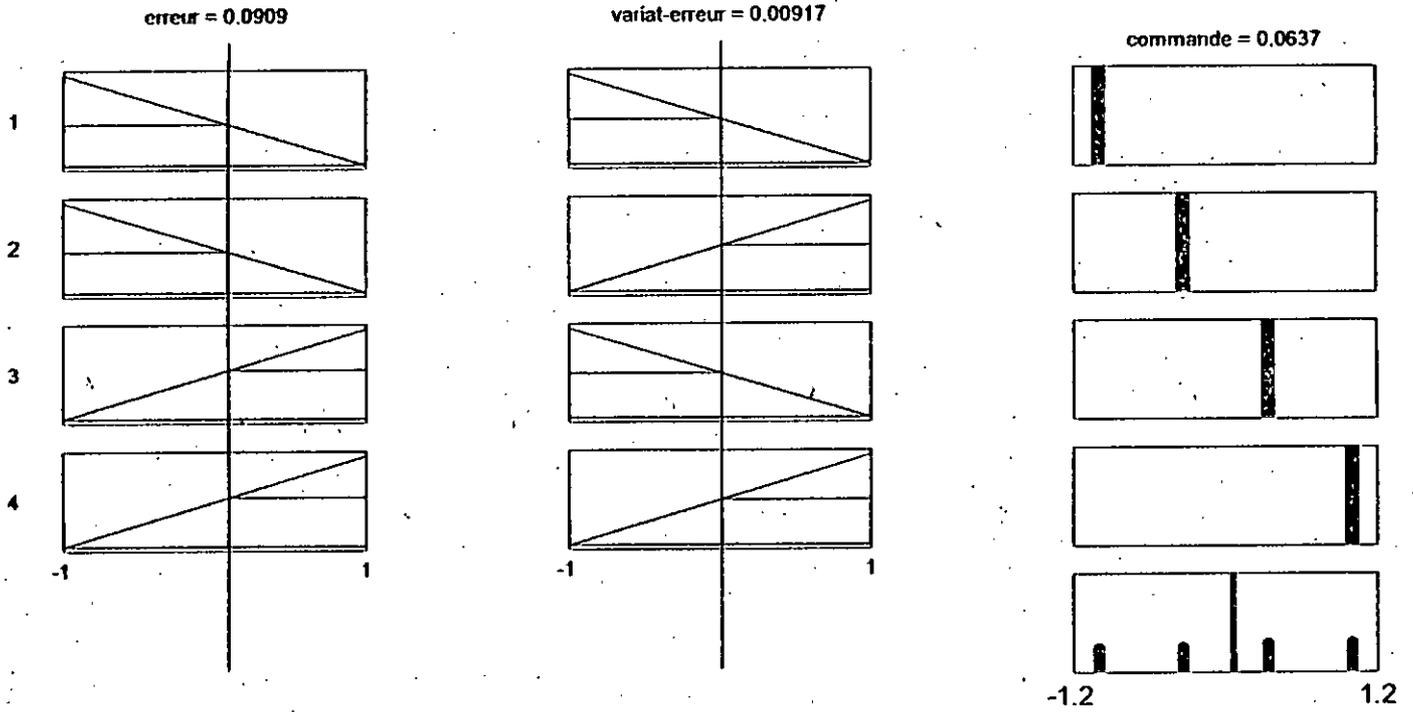
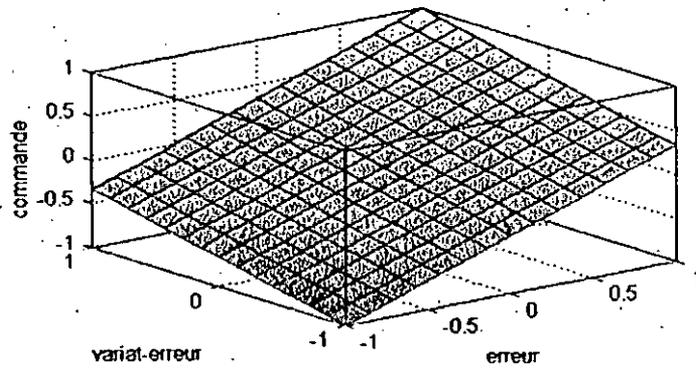


Fig: B 4.



Input: [0.09091 0.009174]	Plot points: 101	Move: left right down up
Opened system Untitled2: 4 rules	Help Close	

Fig: B 3.



X (input)	erreur	Y (input)	variat-erreur	Z (output)	commande
X grids	15	Y grids	15		
Plot Input				Plot	Close
Ready					

Fig: B 41.

Notations

a_{ij}^l (resp \hat{a}_{ij}^l) : Gains (resp gains estimés) de la matrice (resp matrice estimée) du modèle flou.

c_i, d_i et f_i : fonction non linéaire représentant des termes du modèle dynamique du robot.

i : indice de l'articulation.

k_{pi}, k_{vi} : Gains adaptatifs d'action Proportionnelle – dérivée.

k_{mi} : Gains adaptatifs de la loi CDFAM.

k_{si} : Gains constants.

nf^l, np^l, nr^l : nombres de fonctions d'appartenance des Gains adaptatifs dans chaque règle floue et des règles floues.

p_{2i}, p_{3i} : Gains constants.

q, \dot{q}, \ddot{q} : vecteur de coordonnées généralisées.

$q_i, \dot{q}_i, \ddot{q}_i$: vecteur de coordonnées généralisées associées à chaque articulation.

$q_i^d, \dot{q}_i^d, \ddot{q}_i^d$: vecteur de coordonnées généralisées désirées associées à chaque articulation.

$m_{ii}(q)$: élément diagonal de la matrice d'inertie.

n : nombre de degré de liberté du robot.

r_i : erreur filtrée ou pondérée.

$u(t)$: vecteur de commande des différentes articulations.

A_i^*, \hat{A}_i : matrice des gains des conséquences des règles floues.

$\tilde{A}_i = A_i^* - \hat{A}_i$: erreur d'estimation de la matrice A_i^* .

$E_i(t)$: vecteur de l'erreur de poursuite en position et en vitesse.

$V_j(t)$: fonction de Lyapunov.

Z_i : vecteur augmenté des variables d'entrées du modèle flou de Sugeno.

$\alpha_{1i}, \beta_{1i}, \gamma_{1i}, \gamma_{m1i}, \alpha_{2i}, \beta_{2i}, \gamma_{2i}, \gamma_{m2i}$: gains d'adaptation constantes.

Γ_{1i}, Γ_{2i} : matrice d'adaptation constantes.

Γ_i, γ_i : matrice et gain d'adaptation constants.

$\varepsilon_i(t), \hat{\varepsilon}_i(t)$: erreur de reconstruction et signal auxiliaire.

$\tilde{\varepsilon}_i(t) = \varepsilon_i(t) - \hat{\varepsilon}_i(t)$: erreur entre erreur de reconstruction et signal auxiliaire.

Abréviations

- CDFA : Commande décentralisée floue adaptative.
CDFAM: Commande décentralisée floue adaptative modifiée.
CDFAR : Commande décentralisée floue adaptative modifiée.
SRP : strictement réelle positive.
-

Liste des schémas de commande

- Figure (2.1) : schémas de commande adaptative avec modèle des références.
Figure (2.3) : schémas représentant l'équation de l'erreur pour la commande passive.
Figure (2.4) : schémas représentant l'équation de l'erreur pour la commande passive modifiée
Figure (2.5) : architecture de la commande passive à paramètres connus.
Figure (2.11) : schémas de commande adaptative passive.
Figure (3.2) : schémas de commande à base de régulateur flou.
Figure (4.1) :schéma de principe de la CDFA.
Figure (4.2) :schéma de principe de la CDFAR.
Figure (4.3) :schéma de principe de la CDFAM.
Figure (5.1) :schéma de principe de la CCFA.
Figure (5.2) :schéma de principe de la CDFAR.
Figure (5.3) :schéma de principe de la CDFAM.
-

Liste des figures

<i>Figure</i>	<i>Titre</i>	<i>page</i>
1.1	Schéma du système de coordonnées pour le PUMA560.	4
1.2	Génération d'une trajectoire cycloïdale.	13
1.3	Réponse à un échelon en B.O du bras manipulateur PUMA 560.	14
2.1	Schéma de commande adaptative avec modèle de référence.	15
2.2	Représentation en contre réaction du système continu en boucle fermée.	16
2.3	Schéma représentant l'équation dynamique de l'erreur pour la commande passive.	19
2.4	Schéma représentant l'équation dynamique de l'erreur pour la commande passive modifié.	21
2.5	Architecture de la commande passive à paramètres connus.	21
2.6	Simulation de la commande passive.	23
2.7	Simulation de la commande passive avec variation paramétriques entre $t=1.65s$ et $t=1.75 s$.	24
2.8	Simulation de la commande passive avec variation de la charge entre $t=1.4s$ et $t=1.75s$.	25
2.9	Simulation de la commande passive avec perte de la charge à partir de $t=1.2s$.	26
2.10	Simulation de la commande passive avec rupture de la commande à $t=1.2 s$.	27
2.11	Schéma de la commande adaptative passive .	29
2.12	Les différentes réponses obtenues avec la loi de commande adaptative passive	32
2.13	Les différentes réponses obtenues en effectuant une variation paramétrique de l'ordre de 50% à $t=1.5 s$.	33
2.14	Les différentes réponses obtenues en effectuant une variation de charge de l'ordre de 4 Kg entre $t=1.65 sec$ et $t=1.85 sec$.	34
2.15	Simulation de la commande adaptative passive avec perte de la charge à partir de $t=1.2 s$.	35
2.16	Simulation de la commande adaptative passive avec rupture de la commande de l'articulation 1 à partir de $t=0.8 s$.	36
3.1	Les fonctions d'appartenance usuelles.	39
3.2	Configuration de base d'un système flou.	40
3.3	Types de règles floues et de moteurs d'inférence flous.	42
3.4	Simulation de la commande floue.	46
3.5	Simulation de la commande floue avec variation paramétrique à partir de $t=1.6s$.	47
3.6	Simulation de la commande floue avec introduction d'une charge de 4Kg entre $t=1.65 s$ et $t= 1.85 s$.	48
3.7	Simulation de la commande floue avec perte de charge à partir de $t=1.2 s$.	49
3.8	Simulation de la commande floue rupture de la commande de l'articulation 2 à partir de $t=0.85 s$.	50
4.1	Schéma de principe de la CDFA	56
4.2	Les différentes fonctions d'appartenance du système flou utilisé.	56
4.3	Simulation de la CDFA	58
4.4	Simulation de la CDFA avec variation paramétrique de l'ordre de 50%.	59
4.5	Simulation de la CDFA avec variation de la charge de l'ordre de 100% entre $t=1.65 s$ et $t= 1.85 s$.	60
4.6	Simulation de la CDFA avec perte de la charge à partir de $t=1.6 sec$.	61
4.7	Simulation de la CDFA avec rupture de la de l'articulation 2 à $t=1.75s$.	62

<i>Figure</i>	<i>Titre</i>	<i>Page</i>
4.8	Schéma de principe de la CDFAR.	65
4.9	Les différents paramètres du modèle flou utilisé.	66
4.10	Simulation de la CDFAR	68
4.11	Simulation de la CDFAR avec variation paramétrique entre $t=1.65s$ et $t=1.85s$	69
4.12	Simulation de la CDFAR avec variation de la charge entre $t=1.65s$ et $t=1.85s$	70
4.12	Simulation de CDFAR avec perte de la charge à partir de $t=1.2s$.	71
4.13	Simulation de la CDFAR rupture de la commande à $t=0.8$ sec.	72
4.14	Schéma de principe de la CDFAM.	74
4.15	Simulation de la CDFAM.	77
4.16	Simulation de la CDFAM avec une variation paramétrique de 50%.	78
4.17	Simulation de la CDFAM avec variation de la charge à $t=1.5s$.	79
4.18	Simulation de la CDFAM avec perte de charge à partir de $t=1.2$ sec.	80
4.19	Simulation de la CDFAM avec rupture de la commande de l'articulation 1 à $t=1.75$ sec.	81
5.1	Schéma de principe de la CCFA.	85
5.2	Les différentes fonctions d'appartenance du système flou utilisé.	86
5.3	Simulation de la CCFA.	88
5.4	Simulation de la CCFA avec une variation paramétrique entre $t=1.65s$ et $t=1.85s$.	89
5.5	Simulation de la CCFA avec une variation de la charge de l'ordre de 100% entre $t=1.65s$ et $t=1.85s$.	90
5.6	Simulation de la CCFA avec perte de la charge à $t=1.6s$.	91
5.7	Simulation de la CCFA avec la rupture de commande de l'articulation 2 à $t=1.75s$.	92
5.8	Schéma de principe de la CCFAR.	95
5.9	Simulation de la CCFAR.	97
5.10	Simulation de la CCFAR avec variation paramétrique à partir de $t=1.2s$.	98
5.11	Simulation de la CCFAR avec variation la charge de l'ordre de 100%.	99
5.12	Simulation de la CCFAR avec perte de la charge à de $t=1.6s$.	100
5.13	Simulation de la CCFAR avec rupture de la commande à $t=1.6s$.	101
5.14	Schéma de principe de la CCFAM.	103
5.9	Simulation de la CCFAR.	97
5.10	Simulation de la CCFAR avec variation paramétrique à partir de $t=1.2s$.	98
5.11	Simulation de la CCFAR avec variation la charge de l'ordre de 100%.	99
5.12	Simulation de la CCFAR avec perte de la charge à de $t=1.6s$.	100
5.13	Simulation de la CCFAR avec rupture de la commande à $t=1.6s$.	101
5.14	Schéma de principe de la CCFAM.	103
5.15	Simulation de la CCFAM.	105
5.16	Simulation de la CCFAM avec une variation paramétrique de 50 % à $t=1.75s$.	106
5.17	Simulation de la CCFAM avec une variation de la charge de l'ordre de 50%.	107
5.18	Simulation de la CCFAM avec perte de la charge à $t=1.2s$.	108
5.19	Simulation de la CCFAM avec rupture de la commande de l'articulation 1 à $t=1.7s$.	109

Index des tableaux

<i>Tableau</i>	<i>Titre</i>	<i>page</i>
1.1	Paramétrisation de D&H du robot PUMA 560	5
1.2	Tableau des paramètres du robot PUMA 560	13
3.1	Structure du modèle flou utilisé.	44
4.1	Les différents paramètres de la CDFA.	57
4.2	Les différents paramètres du modèle flou utilisé.	66
4.3	Les paramètres de la CDFAR.	66
4.4	Les différents paramètres du modèle flou utilisé.	75
4.5	Les paramètres de la CDFAM.	75
5.1	Les différents paramètres de la CCFA.	86
5.2	Les différents paramètres du modèle flou utilisé.	95
5.3	Les paramètres de la CCFAR.	96
5.4	Les différents paramètres du modèle flou utilisé.	103
5.5	Les paramètres de la CCFAM.	104

Bibliographie

[AST,89] K.J.ASTROM and H.WITTENMARK, " Reading Adaptive control ". Addison-Wesley, Mai 1989.

[BAR,96] J.P.BARRAT,M. BARRAT & Y.LECLUSE, " Exemple d'application la logique floue : Commande de la température d'un four pilote ", Techniques de l'ingénieur : traité, mesures et contrôle, PP.R7-420: 1-10, Ed Berti, 1996.

[BOI,89] J.D BOISSONNAT, B. FOWERJON and J.P.MERLET? technique de la robotique,Architecture et commande tome 1. Traité de nouvelle technologies, série robotique Hermes, Paris,1989.

[BRO,95] B.Brogliato, R.Ortega and R.Lozanu "Global Tracking Controllers for flexible-joint Manipulators: a comparative Study", Automatica, Vol.31, N°7, PP.941-957, 1995.

[BUH,94] H. BUHLER," Réglage par la logique floue", Presse polytechnique et universitaire Romande, Lausanne (Suisse), 1994.

[CHA,96] W.D.CHANG, L.C.FU and J.H.YANG, "Adaptative robust neural network based control for SISO systems ", 13th, triennial world congress, San Francisco, USA, 1996.

[CHI,93] Ching-Fang "advanced control system design", 1993.

[DAZ,81] J.D'AZZO and C.H.HOUPIS, " Linear control system : analysis and design ", McGraw-Hill (ed), 1981.

[ELK,97] M.Watheq.EL-KHARACHI and M.A.SHEIRA, " Fuzzy logic controllers: A comparative study ", IFAC, IFIP-IMACS conference, PP.209-215, Mai 1997.

[FRE,92] James A. Freeman and David.M. SKAPURA," Neural networks : Algorithms, Applications and Programming Techniques ", Ed Addison-Wesley 1992.

[FRI,87] Bernard Friedland " control system design ", 1987.

[FU,87] K.S.FU, R.C.GANZALEZ and C.S.G.LEE, "Robotics : control, sensing, vision and intelligence", Edition Mc Graw Hill, 1987.

[GUZ,86] C.GUZZELLA and GERING, "Model Following variable structure control for a class of uncertain mechanical systems" IEEE Conference of decision and control Athens ,Greece 1986

[HA,96] I.J HA and E.G GILBERT "robot tracking in nonlinear system".IEEE transaction on automatic and control vol.AC 32,PP763-771 sep 1987.

[JAM,] M. Jamshidi, "Fuzzy logic and Control",

[KET,92] R.KETTATA, "Methodologies des Régulateurs Numériques Incluant la Logique Floue ", Thèse de doctorat à L'INSA de Toulouse , L.A.A.S, France , 1992.

[KIN,77] P.J.KING & E.H.MAMDANI, " The application of fuzzy control systems to industrial processes " Automatica, Vol.13, PP.235-242, Pergamon Press, UK. 1977.

[KOS,92] B. KOSKO "neural network and fuzzy system: a dynamical system approach" Englewood cliffs , NJ Prentice Hall,1992

[LAB,98] S.LABIOD, "commande adaptative par les systèmes flous ; application aux robots manipulateurs" Thèse de magister à l'Ecole Nationale Polytechnique (ENP), ALGER. 1998.

[LAN,79] Y.D.LANDAU , "Adaptive Control Model Reference Approach ", Marcel Decker New York, 1979.

[LEE,90] C.C.LEE "fuzzy logic in control systems : fuzzy controller part1 and part2" IEEE, trans. Syst. , man., cybern. Vol. 20, n^o 2,PP 404-435 ,Mar/Apr. 1990

[LEW,93] F.L.LEWIS, A.YESILDIREK and K.LIU, "Neural net robot controller with guaranteed stability ", IEEE transaction on robotic and automation, Vol.5, No.2, PP 103-108,1993.

[LI,89] Y. F LI and C.C.LAU, " Development of fuzzy algorithms for servo-systems" IEEE International Conference on Robotics and Automation. PP.65-72, April 1989.

[LIN,91] Ching-teng LIN & CS.George LEE, " Neural network-based fuzzy logic control and decision systems" IEEE transaction on computers, Vol.40, N^o 12, PP.1320-1336, Dec 1989.

[LEW,96] F.L.LEWIS and S.COMMARI. "Design and stability analysis of adaptive-fuzzy controllers for a class of nonlinear systems", proceedings of the 35th conference on decision and control. Dec 1996.

[MAD,97] T.MADANI et S.AMARATI, "Commande décentralisée à structure variable : Application en robotique ", Mémoire de PFE à L'Ecole Nationale Polytechnique Alger ,1997.

[MEN,95] J.M.MENDEL "fuzzy system for engineering : A Tutorial " proc. IEEEvol.83 n^o3 PP 347-377 Mar.1995.

[ROL,95] Roland Long champ " commande des systèmes dynamiques ",1992.

[SER,89] H.SERAJI, " Decentralized adaptive control of Manipulators: Theory, Simulation and Experimentation " Transaction on robotics and automation, Vol.5, no.2, Apr 89.

[SLO,88] J.J-E. SLOTINE, " Adaptive manipulator control : A case study " IEEE transactions on automatic control, vol. 33,N^o 11, Nov 1988.

[SLO,95] J.J-E. SLOTINE and W.LI, " Applied Nonlinear Control " Prentice Hal, 1991.

[SPO,95] J.T.SPOONER And K.M. PASSINO, "Stable Indirect Adaptive Control Using Fuzzy Systems and Neural Network ", IEEE Proceedings of the 34th conference on decision and control, New Orleans, pp.243-248, LA. Dec 1995.

[TID,99] Z.TIDJANI " commande décentralisée floue appliquée aux robots manipulateurs, thèse de magister en automatique,Laboratoire des Processus et de Commande, ENP, Alger 99.

[TRE,95] A.TREBI-OLLENNU and B.A.WHITE, "An adaptive fuzzy Systems approach", IEEE Proceedings of 34th conference on decision and control, pp.273-278,1995.

[TRE,97] A.TREBI-OLLENNU and B.A.WHITE, " Robust output tracking for MIMO nonlinear systems: A fuzzy systems approach ", IEEE Proceedings on control theory application, Vol.144, N°. 6, pp.537-544, Nov.1997.

[TYA,95] Ching-Yu TYAN and Paul.P.WANG. "An application on intelligent control using neural network and fuzzy logic" , Duke University, USA.1995.

[TYA,95] Ching-Yu TYAN " Intelligent control based on fuzzy logic Constraint processing " An abstract of a dissertation submitted in partial full filement of the requirements for the degree of doctor of philosophy , PP.109-145, Duke University, USA.1995.

[VIB,87] C. VIBET " principe et contrôle " Ellipse paris 1987.

[ZAD,94] R.R. YAGER et L.A.ZADEH, " *Fuzzy sets, Neural Network, and Soft computing* ", Ed Van Vostrand Reinhold, 1994.

[ZHA,93] Z.Y.ZHAO and Satoru ISAKA, "Fuzzy gain scheduling of PID controllers", IEEE transactions on systems, Man and cybernetics, Vol.33, N° 5, Sept/Oct 1993.

ملخص:

في هذا العمل، نقتح دراسة تين مقارنته بين التحكم اللازمي و التحكم اللازمي الغامض (المركزي و اللامر كزي). بعد الحصول على نموذج عام للذراع الآلي، قمنا بدراسة التحكم اللازمي و التحكم اللازمي اللازمي، ومنه تطرقنا إلى دراسة التحكم الغامض اللامر كزي. و في النهاية، إقتحنا تقنية التحكم اللازمي الغامض المركزي، جمع هذه التقنيات طبقت على ذراع آلي من نوع PUMA560، نتائج المحاكاة مكنتنا من مقارنته هذه التقنيات و النوصل إلى خلاصات معتبرة.

كلمات مفاتيح:

ذراع آلي، التحكم اللازمي، التحكم اللازمي، التحكم اللازمي الغامض المركزي، التحكم اللازمي الغامض اللامر كزي، أنظمة غامضة، إتباع مسار.

RESUME :

Dans le présent travail, nous présentons une étude comparative entre la commande adaptative et la commande par les systèmes flous adaptatifs (décentralisés et centralisés).

Après avoir modélisé notre robot PUMA 560, nous avons abordé la commande passive et la commande passive adaptative. Par la suite, nous avons étudié la commande floue décentralisée

Dans la dernière partie, nous avons présenté la commande floue adaptative décentralisée. Et finalement, nous avons proposé la commande floue adaptative centralisée.

Ces techniques de commande sont appliquées au robot manipulateur (PUMA 560), les différents résultats de simulation ont permis de comparer les différentes techniques de commande.

MOTS CLES :

robot manipulateur, commande passive, la commande passive adaptative, commande floue adaptative décentralisée, commande floue adaptative centralisée, systèmes flous, poursuite de trajectoire.

ABSTRACT :

In this work we have presented a comparative study of adaptive control and the fuzzy adaptive control (both decentralised and centralised method), after modeling the robot manipulator, we started by the study of passive control and adaptive control, then we studied and designed decentralised fuzzy control. In the last part we have presented the fuzzy adaptive control decentralised. Finally, we have proposed the fuzzy adaptive control centralised.

All of the developed technics are applied to trajectory tracking control of robot manipulator arm (PUMA 560). Simulation results are used to compare all of those technics.

KEY WORDS :

robot manipulator arm, passive control, adaptive control, fuzzy adaptive control decentralised, fuzzy adaptive control centralised, fuzzy systems, trajectory tracking.