



# T H E S E



Présentée à

**l'Université Hadj Lakhdar Batna**

**Faculté de Technologie  
Département d'Electrotechnique**

En vue de l'obtention du diplôme de

**DOCTORAT EN SCIENCES**

Présentée par

**OUNISSI AMOR**

Maître Assistant à l'Université de Batna  
*Magister en Electrotechnique – Université de Batna*  
*Ingénieur d'Etat en Electrotechnique – Université de Batna*

## **COMMANDE ROBUSTE D'UN MOTEUR PIEZO-ELECTRIQUE**

Thèse soutenue le : **07/01/2013** devant le jury :

Fatima Zohra KADID	Président	Professeur	Univ. Batna
Rachid ABDESSEMED	Rapporteur	Professeur	Univ. Batna
Azeddine KADDOURI	Co-Rapporteur	Professeur	Univ. Moncton - Canada
Soufiane TAIBI	Examineur	Professeur	Univ. de Batna
Abderrahmane DIB	Examineur	Maître de Conférences	Univ. O.E.Bouaghi
Djamel RAHEM	Examineur	Maître de Conférences	Univ. O.E. Bouaghi

# Remerciements

Après avoir accompli ce travail, je tiens à remercier mon rapporteur Monsieur Rachid Abdessemed pour sa confiance et l'intérêt qu'il m'a témoigné le long de l'opération au sein du laboratoire d'électrotechnique de batna (LEB).

D'autre part, je n'oublie pas mon co-rapporteur Azeddine Kaddouri sis au laboratoire de génie électrique de l'université de Moncton au Canada qui m'a assuré les conditions les plus agréables pour accomplir cette tâche.

De même je tiens à exprimer ma sincère gratitude à Mme Fatima Zohra Kadid, professeur à l'université de batna, présidente du jury d'avoir accepté de présider et d'honorer par sa présence le jury de soutenance de la présente thèse.

Je remercie également les membres du jury :

Monsieur Soufiane Taibi professeur à l'université de batna, Monsieur Abderrahmane Dib Maitre de Conférence à l'université d'O.E. Bouaghi et Monsieur Djamel Rahem Maitre de Conférence à l'université d'O.E.Bouaghi, qui ont contribué à l'examen de ce travail avec intérêt et de son évaluation ainsi qu'à la participation au jury de soutenance.

Enfin, je réserve une place singulière à toutes les personnes qui ont contribué directement ou indirectement à l'achèvement de ce travail, ainsi qu'à ma famille qui m'a apporté un soutien moral tout au long de mes recherches.

Merci à tous

# Table des matières

---

---

---

## Table des matières

Introduction générale.....	1
Chapitre Un: Piézoélectricité et les différents actionneurs de positionnement .....	6
1.1 Historique.....	6
1.2 Piézoélectricité.....	7
1.2.1 Matériaux piézoélectrique.....	7
1.2.2 Caractéristique piézoélectriques.....	10
1.2.2.1 Constante piézoélectrique de charge $d_{ij}$ .....	11
1.2.2.2 Constante piézoélectrique de tension $g_{ij}$ .....	12
1.2.2.3 Coefficient de couplage.....	12
1.2.2.4 Relation entre les coefficients $d_{ij}$ et $g_{ij}$ .....	13
1.2.3 Schéma équivalent de piézoélectrique.....	13
1.2.3.1 Schéma électrique.....	13
1.3 Différents types de nano positionnement piézoélectrique.....	18
1.3.1 Les actionneurs à tube piézoélectrique.....	18
1.3.2 Les actionneurs à empilement piézoélectrique.....	19
1.3.3 Les actionneurs à effet de levier.....	20
1.3.4 Les actionneurs piézoélectrique de flexion.....	21
1.3.4.1 Les actionneurs de flexion série.....	22
1.3.4.2 Les actionneurs de flexion parallèle.....	22
1.4 Conclusion.....	23
Chapitre Deux: Modélisation du mécanisme de positionnement piézoélectrique (MPE).....	25
2.1 Introduction.....	25
2.2 Description des frottements.....	25
2.2.1 Modélisation des frottements.....	27
2.2.2 Description du modèle de Lugre.....	28
2.3 Introduction sur le mécanisme de positionnement piézoélectrique (MPE) .....	30
2.4 Modélisation du MPE.....	31
2.4.1 Simulation du modèle de frottement.....	32

---

---

---

2.4.2 Simulation en poursuite de déplacement en boucle ouverte.....	34
2.4.3 Simulation de l'effet de changement de paramètre.....	35
2.4.4 Simulation en poursuite de déplacement en boucle ouverte en charge.....	35
2.5 Conclusion.....	36
Chapitre Trois: Commande par le régulateur PI et adaptative du MPE.....	37
3.1 Conception du système de commande.....	37
3.1.1 Introduction.....	37
3.2 Commande par le régulateur PI.....	38
3.3 Simulation et discussions des résultats .....	39
3.4 Conclusion.....	43
3.5 Commande adaptative.....	44
3.5.1 Introduction.....	44
3.6 Commande adaptative en poursuite de déplacement du MPE.....	45
3.7 Simulation et discussions des résultats discussions .....	48
3.7 Conclusion.....	55
Chapitre Quatre: Commande par mode de glissement et neuro-glissement d'un MPE.....	57
4.1 Introduction.....	57
4.2 Commande par mode glissants.....	58
4.3 Le choix de la surface de glissement.....	58
4.4 Condition de convergence .....	59
4.5 Etablissement de la loi de commande au MPE.....	60
4.5.1 Calcul de $U_{eq}$ .....	61
4.5.2 Calcul de $U_n$ .....	62
4.6 Simulation et discussions des résultats.....	62
4.7 Conclusion.....	68
4.8 Commande intelligentes.....	69
4.8.1 Introduction .....	69
4.8.2 Commande robuste neuro-glissement.....	70
4.8.3 Réseaux de neurones du modèle Adaline.....	71
4.8.4 Etablissement de la loi de commande au MPE.....	72

---

---

---

4.9 Simulation et discussions des résultats .....	74
4.10 Conclusion.....	79
Chapitre Cinq: Commande adaptative backstepping du MPE.....	80
5.1 Introduction.....	80
5.2 Description de la commande de backstepping.....	81
5.3 la commande adaptative backstepping.....	82
5.4 Commande adaptative backstepping appliqué au MPE.....	86
5.4.1 Modélisation du MPE.....	86
5.4.2 Commande adaptative backstepping .....	87
5.5 Simulation et interprétation des résultats .....	89
5.6 Conclusion.....	95
Chapitre Six : Etude comparative.....	96
6.1 Etude comparative entre les différentes techniques de commande appliqué au MPE.....	96
6.2 Interprétation des résultats de simulation.....	97
6.2.1 La première comparaison.....	97
6.2.2 La deuxième comparaison .....	97
6.2.3 La troisième comparaison.....	97
6.3 Conclusion.....	103
Chapitre Sept : Mise en œuvre expérimentale .....	104
7-1 Introduction.....	104
7-2 Modélisation d'hystérésis.....	105
7-2-1 Amélioration du modèle d'hystérésis de C-H.....	105
7-3 Identification des paramètres.....	107
7-4 Dispositif expérimental.....	111
7-4-1 Description du banc d'essai.....	111
7-4-2 Le principe de fonctionnement du MPE.....	112
7-4-3 Étude de la commande du MPE.....	116

---

---

---

7-4-4 Interprétation des résultats expérimentaux.....	117
7-5 Conclusion.....	120
Conclusion générale.....	121
Annexe a	
Annexe B	
Annexe C	
Références bibliographies	

---

# Listes des symboles

## Listes des symboles

---

PZT: Ziconates-titanates de plomb

$D_1$ : déplacement dielectrique

$G_1$ : énergie libre.

$S$ : déformation mécanique.

$T$ : contrainte

$P$ : polarisation

$\nu_0$ : permétabilité du vide

$\nu_r$ : permétabilité relative

$d_{ij}$ : coefficients de déformation [m/V] ou coefficients de sortie de charge [C/N]

$g_{ij}$ : coefficients de tension ou coefficients de sortie de champ [Vm/N].

$k$ : coefficients de couplage électromécaniques.

$k_{33}$ : pour la vibration des pièces épaisses suivant la direction de la polarisation.

$k_{31}$ : pour la vibration transversale (perpendiculaire à la polarisation).

$k_p$ : pour la vibration radiale d'un disque mince.

$k_t$ : pour la vibration des pièces minces suivant la direction de la polarisation.

$C_0$ : capacité équivalente du piezoelectrique.

$R$ : pertes mécaniques dans le matériau.

$L$ : self est proportionnelle à la masse de la céramique.

$C$ : capacité proportionnelle à la constante élastique (à l'inverse de la raideur du matériau).

$Y$ : admittance globale.

$Q$ : coefficient de surtension de la branche mentionnée.

$f_r$ : fréquence de résonance.

$f_a$ : fréquence antirésonance.

$W_r$ : pulsation correspondant à la fréquence ( $f_r$ ).

$x_p$ : déformation engendrée par le champ électrique.

$k$ : raideur du piezoelectrique.

$c$ : amortissement du piezoelectrique.

$\Delta L$ : elongation.

---

## Listes des symboles

---

$L$  : la longueur.

$e$  : épaisseur.

$n$  : nombre de couches.

$r$  : coefficient du pied de levier.

$V$  : différence de potentiel.

$t_{\min}$  : le temps de réponse minimum.

$d_{31}$  : constantes de charge.

$d_{33}$  : constantes de charge

$\epsilon$  : vitesse relative de déplacement des solides.

$F_C$  : force de Colomb.

$F_S$  : force statique.

$\epsilon_s$  : vitesse de Stribeck.

$\dagger_0$  : rigidité des lames.

$\dagger_1$  : coefficient d'amortissement.

$\dagger_2$  : coefficient de viscosité.

$k_e$  : coefficient de tension à la force de mécanisme de positionnement piézoélectrique (MPE).

$F_H$  : force d'hystérésis de friction.

$U$  : tension appliquée au mécanisme de positionnement.

$F_L$  : charge de perturbation.

$D$  : coefficient linéaire de friction.

$E$  : incertitude.

$M$  : masse équivalente du mécanisme de positionnement piézoélectrique  
actuateur (APE).

$x$  : déplacement.

$k_p$  : constante proportionnelle.

$k_i$  : constante intégrale.

$e$  : erreur de poursuite.

$a_0, a_1, a_2, a_3, \text{ et } a_4$  sont des paramètres inconnus.

---

## Listes des symboles

---

$\text{Sgn}(\cdot)$  : dénote la fonction signe.

$\tilde{a}_0, \tilde{a}_1, \tilde{a}_2, \tilde{a}_3$  et  $\tilde{a}_4$  dénotent les erreurs d'estimations.

$\hat{a}_0, \hat{a}_1, \hat{a}_2, \hat{a}_3$ , et  $\hat{a}_4$  désignent les estimations des paramètres inconnues.

$\Gamma_0, \Gamma_1, \Gamma_2, \Gamma_3$  et  $\Gamma_4$  désignent les gains d'adaptation.

$S(t)$  : réponse dynamique de l'erreur filtrée.

: présente la bande de saturation.  $w$

$\text{Sat}(x_2)$  : fonction de saturation.

$x(t) = (x, \dot{x}, \dots, x^{(n-1)})^T$  : vecteur d'état correspond à la sortie et ses dérivées successives.

$f(x, t)$  et  $B(x, t)$  des fonctions non linéaires du vecteur d'état décrivant le système.

$d$  : charge externe (perturbation).

$\} _x$  : scalaire qui représente la pente de la surface de glissement.

$V(x)$  : fonction de Lyapunov.

$u_{eq}(t)$  : correspond à la composante équivalente.

$u_n(t)$  : correspond à la composante non linéaire.

$\} _1$  et  $\} _2$  sont des constantes positives qui sont déterminées par la dynamique de surface de glissement.

$k_v$  : gain positif de la boucle fermée.

$k$  : constante positive qui représente le gain de la commande discontinue.

CSV : commande à structure variable.

adaline : Adaptive Linear Neuron.

$G$  : matrice de gain de glissement.

$D_0$  : gain positif de la boucle fermée.

$w_i$  : Vecteur des poids, de même taille que le vecteur d'entrée.

$b$  : Biais

$y$  : Le gain d'apprentissage.

$w_1^t(x_1), w_2^t(x_1, x_2)$  : vecteurs de fonctions non linéaires dérivables.

$u$  : vecteur connu.

$c_1$  : constante positive.

---

## Listes des symboles

---

CA: commande adaptative.

NG: neuro-glissement.

CAB :commande adaptative backstepping.

$\hat{u}_1$  : valeur estimée de  $u$  .

$c_1$  : constante positive.

$\Gamma$  : matrice définie positive.

$c_2$  : constante positive.

$\Gamma_1$  : commande virtuelle (fictive).

$e$  :erreur.

$\dot{e}$  :variation d'erreur.

---

## Listes des symboles

---

---

# Liste des figures et des tableaux

---

---



---

## Liste des figures et des tableaux

Fig. 1.1 Effet piézoélectrique a) effet direct ;b) effet inverse.....	7
Figure 1-2 Présentation d'une structure cristalline a) Possédant un centre de symétrie, b) ne possédant pas centre de symétrie.....	8
Fig. 1-3 Polarisation d'un échantillon de piézocéramique: a) avant polarisation. b) durant la phase de polarisation. c) après polarisation.....	10
Figure 1-4 Directions associées aux vecteurs déformation et contrainte.....	11
Figure 1-5 Schéma électrique équivalent de piezoelectrique.....	14
Figure 1-6 Systeme mécanique équivalent.....	16
Fig 1-7 Actionneur à tube piézoélectrique.....	19
Fig 1-8 Les actionneurs à empilement piézoélectrique.....	20
Fig1-9 Les actionneurs à effet de levier.....	21
Figure 1-10 (a) Les actionneurs de flexion connexion en série.....	22
Fig 1-10 (b) Les actionneurs de flexion connexion en parallèle.....	22
Figure 2-1-Contacts entre deux solides.....	26
Figure 2-2 Effets de lubrification sur le déplacement de deux solides.....	26
Figure 2-3 Différents phénomènes de frottements en fonction de la vitesse.....	26
Figure 2-4 Modèles de frottements statiques :a) Modèle de coulomb b) Modèle coulomb+visqueux c) Modèle coulomb +visqueux +statique d) Modèle complet avec effet Stribeck.....	27
Figure 2-5 : Modèle de ressort des aspérités.....	28
Figure 2-6 Vue microscopique du frottement entre deux surfaces en contact.....	30
Figure 2-7 Bloc fonctionnel de modèle d'hystérésis de frottement du mécanisme de positionnement.....	32
Figure 2-8-Résultat de simulation du modèle d'hystérésis de friction avec une fréquence 0.5Hz.....	33
Figure 2-9-Résultat de simulation du modèle d'hystérésis de frottement avec une fréquence 1HZ.....	33
Figure 2-10 Résultat de simulation en poursuite de déplacement en boucle ouverte pour une fréquence 0.5Hz.....	34
Figure 2-11 Résultat de simulation en poursuite de déplacement en boucle ouverte pour une fréquence 1Hz.....	34

---

---

Figure 2-12 Résultat de simulation en poursuite de déplacement en boucle ouverte pour une fréquence 0.5Hz par Variation de $K_E$ .....	35
Figure 2-13 Résultat de simulation en poursuite de déplacement en boucle ouverte pour une fréquence 0.5Hz, En charge $F = 10N$ .....	35
Figure-3-1 Schéma de bloc d'un régulateur PI.....	37
Figure 3-2 Schéma fonctionnel de la régulation de déplacement.....	38
Fig.-3.3: Résultats de simulation de la réponse en poursuite par PI pour une référence sinusoïdale: 10micro mètre de fréquence 0.5 Hz. a) Déplacement en poursuite. b) Erreur en poursuite. c) Tension de commande. d) Incertitude.....	39
Fig.-3.4: Résultats de simulation de la réponse en poursuite par PI pour une référence sinusoïdale: 10micro mètre de fréquence 0.5 Hz. en Charge 10N a) Déplacement en poursuite. b) Erreur en poursuite. c) Tension de commande. d) Incertitude.....	40
Fig.-3.5: Résultats de simulation de la réponse en poursuite par PI pour une référence sinusoïdale: 10micro mètre de fréquence 0.5 Hz. en variant le paramètre $k_e$ .....	40
Fig.-3.6: Résultats de simulation de la réponse en poursuite par PI pour une référence sinusoïdale : 10micro mètre de fréquence 1 Hz. ....	41
Fig.-3.7: Résultats de simulation de la réponse en poursuite par PI pour une référence sinusoïdale: 10micro mètre de fréquence 1 Hz. en Charge 10N.....	41
Fig.-3.8: Résultats de simulation de la réponse en poursuite par PI pour une référence sinusoïdale: 10micro mètre de fréquence 1Hz. en variant le paramètre $k_e$ .....	42
Figure 3.9 Schéma bloc de la Commande adaptative.....	48
Fig.3.10 Résultats de simulation de la réponse en poursuite par la commande adaptative pour une référence sinusoïdale de 10micro mètre et de fréquence 0.5 H a) Déplacement en poursuite. b) Erreur en poursuite. c) tension de commande. d) Incertitude.....	48
Fig.3.11: Résultats de simulation de la réponse en poursuite par la commande adaptative pour une référence sinusoïdale de 10micro mètre et de fréquence 0.5 Hz en Charge 10N. ....	48
Fig.3.12: Résultats de simulation de la réponse en poursuite par la commande adaptative pour une référence sinusoïdale de 10micro mètre et de fréquence 0.5 Hz en varions le paramètre $K_e$ .....	49

---

---



---

Fig-3.13 Résultats de simulation de la commande adaptative pour une référence sinusoïdale de 10 micro mètre et de fréquence 0.5 Hz a) Réponse dynamique de l'erreur filtrée $S(t)$ ; b) Adaptation du paramètre $\hat{a}_0$ .....	50
Fig-3.14 Résultats de simulation de la Commande adaptative pour une référence sinusoïdal de 10 micro mètre et de fréquence 0.5 Hz a) Adaptation du paramètre $\hat{a}_1$ ;b) Adaptation de paraméter $\hat{a}_2$ .....	50
Fig- 3.15 Résultats de simulation de la Commande adaptative pour une référence sinusoïdale de 10 micro mètre et de fréquence 0.5 Hz a) Adaptation de parametre $\hat{a}_3$ ; b) Adaptation de parametre $\hat{a}_4$ .....	51
Fig 3.16 Représentation dans le plan de phase du comportement du système .....	51
Fig.3.17: Résultats de simulation de la réponse en poursuite par la Commande adaptative pour une référence sinusoïdal de 10micro mètre et de fréquence 0.5 Hz, Cas saturation: a) Déplacement en poursuite. b) Erreur en poursuite. c) tension de commande. d) Incertitude.....	52
Fig 3.18: Résultats de simulation de la réponse en poursuite par la Commande adaptative pour une référence sinusoïdal de 10micro mètre et de fréquence 1 Hz. ....	53
Fig.3.19: Résultats de simulation de la réponse en poursuite par la Commande adaptative pour une référence sinusoïdal de 10micro mètre et de fréquence 1 Hz en charge. ....	53
Fig.3.20: Résultats de simulation de la réponse en poursuite par la Commande adaptative pour une référence sinusoïdal de 10micro mètre et de fréquence 1 Hz. en varions le paramètre $K_e$ .....	54
Fig 3.21 : Résultats de simulation de la Commande adaptative pour une référence sinusoïdal de 10 micromètre et de fréquence 1 Hz a) Adaptation of paramétrer $\hat{a}_1$ ; b) Adaptation of paramétrer.....	54
Figure 4-1Schéma bloc de la Commande par mode de glissement.....	62
Fig.4-2: Résultats de simulation de la réponse en poursuite par CSV pour une référence sinusoïdal: 10micro mètre de fréquence 0.5 Hz. a) Déplacement en poursuite. b) Erreur en poursuite. c) tension de commande. d) Incertitude.....	63
Fig.4-3: Résultats de simulation de la réponse en poursuite par CSV pour une référence sinusoïdal: 10micro mètre de fréquence 0.5 Hz. en Charge 10N.....	63

---

---



---

Fig.4-4: Résultats de simulation de la réponse en poursuite par CSV pour une référence sinusoïdal: 10micro mètre de fréquence 0.5 Hz. en varions le paramètre $k_e$ .....	64
Fig. 4.5 Evolution de la surface S à la fréquence f=0.5Hz .....	64
Fig.4-6: Résultats de simulation de la réponse en poursuite par CSV pour une référence sinusoïdal: 10micro mètre de fréquence 1 Hz. ....	65
Fig.4-7: Résultats de simulation de la réponse en poursuite par CSV pour une référence sinusoïdal: 10micro mètre de fréquence1Hz. en Charge 10N.....	65
Fig.4-8: Résultats de simulation de la réponse en poursuite par CSV pour une référence sinusoïdal: 10micromètre de fréquence 1 Hz. en varions le paramètre $K_e$ .....	66
Fig. 4.9 Evolution de la surface S à la fréquence f=1Hz.....	66
Fig. 4.10 Représentation dans le plan de phase du comportement du système.....	67
Figure 4-11: Structure de réseaux de neurone.....	71
Figure 4-12 schémas bloc de commande.....	74
Fig.4-13 Résultats de simulation de la réponse en poursuite par CNG pour une référence sinusoïdal: 10micromètre de fréquence 0.5 Hz. ....	74
Fig.4-14 Résultats de simulation de la réponse en poursuite par CNG pour une référence sinusoïdal: 10micromètre de fréquence 0.5 Hz. en Charge 10N.....	75
Fig.4-15 Résultats de simulation de la réponse en poursuite par CNG pour une référence sinusoïdal: 10micromètre de fréquence 0.5 Hz. en varions le paramètre $K_e$ .....	75
Fig.4-16 Evolution de paramètre de poids w3avec une fréquence de 0.5 Hz.....	76
Fig.4-17 Résultats de simulation de la réponse en poursuite par CNG pour une référence sinusoïdal: 10micromètre de fréquence 1 Hz. ....	76
Fig.4-18 Résultats de simulation de la réponse en poursuite par CNG pour une référence sinusoïdal: 10micromètre de fréquence 1 Hz. en Charge 10N.....	77
Fig.4-19 Résultats de simulation de la réponse en poursuite par CNG pour une référence sinusoïdal: 10micromètre de fréquence 1 Hz. en varions le paramètre $K_e$ .....	77
Fig.4-20 Evolution de paramètre de poids w3 avec une fréquence 1 Hz.....	78

---

---

Fig.4-21 Représentation dans le plan de phase du comportement du système.....	78
Fig.5-1. Schéma de bloc d'un régulateur (CAB).....	89
Fig.5-2. Résultats de simulation de la réponse en poursuite par CAB pour une référence sinusoïdal: 10micromètre de fréquence 0.5 Hz. a) Déplacement en poursuite. b) Erreur en poursuite. c) tension de commande. d) Incertitude.....	90
Fig.5-3: Résultats de simulation de la réponse en poursuite par CAB pour une référence sinusoïdal: 10micromètre de fréquence 0.5 Hz. en Charge 10N.....	90
Fig.5-4. Résultats de simulation de la réponse en poursuite par CAB pour une référence sinusoïdal: 10micromètre de fréquence 0.5 Hz. en varions le paramètre $K_e$ .....	91
Fig.5-5. Simulation results of ABC system for periodic sinusoidal command with 10 $\mu$ m, and 1Hz: a) Adaptation of parameter $\hat{a}_0$ ; b) Adaptation of parameter $\hat{a}_1$ .....	91
Fig.5-6. Simulation results of ABC system for periodic sinusoidal command with 10 $\mu$ m, and 1Hz: a) Adaptation of parameter $\hat{F}_0$ ; b) Adaptation of parameter $\hat{r}$ .....	92
Fig .5-7 Representation dans le plan de phase du comportement du système.....	92
Fig.5-8 Résultats de simulation de la réponse en poursuite par CAB pour une référence sinusoïdale: 10micro mètre de fréquence 1Hz. ....	93
Fig.5-9 Résultats de simulation de la réponse en pour suite par CAB pour une référence sinusoïdale: 10micro mètre de fréquence 1 Hz. en Charge 10N.....	93
Fig.5-10 Résultats de simulation de la réponse en pour suite par CAB pour une référence sinusoïdale: 10micro mètre de fréquence 1 Hz. en varions le paramètre $K_e$ .....	94
Fig.6-1 Comparaison entre la réponse en poursuite de la trajectoire de référence par PI et CA pour une référence sinusoïdale: 10micro mètre de fréquence 0.5 Hz. ....	99
Fig.6-2 Comparaison entre la robustesse du PI et du CA à une perturbation de charge de 10N pour une référence sinusoïdale: 10micro mètre de fréquence 0.5 Hz. ....	99
Fig.6-3 Comparaison entre la robustesse du PI et du CA à une variation paramétrique de $K_e$ pour une référence sinusoïdale: 10micro mètre de fréquence 0.5 Hz. ....	100
Fig.6-4 Comparaison entre la réponse en poursuite de la trajectoire de référence par CSV et NG pour une référence sinusoïdale: 10micro mètre de fréquence 0.5 Hz. ....	100
Fig.6-5 Comparaison entre la robustesse du CSV et du NG à une perturbation de charge de 10N pour une référence sinusoïdale: 10micro mètre de fréquence 0.5 Hz. ....	101
Fig.6-6 Comparaison entre la robustesse du CSV et du NG à une variation paramétrique de $K_e$ pour une référence sinusoïdale: 10micro mètre de fréquence 0.5 Hz. ....	101

---

---

Fig.6-7 Comparaison entre la réponse en poursuite de la trajectoire de référence par PI et CAB pour une référence sinusoïdale: 10micro mètre de fréquence 0.5 Hz. ....	102
Fig 6-8 Comparaison entre la robustesse du PI et du CAB à une perturbation de charge de 10N pour une référence sinusoïdale: 10micro mètre de fréquence 0.5 Hz. ....	102
Fig.6-9 Comparaison entre la robustesse du PI et du CAB à une variation paramétrique de Ke pour une référence sinusoïdale: 10micro mètre de fréquence 0.5 Hz. ....	103
Figure 7-1 Relation entre les paramètres du modèle C-H et le cycle d'hystérésis.....	107
Figure 7-2 Le principe de l'acquisition de l'algorithme des PSO.....	108
Figure.7-3 Cycle d'hysteresis obtenu par differents fréquence.....	109
Figure7-4 Cycle d'hysteresis obtenu par PSO.....	110
Figure 7-5. Evolution de l'erreur.....	111
Figure 7-6 Resultat du suivi de la trajectoire de la position.....	111
Figure7-7. Vue du dispositif expérimental.....	112
Figure 7-8 Principe de fonctionnement et les signaux de commande du MPE.....	113
Figure 7-9 Les éléments du système.....	115
Figure 7-10 : Page de commande du MPE.....	116
Figure 7-11 Page de réglage des paramètres de commande.....	117
Figure 7-13 : Comparaison entre la position réelle (en rouge) et la position de référence (en bleu) en échantillonnage.....	119
Figure 7-14 : Résultats de simulation de la réponse en poursuite par la commande PID pour une référence sinusoïdale de fréquence 0.5 Hz. ....	119
Tableau 6-1 :Résultats Comparatifs.....	98
Tableau7-1. Paramètres expérimentaux utilisés dans les simulations numériques.....	108
Tableau 7-2 Caracteristiques du MPE.....	114

---

# Introduction Générale

---

## Introduction Générale

Les actionneurs piézo-électriques sont très considérés grâce à leurs capacités d'effectuer des déplacements très faibles et de grande précision. On peut citer quelques exemples d'applications utilisés dans le nano positionnement comme:

### a) SPM (Microscopies à sonde locale)

Les microscopies à sonde locale (Scanning probe microscopy SPM) ont connu un développement considérable depuis une dizaine d'année. L'invention en 1982 (Binnig 1982- Prix Nobel en 1986) du microscope à effet tunnel (STM), suivie par celle de la microscopie à force atomique (1986) AFM.[1]-[7]. Le succès des deux inventions est étroitement lié aux formidables progrès réalisés en électronique, permettant notamment le balayage à des distances très proches de la surface de l'ordre du nanomètre; mais aussi la détection et la régulation de courant électrique d'intensité aussi faible que le nano-ampère. Le mouvement de la pointe est contrôlé par un actionneur piézoélectrique de type tube à empilement qui permet d'ajuster la position de l'échantillon par rapport à la pointe en boucle de contre-réaction[9]. L'obtention d'image topographie de la surface peut se faire en maintenant la force d'interaction pointe-échantillon constante au cours du balayage, [10]. Des images de la topographie d'une surface peuvent être obtenues selon trois modes de fonctionnement. Le mode tapping ou contact intermittent est le mode le plus employé. Il existe plusieurs nouvelles variantes de SPM permettant la mesure des propriétés chimiques, mécaniques (frottements), électriques et les propriétés magnétiques d'une surface [8],[9],[11]. Actuellement les SPM souffrent d'atteindre le nano positionnement de la sonde avec une bande passante élevée, [13], [14].

### b) Les servo- systèmes à deux étages pour les disques durs

L'augmentation continue de la densité des pistes à haut débit lors de l'accès aux données dans les disques durs (HDD), exige que la position de la tête soit maintenue le long du centre de la piste et se déplaçant rapidement d'une piste à une autre. Cependant, seulement le traditionnel moteur à bobine mobile (VCM) est utilisé comme un seul étage d'asservissement; il est difficile de fournir des performances élevées en raison des modes de résonances mécaniques, des perturbations diverses, et le bruit du disque dur. L'utilisation d'une structure à deux étages est proposée comme une solution qui permet à la fois d'augmenter la bande passante d'asservissement et la précision[11],[14]-[21].

### **c) Les actionneurs et les capteurs piézoélectriques**

Le problème important qui se pose dans la désignation des contrôleurs pour le nano positionnement est la disponibilité et le choix des capteurs et des actionneurs. Parmi les capteurs et actionneurs utilisés dans le nano positionnement, on peut citer:

#### **c-1- Les actionneurs piézoélectriques:**

Les actionneurs piézoélectriques sont omniprésents dans des applications telles que nano positionnement SPMs et micromoteurs,[22],[23]. Ils ont une bande passante de fonctionnement et peuvent générer d'excellentes grandes forces mécaniques dans une désignation compact et pour des petites quantités d'énergie; cependant, ils ont un déplacement relativement faible. Les paramètres principaux de conception qui caractérisent la performance d'un actionneur sont la plage de déplacement, la force, la bande passante (gamme de fréquence), la taille, le poids et la consommation d'énergie.

#### **c-2- Les capteurs piézoélectriques**

La vitesse et la précision du positionnement absolu des divers systèmes de nano positionnement dépendent crucialement de la position de mécanisme de capteur. D'autre part, la génération des informations de la position à l'échelle nanométrique est elle même un défi, en particulier dans la large bande passante et la grande plage dynamique nécessaire pour atteindre un débit raisonnable en matière de nanotechnologie, y compris la lithographie et des données de stockage. Il existe différents types de capteurs [24], comme par exemple les capteurs inductifs [25], les piézorésistif [26], les capteurs capacitifs [29] et les mesures optiques [9],[27],[28]. Ils sont adoptés pour des applications de nano positionnement et des dispositifs optiques à mémoire, l'alignement des fibres optiques, les tests de composants microélectroniques, les micromachines ([30], [32], [37], [38]), la commande de forme d'antennes et les tests biomédicaux.

Les actionneurs piézo-électriques offrent une résolution de l'ordre de nanomètre, une rigidité élevée et une réponse rapide. Cependant, ils souffrent de l'hystérésis ([31], [32], [34], [35]), puisque la forme et l'amplitude de la courbe de la tension en fonction du déplacement sont affectées par la tension contrôlant la fréquence. Celle-ci augmente en même temps que la fréquence. Ceci est dû à une combinaison d'hystérésis, de frottements visqueux et de forces dynamiques provoquées par l'accélération de la masse du moteur piézo-électrique (MPE) lui-même. Les frottements visqueux et les autres effets dynamiques deviennent plus prononcés à

mesure que la fréquence de la tension qui alimente le moteur augmente. L'effet cumulatif de ces divers facteurs mène à une relation de la tension versus le déplacement dominée par la caractéristique de l'hystérésis ([31], [32], [35]). Celle-ci rend la commande en boucle ouverte inefficace et peut produire des déphasages harmoniques qui affectent même la commande en boucle fermée ([34]-[35], [36]). De plus, les commandes souffrent de leurs limitations et de leurs incapacités à résoudre les problèmes associés à la nature du fonctionnement transitoire de ce moteur. Les problèmes importants sont l'influence de la température, la limitation de la bande passante des vibrations ainsi que d'autres non-linéarités prononcées. Celles-ci causent d'importantes erreurs de positionnement surtout par la technique de commande classique. Il faut donc faire appel aux techniques de commande avancées (les commandes adaptatives et les commandes robustes) afin de corriger les variations paramétriques et les perturbations tout en réalisant des déplacements de l'ordre de quelques micromètres.

D'autre part, la conception des contrôleurs permet l'optimisation des procédés performants. A partir de 1980, les champs de recherche sont axés sur certaines commandes linéaires orientées vers le problème de la robustesse. Plusieurs algorithmes de commande ont démontré théoriquement leurs efficacités et parfois même en pratique. Mais quelques incertitudes peuvent causer de sérieuses pertes de performances ou même d'instabilité. La théorie de commande non-linéaire a remplacé la commande linéaire. On prévoit que la commande reste complexe à cause de la nature fortement non-linéaire du modèle du moteur MPE. En effet, les paramètres de moteur varient rapidement dans le temps à cause de la variation de la température et les changements des conditions de fonctionnement du moteur (la fréquence d'entraînement, la source de tension, et la charge). Il faut tout de même souligner qu'à la lumière des recherches effectuées ([34], [35], [36]), la commande robuste ou adaptative reste la plus appropriée pour commander le MPE. D'ailleurs, en concevant un contrôleur adaptatif basé sur le modèle du MPE, l'influence des incertitudes sera minimale ou nulle ce qui va faciliter l'implantation pratique. Une autre alternative à la commande adaptative est l'emploi d'un contrôleur robuste. Il faut croire que la considération d'une stratégie de commande robuste et non-linéaire soutenue par un modèle approprié d'incertitudes et d'informations sur le système va conduire à des résultats très intéressantes.

Ces résultats escomptés mèneront à l'évaluation complète des outils déjà développés et à l'identification des lacunes dans la modélisation et le contrôle des processus de haute précision utilisant des moteurs MPE.

Ce mémoire est organisé en sept chapitres :

Le premier chapitre est consacré à la piézoélectricité et les différents types d'actionneurs de nano positionnement. On introduit successivement le principe fondamentale de la piézoélectricité, les différents matériaux, leurs propriétés ainsi que la mise en équations du comportement de céramiques piézoélectriques. Différents types d'actionneurs piézoélectriques sont présentés. Nous entrons dans le vif du sujet dans le deuxième chapitre en décrivant et modélisant l'actionneur piézoélectrique MPE. Notre objectif est de développer un modèle efficace; pour cela le modèle de lugre est proposé permettant de définir les différents types de frottements. Nous distinguerons : le frottement statique, le frottement visqueux, le frottement de coulomb et le frottement de stribeck. Nous donnons le modèle proposé le plus souvent dans la littérature dans le but d'obtenir un modèle correspondant au mieux à son procédé expérimental. La commande en boucle ouverte est établie et les résultats de simulation sont présentés dans ce même chapitre.

Le troisième chapitre concerne la commande du MPE par deux techniques : - la technique de contrôle proportionnelle et intégrale (PI), qui a l'avantage d'améliorer la stabilité d'un asservissement de positionnement d'un MPE à sa précision; - la technique d'un contrôle adaptatif où, et les conditions de sa mise en œuvre sont étudiées. La stabilité de la boucle est analysée par la méthode de lyapunov. Les performances du réglage de déplacement par les deux régulateurs sont analysées et les résultats de simulation obtenus sont présentés.

Le quatrième chapitre est consacré à la commande par mode glissant. La loi de commande à structure variables appliquée au MPE est présentée de façon détaillée. De plus, un contrôleur neuro-glissement permettant de résoudre les problèmes du mode glissant et garantir de bonnes performances de poursuite même en présence de perturbation externes et aux variations des paramètres est introduit. Ce qui est mis en évidence à travers des résultats de simulation obtenus.

Le cinquième chapitre est consacré à l'établissement de la technique de la commande adaptatif backstepping. Cette technique de commande est élaborée grâce à la synthèse récurrente de fonction de lyapunov qui assure pas à pas la stabilisation de chaque étage du système. La théorie de cette technique accompagnée par une analyse détaillée de la stabilité est présentée, et les performances sont vérifiées par une simulation numérique.

Dans le sixième chapitre nous présentons une étude comparative entre les différents techniques de commande considérées pour montrer leurs robustesses et d'en tirer les conclusions finales.

Le septième chapitre est consacré à la présentation du banc expérimental, ainsi qu'à sa constitution. Une formulation du modèle de C-H a été présentée avec une identification des paramètres du MPE à l'aide d'un algorithme basé sur la technique de PSO (particule swarm optimisation). Des tests pratiques d'un asservissement de position d'un MPE de type squiggle, par PID sont présentés.

Enfin, on clôture le travail de cette thèse par la présentation des suggestions et perspectives.

# **Chapitre Un**

## **Piezoelectricité et les différents actionneurs de positionnement**

---

---

## 1-1 Historique

L'effet piézoélectrique direct a été de tout le temps connu (30000 ans), puisque les indiens de Ceylan connaissaient déjà les propriétés des sels de tourmaline. L'observation quantitative du phénomène rapportée par R. Hauy en 1817 a été renforcée et attribuée aux frères Pierre et Jacques Curie en 1880, tout en publiant l'étude systématique de l'état cristallin en annonçant des lois et en effectuant des travaux sur le quartz, le topaze, la tourmaline, le sel de rochelle. En 1881 G Lippmann suggère l'effet inverse à partir des principes fondamentaux de la thermodynamique. En vingt cinq ans, les vingt classes cristallins et les dix huit coefficients piézoélectriques ont permis l'analyse complète et bien définie. L'étude mathématique des milieux anisotropes est due à Voigt (travaux publiés en 1910) : l'ouvrage de référence ; Lehr-buch der kristallophysik en introduisant la notation de tenseur et donna la première théorie de l'électricité des matériaux. Les applications industrielles importantes n'apparaissent que plus tard. C'est en 1917 que Paul Langevin, construit un générateur d'onde ultrasonore pour la mesure et la détection sous marine. Par la suite W. Cady propose l'utilisation du quartz pour contrôler les fréquences dans les oscillateurs radioélectriques [37]. Durant la deuxième guerre mondiale, des groupes isolés, découvrent que certaines céramiques préparées par frottement des poudres d'oxydes métalliques présentent des constantes piézoélectriques plus de 100 fois supérieures à celles des cristaux. En 1965, les recherches portèrent sur le développement de la famille des titanates de baryum, puis des ziconates-titanates de plomb (PZT), l'étude des structures des cristaux de perovskite, et les dopages possibles pour l'optimisation des propriétés. Les premières exploitations commerciales de matériaux piézoélectriques sont japonaises après la présentation en 1951 d'un appareil de détection des bancs de poissons. Depuis, les industriels de nombreuses autres nations se sont lancés dans l'aventure. La piézoélectricité est présente partout aujourd'hui du satellite au laboratoire de recherche. Elle est utilisée dans les domaines suivants: mesure de la pression, mesure des vibrations, jauge de contrainte, la mesure de l'accélération, détecteur d'impact, des capteurs de position jusqu' à la cuisine familiale en passant par les filtres électronique et la télévision, et enfin au téléphone portable et à la fameuse « cale piezo » que tous les microscopistes connaissent. Aujourd'hui, grâce aux progrès de la recherche de nouveaux matériaux sous forme de monocristaux apparaissent pour leur excellente propriété piezoélectrique qui peut être utilisée comme capteur ou bien comme actionneur.

## 1-2 Piézoélectricité

L'origine du mot piézoélectricité dérive du grec « Piezo » qui signifie pression. Un matériau possède des propriétés piézoélectriques si une déformation mécanique sur ce matériau se traduit par l'apparition de charges, créant un champ électrique entre les faces polarisées. Ces phénomènes étant réversibles, une déformation apparaît dans le matériau lorsqu'il est soumis à un champ électrique. Dans le premier cas on parle d'effet piézoélectrique direct, dans le second cas il s'agit de l'effet piézoélectrique inverse (Fig 1-1). Ce phénomène est observé uniquement dans des matériaux non conducteurs. Le déplacement des charges se fait dans la direction privilégiée sous les efforts de traction ou de compression dans la structure cristalline de la céramique, [38].

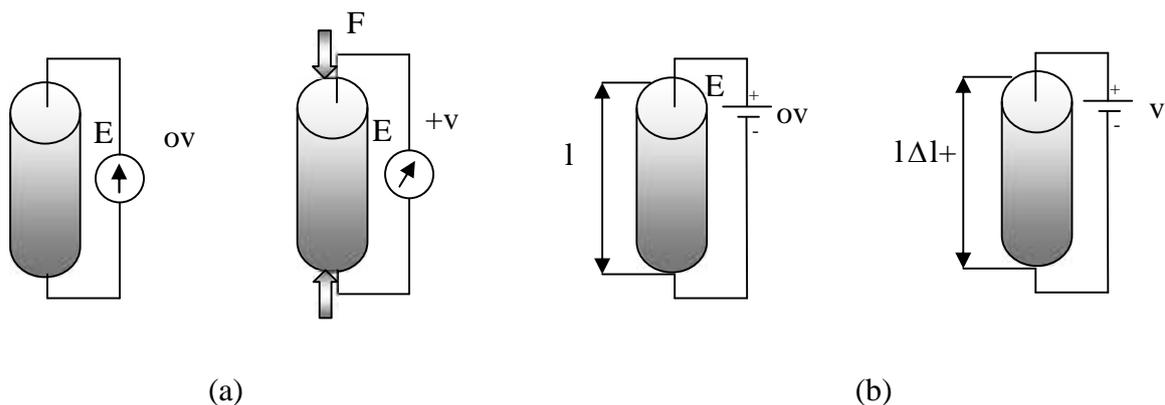


Fig. 1.1 Effet piézoélectrique

- a) effet direct ;
- b) effet inverse.

### 1-2-1 Matériaux piézoélectriques

Parmi les matériaux qui présentent un effet piezoelectrique, on trouve des monocristaux, comme par exemple la tourmaline et le quartz et les céramiques qui ont des caractéristiques remarquables pour les applications électroniques ainsi que pour les applications en instrumentation (capteur, actionneur) : son facteur de couplage (mesure du rendement) est élevé, donc les pertes d'énergie dans le cristal sont faibles; sa fréquence de résonance est très bien définie et l'oscillation ne s'amortit pas beaucoup et dont le coût est plus faible. Ces céramiques

sont fabriquées par frittage de microcristaux piézo-électriques sous un champ électrique pour axer les domaines de polarisation des divers cristaux. La famille utilisée est celle obtenue par frittage décomposé de plomb, de titane et de zirconium, désigne PZT. Ces céramiques présentent les avantages suivants[39][40]:

- Modules piézoélectriques élevés;
- Grandes possibilités d'usinage (frittage) ;
- Robustesse.

Quant aux inconvénients, on peut citer :

- Forte dépendance des modules en température;
- Grande hystérésis de la température.

Tout corps présentant un centre de symétrie ne peut pas être piézoélectrique alors que les cristaux ne possédant pas de centre de symétrie peuvent l'être. La figure 1-2 présente une structure cristalline de l'apparition de la piezoelectricité [41].

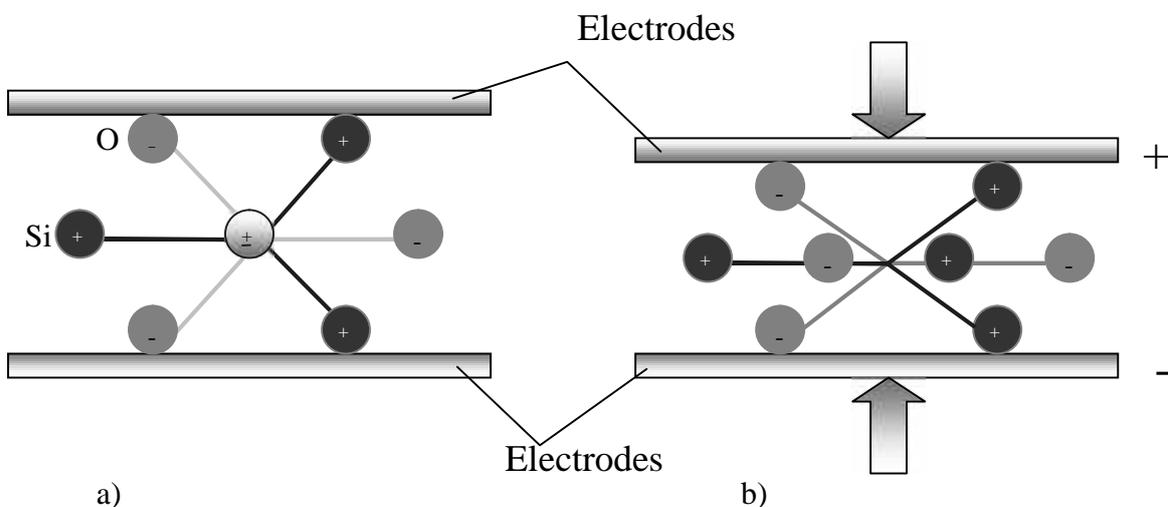


Figure 1-2 Présentation d'une structure cristalline de quartz

a) Possédant un centre de symétrie, b) ne possédant pas centre de symétrie

En l'absence de force appliquée:

- Les centres des charges négatives et positives de chaque molécule coïncidentes;
- La structure cristalline est centro symétrique ;
- Par conséquent, la molécule est électriquement neutre, pas de dipôle dans le matériau.

---

Exercer une pression sur le matériau :

- La structure interne est déformée ;
- Modification de la distance entre les sites des ions positifs et négatifs ;
- Création d'un dipôle électrique.

Finalement:

- La structure cristallographique de matériau est assistée à une polarisation spontanée non nulle;
- La polarisation électrique génère un champ électrique qui transforme l'énergie mécanique du matériau déformation en énergie électrique;
- Apparition des charges de signes opposés sur les deux électrodes.

La céramique piézoélectrique est composée d'un grand nombre de minuscules domaines cristallins qui sont axés aléatoirement. A ce stade, l'effet piézoélectrique est peu présent puisque la somme des moments dipolaires s'annule. Cette opération (rendue piézoélectrique) s'appelle polarisation, elle consiste à soumettre la céramique à un champ électrique assez intense pour aligner tous les dipôles, à une température proche de celle de curie. Elle est ensuite refroidie, en présence du champ électrique. Enfin, lorsque le champ électrique est supprimé, les dipôles conservent leur position dans chaque domaine cristallin. Cette séquence de polarisation est schématisée sur la figure 1-3.

La structure cristalline fait que l'angle entre la polarisation microscopique de chaque domaine ne peut prendre que les valeurs suivantes:

- Quadratique:  $90^\circ$  et  $180^\circ$  ;
- Rhomboédrique:  $71^\circ$  et  $109^\circ$  ;
- Orthorhombique :  $60^\circ$  ,  $90^\circ$  et  $120^\circ$ .

Dans les domaines à  $180^\circ$ , le matériau basculent complètement car le réseau ne subit pas de déformation structurale, tandis que les domaines à  $60^\circ$ ,  $71^\circ$ ,  $90^\circ$ ,  $109^\circ$  et  $120^\circ$  induisent des déformations importantes qui se traduisent par une réorientation partielle de ces domaines.

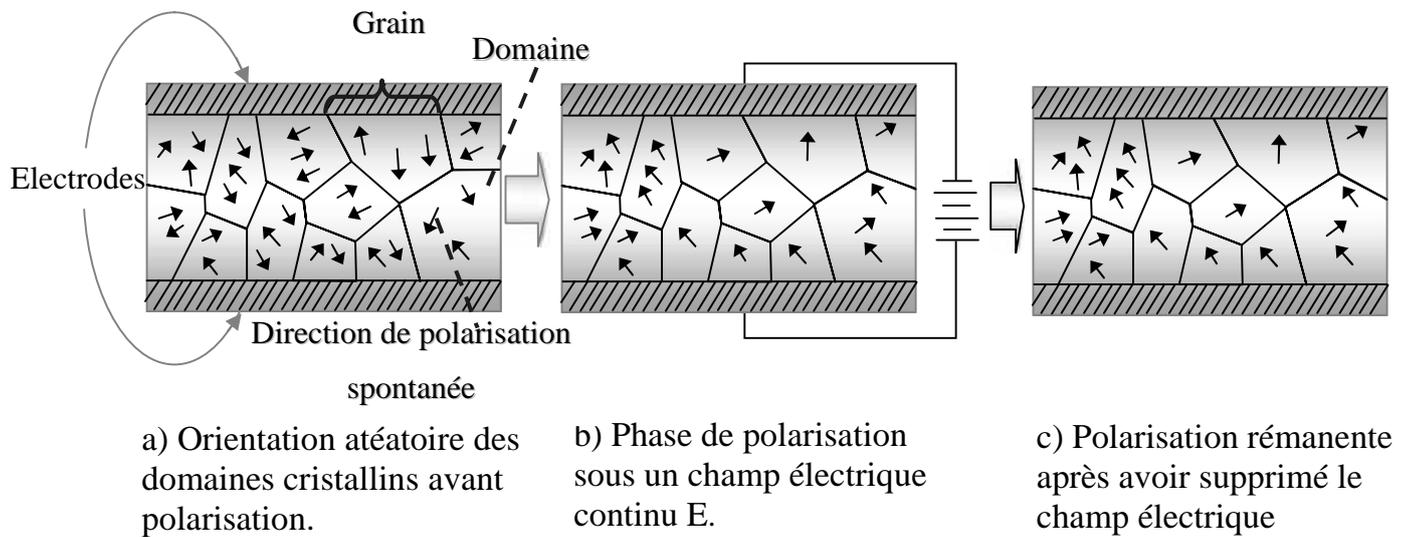


Fig. 1-3 Polarisation d'un échantillon de piézocéramique [42]:

a) avant polarisation. b) durant la phase de polarisation. c) après polarisation.

### 1-2-2 Caractéristique piezoelectrique

Dans la théorie de la piézo-électricité, on introduit des coefficients piézo-électriques qui relient la polarisation aux contraintes mécaniques. Ces coefficients forment ce qu'on appelle un tenseur. Donc, on a besoin de définir un repère pour exprimer les équations constitutives de la piézoélectricité. Comme les matériaux piézoélectriques sont anisotropes, l'axe 3 du repère est choisi colinéaire à la direction de polarisation. Les deux autres axes (1 et 2) sont choisis de manière à ce que le trièdre formé par 1, 2 et 3 soit direct (Fig. 1-4). Dans ce repère, il y a 6 mouvements différents qui peuvent avoir lieu: un mouvement de translation qui suit chacun des trois axes et trois mouvements de rotation autour de ces mêmes trois axes (notés 4, 5 et 6 respectivement) [39]. Les grandeurs électriques, champ et induction et les grandeurs mécaniques, contrainte et déformation, sont reliées entre elles par des coefficients piezoelectriques. L'intensité des effets piézoélectriques est caractérisée par les constantes piézoélectriques [36] [37], voire Annexe B.

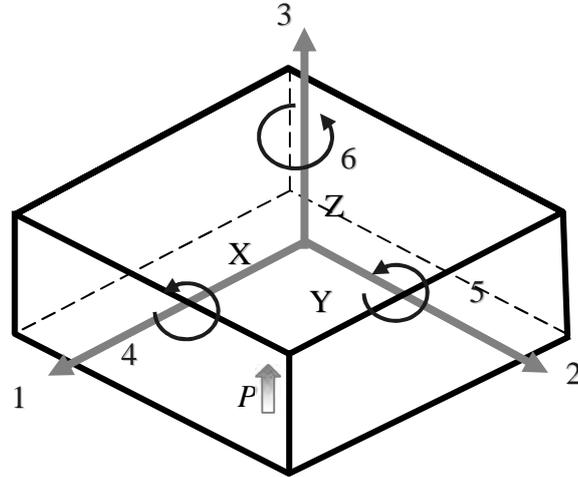


Figure 1-4 Directions associées aux vecteurs déformation et contrainte.

### 1-2-2-1 Constantes piezoelectrique de charge $d_{ij}$ :

La constante piezoélectrique de charge  $d_{ij}$  est exprimée par le rapport entre le déplacement diélectrique à la contraintes ou encore de la déformation au champ électrique. La constante la plus utilisée est  $d_{31}$ , donc

$$d_{ij} = \left( \frac{\partial D_i}{\partial T} \right)_E = \frac{\partial^2 G_1}{\partial E \partial T} = \left( \frac{\partial S}{\partial E} \right)_T \quad (1-1)$$

Où

$D_1$  : est le déplacement diélectrique ;

$G_1$  : énergie libre ;

$S$  : déformation mécanique ;

$T$  : contrainte ;

$P$  : la polarisation est définie en fonction de la partie variable du déplacement et du champ par :

$$D_1 = \epsilon_0 \epsilon_r E + P \quad (1-2)$$

$\epsilon_0 \epsilon_r$  : sont respectivement la permittivité du vide et la permittivité relative du matériau;

$d_{ij}$ : coefficients de déformation [m/V] ou coefficients de sortie de charge [C/N]: Déformation développée [m/m] par unité d'intensité de champ électrique appliquée [V/m] ou densité de charge développée [C/m<sup>2</sup>] pour une contrainte donnée [N/m<sup>2</sup>].

Par exemple  $d_{31}$  est le rapport entre la déformation dans la direction 1 et le champ électrique dans la direction 3, ou encore le rapport entre le déplacement dans la direction 1 et la contrainte dans la direction 3. La constante  $d_{ij}$  est importante pour les systèmes devant produire un mouvement ou des vibrations par application d'une tension électrique.

### 1-2-2-2 Constantes piezoelectrique de tension $g_{ij}$ :

Les coefficients  $g_{ij}$  sont importants pour les matériaux devant fournir de la tension en réponse à une contrainte mécanique. La constante  $g_{ij}$  est définie par:

$$g_{ij} = \frac{E}{T} = \frac{d}{\epsilon_0 \epsilon_r} \quad (1-3)$$

$g_{ij}$ : coefficients de tension ou coefficients de sortie de champ [Vm/N]:

La constante piezoélectrique de tension est définie par le champ électrique à circuit ouvert développé [V/m] pour une contrainte mécanique appliquée [N/m<sup>2</sup>] ou déformation développée [m/m] par une densité de charge appliquée [C/m<sup>2</sup>].

Par exemple l'indice "33" de la constante  $g_{33}$  indique que le champ électrique et les contraintes mécaniques sont à la fois le long de l'axe de polarisation. L'indice "31" de la constante signifie que la pression est appliquée perpendiculairement à l'axe de polarisation,

L'indice "15" de la constante  $g_{15}$  implique que la contrainte appliquée est de cisaillement et que le champ électrique résultant est perpendiculaire à l'axe de polarisation.

### 1-2-2-3 Coefficients de couplage $k$ :

Les coefficients de couplage électromécaniques  $k(k_{33}, k_{31}, k_{15}, k_p, k_t)$ , caractérisent l'efficacité de

la transformation d'énergie entre énergie électrique et énergie mécanique de déformation dans un piezoelectrique. Il n'est absolument pas relié aux pertes ni au rendement, il traduit plutôt une adaptation entre la partie mécanique et la partie électrique du matériau. Il est exprimé en pourcent:

$$k^2 = \frac{\text{énergie transformée}}{\text{énergie apportée}} \quad (1-4)$$

Les indices désignent les directions relatives des grandeurs électriques et mécaniques et suivant la forme de l'éprouvette et le mode de vibration de celle-ci. Ce coefficient peut prendre différentes valeurs:

$k_{33}$  : pour la vibration des pièces épaisses suivant la direction de la polarisation ;

$k_{31}$  : pour la vibration transversale (perpendiculaire à la polarisation);

$k_p$  : pour la vibration radiale d'un disque mince;

$k_t$  : pour la vibration des pièces minces suivant la direction de la polarisation.

#### 1-2-2-4 Relation entre les Coefficients $d_{ij}$ et $g_{ij}$

Le coefficient de tension  $g_{ij}$  est lié au coefficient de charge  $d_{ij}$  par la constante de diélectrique

$$d_{33} = \epsilon_0 \epsilon_r g_{33} \quad (1-5)$$

$$d_{31} = \epsilon_0 \epsilon_r g_{31} \quad (1-6)$$

### 1-2-3 Schéma équivalent de piezoelectrique

On peut envisager le comportement d'un actionneur piézo-électrique dans les différentes conditions de fonctionnement. On souhaite donc avoir un modèle adapté à l'étude de son comportement, aussi bien du point de vue électrique que du point de vue mécanique

#### 1-2-3-1 Schéma électrique

Il est possible de représenter l'impédance électrique d'une céramique vibrante au voisinage d'une fréquence de résonance par un schéma électrique équivalent.

La céramique est reliée grâce à deux électrodes de connexion. Les connexions notées A et B vont constituer une capacité appelée capacité de connexion. La forme la plus couramment adoptée est indiquée par la figure 1-5, et un système mécanique masse-ressort équivalent figure 1-6, [37][38].

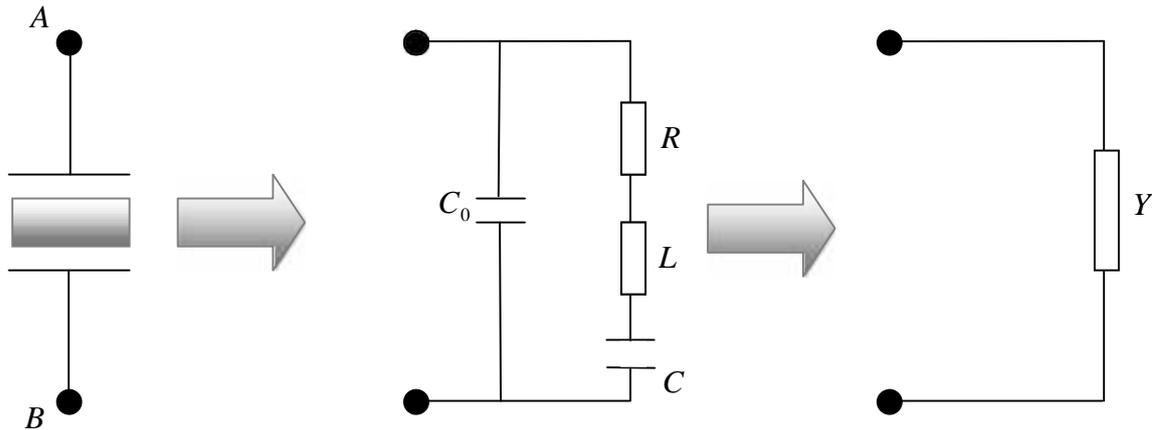


Figure 1-5 Schéma électrique équivalent de piézoélectrique

Le schéma électrique équivalent est un circuit série shunté par la capacité de connexion. Les valeurs de  $L$ ,  $R$  et  $C$  sont dictées par la nature et les caractéristiques de la céramique. Ce sont des équivalents électriques d'éléments mécaniques.

$C_0$  : représente la capacité équivalente du piézoélectrique.

La branche  $R.L.C$  est appelée branche motionelle, elle représente l'effet d'inertie et de rigidité de la masse à haute fréquence ;

$R$  : représente les pertes mécaniques dans le matériau ;

La self  $L$  est proportionnelle à la masse de la céramique;

La capacité  $C$  est proportionnelle à la constante élastique (à l'inverse de la raideur du matériau).

Ce modèle peut être complété par une résistance  $R_0$ , en parallèle à  $C_0$ , qui rend compte des pertes diélectriques statiques, la valeur très élevée de  $R_0$  permet dans la plupart des cas de négliger. La perméabilité du diélectrique sera égale à celle de la céramique :

$$C_0 = v_0 \frac{A}{e}. \quad (1-7)$$

L'admittance de la céramique étant infinie à la fréquence de resonance ( $f_r$ ), et nulle à la fréquence antirésonance ( $f_a$ ). En réalité, la représentation de l'admittance en fonction de la fréquence présente un minimum et un maximum plus ou moins accentués, traduisant un amortissement interne. L'admittance globale est définie par la somme de l'admittance de la branche statique et de celle de la branche dynamique ou motionnelle telle que [ 43].

$$Y = Y_0 + Y_M \quad (1-8)$$

Avec

$$Y_0 = \frac{1}{R_0} + jC_0\omega; \quad (1-9)$$

$j$  : nombre complexe tel que  $j^2 = -1$

Et

$$Y_M = \frac{R}{R^2 + \left(L\omega - \frac{1}{C\omega}\right)^2} + j \frac{\left(\frac{1}{C\omega} - L\omega\right)}{R^2 + \left(L\omega - \frac{1}{C\omega}\right)^2} \quad (1-10)$$

En prenant  $p = j\omega$ , on obtient la fonction de transfert correspondante

$$Y(p) = \frac{1}{R_0} + pC_0 + \frac{1}{R + pL + \frac{1}{pC}} \quad (1-11)$$

Le circuit équivalent permet enfin d'introduire une quantité intéressante, le coefficient de surtension de la branche mentionnelle:

$$Q = 2f \frac{\text{énergie emmagasinée pendant une période (dans } L \text{ et } C)}{\text{énergie déssipée pendant une période (dans } R)} \quad (1-12)$$

$$Q = \frac{1}{RCW_r} = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (1-13)$$

$W_r$  est la pulsation correspondant à la fréquence ( $f_r$ ).

Les céramiques actuelles peuvent atteindre des valeurs de  $Q$  de 200, et d'autre part on définit le coefficient de couplage en fonction des capacités,  $C$ ,  $C_0$  et  $f_r$ ,  $f_a$ .

$$k^2 = \frac{C}{C + C_0} = \frac{f_a^2 - f_r^2}{f_a^2} \quad (1-14)$$

Le comportement dynamique d'un actionneur piézo-électrique peut être modélisé, du point de vue mécanique, par un système masse- ressort. (fig.1-6)

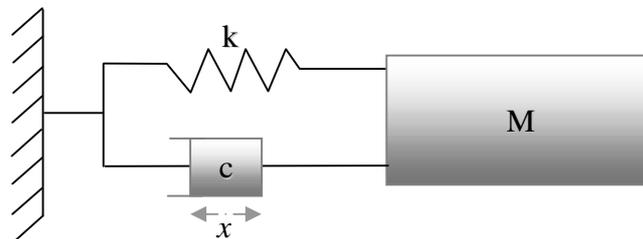


Figure 1-6 Systeme mécanique équivalent

$x$  : représente la déformation engendrée par le champ électrique :

$$x = d_{ij} \cdot V \quad (1-15)$$

$k$  et  $c$  : représente la raideur et l'amortissement du piezoelectrique.

Il possède une fréquence propre. La fréquence de résonance, en générale, dépend des propriétés élastiques et de la masse du système.

$$f_r^0 = \frac{1}{2f} \sqrt{\frac{k}{M}} \quad (1-16)$$

$f_r^0$  la fréquence de résonance sans charge.

Si l'actionneur est soumis à une charge de masse  $M_0$ . Dans ce cas, la fréquence de résonance du montage est liée à celle de l'actionneur tout seul par la relation suivante

$$f_r^1 = \frac{1}{2f} \sqrt{\frac{k}{M + M_0}} = f_r^0 \sqrt{\frac{M}{M + M_0}} \quad (1-17)$$

$f_r^1$  la fréquence de résonance avec charge.

Le temps de réponse minimum est borné par des contraintes physiques à 1/3 de la période de résonance

$$t_{\min} \approx \frac{1}{f_r} \quad (1-18)$$

### 1-3 Différents types de nano positionnement piezoélectrique

Il existe une limite élastique à leur déformation comme à tous les matériaux:

Il y a donc plusieurs méthodes pour palier cet allongement. La majorité fonctionne à l'aide de piezoceramique, et dont la déformation est amplifiée par tube, empilement, effet de levier ou flexion.

#### 1-3-1 Les actionneurs à tubes piézoélectriques

C'est le moyen le plus répandu qui assure les déplacements dans les trois directions de façon simple, efficace et précise. Le principe consiste à

- Métalliser à l'intérieur et à l'extérieur un tube piézoélectrique généralement en PZT. C'est de l'aluminium, du chrome, du nickel ou de l'argent;
- Découper l'électrode extérieure en quatre segments de surface égale soit par voie chimique à l'acide nitrique dilué (procédé répandu mais par abrasion mécanique au moyen d'une meule très fine);
- Appliquer une tension à une des quatre électrodes externes, tandis que les autres sont à la terre.

L'application des champs électriques implique une déformation du matériau (figure 1-7). Le résultat est une légère courbure du tube qui permet d'induire des déplacements contrôlés suivant  $x$  et  $y$ . Il est donc possible de générer facilement des allongements qui vont du nanomètre aux microns. Le déplacement selon  $z$  (le long de l'axe du cylindre) est obtenu en ajoutant sur l'électrode interne (ou les quatre électrodes externes), une tension déterminée qui se traduira par un allongement ou une contraction global du tube. La géométrie habituelle d'un tube est de quelques centimètres de long d'une épaisseur de 0.6 à 0.1 mm et un diamètre compris entre 5mm et quelques centimètres[44].

L'allongement du tube est lié au coefficient de charge  $d_{31}$  et la relation entre l'élongation  $\Delta L$ , la longueur  $L$  et l'épaisseur  $e$  quand il est soumis à une différence de potentiel  $V$ , s'écrit

$$\Delta L = d_{31} V \frac{L}{d} \quad (1-19)$$

La déformation peut donc être élevée si le rapport hauteur/épaisseur est grand.

Ces nano positionneurs se retrouvent dans les systèmes de positionnement ultra précis comme des miroirs de déviation optique et la microscopie AFM (microscopie à force atomique) et aussi dans les disques durs pour orienter la tête de lecture [45]. Pour diminuer les niveaux de tensions mis en jeux, on fait appel à des céramiques multicouches (empilements).

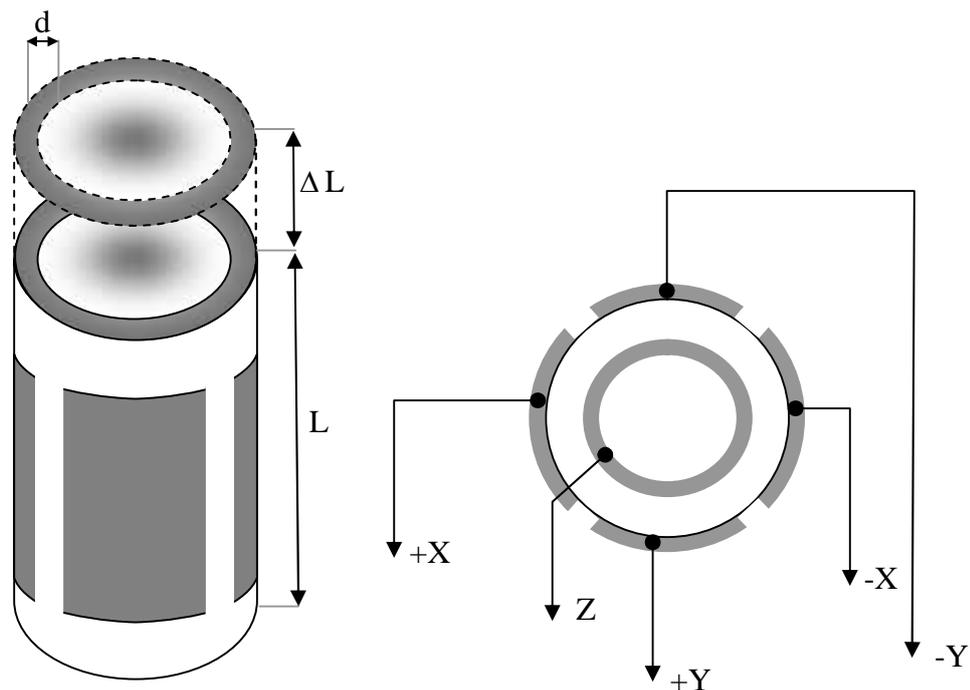


Fig 1-7 Actionneur à tube piézoélectrique

### 1-3-2 Les actionneurs à empilement piézoélectrique

Afin d'améliorer leurs comportement comme actionneurs, de techniques nouvelles de mises en forme sont apparues: les actionneurs à empilement piézoélectrique. On peut empiler des disques en céramique montés, mécaniquement en série et électriquement en parallèle de (0.2 à 1mm), de tel sorte qu'une seule céramique génère une déformation de 0.1% et un réseau multicouche avec un déplacement de 10 $\mu$ m. Les électrodes sont comprises entre deux surfaces métalliques, l'une connectée à la tension de contrôle et l'autre à la terre [46]. Leur déformation vaut :

$$\Delta L = d_{33} \cdot n \cdot V \quad (1-20)$$

Où

n - le nombre de couches.

Des allongements de 0.15% sont possibles pour des tensions de 100V. En outre, plus les disques sont minces, plus les champs électriques appliqués et les déformations obtenues pour une tension donnée sont importants. Ces structures sont délicates à réaliser, elles sont chères. La mise en parallèle du nombre de céramiques fait que la capacité totale est élevée, limitant la bande passante et impose l'utilisation d'amplificateurs qui peuvent fournir plus de courants.

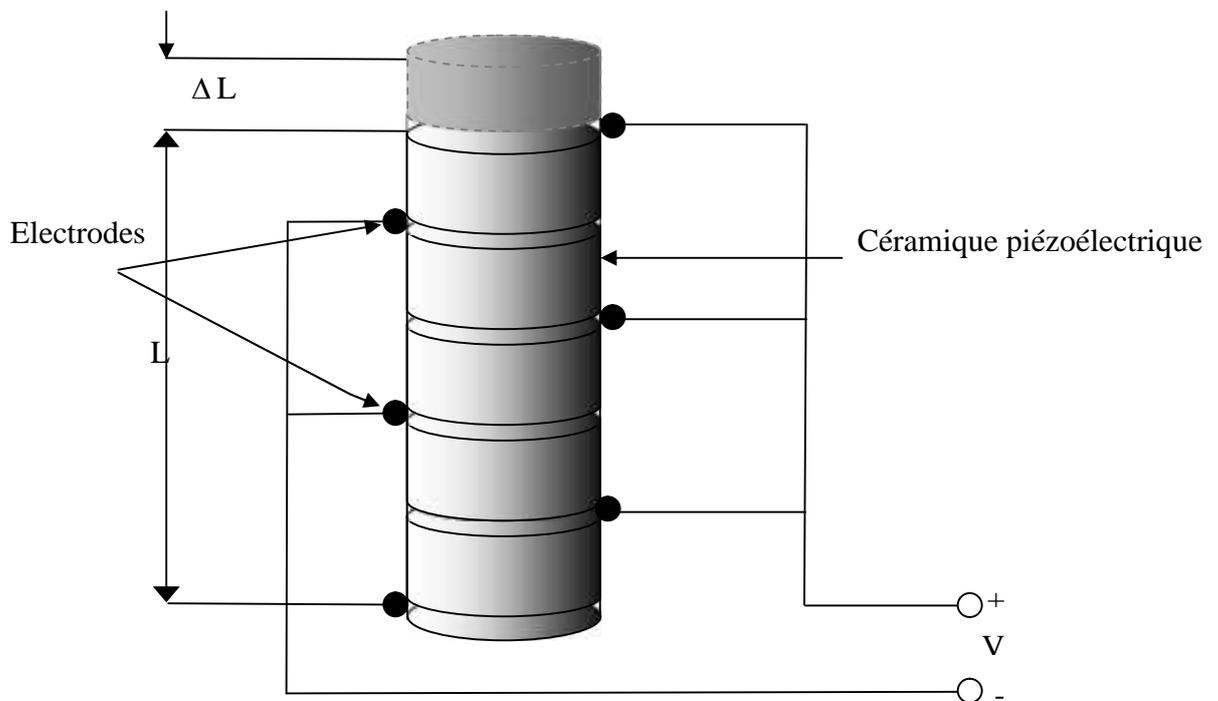


Fig 1-8 Les actionneurs à empilement piézoélectrique

### 1-3-3 Les actionneurs à effet de levier

Il existe de nombreuses techniques d'amplification telles que des leviers. Dans les systèmes de levier, l'amplification est réalisée avec des bras de levier qui amplifient le déplacement. La

force de sortie de la manette système est nettement plus petite que la force de l'actionneur. On profite de la grande force générée par les piézoélectriques, par effet de levier on amplifie le déplacement

$$\Delta L = r \Delta L_0 \quad (1-21)$$

Où

$r$  est le coefficient du pied de levier.

On peut mettre plusieurs leviers en cascade pour obtenir une amplification de mouvement élevée. De préférence, on utilise des systèmes à structure flexible afin de supprimer les frottements et les jeux [47].

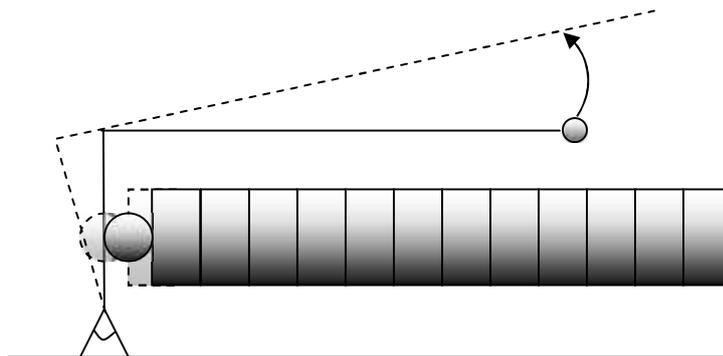


Fig1-9 Les actionneurs à effet de levier

### 1-3-4 Les actionneurs piezoélectriques de flexion

Les actionneurs piezoélectriques de flexion développe des déformations relativement importante. Ces éléments sont fabriqués à partir de deux plaques minces en céramique piezoélectriques collées et soumises à une différence de potentiel à leurs bornes. Ils subissent une expansion transversale, de la même manière selon le coefficient,  $d_{31}$  mais de valeur opposée. Le premier subit une dilatation sur la face collée, le second, une contraction. Les deux vont alors fléchir.

Cette déformation sera d'autant plus importante que le rapport entre la longueur et l'épaisseur est grande. L'inversement de la polarité de tension de commande se traduit par l'inversement de la direction de la déformation. On distingue deux types piezoélectriques de flexion série et parallèle [47] (figure 1-10, a.b).

### 1-3-4-1 Les actionneurs de flexion série

Les deux plaques piezoélectriques sont polarisées dans des directions opposées (figure 1-10, a). Lorsque ces dernières sont soumises à une tension, l'une des plaques subit une contraction tandis que l'autre subit une expansion. La déformation est donnée par l'expression suivante:

$$\Delta L = \frac{2.L^2}{T^2} d_{31} V \quad (1-23)$$

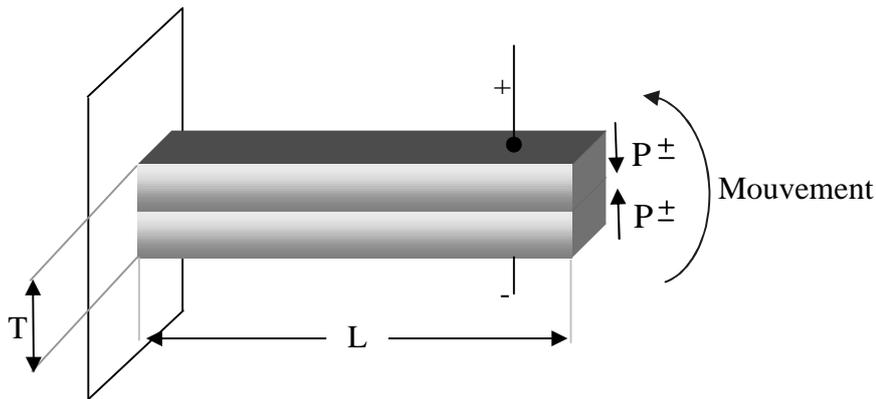


Figure 1-10 (a) Les actionneurs de flexion connexion en série

### 1-3-4-2 Les actionneurs de flexion parallèle

Dans ce type, l'électrode est située entre les deux plaques céramiques. La polarisation de ces deux plaques piezoélectriques est dans la même direction figure 1-10-b. L'expression de la déformation en fonction de la tension appliquée est

$$\Delta L = \frac{4.L^2}{T^2} d_{31} V \quad (1-24)$$

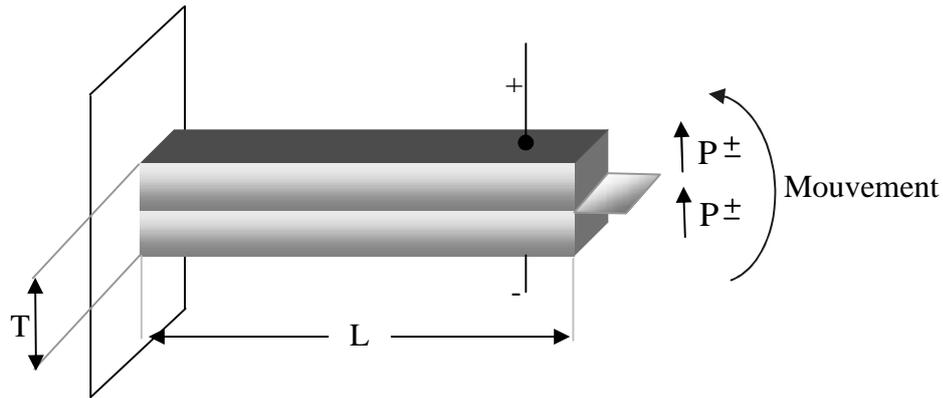


Fig 1-10 (b) Les actionneurs de flexion connexion en parallèle

### Remarque

La déformation obtenue par les actionneurs de flexion de connexion parallèle par la même tension est supérieure d'un facteur deux par rapport au type série car la tension de commande n'est pas totalement appliquée à chaque plaque, mais la capacité est quatre fois plus grande que le type série. Ces actionneurs ont une rigidité faible car ils sont longs et minces (environ 0.5 mm d'épaisseur).

### 1-4 conclusion

Dans ce chapitre, nous avons rappelé les définitions et les propriétés associées à la piézoélectricité. Nous avons présentée également les matériaux piézoélectriques. Cette famille de matériaux comporte en son sein un couplage électro-élastique fort. Ce couplage, qui n'a lieu que dans certains réseaux cristallins non axo-symétriques, est décrit par une série d'équations locales, appelées équations constitutives de la piézo-électricité. Le processus de fabrication de

ces matériaux doit faire apparaître une phase de polarisation. Pour cela, on soumet l'échantillon à un champ électrique intense (de l'ordre du kV/mm), forçant les domaines à s'orienter selon une direction privilégiée. Les grains aux polarisations aléatoires donnent un caractère fortement anisotropie à la matière, si bien que les caractéristiques dépendent de la direction d'application des champs ou des efforts extérieurs. Une présentation de différents types de nanositionnement piezoélectriques (tube, empilement, amplification par levier et flexion) a été faite. L'utilisation des piezoelectriques de type d'empilement présente de nombreux avantages : la déformation maximum, pour une longueur totale donnée, est fonction uniquement de l'épaisseur des disques, tandis que le nombre des disques mis en parallèle détermine la rigidité et la stabilité du comportement; une capacité à supporter des pressions assez importantes; une bonne rigidité et une bonne flexibilité; une réponse rapide; une basse sensibilité au bruit et une possibilité d'appliquer un contrôle à haute précision, et par conséquent une bonne fiabilité.

# **Chapitre Deux**

## **Modélisation du mécanisme de positionnement piézoélectrique MPE**

---

## 2-1 Introduction

La tribologie vient du mot "tribein" (flotter) et "logos" (discourse, étude). Les frottements dans un système constituent un phénomène important car il se produit entre deux systèmes matériels en contact, immobiles ou animés de mouvements relatifs. Les frottements sont un phénomène inhérent à tous les systèmes mécaniques. Aussi, il est important de pouvoir les modéliser de façon adéquate. Pour étudier la précision du modèle, les frottements du système mécanique doivent être correctement modélisés et identifiés. Plusieurs références, [48] [49] [50] [51] [52][53] et [54] ont proposé des modèles physiques et mathématiques dans le but de capter le maximum de phénomènes ( frottements de coulomb, frottements visqueux, pré-déplacement, hysteresis avec mémoire non locale, effet de stribeck.) et d'analyser ce phénomène complexe. IL est possible de reproduire ces frottements en simulation afin d'obtenir un modèle qui correspond au procédé expérimental. Etant donné l'évolution des modèles mathématiques parallèlement aux calculs des ordinateurs, ainsi que les algorithmes complexes qui tiennent compte des discontinuités, des non linéarités. Ceux-ci peuvent être utilisés pour représenter l'évolution des mouvements de frottements qui sont originalement fait d'erreur de suivi de trajectoire car, ils peuvent retarder le démarrage du système. L'existence d'une erreur statique est l'un des problèmes pénalisant à la pénétration industrielle des actionneurs piézoélectriques (APE). Il existe différents phénomènes physiques à l'origine de ces frottements, les plus importants seront présentés par la suite. Dans cette optique, il est important de bien comprendre les phénomènes physiques qui sont à l'origine de ces frottements, c'est l'objet de ce chapitre. On cherchera à mettre en évidence les différents phénomènes qui interviennent dans un processus de frottement en dynamique. Dans notre travail, on a proposé le modèle de LuGre [55]. C'est l'un des modèles de frottements le plus complet et les plus proches de la réalité, car il prend en compte le plus de phénomènes physiques.

## 2-2 Description des frottements

Certaines théories sont basées sur un modèle géométrique qui suppose que chaque corps n'est pas lisse mais possède des aspérités qui sont enchevêtrées les unes dans les autres. La figure 2-1 illustre les micro-rugosités de deux surfaces en contact.

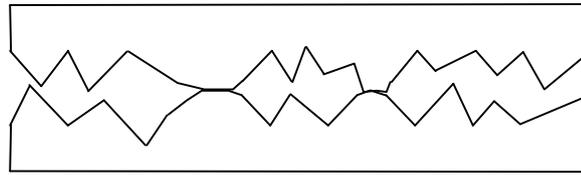


Figure 2-1-Contacts entre deux solides

Comme le montre la figure 2-1, la surface est rugueuse, comportant des irrégularités dues à l'usinage de la pièce ou même à sa nature. Lorsque deux pièces mécaniques en contact se déplacent l'une par rapport à l'autre, ces aspérités varient et se déforiment. Pour limiter ces frottements secs, on lubrifie les systèmes mécaniques pour obtenir des frottements humides. Ainsi une pellicule de liquide s'interpose entre les deux pièces en mouvement, figure 2-2.

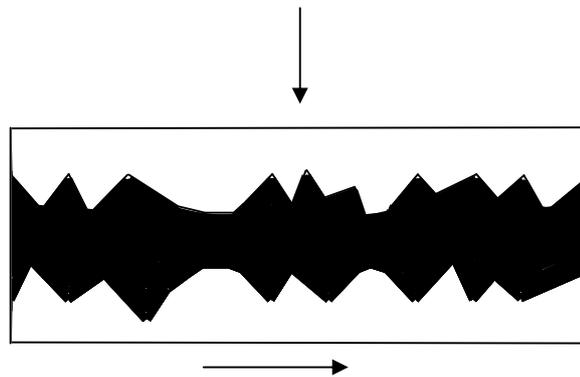


Figure 2-2 Effets de lubrification sur le déplacement de deux solides

La figure 2-3 montre les différents types de frottements dominants en fonction de la vitesse [56],

Frottement

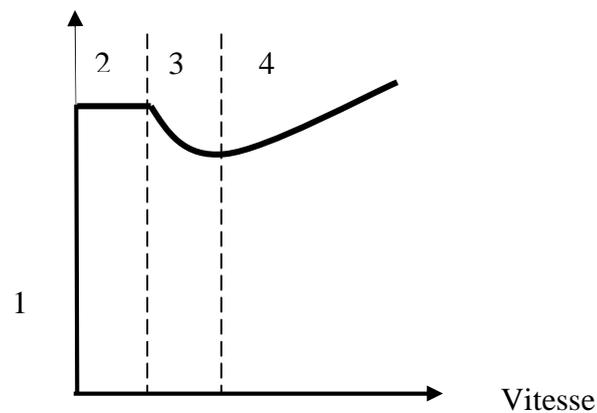


Figure 2-3 Différents phénomènes de frottements en fonction de la vitesse

Régime 1: Frottement statique

La vitesse du solide est nulle, sa surface est collée à celle du support. La force n'est pas assez élevée pour engendrer un déplacement, il n'y a que des déformations plastiques.

Régime 2: Lubrification limite

Pour ce régime, la vitesse n'est pas assez élevée pour qu'un film de lubrification se forme pour soulever des surfaces en contact. Ce type de frottements est indépendant de la vitesse.

Régime 3: Lubrification partielle

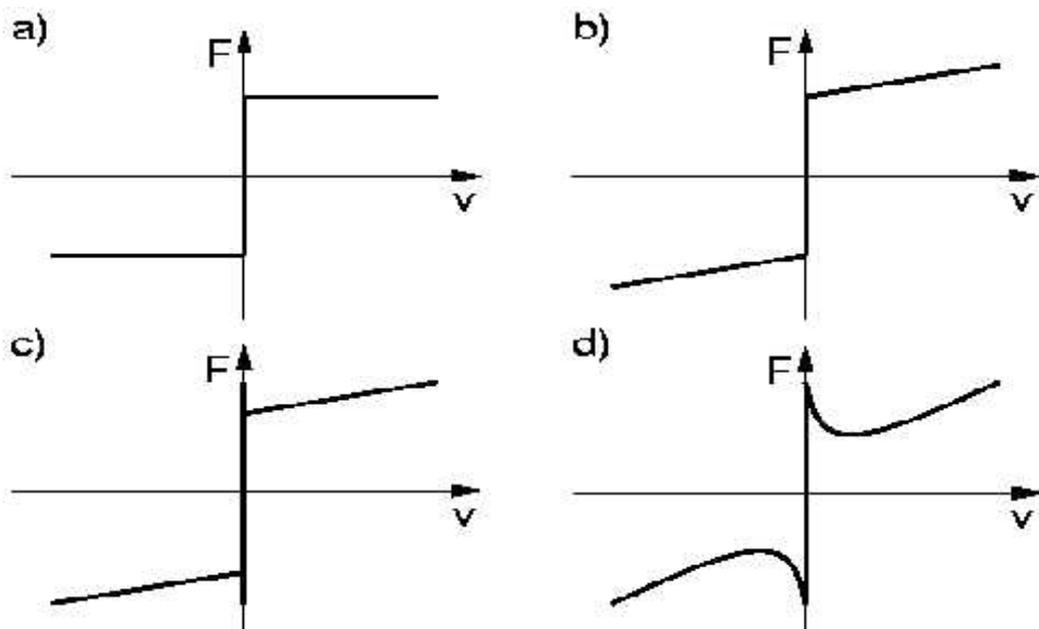
La vitesse de glissement augmente, le lubrifiant devient important, ce qui provoque la diminution de la force de frottement. Cet effet est appelé effet Stribeck, son allure dépend des propriétés du fluide.

Régime 4: Lubrification totale

Il y a lubrification totale au delà du minimum. La force de frottement devient la force de viscosité proportionnelle à la vitesse de déplacement.

### 2-2-1 Modélisation des frottements

De nombreux modèles de frottements sont proposés dans la littérature. Ces modèles peuvent être très simples à très complexes, jusqu'à la tribologie. La prise en compte des frottements secs et



lubrifiées a donné naissance au modèle le plus couramment utilisé en ingénierie: le modèle

Figure 2-4 Modèles de frottements statiques : a) Modèle de coulomb b) Modèle coulomb+visqueux c) Modèle coulomb +visqueux +statique d) Modèle complet avec effet Stribeck.

Coulomb + Statique +Visqueux; frottements mixte. Stribeck, par ces travaux, a montré que le coefficient de frottement mixte décroît dans un premier temps lorsque la vitesse de déplacement augmente jusqu'au minimum pour ensuite croître en fonction de la vitesse. La figure 2-4 montre quelques modèles de frottements statiques.

Les modèles statiques ne considèrent que les forces de frottements à une vitesse constante. Alors qu'en réalité des phénomènes dynamiques existent. En les introduisant physiquement, les liaisons entre les aspérités peuvent être comparées à des ressorts (figure 2-5). Cette comparaison permet d'expliquer plusieurs phénomènes physiques [57].

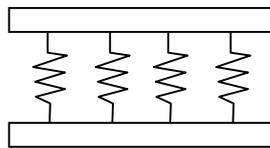


Figure 2-5 : Modèle de ressort des aspérités

### 2-2-2 Description du Modèle de LuGre

Le modèle de LuGre est issu d'une collaboration entre les universités du Lund (suède) et de Grenoble (France) apparaît comme le plus complet et le plus proche de la réalité. Ce modèle est basé sur une approche microscopique de la modélisation des surfaces de contact par des lames.

Dans cette hypothèse, chaque lame représente une aspérité de surface en contact avec une autre aspérité de l'autre surface. Ainsi, par la flexion des lames, on peut aussi modéliser la déformation plastique des surfaces avant leur déplacement. En effet ce modèle est identique à celui des ressorts.

Nous avons introduit une nouvelle description du phénomène de frottement, il s'agit d'un modèle dynamique nommé LuGre décrit par les équations suivante [57]:

$$\frac{dZ}{dt} = \epsilon - \frac{\dagger_0}{g(\epsilon)} Z |\epsilon| \quad (2-1)$$

Où

La variable  $Z$  décrit la déflexion moyenne pendant la phase de collage (striction);

$\epsilon$  - la vitesse relative de déplacement des solides.

Le premier terme donne une déviation qui est proportionnelle à la vitesse relative.

Le second terme affirme que la déviation de  $Z$  s'approche de la valeur  $Z_s$  à l'état d'équilibre (stable), c'est-à-dire quand  $\epsilon_s$  est constant.

$$Z_s = \frac{v}{|v|} g(v) \quad (2-2)$$

Avec :

$$g(\epsilon) = F_C + (F_S - F_C) e^{-(\epsilon/\epsilon_s)^2} \quad (2-3)$$

$F_C$  - la force de Colomb;  $F_S$  - la force statique, et enfin  $\epsilon_s$  - la vitesse de Stribeck;

$g(\epsilon)$  - est une fonction continue dépendant de la vitesse  $\epsilon$  qui permet de décrire de façon arbitraire la caractéristique du frottement  $F_H$  en état stationnaire, et dépend aussi de nombreux facteurs tels que les propriétés des matériaux, la lubrification, la température. La force de frottement générée par la déviation des lames est donnée comme suit:

$$F_H = \dagger_0 Z + \dagger_1 \frac{dZ}{dt} \quad (2-4)$$

$\dagger_0$  - la rigidité des lames;  $\dagger_1$  -le coefficient d'amortissement.

Un terme proportionnel à la vitesse pourrait être ajouté à la force de frottement pour tenir compte de frottement visqueux de sorte que la force de frottement résultant du modèle de LuGre soit donc donnée par :

$$F_H = \dagger_0 Z + \dagger_1 \frac{dZ}{dt} + \dagger_2 \epsilon \quad (2-5)$$

Où  $\dagger_2$  - le coefficient de viscosité.

Le modèle donné par les équations (2-1) et (2-5) est caractérisé par la fonction  $g(\epsilon)$  et les paramètres,  $\dagger_0$ ,  $\dagger_1$  et  $\dagger_2$ .

La figure ci-dessous montre en vue microscopique le frottement entre deux surfaces en contact.

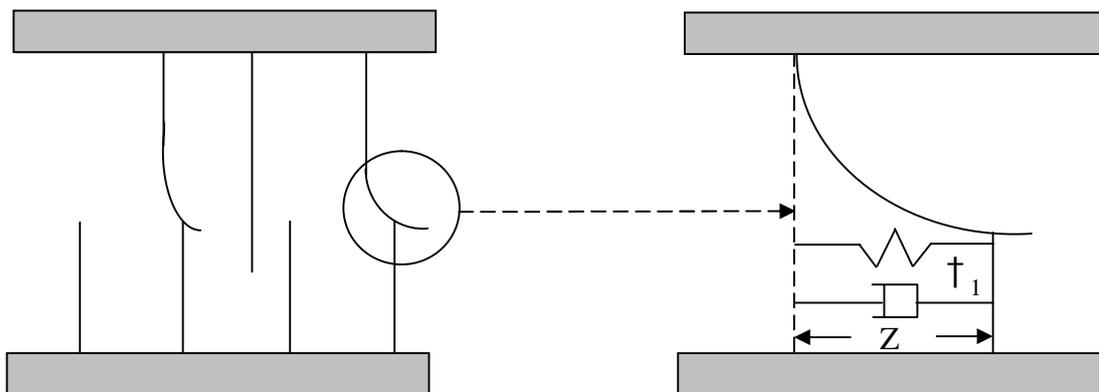


Figure 2-6 Vue microscopique du frottement entre deux surfaces en contact

### 2-3 Introduction sur le mécanisme de positionnement piézoélectrique

L'actionneur piézoélectrique est un dispositif bien connu pour générer d'extrêmes petits déplacements dans la gamme de 10 pico mètre (pm) ( $1\text{pm}=10^{-12}$  m) à 100 micron mètre. Ces dernières années, ces actionneurs sont utilisés dans les applications de positionnement de haute précision, cela grâce à leurs propriétés spécifiques : résolution à l'échelle du nanomètre (précision très élevée) ; une bonne rigidité, une réponse rapide. Le comportement des MPE est fortement non linéaire, il représente les variations des paramètres physiques du matériau (coefficients dielectriques, mécaniques et piézoélectriques) en fonction des grandeurs telles que

le champ électrique, la contrainte, la température ou même l'humidité [58], la dérive lente de la déformation en fonction du temps et l'hystérésis entre la tension appliquée aux bornes de l'actionneur et la déformation du matériau. Ces non linéarités mènent à l'inexactitude et l'instabilité quand le MPE est en boucle ouverte [59]. De plus, les caractéristiques de l'hystérésis de MPE sont habituellement inconnues et il est difficile d'établir un modèle dynamique du système avec un effet de l'hystérésis [60]. Les techniques de la modélisation de MPE ont été présentées par plusieurs études [61] [62] [63], cependant celles-ci utilisent toujours un argument mécanique avec des équations différentielles partielles complexes et difficiles à résoudre. Le modèle de Preisach a été appliqué pour la désignation du contrôle pour un système avec hystérésis [64] [65] [66][67][68]. Dans ces études, la fonction de Preisach a été utilisée pour décrire la dynamique de nonlinéarité de système avec hystérésis, tels que les systèmes électromagnétiques et les MPE. La fonction de Preisach a prouvé qu'elle peut être un outil pour décrire approximativement l'hystérésis; cependant les équations mathématiques doivent

permettre la détermination de la forme entre le déplacement à la sortie et le champ électrique appliqué avec des fréquences variables. L'intégration de l'hystérésis de frottement dans la dynamique de mouvement autorise une fonction spécifique qui contient l'hystérésis de frottement, la charge externe (perturbation) et des variations des paramètres. Dans cette étude, le modèle choisi est celui de LuGre car c'est un modèle dynamique qui prend en compte un maximum de phénomènes. L'étude de ces phénomènes a permis d'établir des modèles toujours plus performants [69] [70][71].

#### 2-4 Modélisation du MPE

D'après l'équation de la dynamique standard de Newton, le mouvement du mécanisme de positionnement unidimensionnel de MPE peut être exprimé par l'équation suivante [35].

$$M\ddot{x} + D\dot{x} + F_H + F_L = k_e U \quad (2-6)$$

Tel que :  $M$  - la masse équivalente du MPE ;  $x$  - le déplacement;  $k_e$  - le coefficient de tension à la force de MPE;  $F_H$  - la force d'hystérésis de friction,  $U$  - la tension appliquée au

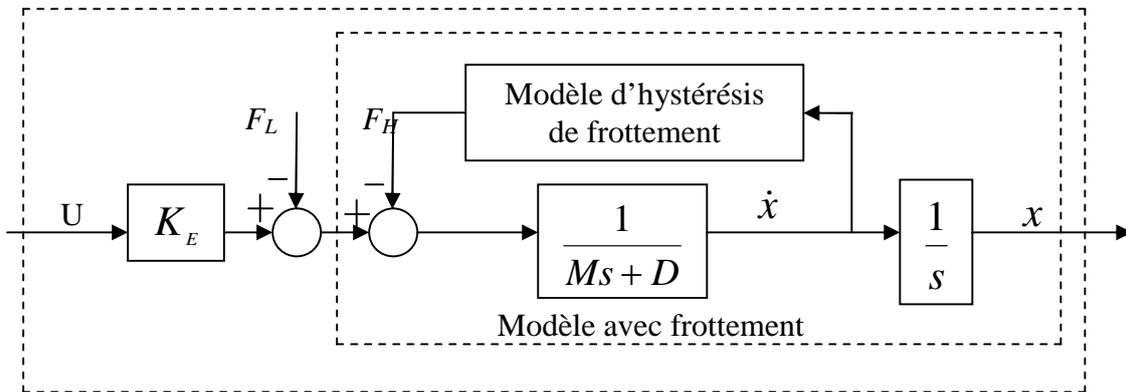
mécanisme de positionnement ;  $F_L$  - la charge de perturbation et  $D$  - le coefficient linéaire de friction.  $E$  - nommée incertitude, définie par:

$$E = \frac{F_H + F_L}{M} \quad (2-7)$$

La dynamique du système obtenue par l'équation (2-6), peut être réécrite comme suit :

$$\ddot{x} = \frac{k_e}{M} U - \frac{1}{M} [D\dot{x} + F_H + F_L] \quad (2-8)$$

Le schéma fonctionnel décrit par l'équation (2-8) est donné par la figure 2-7.



Modèle avec hystérésis d'un moteur piézoélectrique

Figure 2-7 Bloc fonctionnel de modèle d'hystérésis de frottement du mécanisme de positionnement

En substituant (2-5) dans (2-8), la dynamique de système peut être obtenue comme suit:

$$\ddot{x} = \frac{K_E U}{m} - \frac{1}{m} [(\tau_o Z + F_L) - \tau_1 \frac{1}{g(\epsilon)} z |\dot{x}| + (\tau_1 + \tau_2) \dot{x}] \quad (2-9)$$

On définit les variables d'état ( $x = x_1$ ,  $\dot{x}_1 = x_2$ ).

$$\dot{x}_2 = \frac{K_E U}{m} - \frac{1}{m} [(\tau_o Z + F_L) - \tau_1 \frac{1}{g(x_2)} Z |x_2| + (\tau_1 + \tau_2) x_2] \quad (2-10)$$

Les lois de commande en tension permettant le contrôle des déplacements générés par les actionneurs piézoélectriques sont les plus utilisées dans le monde industriel. De l'équation (2-10), il est évident que la dynamique de l'APE est un système non linéaire due à l'effet d'hystérésis.

### 2.4.1 Simulation du modèle de frottement

Les résultats de simulations sont montrés dans les figures (2-8) et (2-9). La tension d'entrée sinusoïdale d'amplitude 5v et de fréquence (0.5 et 1) Hz respectivement sont appliquées au modèle d'hystérésis de frottement

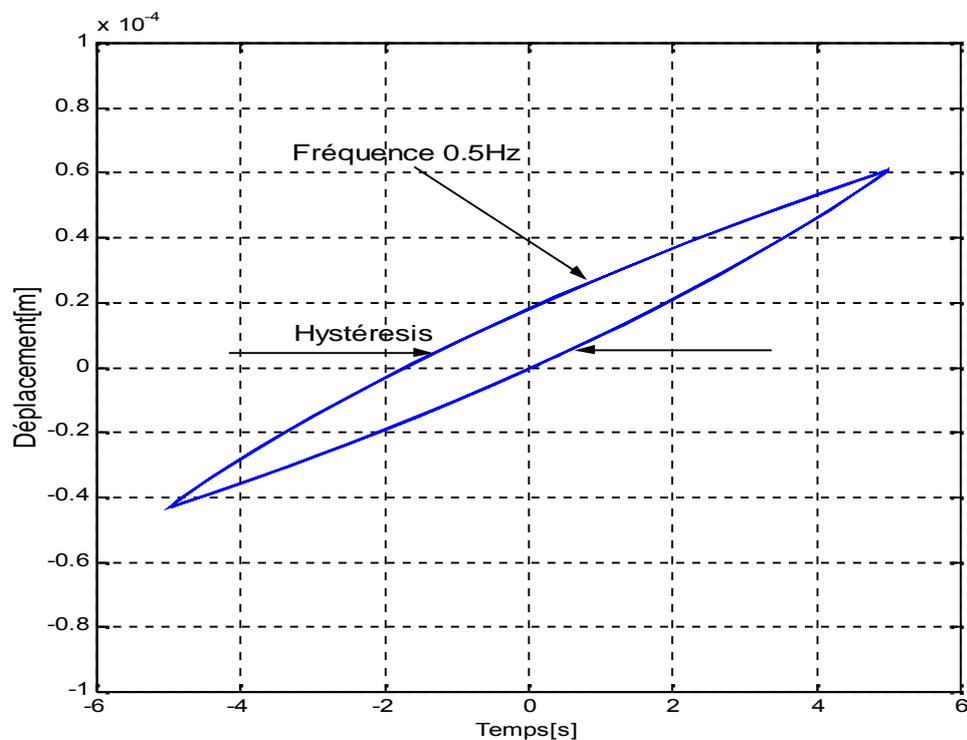


Figure 2-8-Résultat de simulation du modèle d'hystérésis de frottement avec une fréquence 0.5HZ.

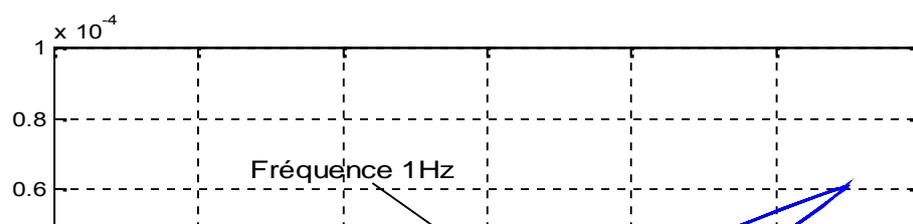


Figure 2-9-Résultat de simulation du modèle d'hystérésis de frottement avec une fréquence 1HZ.

### 2.4.2 Simulation en poursuite de déplacement en boucle ouverte

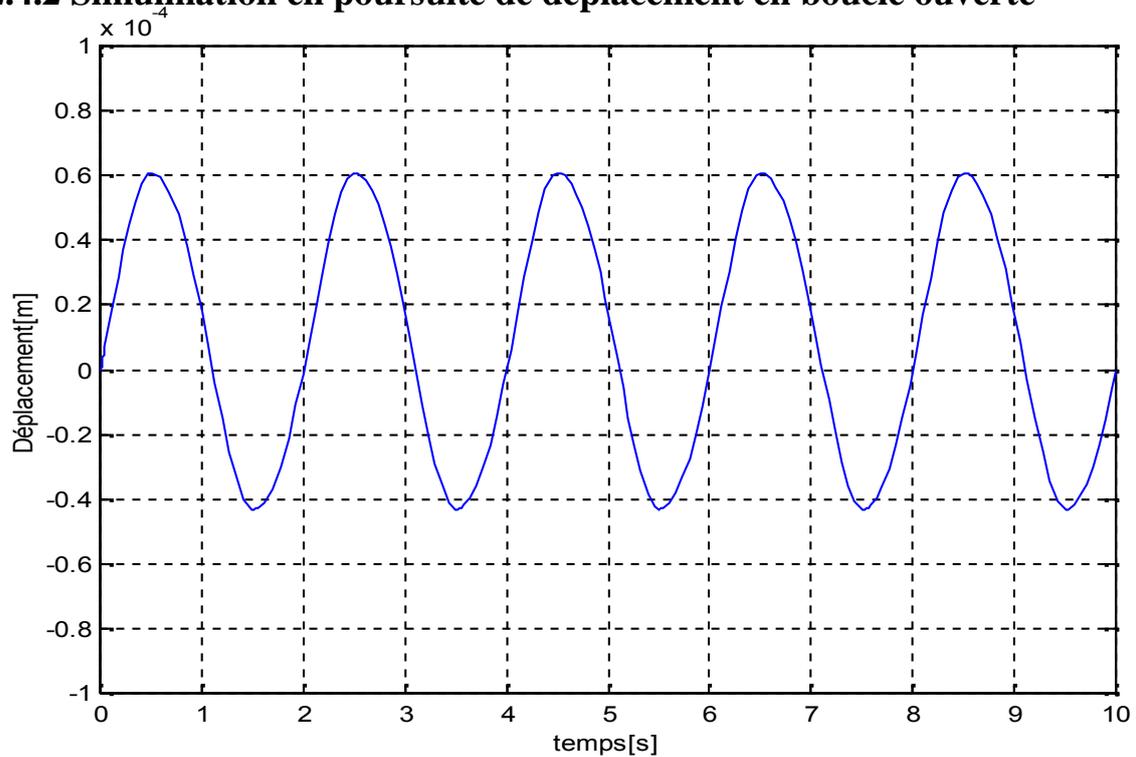


Figure 2-10 Résultat de simulation en poursuite de déplacement en boucle ouverte pour une fréquence 0.5Hz

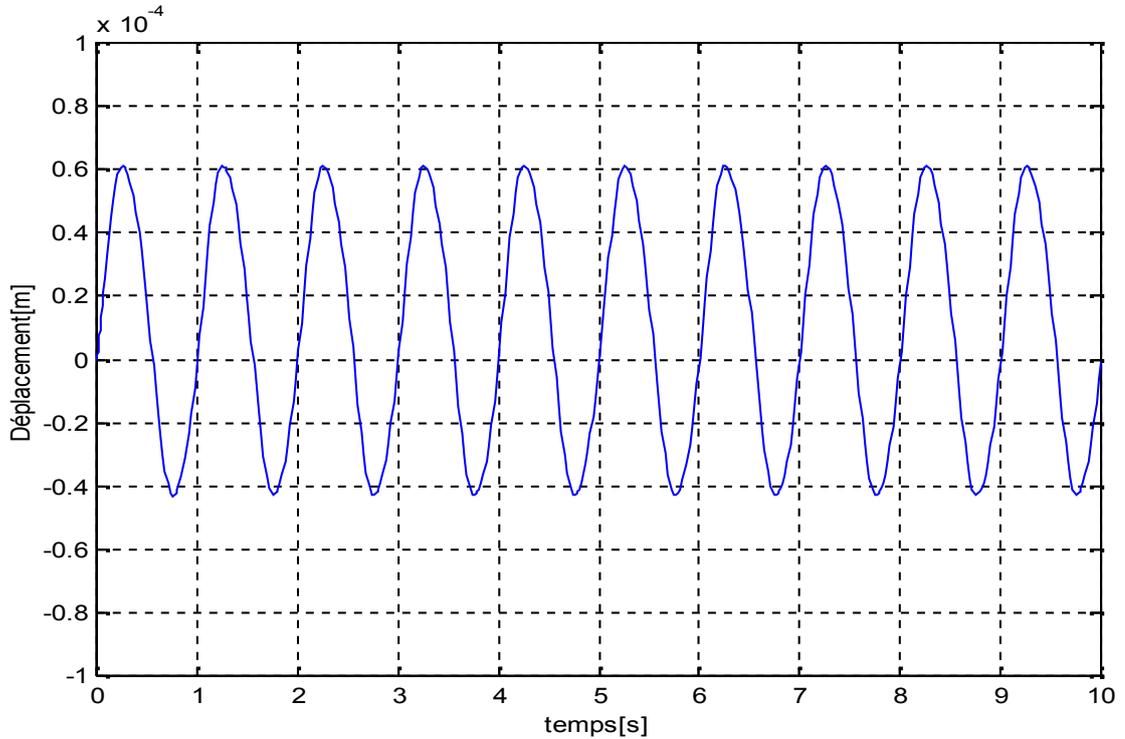


Figure 2-11 Résultat de simulation en poursuite de déplacement en boucle ouverte pour une fréquence 1Hz.

### 2.4.3 Simulation de l'effet de changement de parametre

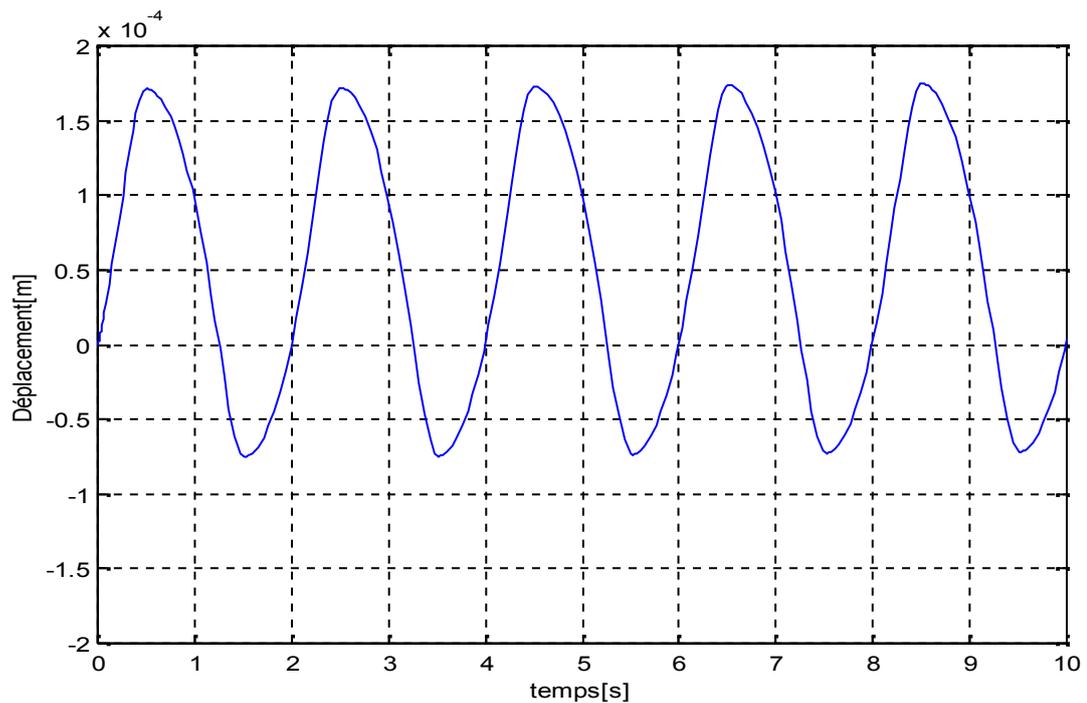


Figure 2-12 Résultat de simulation en poursuite de déplacement en boucle ouverte pour une fréquence 0.5Hz par Variation de  $K_E = 2 * K_E$ .

#### 2.4.4 Simulation en poursuite de déplacement en charge

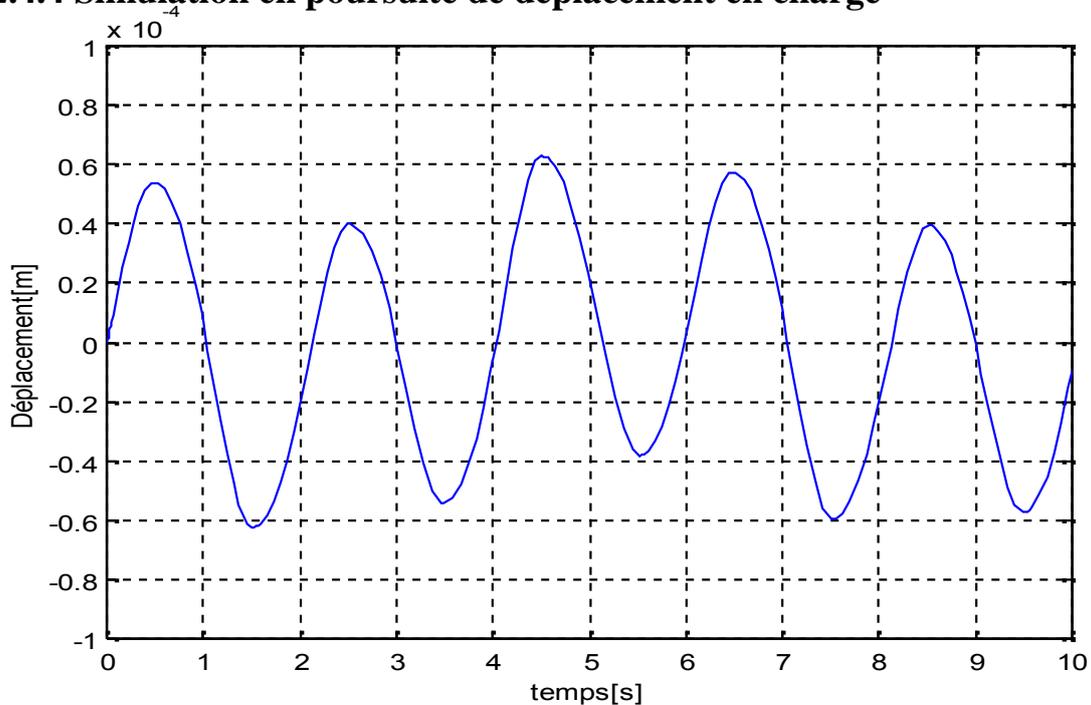


Figure 2-13 Résultat de simulation en poursuite de déplacement en boucle ouverte pour une fréquence 0.5Hz, En charge  $F = 1N$ .

## 2-5 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons modélisé le mécanisme de positionnement piézoélectrique en utilisant le modèle de LuGre. Celui-ci a été choisi pour notre travail, il offre de bonnes performances. Les résultats de simulation numérique montrent que la dynamique de MPE est un système non linéaire. Les actionneurs piézoélectriques en boucle ouverte présentent une hystérésis dans leur comportement. L'hystérésis est basée sur les effets de polarisation cristalline et les effets moléculaires à l'intérieur du matériau piézoélectrique. La quantité d'hystérésis augmente avec l'augmentation de la tension (intensité du champ) appliquée au MPE. A travers cette simulation, on peut affirmer que le MPE est un système instable en boucle ouverte. Il est donc nécessaire d'introduire une commande pour le stabiliser. Pour cela, nous proposons, comme première étape, l'utilisation d'une commande par le régulateur PI, dont la présentation fera l'objet du prochain chapitre.



# Chapitre Trois

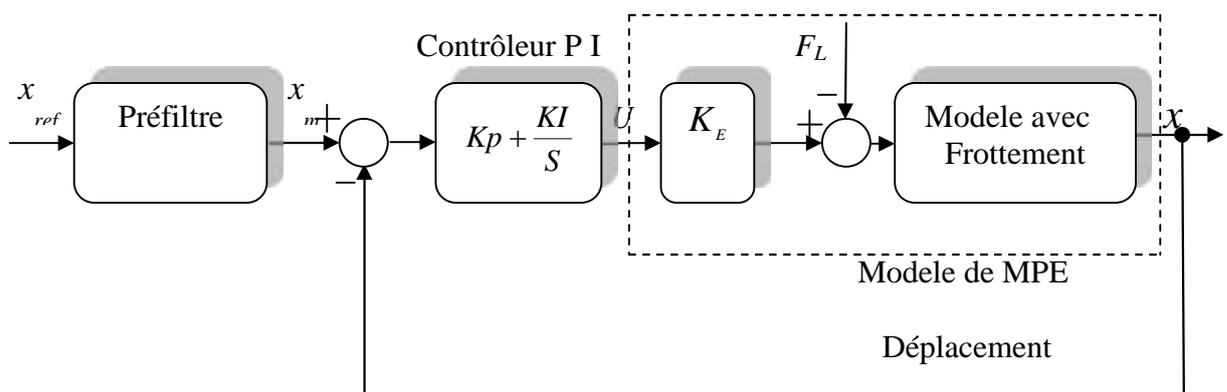
## Commande par le régulateur PI et Adaptative de MPE

---

### 3-CONCEPTION DU SYSTEME DE COMMANDE

#### 3-1 Introduction

L'objectif est de contrôler un système physique donné à travers une loi de commande de retour afin que le système en boucle fermée suive le comportement désiré. Quand les dynamiques souhaitées en boucle fermée sont importantes, les effets non linéaires due à l'hystérésis se font sentir et la commande non linéaire est souvent nécessaire pour obtenir les performances souhaitées. Les MPE sont aujourd'hui couramment utilisés dans les applications du positionnement de haute précision. Cela est dû à leurs propriétés: haute raideur, réponse rapide, résolution de l'échelle nanométrique. L'inconvénient principal des MPE est la présence d'une hystérésis ; celui-ci peut atteindre 10 à 15% de la tension appliquée aux bornes de MPE, comme on peut le constater dans la figure 2-2. Le régulateur proportionnel, (PI) est un organe de contrôle permettant d'effectuer une régulation en boucle fermée. C'est le régulateur le plus utilisé dans l'industrie et permet de contrôler la grande majorité des procédés. Cette commande a été réalisée à partir de la connaissance d'un modèle du système, établie à partir de son identification [48]. Le concept de commande du MPE par PI a été validé en mesurant la réponse du système régulé à une consigne sinusoïdale. Le but d'utilisation des régulateurs est d'assurer une meilleure robustesse vis-à-vis des perturbations internes ou externes. La boucle de régulation de déplacement est présentée par la figure-3-1.



La figure-3-1 Schéma de bloc d'un régulateur PI [47]

### 3-2 COMMANDE PAR LE REGULATEUR PI

Nous allons approximer le modèle du MPE par un système du deuxième ordre, en associant à cette fonction un régulateur PI, il arrive:

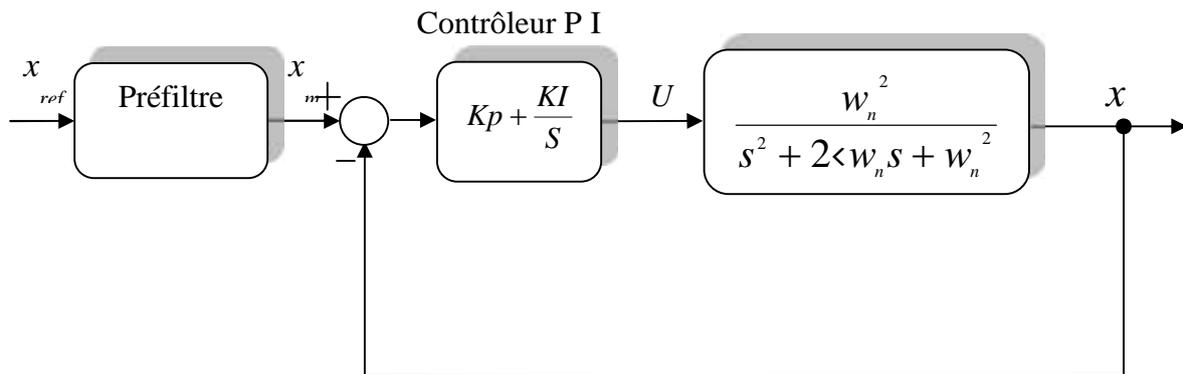


Figure 3-2 Schéma fonctionnel de la régulation de déplacement.

La fonction de transfert en boucle fermée de la (Figure.3-2.) est écrite comme suit:

$$\frac{x_{ref}}{x} = \frac{(Sk_p + k_i)w_n^2}{S^3 + 2\xi w_n S^2 + S w_n^2(1 + k_p) + k_i w_n^2} \quad (3-1)$$

L'équation caractéristique D(S) est:

$$D(S) = S^3 + 2\xi w_n S^2 + S w_n^2(1 + k_p) + k_i w_n^2 \quad (3-2)$$

En imposant une paire de pôles complexes conjuguées  $S_{1,2} = \dots(-1 \pm j)$ , en boucle fermée, par identification, nous obtenons les paramètres du régulateur PI.

$$k_p = \frac{4\xi w_n \dots - 2 \dots^2 - w_n^2}{w_n^2}, \text{ et } k_i = \frac{4\xi w_n \dots - 4 \dots^3}{w_n^2}$$

La technique basée sur l'introduction d'un préfiltre, est ainsi appliquée pour lutter de manière efficace contre les variations paramétriques. Ainsi, la trajectoire de sortie peut être spécifiée au moyen d'un préfiltre.

On utilise comme préfiltre du deuxième ordre donné par:

$$G(s) = \frac{940}{s^2 + 42.92s + 940} \quad (3-3)$$

Avec  $\zeta = 0.7$  et  $\omega_n = 30.66 \text{ rad/s}$ .

Le préfiltre reflète les performances que l'on désire obtenir du mécanisme à contrôler.

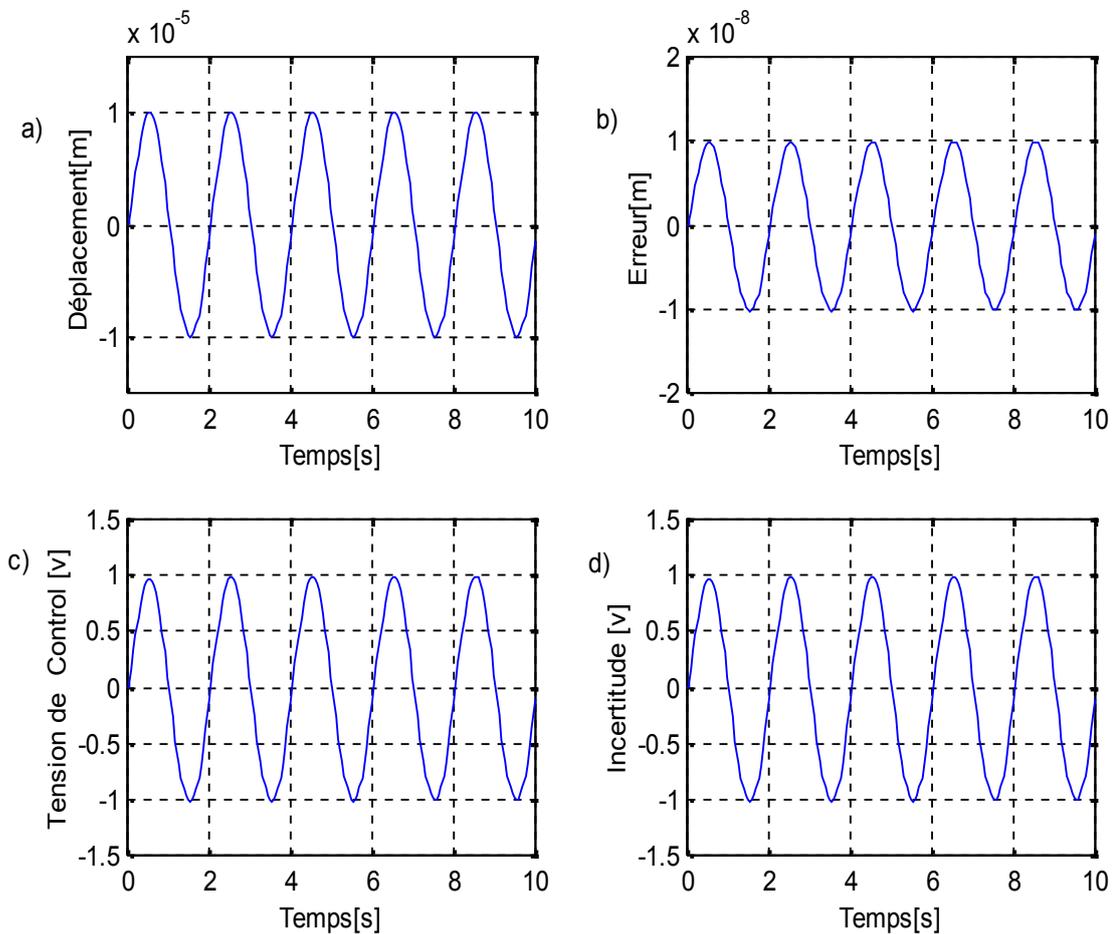


Fig.-3.3: Résultats de simulation de la réponse en poursuite par PI pour une référence sinusoïdale: 10micro mètre de fréquence 0.5 Hz. a) Déplacement en poursuite. b) Erreur en poursuite. c) Tension de commande. d) Incertitude.

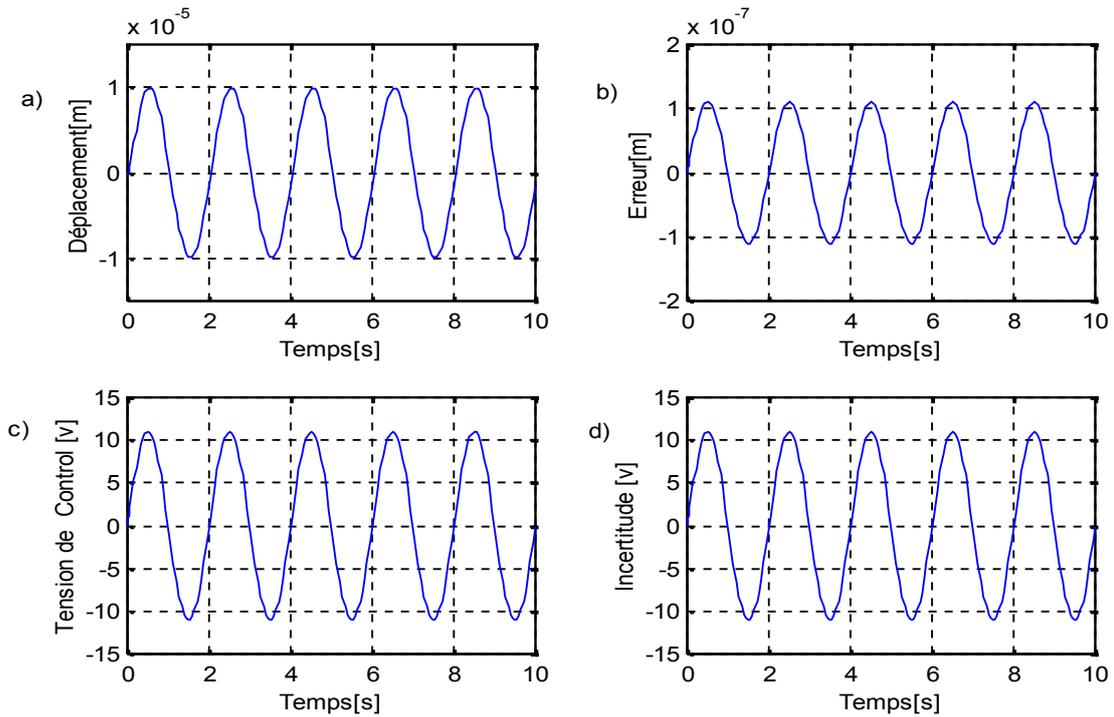


Fig.-3.4: Résultats de simulation de la réponse en poursuite par PI pour une référence sinusoïdale: 10micro mètre de fréquence 0.5 Hz. en Charge 10N a) Déplacement en poursuite. b) Erreur en poursuite. c) Tension de commande. d) Incertitude.

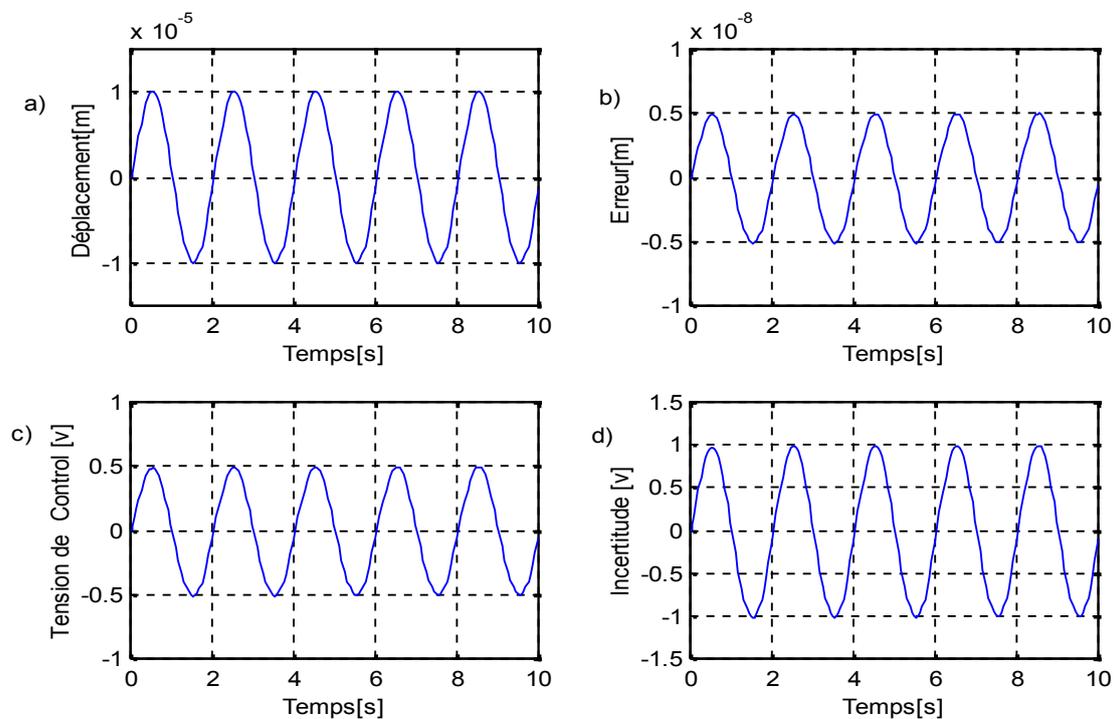


Fig.-3.5: Résultats de simulation de la réponse en poursuite par PI pour une référence sinusoïdale: 10micro mètre de fréquence 0.5 Hz. en variant le paramètre  $k_e$ . a) Déplacement en poursuite. b) Erreur en poursuite. c) Tension de commande. d) Incertitude.

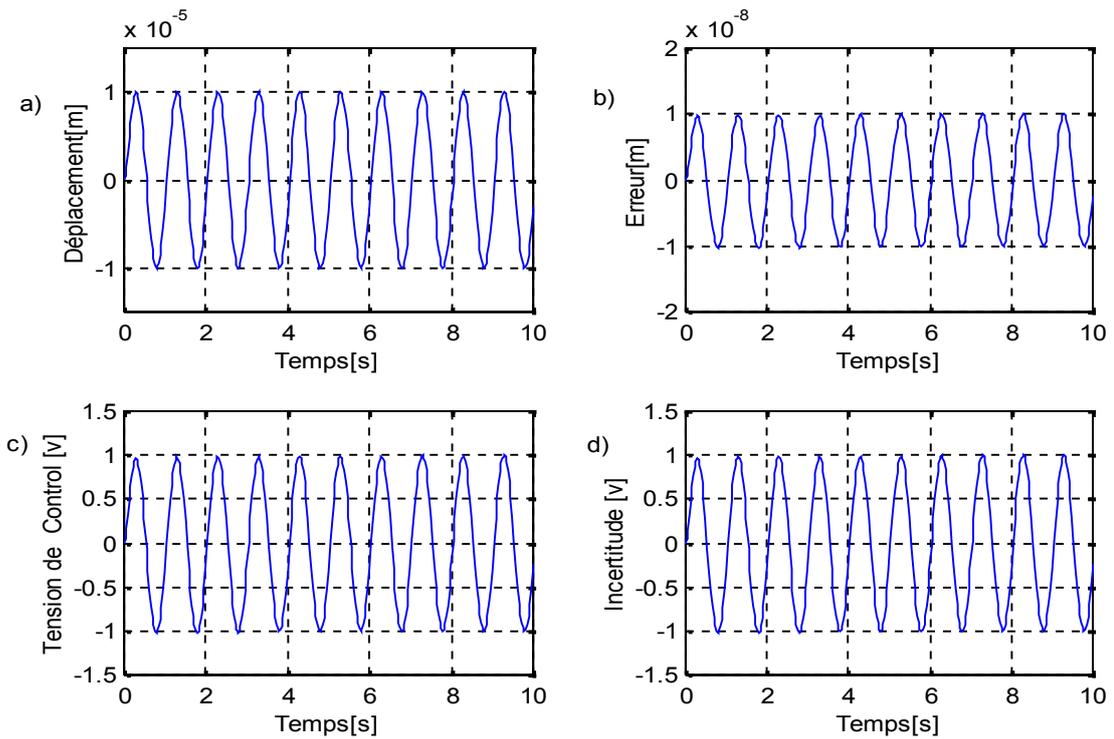


Fig.-3.6: Résultats de simulation de la réponse en poursuite par PI pour une référence sinusoïdale : 10micro mètre de fréquence 1 Hz. a) Déplacement en poursuite. b) Erreur en poursuite. c) Tension de commande. d) Incertitude.

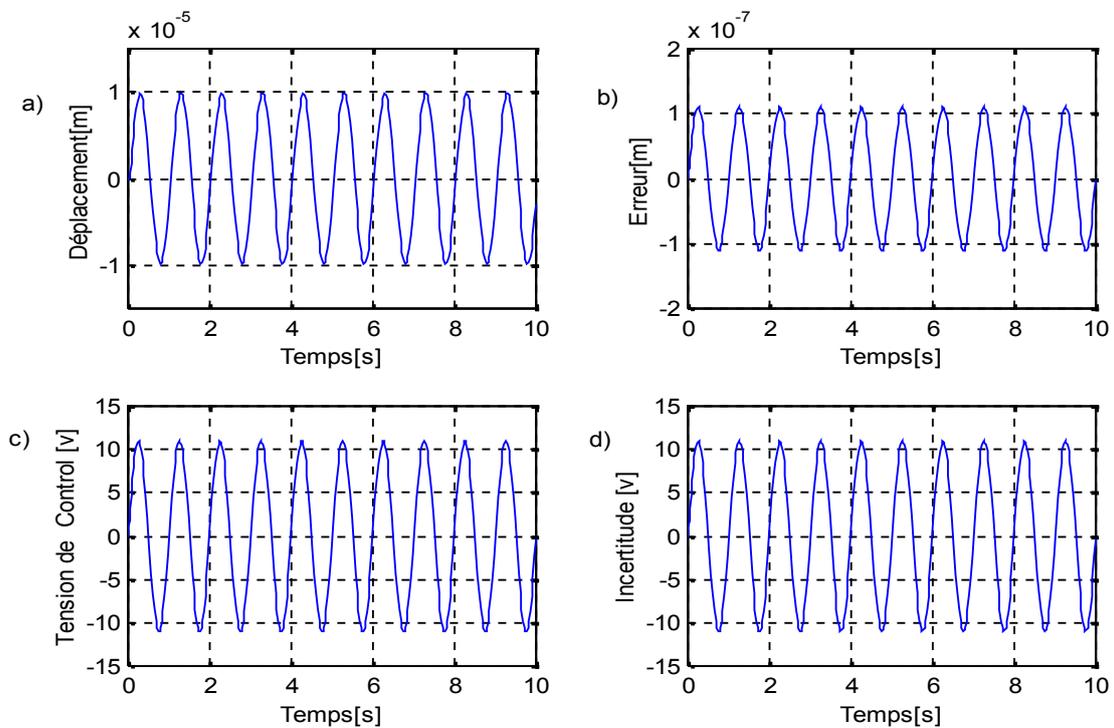


Fig.-3.7: Résultats de simulation de la réponse en poursuite par PI pour une référence sinusoïdale: 10micro mètre de fréquence 1 Hz. en Charge 10N a) Déplacement en poursuite. b) Erreur en poursuite. c) Tension de commande. d) Incertitude.

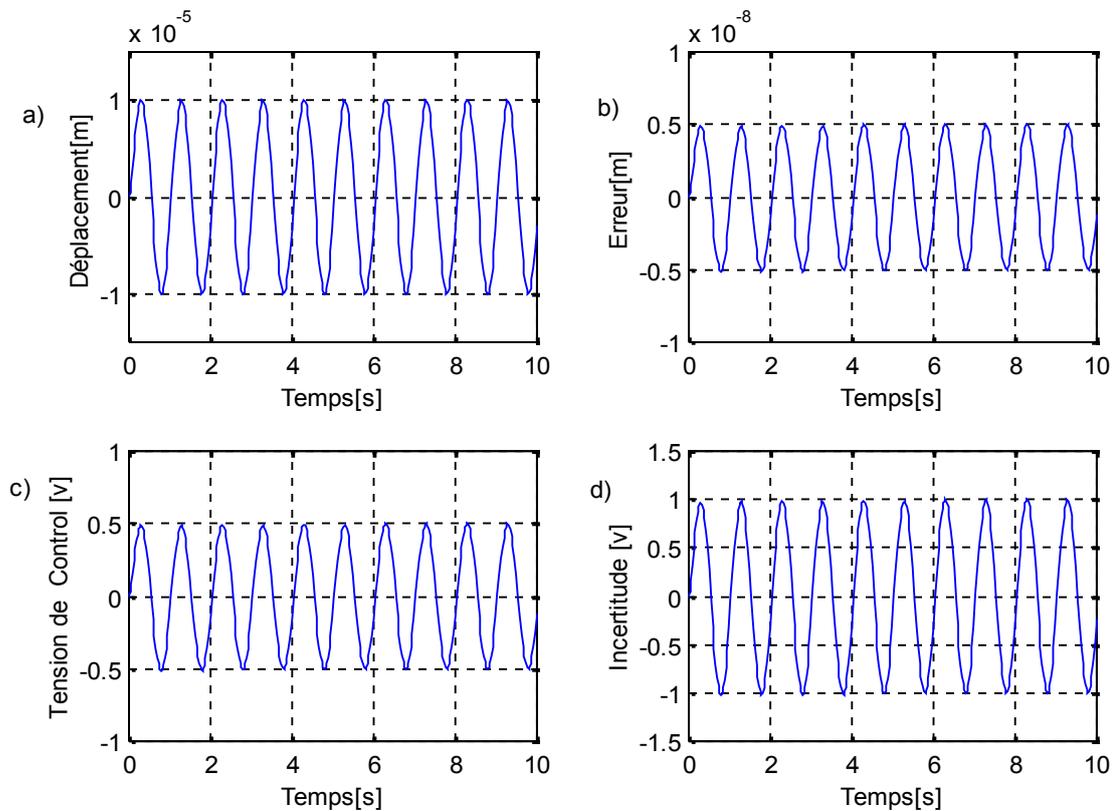


Fig.-3.8: Résultats de simulation de la réponse en poursuite par PI pour une référence sinusoïdale: 10micro mètre de fréquence 1Hz. en variant le paramètre  $k_e$ . a) Déplacement en poursuite. b) Erreur en poursuite. c) Tension de commande. d) Incertitude.

### 3-2 Résultats et Discussions

Il est à signaler qu'on a simulé le système global avec hystérésis par le régulateur PI, à l'aide du schéma bloc donné par la figure 3.2. Les résultats de simulation ont été obtenus sous Matlab /Simulink, en appliquant à l'entrée un échelon sinusoïdal d'amplitude  $10^{-m}$  avec des fréquences 0.5 Hz et 1Hz pour les cas suivants : a) La réponse en poursuite; b) Erreur en poursuite; c) La tension de commande; d) L'incertitude.

On a procédé aux essais suivants:

- Réponse en poursuite de déplacements;
- Application d'une charge (perturbation) de 10 N;
- Variations paramétriques de  $k_e$  ;

Les figures 3.3 et 3.6 présentent les performances de la commande PI. La réponse suit celle générée par le modèle de référence. Ceci n'est pas une surprise puisque le modèle de LuGre est utilisé à la fois pour modéliser le MPE et pour générer la tension de commande en prenant en compte l'hystérésis. On voit que celle-ci est de l'ordre 1volt. L'erreur reste bornée entre -10nm et +10nm.

Les figures 3.4 et 3.7 montrent que pour une variation d'une charge de 10 N, la grandeur de déplacement suit sa référence sans dépassement, ils se rétablissent à leurs valeurs permanentes. On en déduit que le système est parfaitement commandé avec rejet de la perturbation.

Les figures 3.5 et 3.8 mettent en évidence l'influence de la variation du paramètre  $k_e$  ( $k_e = 200\% k_e$ ). On remarque que le déplacement garde toujours sa forme sans dépassement.

### 3-3 Conclusion

Cette étude par simulation a permis d'aborder la conception d'un asservissement de positionnement du mécanisme MPE. Les résultats montrent une bonne robustesse de la commande, une réponse rapide et sans dépassement. Les régulateurs PI seraient suffisants pour la régulation de déplacement du MPE. On remarque aussi que les paramètres dépendent fortement des paramètres de MPE et de la charge, ce qui nécessite une identification paramétrique correcte en vue d'une régulation performante. Afin de juger de l'efficacité de la commande proposée, différents tests ont été effectués et où les résultats indiquent le degré de robustesse offerte par ce type de commande.

### 3-4 Commande adaptative

Pour modéliser une loi de commande adaptative d'un mécanisme de positionnement piézoélectrique MPE en tenant compte des non linéarités dues au modèle de frottement, des études ont démontré la présence d'autres phénomènes de frottement non modélisés à basse vitesse, tels que les termes de frottement de Stribeck. Pour cela, il faut choisir un modèle qui représente le système étudié et qui s'approche le plus de la pratique sans oublier qu'il ne faut pas négliger des termes qui rendent la conception de la loi de commande inefficace. Basé sur le modèle de LuGre, l'algorithme de contrôle global utilise une fonction d'erreur filtrée et une composante adaptative robuste pour estimer les paramètres de MPE. Cette loi de commande doit être capable de s'adapter en temps réel avec le comportement de MPE et de satisfaire plusieurs critères, principalement, la stabilité interne et la robustesse. La technique de commande adaptative repose sur les critères de stabilité du système à commander, les changements paramétriques du système et les perturbations externes qui influent sur le fonctionnement requis [49] [50].

Dans notre étude, on utilise la commande adaptative ,celle-ci assure la stabilité et la qualité de commande pour des limites assez grandes de variation des caractéristiques du systèmes à commander, soit sur la simplicité de la réalisation et de fiabilité relativement élevée par rapport aux systèmes classiques. La commande adaptative fait partie d'un ensemble de techniques destinées à ajuster automatiquement les paramètres du correcteur des systèmes de commande lorsque les caractéristiques du MPE et les perturbations sont inconnues ou varient dans le temps. Le comportement dynamique du MPE est défini par l'equation (3-6) et un algorithme d'adaptation modifie la correction de façon à minimiser l'erreur de sortie de MPE. Parmi les méthodes de synthèse des systèmes de commande adaptative des systèmes dynamiques continus, on distingue la méthode de Lyapunov qui offre des propriétés d'une stabilité globale sans aucune restriction, soit sur les conditions initiales des erreurs, soit sur la nature des entrées de référence utilisée.

### 3-5 Commande Adaptative en poursuite de déplacement du MPE

La complexité et la présence de fortes non linéarités dues au phénomène d'hystérésis ne permettent pas d'avoir une compensation exacte de ces non linéarités et ainsi obtenir les performances de poursuite désirée. L'analyse de ce problème est donc une étape fondamentale dans le but d'achever ou de maintenir des performances désirées.

Avant de commencer l'étude et l'analyse de la commande adaptative, il faut tenir compte de certaines hypothèses.

- On suppose que la variable  $Z$  et la fonction  $h(x_2)$  sont bornées et continues par partie;
- La variation de la déviation moyenne de  $Z$  est très petite, donc la variable  $Z$  à l'état d'équilibre est définie par la relation suivante [47]:

$$Z_s = \frac{x_2}{|x_2|} h(x_2) \quad (3-4)$$

Par conséquent, à l'état d'équilibre, la fonction de frottement d'hystérésis donnée par l'équation (2-8) causant essentiellement l'effet d'hystérésis dans la dynamique de mouvement du mécanisme de positionnement MPE est donnée par l'équation suivante:

$$F_H = \dagger_0 h(x_2) \frac{x_2}{|x_2|} + \dagger_2 x_2 + \dagger_3 x_1 \quad (3-5)$$

Où

$\dagger_3 x_1$  -terme du à l'effet piézoélectriques.

En remplaçant (3-5) dans (2-9), la dynamique du mouvement de MPE est :

$$\begin{aligned} \dot{x}_2 &= x_1 \\ \dot{x}_1 &= \frac{K_e}{M} u - \frac{1}{M} \left[ \left( \dagger_0 h(x_2) \frac{x_2}{|x_2|} + F_L + (\dagger_2 + D) x_2 + \dagger_3 x_1 \right) \right] \end{aligned} \quad (3-6)$$

La commande adaptative est proposée afin d'ajuster en ligne les paramètres du régulateur afin de suivre la trajectoire de mouvement désirée  $x_d(t)$ . Selon cette approche les paramètres du MPE sont inconnus ou incertains, de plus il existe des effets non linéaires et des perturbations extérieures au sein du système. On établit cette approche pour surmonter ces non linéarités en boucle fermée de telle sorte que le système suit le mieux possible une trajectoire désirée  $x_d(t)$ .

La trajectoire de mouvement désirée  $x_d(t)$  est supposée être aux moins deux fois continues différentiables et que les deux dérivées  $\dot{x}(t)$  et  $\ddot{x}(t)$  sont bornées est uniformément continues.

L'erreur dynamique de poursuite est

$$e = x_d(t) - x \quad (3-7)$$

L'erreur filtrée est donnée par :

$$S(t) = K_i \int_0^t e(\ddagger) d\ddagger + K_p e + \dot{e} \quad (3-8)$$

$K_p$  et  $K_i$  représentent les coefficients de rétroaction choisis de telle façon à ce que le polynôme  $S^2 + K_p S + K_i$  est soit le polynôme hurwitz.

En dérivant l'équation (3-8) par rapport au temps et en remplaçant l'équation (3-6), on obtient:

$$\frac{M}{K_e} S = \frac{M}{K_e} (K_i e + K_p \dot{e} + \ddot{x}_d) - U - \ddagger_0 h(x_2) \frac{x_2}{|x_2|} + \frac{\ddagger_2 + D}{K_e} x_2 + \frac{\ddagger_3}{K_e} x_1 + \frac{F_L}{K_e} \quad (3-9)$$

La loi de commande adaptative en poursuite de déplacement avec les paramètres d'adaptations est proposée comme suit

$$U = K_v S + a_0 (K_i e + K_p \dot{e} + \ddot{x}_d) + a_1 \operatorname{sgn}(x_2) + a_2 x_2 + a_3 x_1 + a_4 \quad (3-10)$$

Où  $K_v$  - la constante positive

$a_0, a_1, a_2, a_3, et a_4$  sont des paramètres inconnus et bornés définis par

$$a_0 = \frac{M}{K_e}, a_1 = \frac{\ddagger_0 h(x_2)}{K_e}, a_2 = \frac{\ddagger_2 + D}{K_e}, a_3 = \frac{\ddagger_3}{K_e} \text{ et } a_4 = \frac{F_L}{K_e}.$$

Où

$\text{Sin}(\cdot)$  dénote la fonction signe définie par

$$\text{Sgn}(x_2) = \frac{x_2}{|x_2|} = \begin{cases} +1 & \text{si } x_2 > 0 \\ 0 & \text{si } x_2 = 0 \\ -1 & \text{si } x_2 < 0 \end{cases} \quad (3-11)$$

D'après l'équation (3-10), on observe que les valeurs des paramètres du système  $a_0, a_1, a_2, a_3, \text{ et } a_4$  doivent être exactement connues pour la conception de commande à haute performance. Cependant, les valeurs de ces paramètres sont initialement inconnues et difficiles à identifier car ils sont associés avec le comportement d'hystérésis. Pour atteindre la commande en poursuite avec une haute performance, la dynamique du système donnée par l'équation (5-7) peut être réécrite comme suit

$$U = K_v S + \hat{a}_0 (K_I e + K_p \dot{e} + \ddot{x}_d) + \hat{a}_1 \text{sgn}(x_2) + \hat{a}_2 x_2 + \hat{a}_3 x_1 + \hat{a}_4 \quad (3-12)$$

Avec

$\hat{a}_0 = a_0 - \tilde{a}_0$ ,  $\hat{a}_1 = a_1 - \tilde{a}_1$ ,  $\hat{a}_2 = a_2 - \tilde{a}_2$ ,  $\hat{a}_3 = a_3 - \tilde{a}_3$  et  $\hat{a}_4 = a_4 - \tilde{a}_4$  dénotent les erreurs d'estimations et  $\hat{a}_0, \hat{a}_1, \hat{a}_2, \hat{a}_3, \text{ et } \hat{a}_4$  désignent les estimations des paramètres inconnues  $a_0, a_1, a_2, a_3, \text{ et } a_4$  respectivement.

L'idée de base consiste à adapter les paramètres  $\hat{a}_0, \hat{a}_1, \hat{a}_2, \hat{a}_3, \text{ et } \hat{a}_4$  de façon à réduire l'erreur de poursuite. Si les paramètres sont constants ou varient lentement dans le temps, alors la variation des paramètres estimés est exprimée comme suit les paramètres  $\hat{a}_0, \hat{a}_1, \hat{a}_2, \hat{a}_3, \text{ et } \hat{a}_4$  sont ajustés par les lois d'adaptations données ci-dessous

$$\dot{\hat{a}}_0 = \Gamma_0 (K_I e + K_p \dot{e} + \ddot{x}_d) S \quad (3-13)$$

$$\dot{\hat{a}}_1 = \Gamma_1 x_2 \text{sgn}(x_2) S \quad (3-14)$$

$$\dot{\hat{a}}_2 = \Gamma_2 x_2 S \quad (3-15)$$

$$\dot{\hat{a}}_3 = \Gamma_3 x_1 S \quad (3-16)$$

$$\dot{\hat{a}}_4 = \Gamma_4 S \quad (3-17)$$



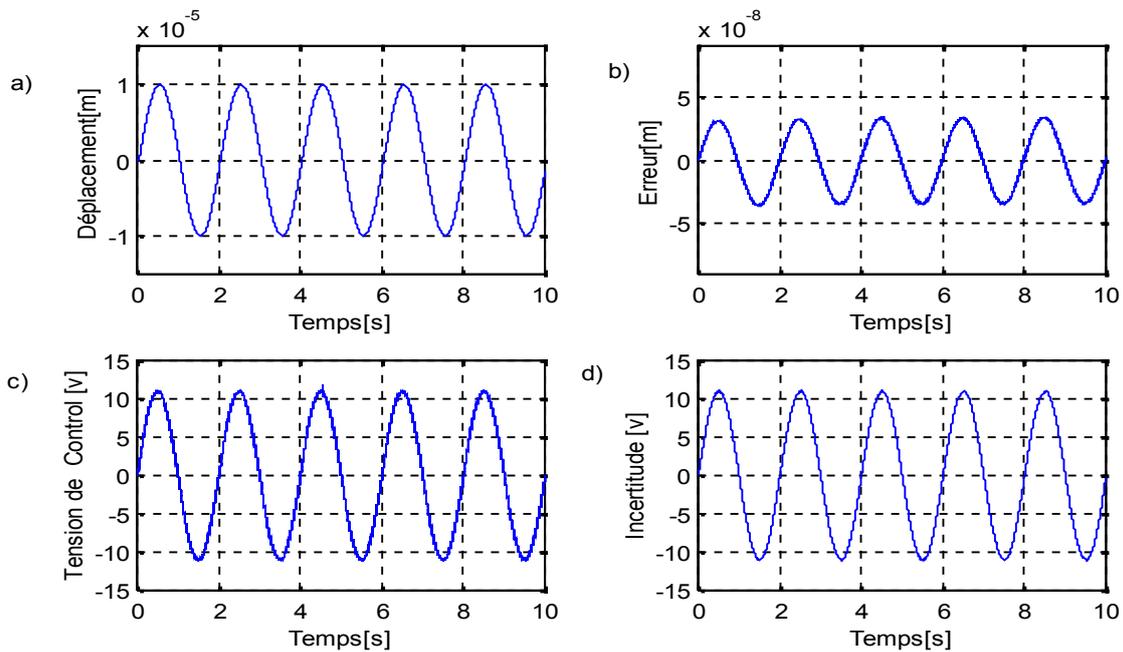


Fig.3-11: Résultats de simulation de la réponse en poursuite par la commande adaptative pour une référence sinusoïdale de 10micro mètre et de fréquence 0.5 Hz en Charge 10N a) Déplacement en poursuite. b) Erreur en poursuite. c) Tension de commande. d) Incertitude.

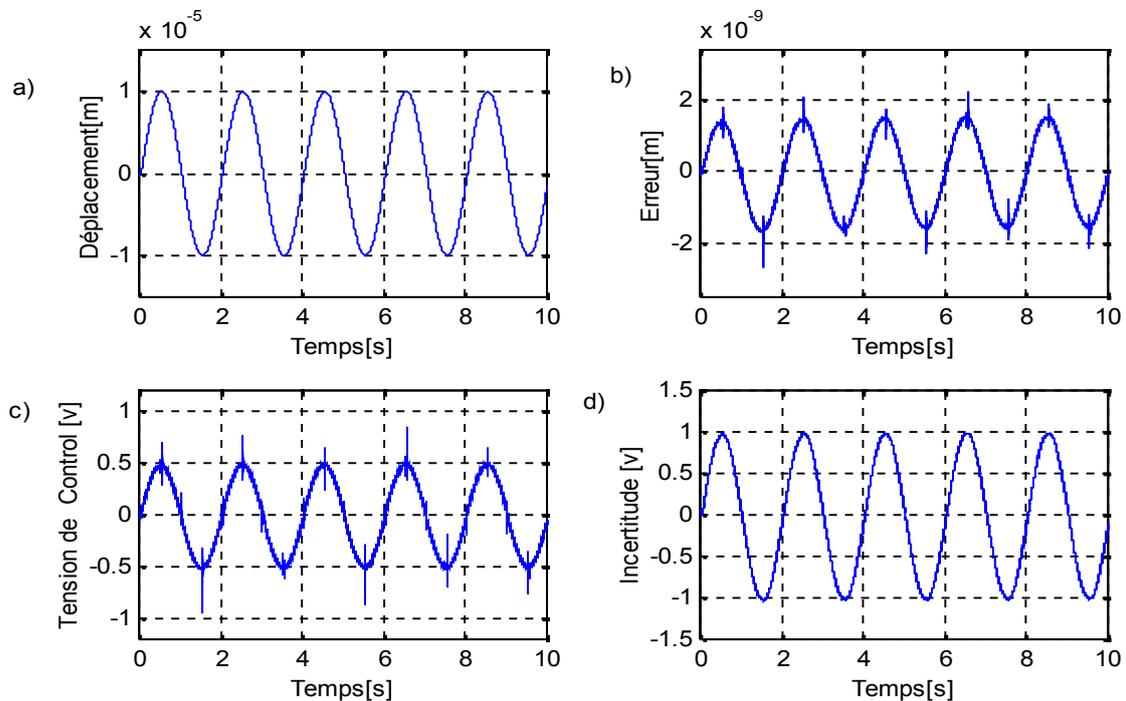


Fig.3-12: Résultats de simulation de la réponse en poursuite par la commande adaptative pour une référence sinusoïdale de 10micro mètre et de fréquence 0.5 Hz en varions le paramètre  $K_e$ . a) Déplacement en poursuite. b) Erreur en poursuite. c) Tension de commande. d) Incertitude.

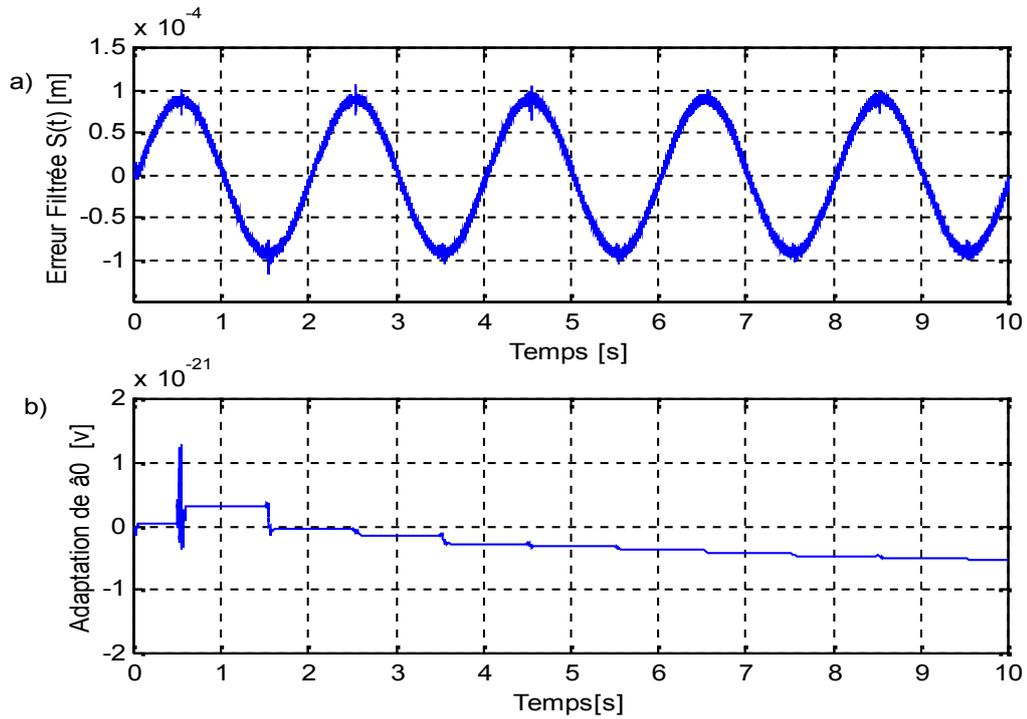


Fig-3-13 Résultats de simulation de la commande adaptative pour une référence sinusoïdale de 10 micro mètre et de fréquence 0.5 Hz a) Réponse dynamique de l'erreur filtrée S(t).b) Ajustement du paramètre  $\hat{a}_0$ .

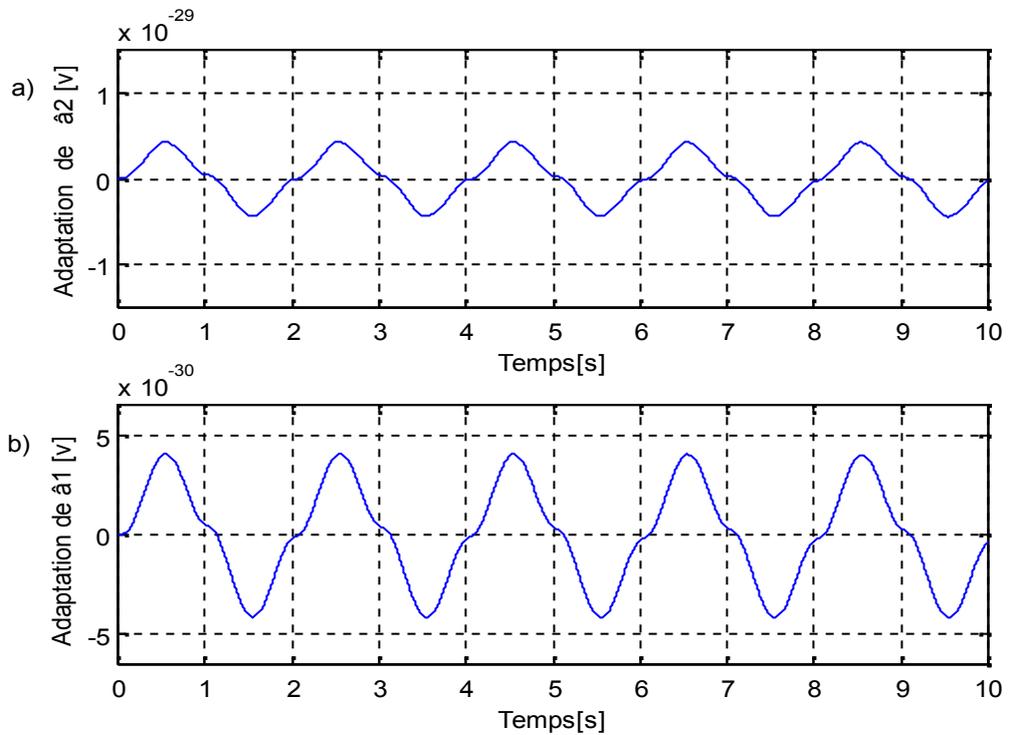


Fig-3-14 Résultats de simulation de la commande adaptative pour une référence sinusoïdale de 10 micro mètre et de fréquence 0.5 Hz a) Ajustement du paramètre  $\hat{a}_2$  ;b) Ajustement du paramètre  $\hat{a}_1$ .

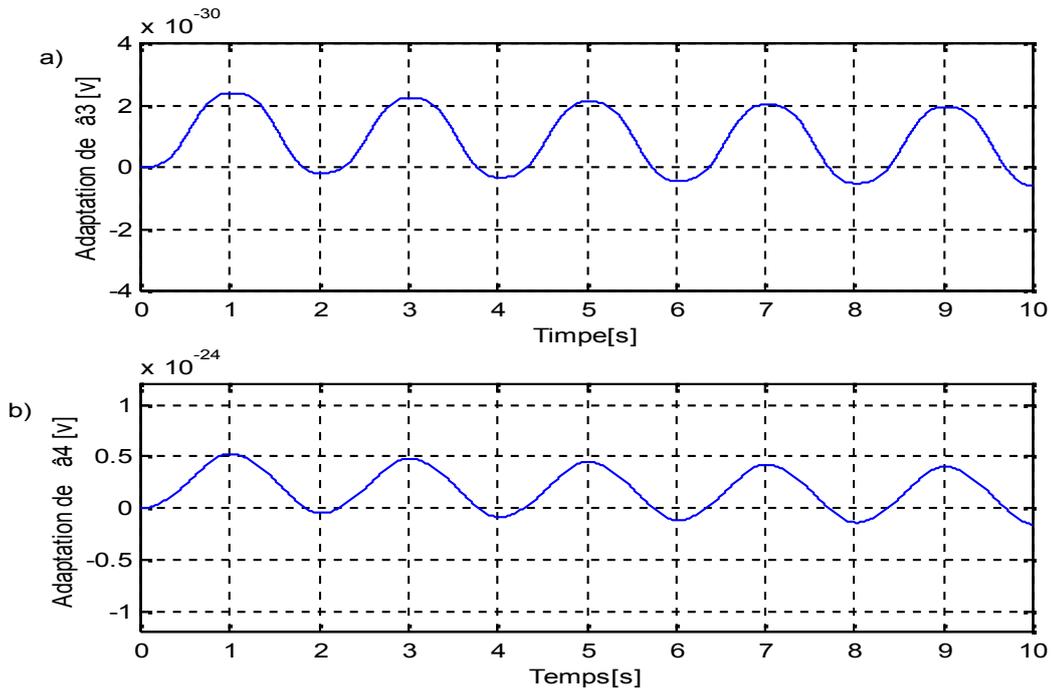


Fig 3-15 Résultats de simulation de la commande adaptative pour une référence sinusoïdale de 10 micro mètre et de fréquence 0.5 Hz a) Ajustement du paramètre  $\hat{a}_3$ ; b) Ajustement du paramètre  $\hat{a}_4$ .

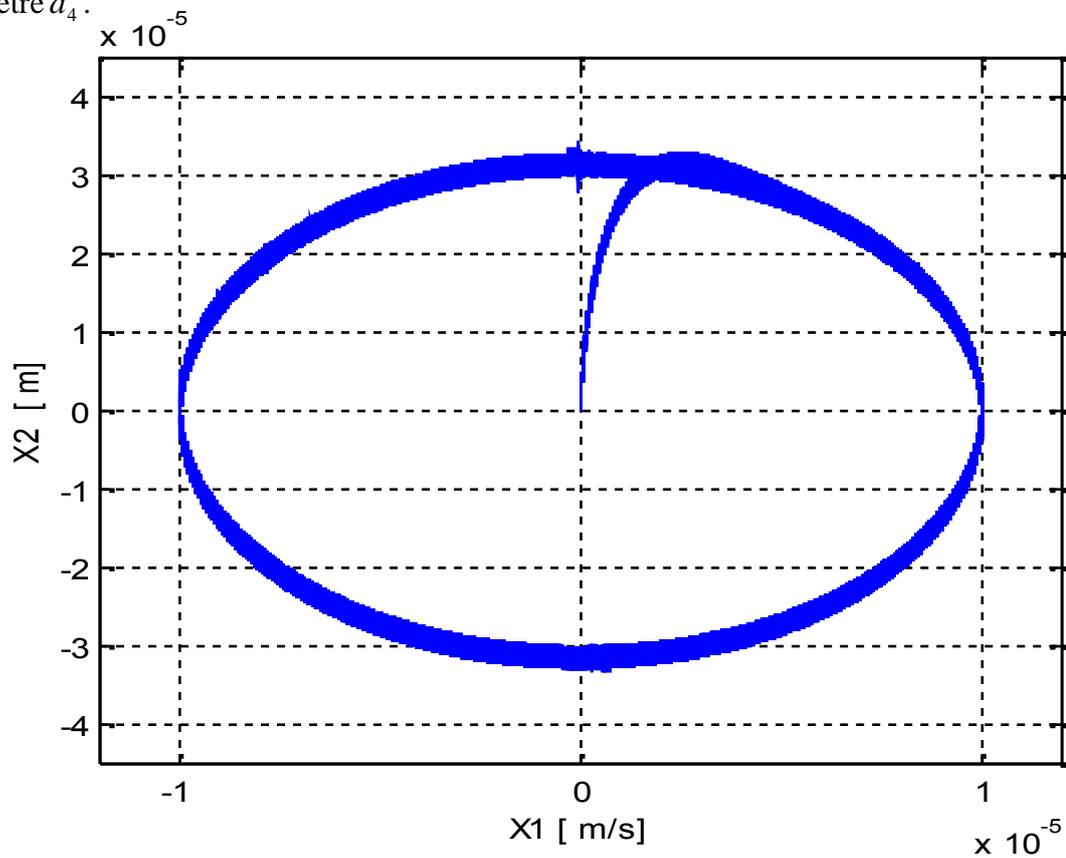


Fig 3-16. Représentation dans le plan de phase du comportement du système.

Le terme signe  $x_2$  est remplacé par la fonction de saturation [15].

$$Sat(x_2) = \begin{cases} +1 & \text{if } x_2 > w \\ -1 & \text{if } x_2 < -w \\ \frac{x_2}{w} & \text{if } |x_2| < w \end{cases} \quad (5-15)$$

Telque  $0 < w \leq 1$  - présente la bande de saturation  $w$ .

La loi de commande est donnée par

$$U = k_v S + \hat{a}_0 (k_i e + k_p \dot{e} + \ddot{x}_m) + \hat{a}_1 sat(x_2) + \hat{a}_2 x_2 + \hat{a}_3 x_1 + \hat{a}_4 \quad (5-16)$$

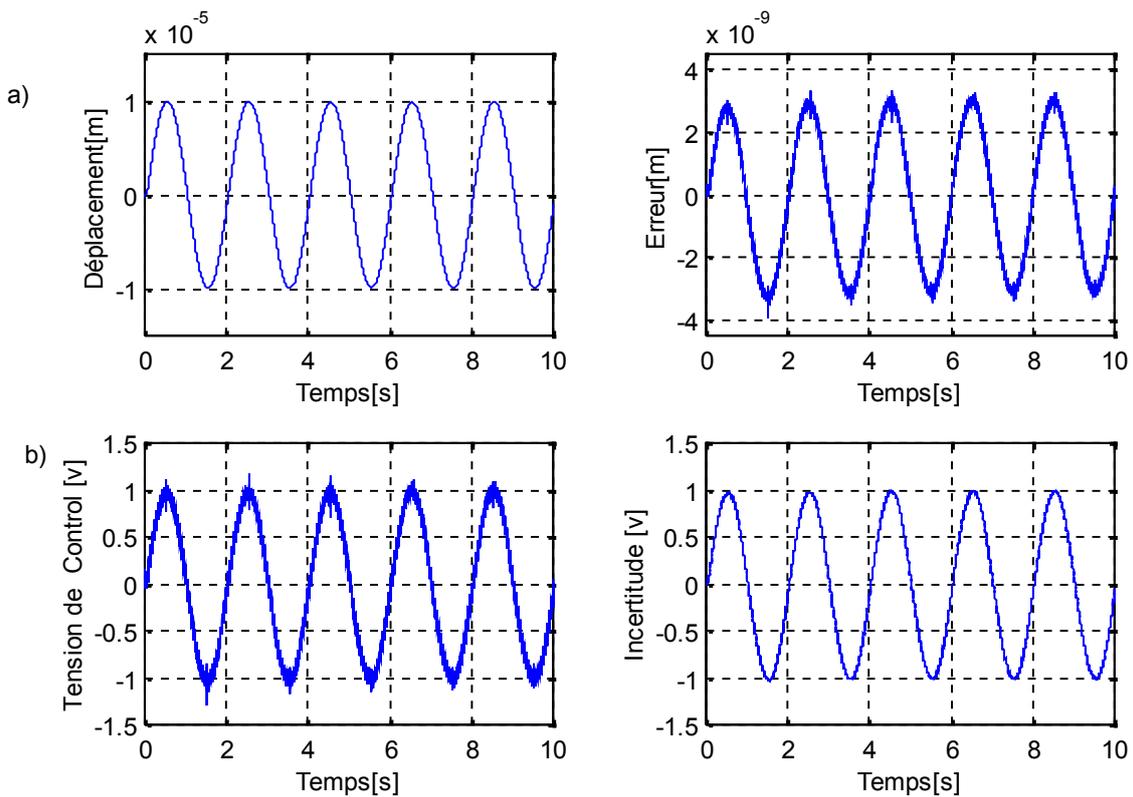


Fig.3.17: Résultats de simulation de la réponse en poursuite par la Commande adaptative pour une référence sinusoïdale de 10micro mètre et de fréquence 0.5 Hz, Cas saturation: a) Déplacement en pour suite. b) Erreur en pour suite. c) Tension de commande. d) Incertitude.

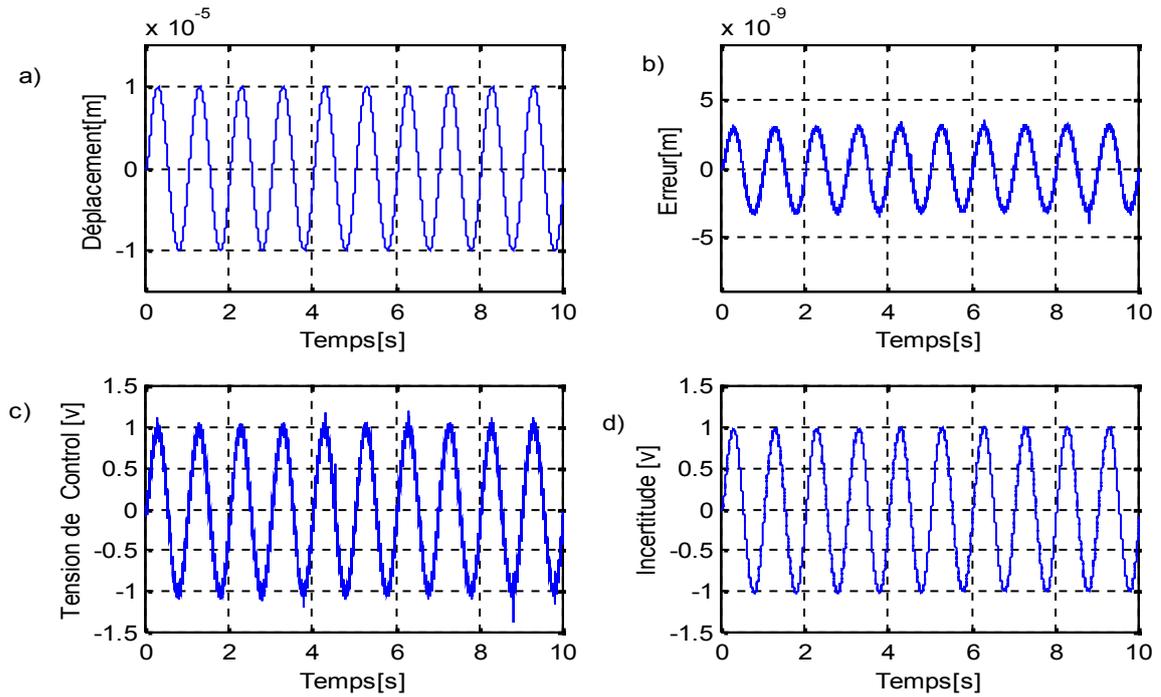


Fig.3-18 Résultats de simulation de la réponse en poursuite par la Commande adaptative pour une référence sinusoïdale de 10micro mètre et de fréquence 1 Hz. a) Déplacement en poursuite. b) Erreur en poursuite. c) Tension de commande. d) Incertitude.

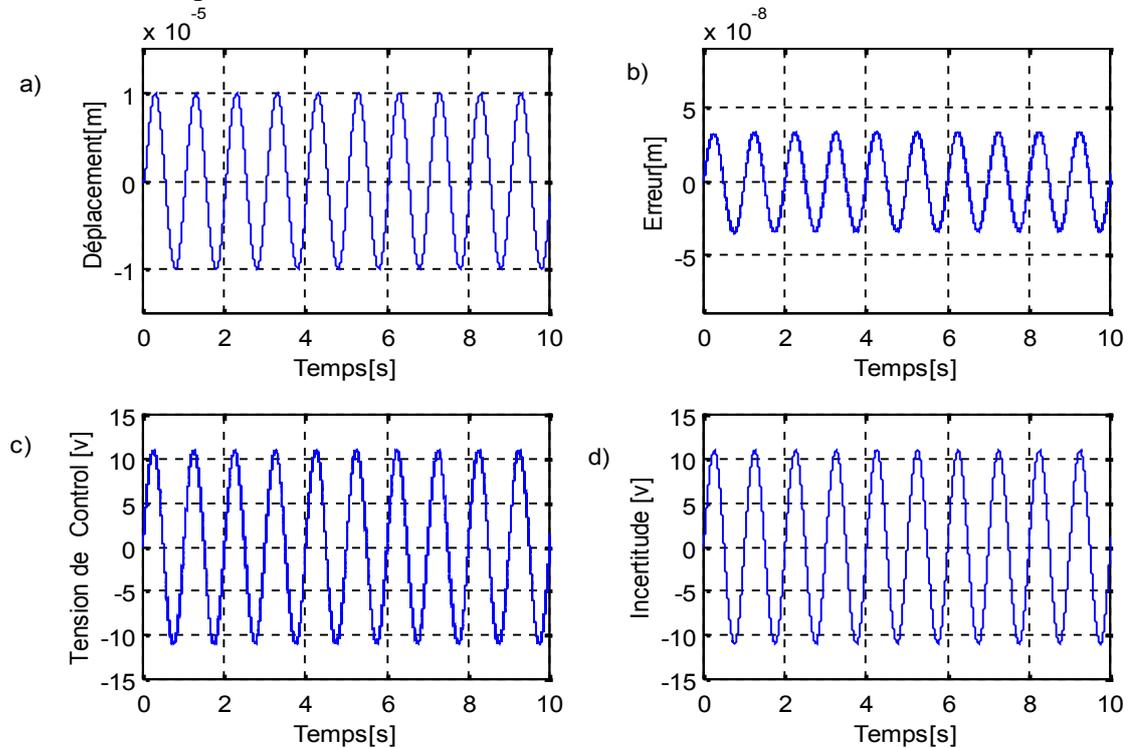


Fig.5-19 Résultats de simulation de la réponse en poursuite par la commande adaptative pour une référence sinusoïdale de 10micro mètre et de fréquence 1 Hz en charge. a) Déplacement en poursuite. b) Erreur en poursuite. c) Tension de commande. d) Incertitude.

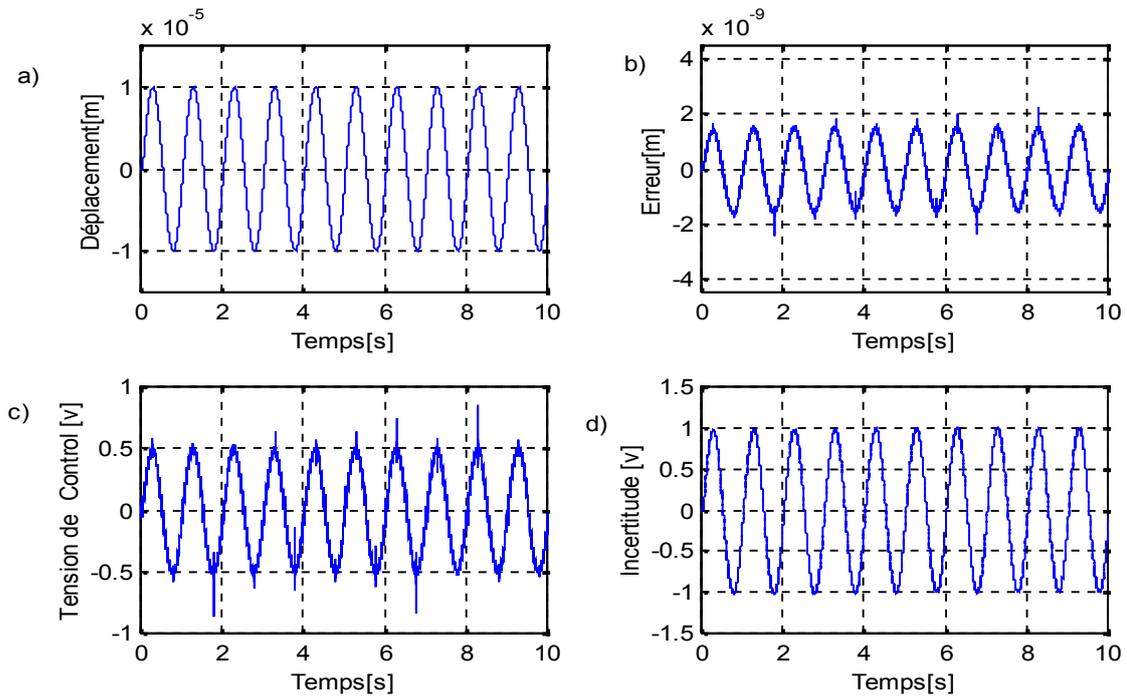


Fig.3-20 Résultats de simulation de la réponse en poursuite par la commande adaptative pour une référence sinusoïdale de 10micro mètre et de fréquence 1 Hz. en varions le paramètre  $K_e$ . a) Déplacement en pour suite. b) Erreur en poursuite. c) Tension de commande. d) Incertitude.

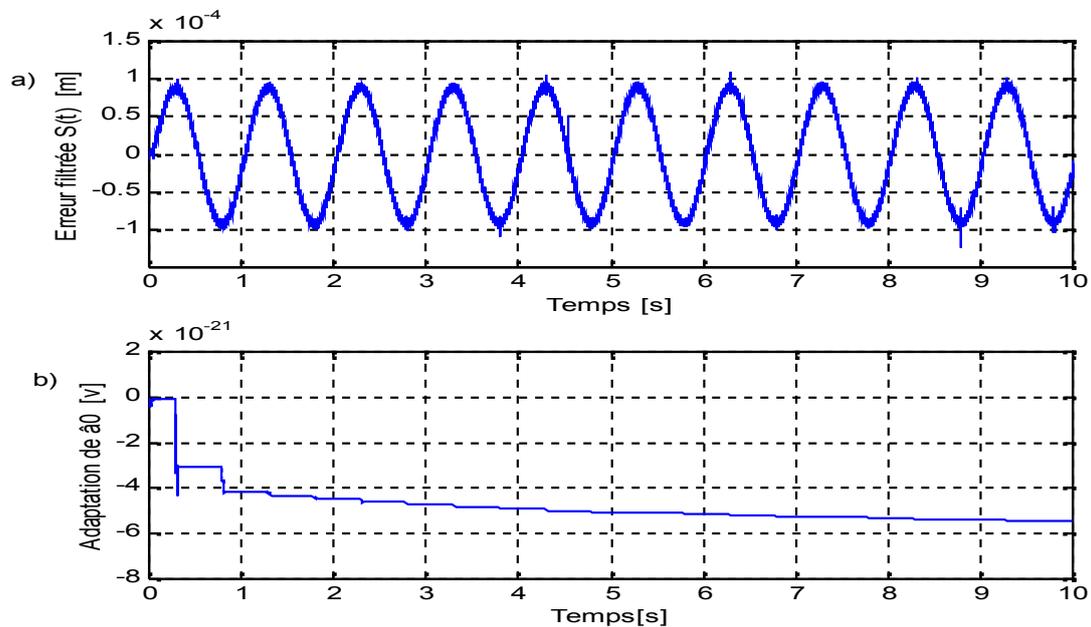


Fig-3-21 Résultats de simulation de la commande adaptative pour une référence sinusoïdale de 10 micro mètre et de fréquence 1 Hz a) Réponse dynamique de l'erreur filtrée  $S(t)$  ; b) djustation du paramètre  $\hat{a}_0$ .

### 3-6 Résultats et discussions

Le comportement du système est simulé en utilisant le logiciel de simulation Matlab-Simulink. Les résultats de simulation donnés par les figures. (3-10) à (3-12) et (3-18) à (3-20), présentent les performances de contrôle de déplacement de MPE à une référence sinusoïdale d'amplitude 10 micron mètre de fréquence 0.5hz et 1hz pour les cas suivants : a) La réponse en poursuite; b) Erreur en poursuite; c) La tension de commande; d) L'incertitude.

Les résultats des figures (3-10) et (3-18) présentant les performances de poursuite sont satisfaisantes avec une erreur de 10nm. Pour vérifier la robustesse de la commande proposée, on a appliqué au système une perturbation de 10 N. On remarque d'après les figures (3-11) et (3-19) que le déplacement suit sa référence sans dépassement. Nous avons également simulé le mécanisme de positionnement APE pour les variations de  $K_g = 2 * K_g$ , figures (3-12) et (3-20). On constate que les performances dynamique obtenues par la commande adaptative sont très satisfaisantes. Les oscillations autour de l'amplitude maximum des alternances positive et négative sont dues à une variation dans les paramètres du système non linéaire. Le contrôleur proposé tient compte des paramètres entrant d'une façon non linéaire dans le modèle de MPE. Nous remarquons d'après les figures (3-13) à (3-15) et (3-21), pour les paramètres lors de l'utilisation des gains adaptatifs prennent des valeurs relativement faibles, ce qui montre que l'adaptation des gains assure la stabilité du système, surtout en présence des perturbations et la robustesse aux variations des paramètres.

### 3-7 Conclusion

Les mécanismes de positionnement piézoélectrique MPE permettent un contrôle de déplacement avec une sensibilité nanométrique. Ce travail présenté a pour objectif de montrer que la commande adaptative peut être utilisée pour commander la dynamique

d'un mécanisme de positionnement piézoélectrique et concevoir une structure de commande stable et robuste. Les résultats de simulation, nous ont permis de juger la qualité de la commande adaptative. On constate que les performances dynamiques obtenues par la commande adaptative sont très satisfaisantes par rapport à celles du régulateur PI. Ainsi, aux applications industrielles nécessitant des réponses rapides et une robustesse aux variations des paramètres et aux perturbations extérieures la commande adaptative peut être l'une des solutions.

# Chapitre Quatre

## Commande par mode de glissement et neuro-glissement d'un MPE

---

## 4-1 Introduction

Le phénomène de la non linéarité causé par le frottement existe toujours dans les systèmes comportant un mouvement relatif entre les parties. La grandeur du frottement dépend des propriétés physiques de l'interaction des surfaces ainsi que de la charge. De nombreuses techniques de commande existent dans la littérature qui peut être mise en œuvre pour le contrôle des actionneurs piézoélectriques. Cependant, il faut tenir compte de la non linéarité élevée inhérente à cet actionneur. Les lois de commandes classiques de types PID peuvent être insuffisantes, car elles ne sont pas robustes surtout lorsque les exigences sur la précision et autres caractéristiques du système sont strictes; elles sont conçues sur la base d'une libération autour d'un point de fonctionnement. Plusieurs applications industrielles nécessitent des réponses rapides et une robustesse aux variations des paramètres et aux perturbations extérieures. La commande par mode de glissement a été proposée pour résoudre ces problèmes à partir d'une idée originale proposée par Utkin. Les systèmes de réglage par cette méthode sont applicables à des nombreux systèmes et particulièrement pour les situations où la réponse du système original est instable ou bien si le système est soumis à de fortes perturbations externes. Le contrôle proposé se compose de deux parties suivantes:

- la commande équivalente est appliquée pour obtenir une réponse souhaitée;
- la commande de commutation est utilisée pour améliorer les performances de robustesses.

La commande par mode de glissement utilisée dans la commande de déplacement pour le mécanisme de positionnement piézoélectrique semble être une solution pour parer à ces difficultés et assurer une bonne performance de la commande. De plus, la stabilité asymptotique globale est garantie par cette méthode de commande. Le réglage par mode de glissement présente plusieurs avantages tels que la robustesse et la grande précision.

## 4-2 Commande par modes glissants

Considérant un système non linéaire décrit par :

$$\dot{x} = f(x,t) + B(x,t)u + d \quad (4-1)$$

Avec

$x(t) = (x, \dot{x}, \dots, x^{(n-1)})^T$  le vecteur d'état correspond à la sortie et ses dérivées successives ;

$f(x,t)$  et  $B(x,t)$  des fonctions non linéaires du vecteur d'état décrivant le système ;

$d$  Charge externe (perturbation), ensemble des incertitudes et perturbations.

Le but du contrôle de la poursuite est de trouver une loi de commande  $u = [u_1, \dots, u_n]$  telle que étant donnée une trajectoire désirée  $x_d(t)$ , l'erreur de poursuite  $x(t) - x_d(t)$  tend vers zéro malgré la présence des perturbations.

L'erreur de poursuite est définie par

$$e(t) = x(t) - x_d(t) = (e, \dot{e}, \dots, e^{(n-1)})^T \quad (4-2)$$

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

- le choix de la surface;
- l'établissement des conditions de la convergence;
- la détermination de la commande.

## 4-3 Le choix de la surface de glissement

La surface  $S(x)$  représente le comportement dynamique désiré du système. J.J Slotine [75] propose une forme générale qui consiste à définir une fonction scalaire des surfaces de glissement dans le plan de phase dans le but d'assurer la convergence d'une variable d'état  $x$  vers sa valeur de consigne  $x_d(t)$ , cette fonction est donnée par l'équation:

$$S_g(x, t) = \left( \frac{\partial}{\partial t} + \lambda_x \right)^{n-1} e(x) \quad (4-3)$$

Avec

$e(x)$  - l'écart de la variable à régler;

$n$  - l'ordre du système.

$\lambda_x$  - un scalaire qui représente la pente de la surface de glissement. Cette dernière est obtenue pour un système de deuxième ordre lorsque  $S(x, t) = 0$ .

Une fois la fonction de commutation établie, le problème de la poursuite nécessite la conception d'une loi de commande telle que le vecteur d'état  $e(t)$  reste sur la surface de glissement  $S(x, t) = 0$  pour  $t \geq 0$ .

#### 4-4 Condition de convergence (existence d'une surface de glissement)

La condition de convergence permet au système de converger vers la surface de glissement. Il s'agit alors de formuler une fonction énergétique de Lyapunov donnée par la relation suivante:

$$V(x) = \frac{1}{2} S(x)^2 \quad (4-4)$$

Pour que la fonction de Lyapunov décroisse, il suffit de s'assurer que sa dérivée soit négative. Ceci est vérifié par :

$$\dot{V}(x) = \frac{1}{2} \frac{\delta}{\delta t} (Sx^2) \leq -\eta |S(x)| \quad (4-5)$$

Où  $\eta > 0$

#### 4-5 Etablissement de la loi de commande au MPE

La structure d'un contrôleur comporte deux composantes, une première concernant la linéarisation exacte et une deuxième stabilisante. Cette dernière est très importante dans la technique de commande par mode de glissement, car elle est utilisée pour éliminer les effets d'imprécision du modèle et de rejeter les perturbations extérieures. La loi de commande est définie par

$$u = u_{eq}(t) + u_n(t) \quad (4-6)$$

$u_{eq}(t)$  - correspond à la composante équivalente ;

$u_n(t)$  - correspond à la composante non linéaire.

La surface sera déduite de l'équation générale proposée par Slotine; son expression analytique est :

$$S_g = \}_1 e + \dot{e} + \}_2 \int e(t) dt \quad (4-7)$$

avec

$$e = x_{ref} - x \quad et \quad \dot{e} = \dot{x}_{ref} - \dot{x}$$

où

$x_{ref}$  et  $x$  dénote les variables de déplacement et celle de référence;

$\}_1$  et  $\}_2$  sont des constantes positives qui sont déterminées par la dynamique de surface de glissement.

### 4-5-1 Calcul de $u_{eq}(t)$

La composante équivalente peut être interprétée comme la valeur moyenne modulée.

Elle est calculée à partir de :

$$S(x) = 0 \quad \Rightarrow \quad \dot{S}(x) = 0 \quad (4-8)$$

En substituant l'équation (2-8) dans l'équation  $\dot{S}_g(x)$ , on obtient:

$$\dot{S}_g(x) = \} _1 \dot{e} + \ddot{x}_{ref} - \frac{1}{M}(D\dot{x} + F_H + F_L + k_e u) + \} _2 e \quad (4-9)$$

Il s'agit de formuler une fonction scalaire ( $v(x) > 0$ ) pour les variables d'état du système et de choisir la loi de commande qui fera décroître cette fonction ( $\dot{v}(x) < 0$ ). Elle est utilisée pour estimer la performance de la commande.

$$v(x) = \frac{1}{2} S_g^2(x) \quad (4-10)$$

La dérivée de l'équation (4-10) est:

$$\begin{aligned} \dot{v}(x) &= S_g(x) \dot{S}_g(x) < 0 \\ &= S_g(x) (\} _1 \dot{e} + \ddot{x}_{ref} - \frac{1}{M}(D\dot{x} + F_H + F_L + k_e u) + \} _2 e) \\ &= -k_v S_g^2 \end{aligned} \quad (4-11)$$

Avec  $k_v$  - le gain positive de la boucle fermée.

La loi de commande est obtenue par

$$u_{eq} = \frac{1}{k_e} (\ddot{x}_{ref} + \} _1 \dot{e} + \} _2 e + F_H + F_L + D\dot{x} + k_v S_g) \quad (4-12)$$

### 4-5-2 Calcul de $u_n(t)$

La composante non linéaire est déterminée pour garantir l'attractivité de la variable à contrôler vers la surface de glissement et satisfaire la condition de convergence.

$$S_g(x) \cdot \dot{S}_g(x) < 0 \quad (4-13)$$

La solution la plus simple vérifiant cette condition est de la forme:

$$u_n(t) = k \text{sign}(S_g(x)) \quad (4-14)$$

$k$  - est une constante positive qui représente le gain de la commande discontinue.

La figure 4-1. représente le schéma bloc de la commande du système.

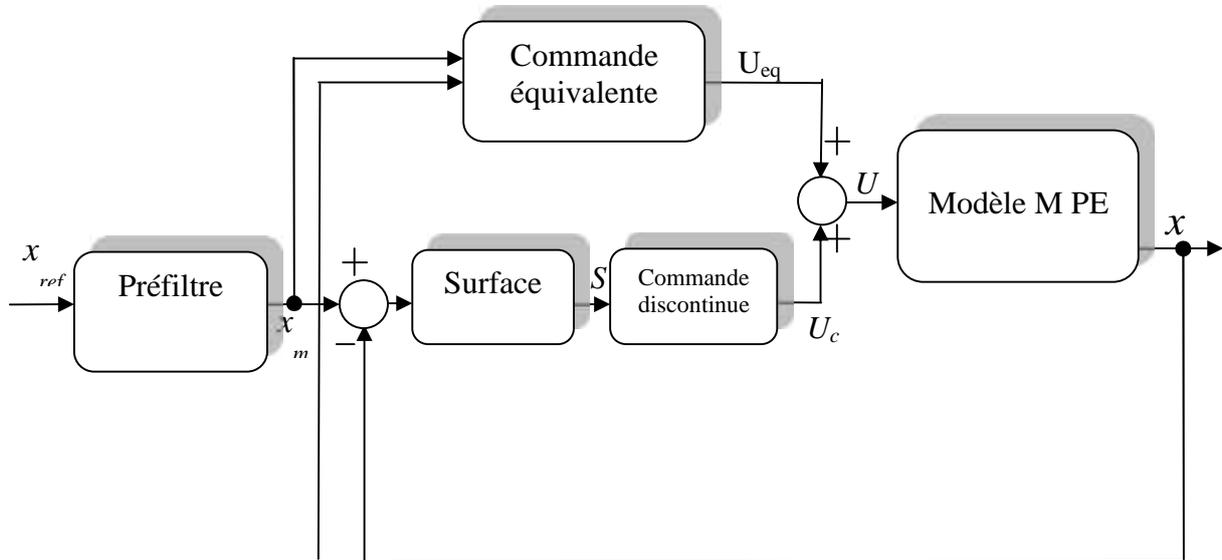


Figure 4-1 Schéma bloc de la commande par mode de glissement

### 4-6 Simulation et discussions des résultats

Dés lors que le système a été modélisé le plus précisément possible, nous avons simulé le MPE pour un modèle de référence avec une consigne sinusoïdale d'amplitude de 10 micronmètre

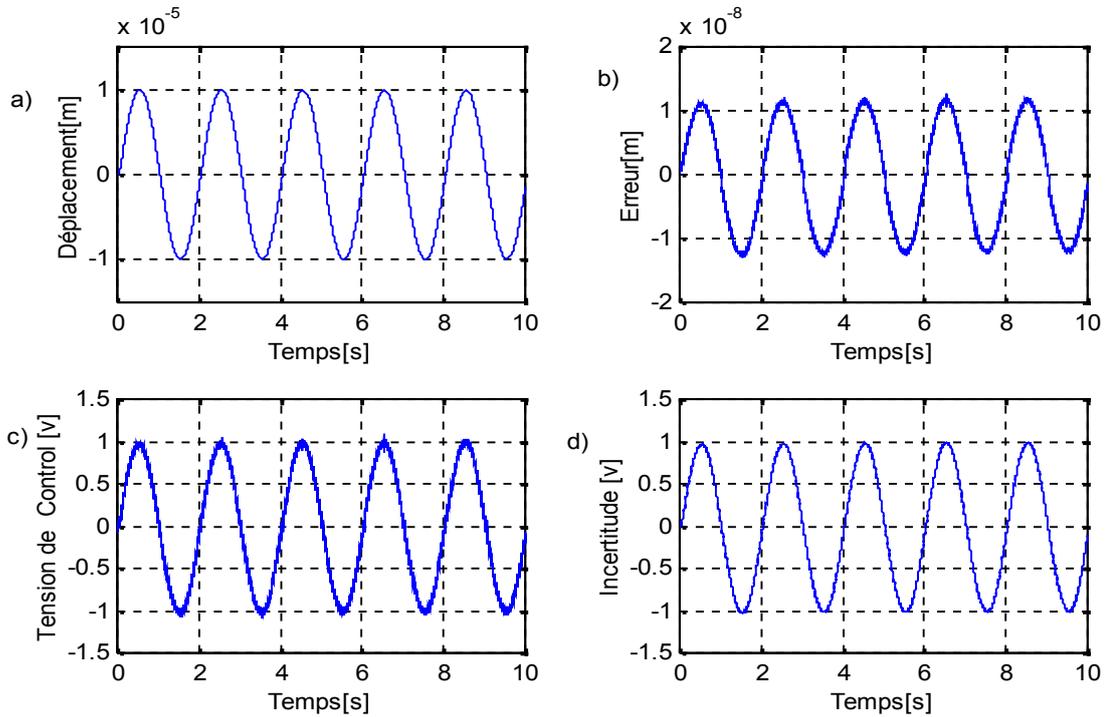


Fig.4-2: Résultats de simulation de la réponse en poursuite par CSV pour une référence sinusoïdale: 10micro mètre de fréquence 0.5 Hz. a) Déplacement en poursuite. b) Erreur en poursuite. c) Tension de commande. d) Incertitude.

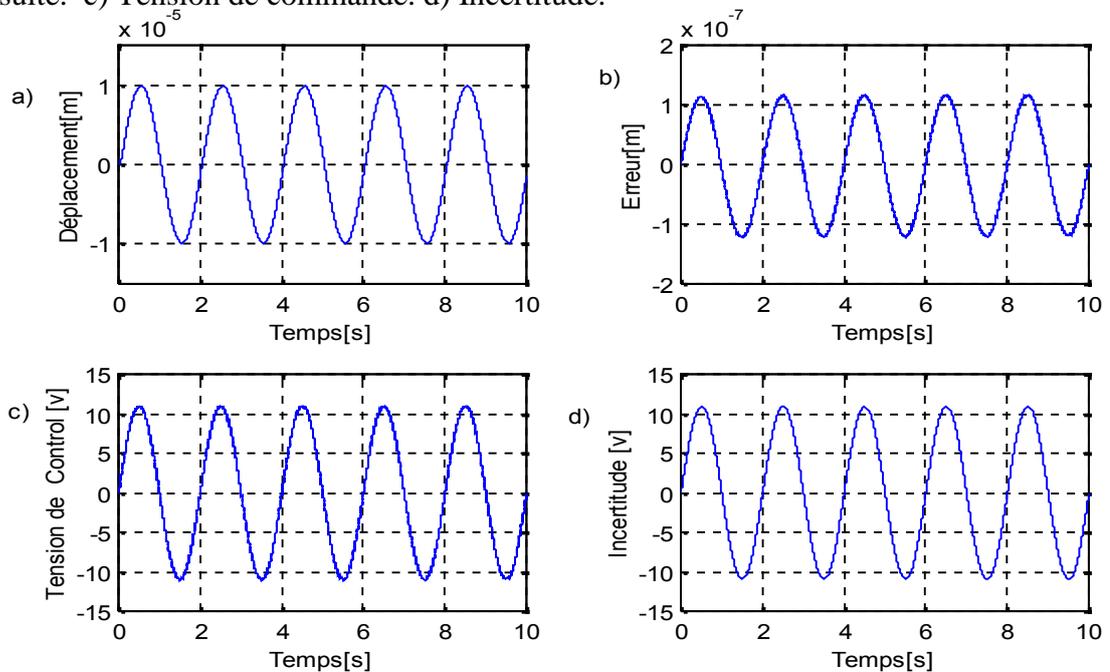


Fig.4-3: Résultats de simulation de la réponse en poursuite par CSV pour une référence sinusoïdale: 10micro mètre de fréquence 0.5 Hz. en Charge 10N a)Déplacement en poursuite. b) Erreur en poursuite. c) Tension de commande. d) Incertitude.

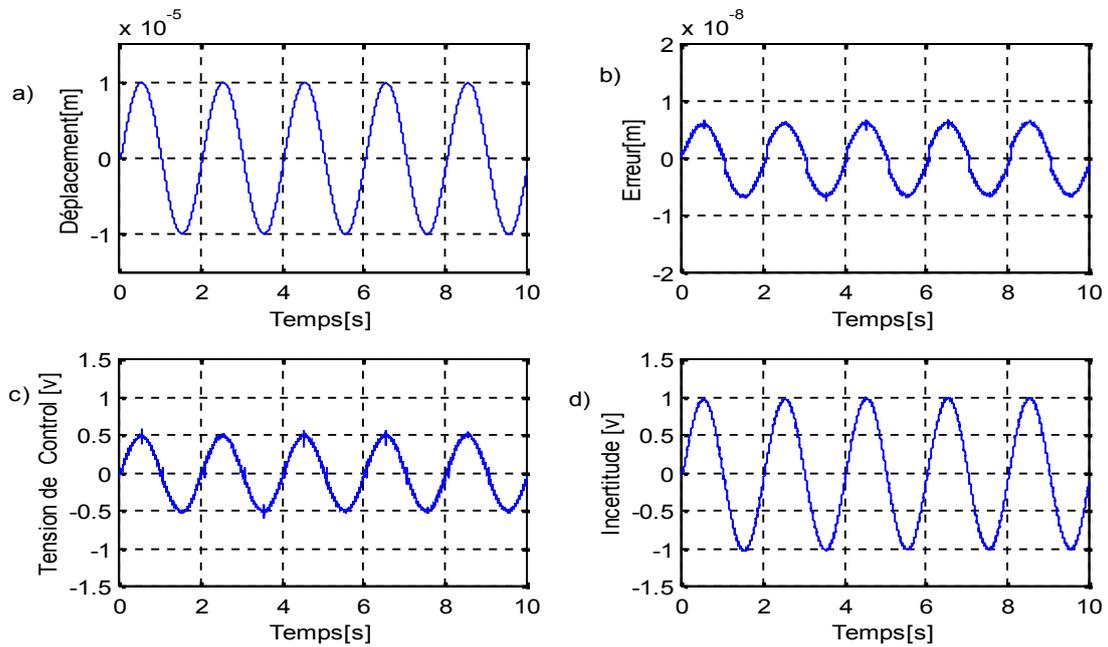


Fig.4-4: Résultats de simulation de la réponse en poursuite par CSV pour une référence sinusoïdale: 10micro mètre de fréquence 0.5 Hz. en variant le paramètre  $K_e$ . a) Déplacement en poursuite. b) Erreur en poursuite. c) Tension de commande. d) Incertitude.

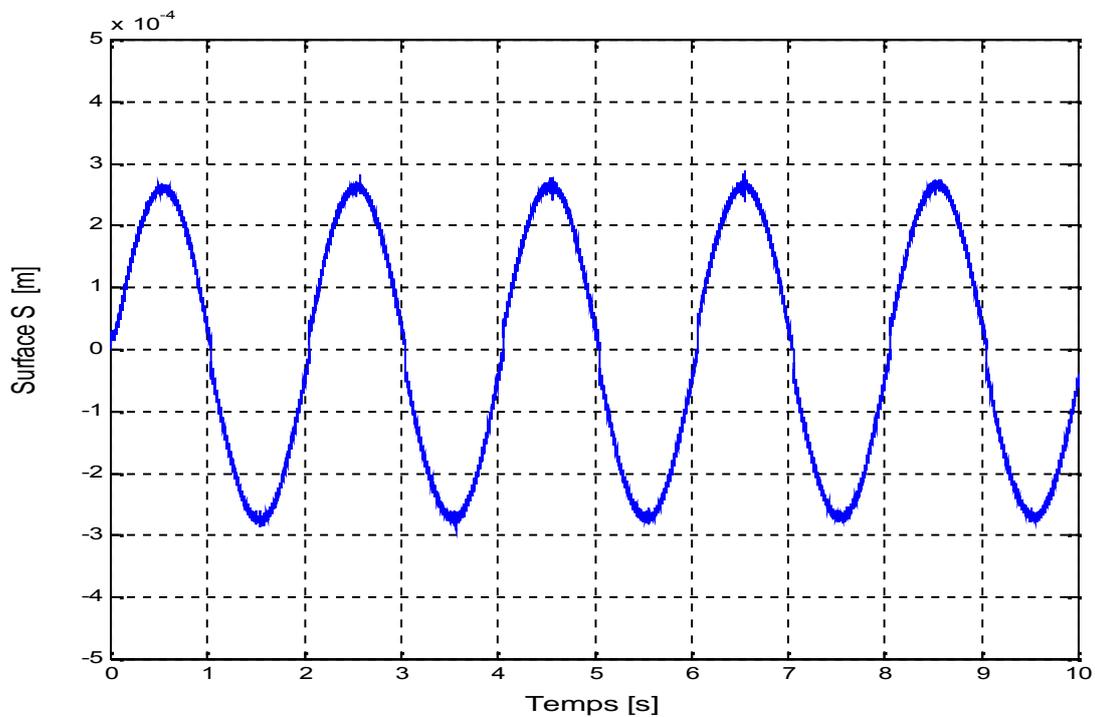


Fig. 4.5 Evolution de la surface S à la fréquence  $f=0.5\text{Hz}$

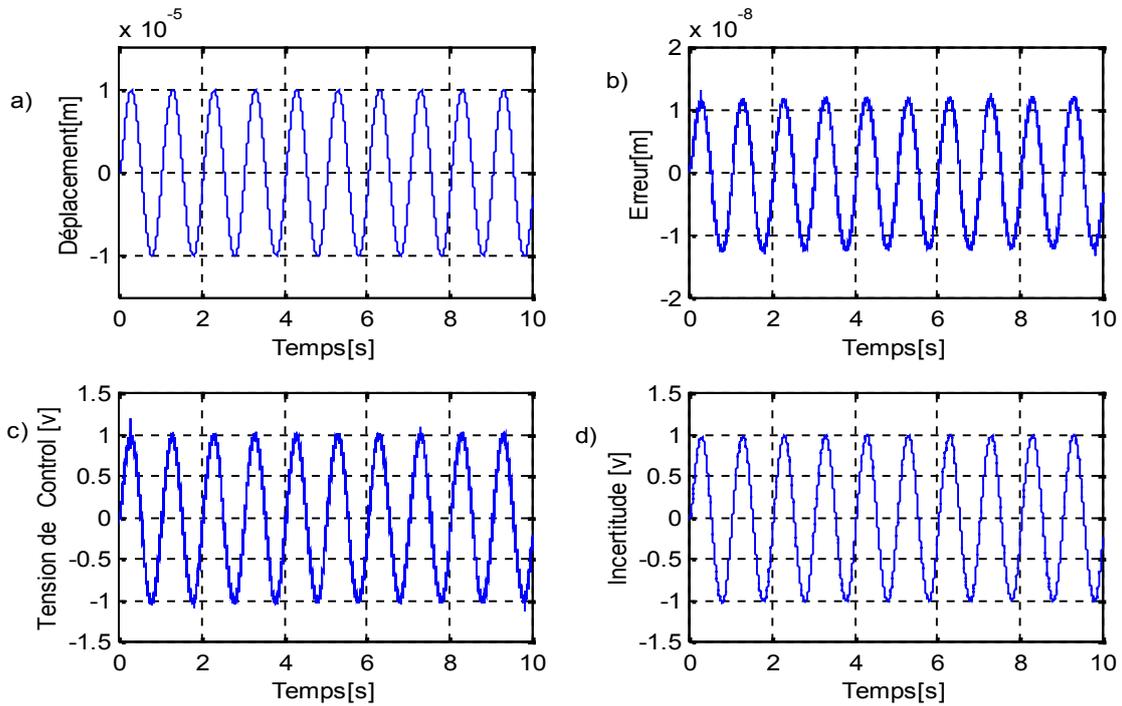


Fig.4-6: Résultats de simulation de la réponse en poursuite par CSV pour une référence sinusoïdale: 10micro mètre de fréquence 1 Hz. a) Déplacement en poursuite. b) Erreur en poursuite. c) Tension de commande. d) Incertitude.

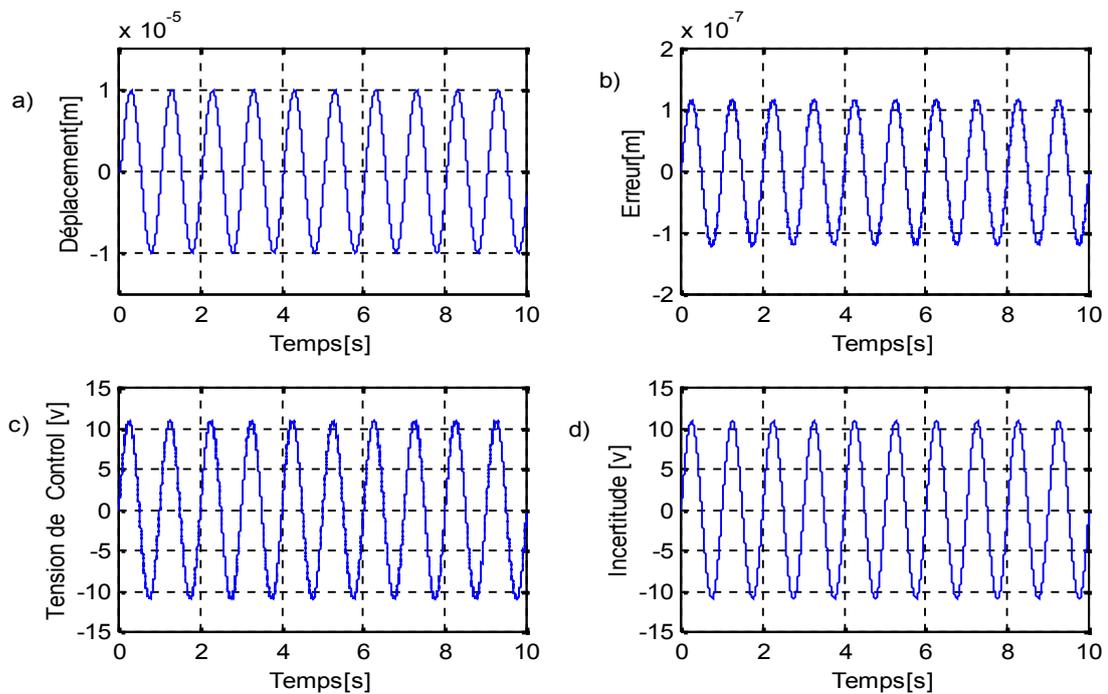


Fig.4-7: Résultats de simulation de la réponse en poursuite par CSV pour une référence sinusoïdale: 10micro mètre de fréquence 1Hz. en Charge 10N a) Déplacement en poursuite. b) Erreur en poursuite. c) Tension de commande. d) Incertitude.

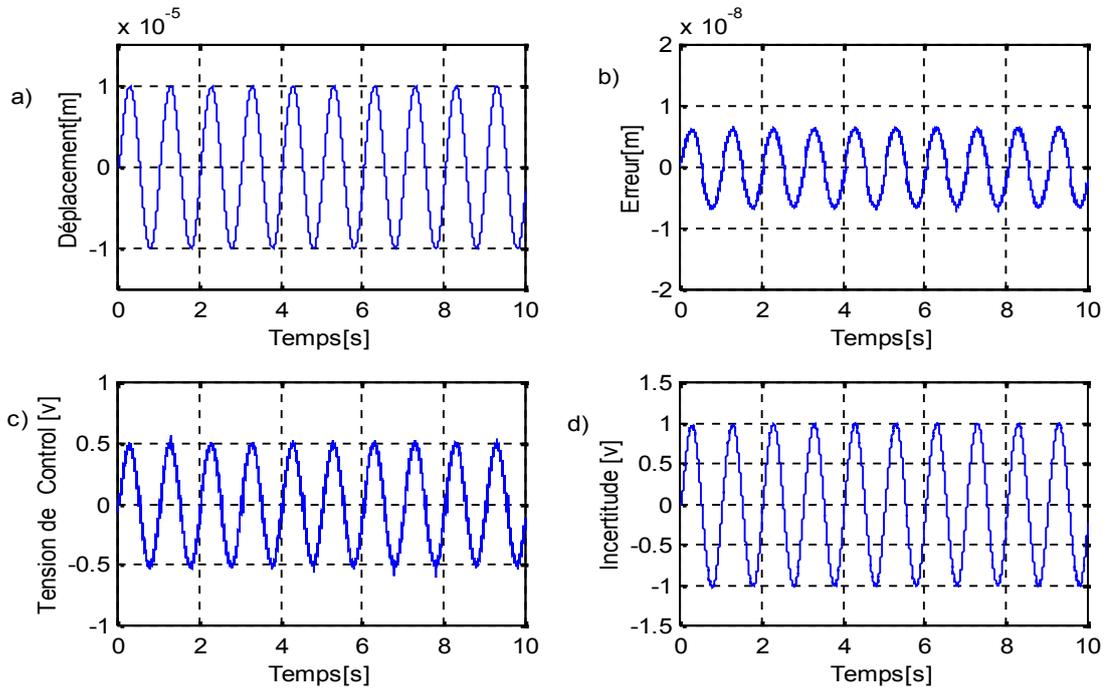


Fig.4-8: Résultats de simulation de la réponse en poursuite par CSV pour une référence sinusoïdale: 10micro mètre de fréquence 1 Hz. en variant le paramètre  $K_e$ . a) Déplacement en poursuite. b) Erreur en poursuite. c) Tension de commande. d) Incertitude.

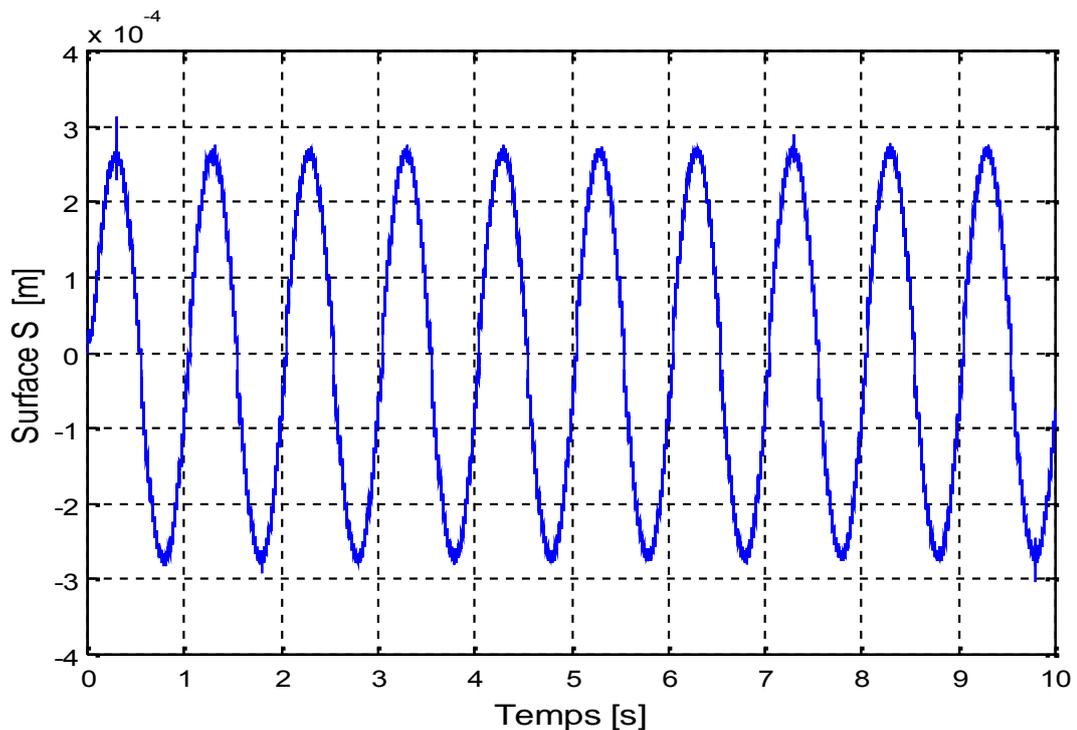


Fig. 4.9 Evolution de la surface  $S$  à la fréquence  $f=1\text{Hz}$

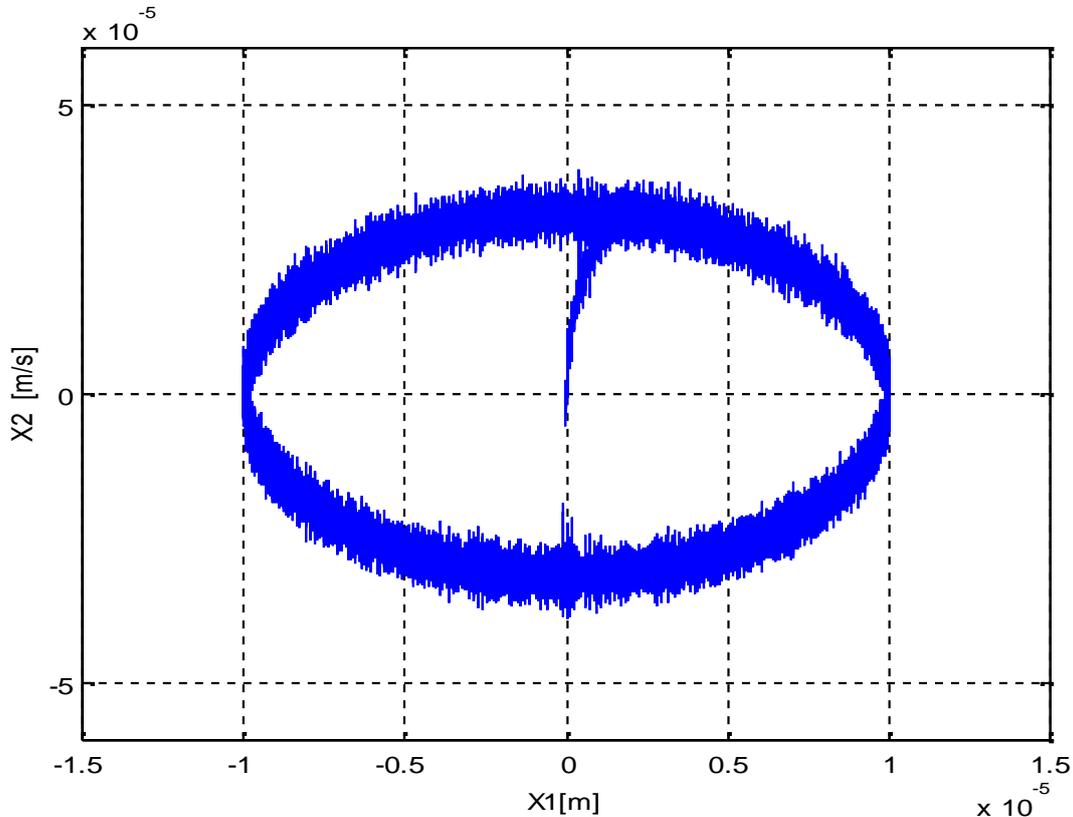


Fig. 4.10 Représentation dans le plan de phase du comportement du système

avec des fréquences 0.5HZ et 1HZ. les courbes (a,b,c,d) des figures 4-2 et 4-5) représentent le déplacement en poursuite, l'erreur en poursuite, la tension de commande et l'incertitude respectivement. Les résultats de simulation montrent que le déplacement atteint plus rapidement sa référence. On remarque la présence momentanée d'une erreur qui est bornée entre  $\pm 10\text{nm}$ . On remarque aussi qu'une perturbation de charge de 10 N figures (4-3 et 4-6) n'influe pas sur le déplacement. Pour tester la robustesse de la régulation nous avons étudié la sensibilité de la commande en variant le paramètre  $K_e$  de 200%. On constate que l'allure de déplacement répond sans dépassement et suit sa référence (figure 4-4 et 4-7). La figure 4-8 donne la représentation dans le plan de phase du comportement du système, il en résulte un comportement stable convergeant vers l'origine.

## **4-7 Conclusion**

Ce travail présenté a pour objectif de montrer que la commande par mode de glissement, peut être utilisée pour commander la dynamique d'un mécanisme de positionnement et concevoir une structure de commande stable et robuste. Les résultats de simulation, nous ont permis de juger la qualité de la commande à structure variable. On constate que les performances dynamiques obtenues sont très satisfaisantes par rapport à celles du régulateur PI.

## 4-8 commandes intelligentes

### 4-8-1 Introduction

Le réglage par mode de glissement présente plusieurs avantages tels que la robustesse, sa simplicité de mise en œuvre, et la grande précision. Les non-linéarités peuvent être traitées et rejetées comme des perturbations. Cependant, cette méthode présente quelques inconvénients comme la nécessité d'utilisation des dérivées de la variable à régler. Durant la phase de convergence, le système devient sensible aux variations des paramètres et aux perturbations. La présence des discontinuités causent des oscillations à la sortie du système. De plus, l'instabilité du signal de commande peut causer une erreur stationnaire à la sortie. Pour remédier à ses problèmes, il existe différentes solutions d'approximations dans la littérature [76], [77], [78]. Mais la stabilité n'est pas garantie. Certains chercheurs essaient de trouver une similitude entre les techniques basées sur l'intelligence artificielle et de combiner les deux lois de commande. Dans ce chapitre, on propose une commande robuste neuro-glissement permettant de résoudre les problèmes du mode glissant cités précisément et garantir de bonnes performances de poursuite même en présence de perturbations. On peut approximer la dynamique du système (MPE) pour synthétiser la loi de commande. Pour assurer de bonnes performances de poursuite, un algorithme d'adaptation est utilisé pour améliorer l'approximation. Celle-ci peut être effectuée à l'aide des réseaux de neurones qui sont connus pour leur capacité d'approximation des systèmes non linéaires complexes. Le type de réseau de neurones utilisé est de type linéaire nommé adaline (Adaptive Linear Neuron), cette classe de réseaux diffère du perceptron car elle possède un neurone dont la fonction d'activation est linéaire. L'apprentissage de ces réseaux s'effectue à l'aide de l'algorithme de rétro propagation de gradient dérivé de la règle de Windrow-Hoff pour le calcul des poids des connexions des neurones des couches internes [79] [80][81]. L'avantage de ces réseaux est qu'il converge sur un seul minimum si la solution existe, sinon l'ajout de couches n'a aucun effet. Il est limité à une couche de sortie et ne peut résoudre que les problèmes dont la relation entrées/ sorties est linéaire. La structure de réseau de neurone permet de minimiser la fonction  $\dot{S} + D_0 S$  et d'assurer la convergence.

---

## 4-8-2 commande robuste neuro-glissement

Le but du contrôle de la poursuite est de trouver une loi de commande telle que, étant donné une trajectoire désirée  $x_d(t)$ , l'erreur de poursuite  $x(t) - x_d(t)$  tend vers zéro malgré la présence des perturbations.

En admettant que le glissement existe dans tous les hyperplans de l'espace d'état considéré, la forme de la surface de glissement est donnée par l'expression suivante:

$$S = Ge_i = 0 \quad (4-15)$$

où  $G$  - la matrice de gain de glissement.

Nous proposons une forme d'équation générale pour déterminer la surface de glissement qui assure la convergence d'une variable d'état  $x(t)$  vers sa valeur de consigne  $x_d(t)$  :

$$S(x, t) = \left( \frac{\partial}{\partial t} + \lambda_x \right)^{n-1} e(x) \quad (4-16)$$

$e(x)$  - l'écart de la variable à régler ;

$n$  - ordre du système ;

$\lambda_x$  - un scalaire qui représente la pente de la surface de glissement.

Les conditions de convergence permettent à la dynamique du système dans le plan de phase, de converger vers la surface de glissement. En définissant la fonction de Lyapunov

$$v(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (4-17)$$

Afin que le comportement dynamique du système existe, il faut également que:  $S(x) = 0$ .

La dérivée de la fonction de Lyapunov par rapport au temps soit négative [82]. Cette fonction est choisie comme suit:

$$\dot{V} = -D_0 S^2 \quad (4-18)$$

Où  $D_0$  - le gain positive de la boucle fermée.

A l'aide de l'équations (4-17) et (4-18) on obtient:

$$S(\dot{S} + D_0 S) = 0 \quad (4-19)$$

Pour  $S \neq 0$ , la loi de commande est calculée de façon à satisfaire l'équation suivante:

$$\dot{S} + D_0 S = 0 \quad (4-20)$$

#### 4-8-3 Réseaux de neurones du modèle Adaline (Adaptive Linear Neuron)

Le neurone de type ADALINE réalise une somme pondérée des signaux qu'il reçoit, à laquelle il ajoute un biais. Cette activation passe à travers une fonction de transfert linéaire. Par convention, nous désignerons l'ensemble colonnes  $y(t)$ , où chacune des entrées  $x$  est un vecteur colonne à  $m$  dimensions.

Le modèle des réseaux de neurones est représenté par la figure 4-11.

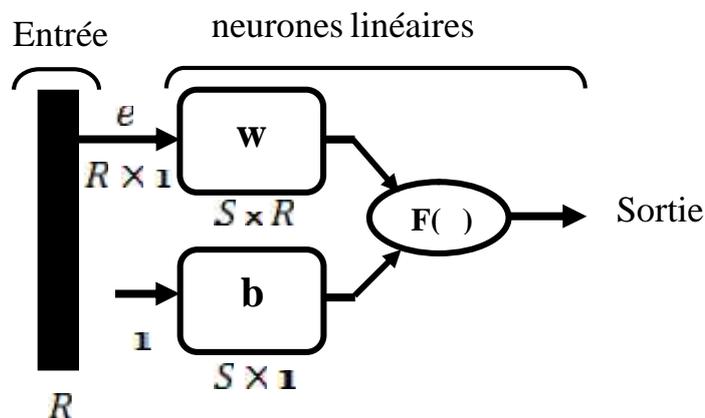


Figure 4-11: Structure de réseaux de neurones

#### 4-8-4 Etablissement de la loi de commande au MPE

L'expression analytique d'une sortie est donc :

$$U = \sum_{i=0}^n w_i e^i + b \quad (4-21)$$

$w_i$  - le vecteur des poids, de même taille que le vecteur d'entrée;

$b$  - le biais;

$\sum_{i=0}^n e^i$  - l'écart de la variable à régler.

Afin de simplifier les notations, on inclut généralement le biais dans l'expression des entrées et des poids. Ainsi, l'expression de l'ensemble des sorties des réseaux devient

$$U = \sum_{i=1}^n w_i e^{(i-1)} \quad (4-22)$$

L'apprentissage du réseau consiste à adapter les poids  $w_i$  de manière à ce que la fonction d'erreur tend vers zéro. La fonction d'erreur est définie par l'équation suivante:

$$E = \frac{1}{2} (\dot{S} + D_0 S)^2 \quad (4-23)$$

L'algorithme d'adaptation des poids est effectuée, on utilisant la descente de gradient :

$$\dot{w}_i = -\gamma \frac{\partial E}{\partial w_i} \quad (4-24)$$

avec

$\gamma$  - le gain d'apprentissage est compris  $0 < \gamma < 1$

La dérivé de la fonction d'erreur peut se calculer comme suit :

$$\frac{\partial E}{\partial w_i} = \frac{\partial E}{\partial U} \frac{\partial U}{\partial w_i} \quad (4-25)$$

En substituant (4-23) dans (4-25), et en dérivant cette fonction, on obtient:

$$\frac{\partial E}{\partial w_i} = (\dot{S} + DS) \frac{\partial(S)}{\partial U} e^{(i-1)} \quad (4-26)$$

On remplace (4-15) dans (4-26):

$$\frac{\partial E}{\partial w_i} = (\dot{S} + D_0 S) \frac{\partial(Gx_{ref} - Gx)}{\partial U} e^{(i-1)} \quad (4-27)$$

D'où

$$\frac{\partial E}{\partial w_i} = -(\dot{S} + D_0 S) GB(x) e^{(i-1)} \quad (4-28)$$

Finalement, l'expression de l'algorithme d'adaptation est:

$$\dot{w} = -(\dot{S} + D_0 S) y GB(x) e^{(i-1)} \quad (4-29)$$

La mise à jour se faisant dans le sens inverse de gradient.

$$\dot{w} = (\dot{S} + D_0 S) y GB(x) e^{(i-1)} \quad (4-30)$$

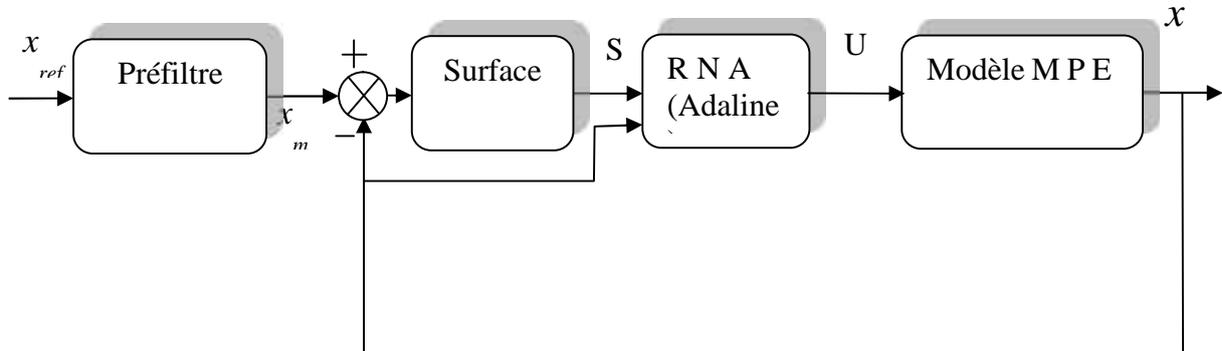


Figure 4-12 schémas bloc de commande

#### 4-9 Simulation et discussions des résultats

Les performances de la commande de déplacement de MPE sont évaluées par le biais d'une simulation numérique dans les conditions d'essais précédents. Le comportement de MPE lors du

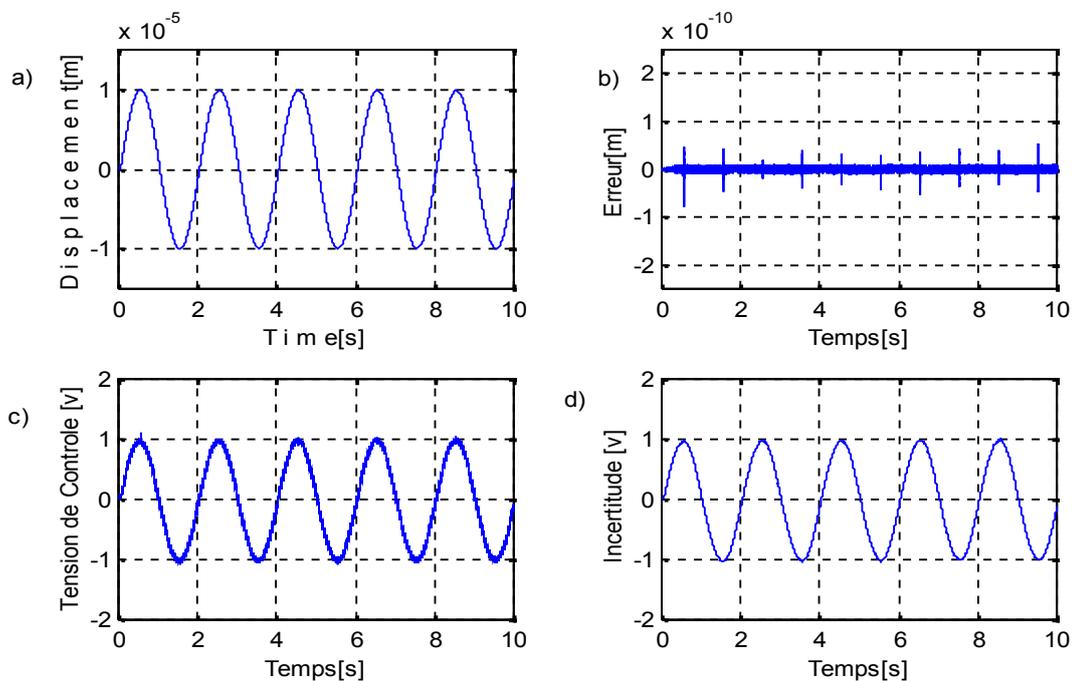


Fig.4-13 Résultats de simulation de la réponse en poursuite par CNG pour une référence sinusoïdale: 10micro mètre de fréquence 0.5 Hz. a) Déplacement en poursuite. b) Erreur en poursuite. c) Tension de commande. d) Incertitude.

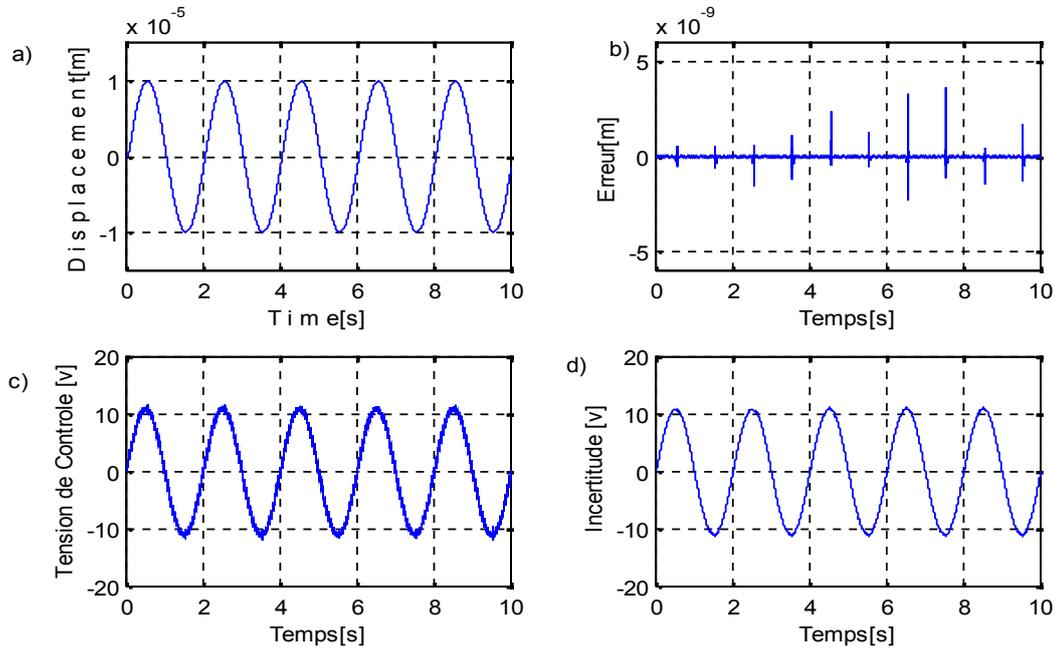


Fig.4-14 Résultats de simulation de la réponse en poursuite par CNG pour une référence sinusoïdale: 10micro mètre de fréquence 0.5 Hz. en Charge 10N a) Déplacement en poursuite. b) Erreur en pour suite. c) Tension de commande. d) Incertitude.

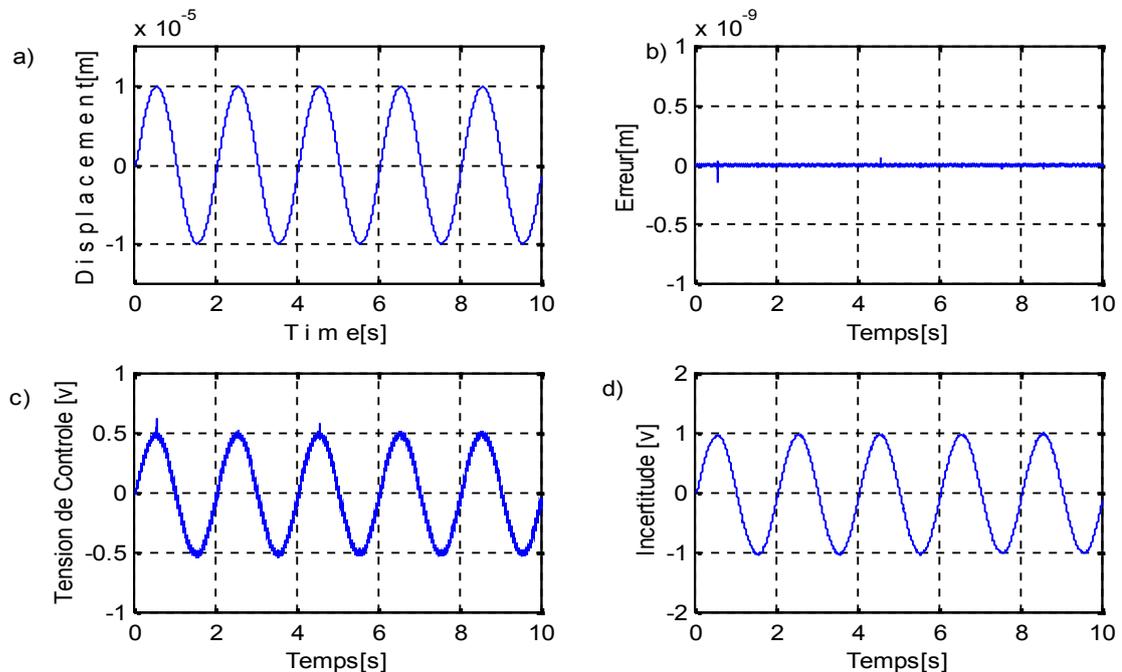


Fig.4-15 Résultats de simulation de la réponse en poursuite par CNG pour une référence sinusoïdale: 10micro mètre de fréquence 0.5 Hz. en variant le paramètre  $K_e$ . a) Déplacement en poursuite. b) Erreur en poursuite. c) Tension de commande. d) Incertitude.

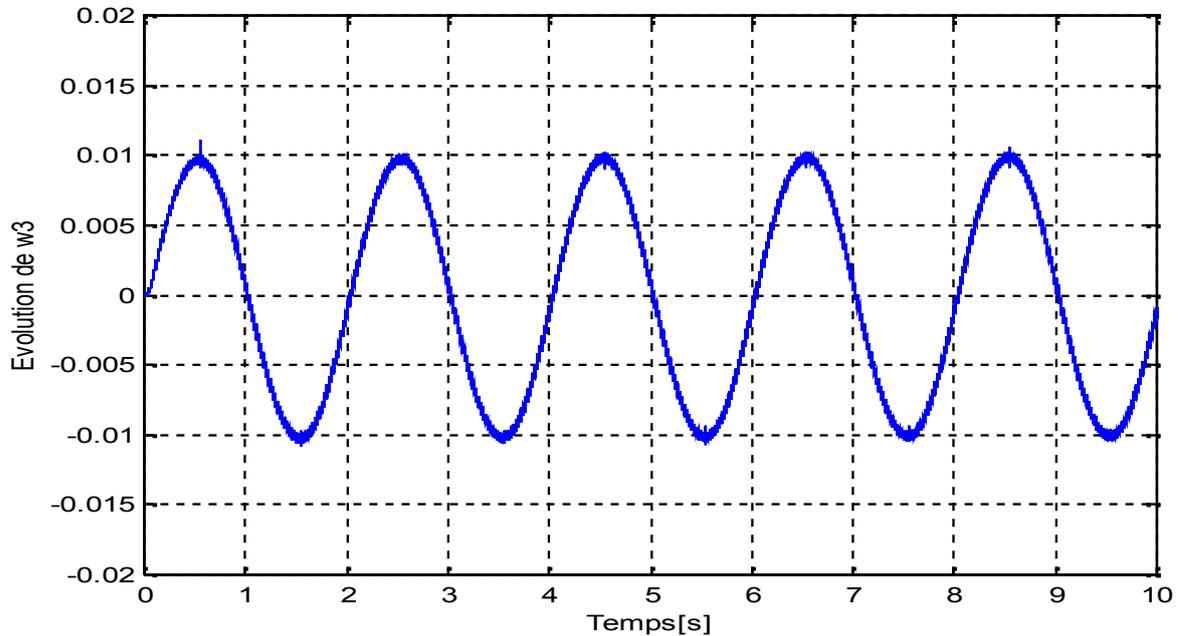
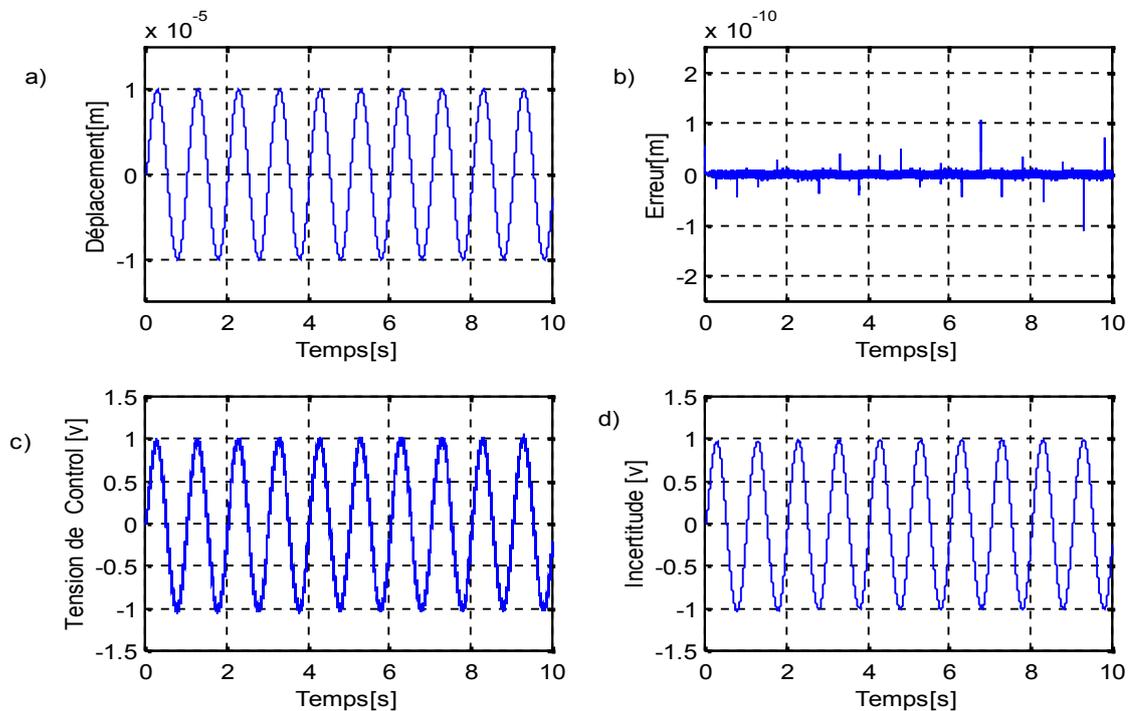


Fig.4-16 Evolution de paramètre de poids  $w_3$  avec une fréquence de 0.5 Hz



PFig.4-17 Résultats de simulation de la réponse en poursuite par CNG pour une référence sinusoïdale: 10micro mètre de fréquence 1 Hz. a) Déplacement en poursuite. b) Erreur en poursuite. c) Tension de commande. d) Incertitude.

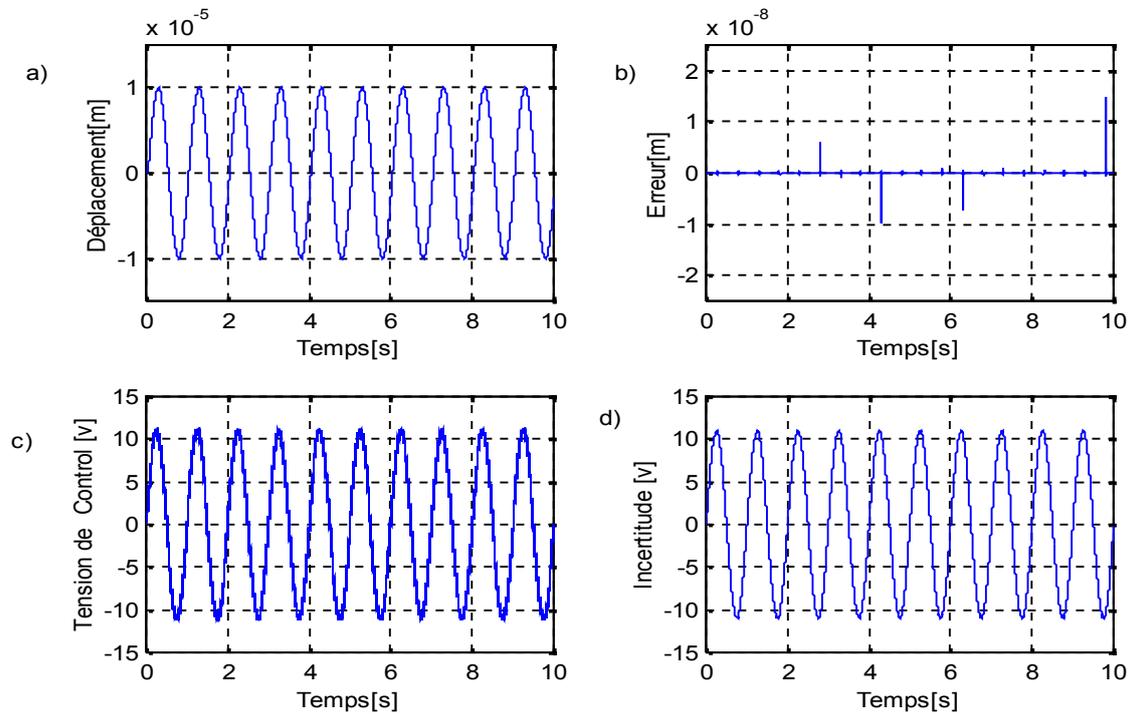


Fig.4-18 Résultats de simulation de la réponse en poursuite par CNG pour une référence sinusoïdale: 10micro mètre de fréquence 1 Hz. en Charge 10N a) Déplacement en poursuite. b) Erreur en poursuite. c) Tension de commande. d) Incertitude.

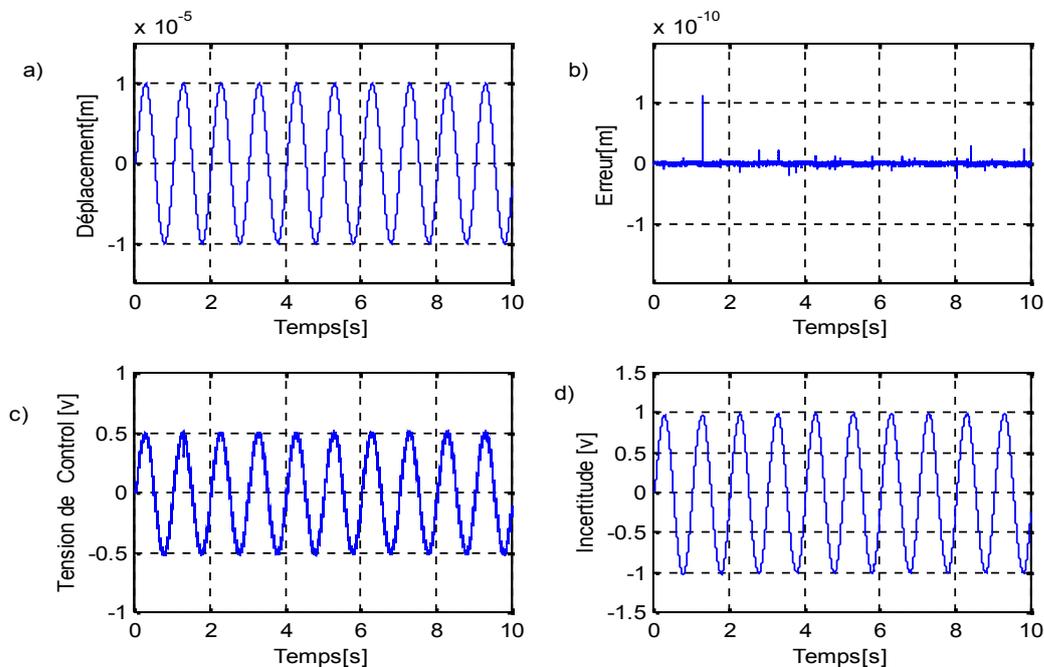


Fig.4-19 Résultats de simulation de la réponse en poursuite par CNG pour une référence sinusoïdale: 10micro mètre de fréquence 1 Hz. en variant le paramètre  $K_e$ . a) Déplacement en poursuite. b) Erreur en poursuite. c) Tension de commande. d) Incertitude.

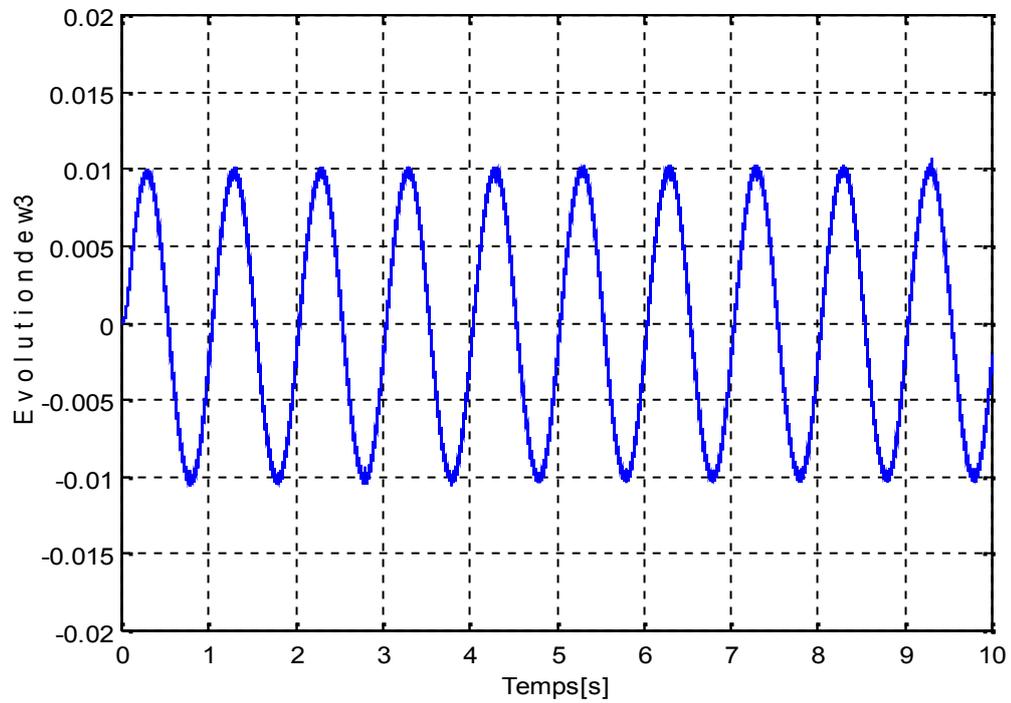
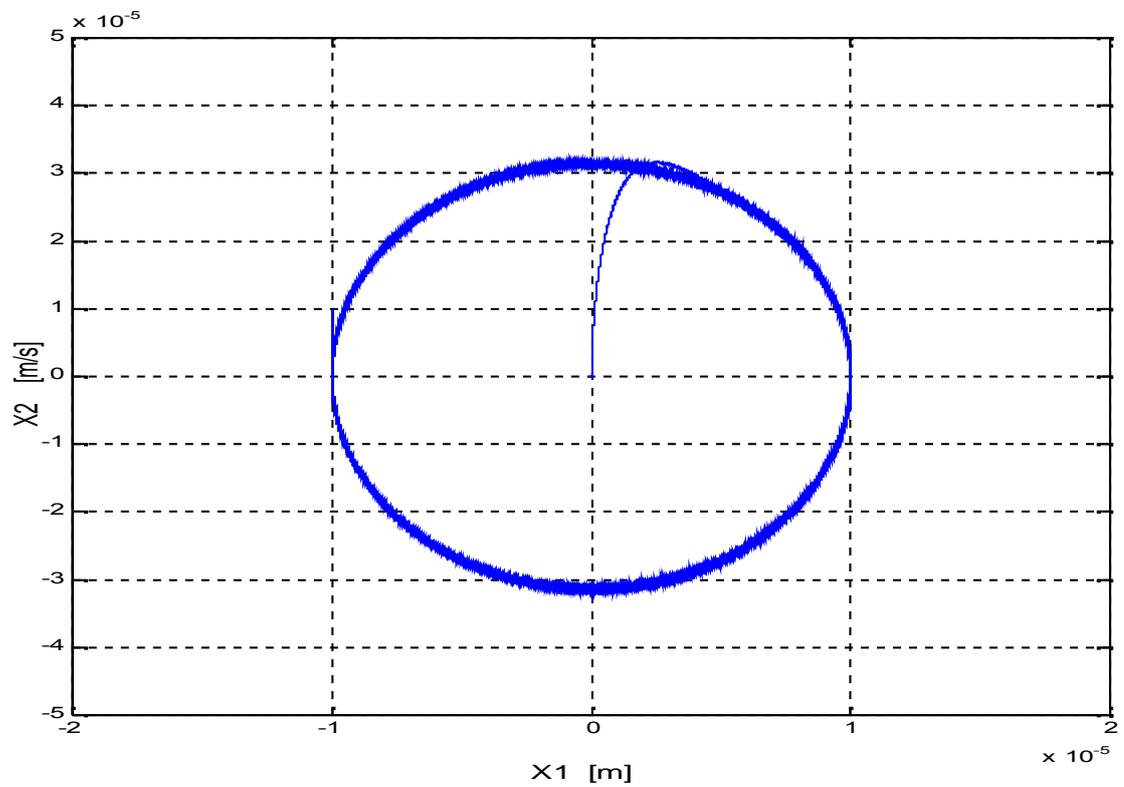
Fig.4-20 Evolution de paramètre de poids  $w_3$  avec une fréquence 1 Hz

Fig.4-21 Représentation dans le plan de phase du comportement du système

contrôle de déplacement est représenté par les figures (4-13) à (4-21). A travers ces résultats, nous relevons une poursuite parfaite de la consigne. L'erreur de poursuite est inférieure de 100 pico mètre, on observe un rejet rapide de la perturbation. Le comportement de ce schéma de commande est également testé pour les mêmes variations paramétriques que celles appliquées aux commandes précédentes. Les résultats sont illustrés sur les figures (4-15) et (4-19). Nous remarquons que les performances sont satisfaisantes ce qui prouve l'efficacité de cette commande. La stabilité du système en boucle fermée est prouvée selon la synthèse de Lyapunov. Pour illustrer le processus d'adaptation ainsi que le réseau de neurone (adaline). Les figures (4-16) et (4-20), montrent les résultats de simulation obtenus. D'après ces résultats on peut dire que la commande neurone-glissement présente une forte robustesse en présence des variations paramétriques, et que la dynamique de poursuite de la consigne n'est pas affectée par ces variations, ce qui prouve la capacité d'adaptation de la commande proposée.

#### 4-10 Conclusion

La caractéristique non linéaire et la variation des paramètres du mécanisme de positionnement piézoélectrique, durant son fonctionnement, pose un problème de commande. L'utilisation des méthodes de commande modernes permet d'obtenir de bonnes performances. Ainsi nous sommes intéressés à la commande par les systèmes neurone-glissement qui sont capables de traiter l'imprécis, l'incertain. Dans la première partie, nous avons donné un aperçu général sur le mode de glissement avec une formulation mathématique des systèmes neuronaux utilisant le modèle d'Adaline. Les résultats obtenus pour la commande de déplacement de MPE ont montré un comportement satisfaisant et des performances élevées. Les résultats obtenus ont permis de montrer leur bonne robustesse en présence des variations paramétriques.

# Chapitre Cinq

## Commande adaptative backstepping du MPE

---

## 5- Commande backstepping

### 5-1 Introduction

Les actionneurs piézoélectriques sont aujourd'hui couramment utilisés dans les systèmes des petits déplacements avec une sensibilité nanométrique. Comme les matériaux magnétiques, les MPE présentent une hystérésis qui peut représenter dans leur cas jusqu'à 15% de l'amplitude de la tension appliquée [83][84]. L'élaboration de lois de commande pour le mécanisme de positionnement MPE se heurte à de nombreuses difficultés liées au phénomène de la nonlinéarité d'hystérésis, et ce qui rend la conception des contrôleurs plus difficile. Dans ce contexte, plusieurs méthodes et approches ont été élaborées pour la commande de ce genre de système. Ces dernières années, une grande partie de la communauté s'est intéressée à la recherche de la commande non linéaire. La technique de backstepping est l'un des résultats les plus importants qui fournit un outil très puissant pour les nonlinéarités dans le système [85][86]. La commande Backstepping développée par Petar V.Kokotovic est une procédure utilisée pour la conception de contrôleur pour un système non linéaire. L'idée principale de cette stratégie de commande est basée sur la synthèse récurrente de la fonction de Lyapunov qui assurent pas à pas la stabilisation de chaque étage du système. La première étape sert à calculer une loi de commande virtuelle assurant la stabilité par le choix de la négativité de la fonction de Lyapunov. La commande calculée est considérée comme la valeur désirée de la deuxième étape; il s'agit alors d'associer une fonction de Lyapunov augmentée. La négativité de cette dernière incite la définition d'une deuxième loi de contrôle virtuelle. En suivant le même raisonnement, la commande finale sera déterminée à partir des lois de commande virtuelles calculées précédemment. Cette commande garantit la stabilité globale et les performances du système ; elle permet également de construire un contrôleur adaptatif. Dans ce travail, nous développons un algorithme de commande adaptative par backstepping pour le MPE, en considérant qu'il n'y a pas d'information requise a priori des paramètres. Donc, ces derniers peuvent être supposés incertains. Dans ce cas, le modèle de LuGre est divisé en deux parties. Les paramètres inconnus d'une part sont incorporés dans la conception de l'estimateur, et d'autre part on considère que la perturbation comme étant bornée. Une loi de mise à jour est utilisée pour estimer la borne. L'effet partiel de l'hystérésis et la force externe sont alors considérés. La stabilité et la robustesse du système en boucle fermée sont prouvées selon la synthèse de Lyapunov.

## 5-2 Description de la commande de backstepping

Considérons le système non linéaire suivant

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 + W_1^t(x_1)_n \\ \dot{x}_2 = U + W_2^t(x_1, x_2)_n \end{cases} \quad (5-1)$$

Telque  $n$  - vecteur connu.

$W_1^t(x_1)$  et  $W_2^t(x_1, x_2)$  : vecteurs de fonctions non linéaires dérivables, telque  $w(0) = 0$ .

Quand  $U=0$ , on suppose que le système (5-1) a pour point d'équilibre l'origine. Notre objectif est de stabiliser le système (5-1) par l'utilisation de la loi de contrôle par retour d'état suivante:

$$U = \Gamma(x) \quad (5-2)$$

Premièrement, on doit faire conduire  $x_1$  vers sa valeur désirée  $x_{1d}$ , dont on suppose l'existence de ses deux premières dérivées. Pour ce faire, on effectue le changement de variable suivant:

$$\begin{cases} e_1 = x_1 - x_{1d} \\ e_2 = x_2 - \Gamma_1 - \dot{x}_{1d} \end{cases} \quad (5-3)$$

avec

$$\Gamma_1 = -c_1 e_1 - W_1^t \quad (5-4)$$

$c_1$  - constante positive.

Nous pouvons maintenant réécrire le système en tenant compte des nouvelles variables  $e_1$  et  $e_2$

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = -c_1 e_1 + e_2 \\ \dot{e}_2 = U - \frac{\partial \Gamma_1}{\partial x_1}(x_2 + W_1^t(x_1)_n) - \ddot{x}_{1d} - \dot{x}_{1d} \frac{\partial \Gamma_1}{\partial x_{1d}} \end{cases} \quad (5-5)$$

On définit la fonction de Lyapunov suivante :

$$V = \frac{1}{2}e_1^2 + \frac{1}{2}e_2^2 \quad (5-6)$$

La dérivée de  $V$  est:

$$\begin{aligned} \dot{V} &= e_1\dot{e}_1 + e_2\dot{e}_2 \\ &= -c_1e_1^2 + e_2(U + e_1 - \frac{\partial r_1}{\partial x_1}(x_2 + W(x_1)_n) - \ddot{x}_{1d} - \frac{\partial x_1}{\partial x_{1d}}\dot{x}_{1d}) \end{aligned} \quad (5-7)$$

La négativité de  $\dot{V}$  permet de choisir la loi de commande  $U$  comme:

$$U = -c_2e_2 - e_1 + \frac{\partial r_1}{\partial x_1}(x_2 + W(x_1)_n) + \ddot{x}_{1d} + \frac{\partial r_1}{\partial x_{1d}}\dot{x}_{1d} \quad (5-8)$$

Alors

$$\dot{V} = -c_1e_1^2 - c_2e_2^2 \leq 0 \quad (5-9)$$

D'après l'équation (5-9), le système est asymptotiquement stable en boucle fermée.

### 5-3 La commande adaptative backstepping(CAB)

On remarque que le paramètre  $n$  est inconnu. On ne peut pas donc appliquer la commande (5-8) avec la loi de commande virtuelle (5-4). Dans ce cas, on va combiner la technique du backstepping avec une estimation du paramètre  $\hat{n}$ .

#### Etape 1:

On considère que  $x_2$  comme entrée de la première équation du système définie dans (5-1). La dérivée de la variable d'erreur  $e_1$  est donnée par.

$$\dot{e}_1 = e_2 + \Gamma_1 + W_1^t \quad (5-10)$$

Où

$$\Gamma_1 = -c_1 e_1 - W_1^t \hat{\nu}_1 \quad (5-11)$$

Avec

$$\dot{\hat{\nu}}_1 = \Gamma W_1^t e_1 \quad (5-12)$$

$\hat{\nu}_1$  est la valeur estimée de  $\nu$ ,  $c_1$  une constante positive et  $\Gamma$  une matrice définie positive.

Dans cet étape notre objectif est de stabiliser (5-10) avec respect de la fonction de lyapunov suivante :

$$V_1 = \frac{1}{2} e_1^2 + \frac{1}{2} \tilde{\nu}_1^t \Gamma^{-1} \tilde{\nu}_1 \quad (5-13)$$

Avec  $\tilde{\nu}_1 = \nu - \hat{\nu}_1$ , la dérivée de  $V_1$ . Elle est donnée par:

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= e_1 \dot{e}_1 - \tilde{\nu}_1^t \Gamma^{-1} \dot{\hat{\nu}}_1 \\ &= -c_1 e_1^2 + e_1 e_2 - \tilde{\nu}_1^t \Gamma^{-1} (\dot{\hat{\nu}}_1 - \Gamma^{-1} W_1^t e_1) \\ &= -c_1 e_1^2 + e_1 e_2 \end{aligned} \quad (5-14)$$

## Etape2

La dérivée de  $e_2$ , avec les équations (5-11) et (5-12) le long des trajectoires est calculée comme suit:

$$\begin{aligned} \dot{e}_2 &= \dot{x}_2 - \dot{\Gamma}_1 - \dot{x}_{1d} \\ &= U + W_2^t - \frac{\partial r_1}{\partial x_1} (x_2 + W_1^t \nu) - \frac{\partial r_1}{\partial \hat{\nu}_1} \dot{\hat{\nu}}_1 - \frac{\partial r_1}{\partial x_{1d}} \dot{x}_{1d} - \ddot{x}_{1d} \\ &= U - \frac{\partial r_1}{\partial x_1} x_2 + (W_2 - \frac{\partial r_1}{\partial x_1} W_1)^t \nu - \frac{\partial r_1}{\partial \hat{\nu}_1} \Gamma^{-1} W_1^t e_1 - \frac{\partial r_1}{\partial x_{1d}} \dot{x}_{1d} - \ddot{x}_{1d} \end{aligned} \quad (5-15)$$

Dans cette équations, on veut concevoir une loi de commande  $U$ , afin de rendre la dérivée de la fonction de Lyapunov définie positive:

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2}e_2^2 \quad (5-16)$$

La dérivée de  $V_2$  le long des trajectoires est calculée comme suit:

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= \dot{V}_1 + e_2 \dot{e}_2 \\ &= -c_1 e_1^2 + e_2 \left[ U + e_1 - \frac{\partial r_1}{\partial x_1} x_2 + (w_2 - \frac{\partial r_1}{\partial x_1} w_1)^t \hat{u} - \frac{\partial r_1}{\partial \hat{u}_1} \Gamma^{-1} w_1 e_1 - \frac{\partial r_1}{\partial x_{1d}} \dot{x}_{1d} - \ddot{x}_{1d} \right] \end{aligned} \quad (5-17)$$

Comme le but est de choisir une commande  $U$  qui rend la dérivée de la fonction de Lyapunov  $\dot{V}_2$  définie négative, on peut alors prendre.

$$U = -e_1 - c_2 e_2 + \frac{\partial r_1}{\partial x_1} x_2 - (w_2 - \frac{\partial r_1}{\partial x_1} w_1)^t \hat{u} + \frac{\partial r_1}{\partial \hat{u}_1} \Gamma^{-1} w_1 e_1 + \frac{\partial r_1}{\partial x_{1d}} \dot{x}_{1d} + \ddot{x}_{1d} \quad (5-18)$$

Avec  $c_2$  - constante positive.

La dérivée résultante de  $V_2$  est donnée comme suit:

$$\dot{V}_2 = -c_1 e_1^2 - c_2 e_2^2 + (w_2 - \frac{\partial r_1}{\partial x_1} w_1)^t (\hat{u} - \hat{u}_1) \quad (5-19)$$

On remarque que le terme  $(w_2 - \frac{\partial r_1}{\partial x_1} w_1)^t (\hat{u} - \hat{u}_1)$ , n'est pas éliminé. Pour éliminer ce terme, il faut considérer  $\hat{u}$  comme une nouvelle entrée inconnue estimée par  $\hat{u}_2$ . On peut alors prendre la loi de commande de la façon suivante:

$$U = -e_1 - c_2 e_2 + \frac{\partial r_1}{\partial x_1} x_2 + (w_2 - \frac{\partial r_1}{\partial x_1} w_1)^t \hat{\mu}_2 + \frac{\partial r_1}{\partial \hat{\mu}_1} \Gamma^{-1} w_1 e_1 + \frac{\partial r_1}{\partial x_{1d}} \dot{x}_{1d} + \ddot{x}_{1d} \quad (5-20)$$

Avec ce choix, l'équation (5-15) devient:

$$\dot{e}_2 = -e_1 - c_2 e_2 + (w_2 - \frac{\partial r_1}{\partial x_1} w_1)^t (\mu - \hat{\mu}_2) \quad (5-21)$$

L'objectif de cette étape est de stabiliser le système avec les coordonnées  $(e_1, e_2)$ . La présence d'un nouveau paramètre estimé  $\hat{\mu}_2$  oblige à définir une fonction de Lyapunov:

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2} e_2^2 + \frac{1}{2} \tilde{\mu}_2^t \Gamma^{-1} \tilde{\mu}_2 \quad (5-22)$$

Avec

$$\tilde{\mu}_2 = \mu - \hat{\mu}_2$$

La dérivée de  $V_2$  le long des trajectoires est calculée comme suit:

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= \dot{V}_1 + e_2 \dot{e}_2 - \tilde{\mu}_2^t \Gamma^{-1} \dot{\tilde{\mu}}_2 \\ &= -c_1 e_1^2 + e_2 (-c_2 e_2 + (w_2 - \tilde{\mu}_2^t \frac{\partial r_1}{\partial x_1} w_1)) - \tilde{\mu}_2^t \Gamma^{-1} \dot{\tilde{\mu}}_2 \\ &= -c_1 e_1^2 - c_2 e_2^2 + \tilde{\mu}_2^t (\Gamma^{-1} (\dot{\hat{\mu}}_2 - \Gamma (w_2 - \frac{\partial r_1}{\partial x_1} w_1)) e_2 \end{aligned} \quad (5-23)$$

On choisit la loi de mise à jour suivante:

$$\dot{\hat{\mu}}_2 = \Gamma (w_2 - \frac{\partial r_1}{\partial x_1} w_1) e_2 \quad (5-24)$$

Ce qui signifie que l'équilibre est globalement asymptotiquement stable

## 5-4 Commande adaptative Backstepping appliquée au MPE.

### 5-4-1 Modélisation du MPE.

La dynamique totale du MPE incluant l'effet de l'hysteresis est développée et validée par l'équation (4-1).

A l'état d'équilibre, la fonction de frottement d'hysteresis décrit par l'équation (4-1) est donnée comme suit [35]

$$F_H = \dagger_0 g(x_2) \frac{x_2}{|x_2|} + \dagger_2 x_2 + \dagger_3 x_1 \quad (5-25)$$

Où  $\dagger_3 x_1$  - terme du à l'effet piézoélectrique.

En remplaçant l'équation (5-25) dans (4-1), la dynamique du mouvement de MPE est

$$\dot{x}_1 = x_2$$

$$\dot{x}_2 = \frac{1}{a_0} U - a_1 x_2 - d(t) - a_2 x_1 \quad (5-26)$$

Où

$$a_0 = \frac{M}{k_e}, a_1 = \frac{\dagger_2 + D}{k_e}, a_2 = \frac{\dagger_3}{k_e} \text{ et } d(t) = \frac{1}{M} \left[ \dagger_0 g(x_2) \frac{x_2}{|x_2|} + F_L \right],$$

tel que  $a_0, a_1, a_2$  et  $d(t)$  sont des paramètres inconnus et bornés; de meme que  $d(t)$  est inconnu et borné par  $F_0$ .

### 5-4-2 commande adaptative backstepping

Sachant que les paramètres du système d'équations (5-26) varient dans un intervalle important, il serait préférable d'employer une loi d'adaptation pour estimer les paramètres du système par la technique backstepping dans le but d'atteindre la trajectoire désirée et une stabilité globale du système.

Pour stabiliser le système (5-26), On définit le changement de coordonnées suivant

$$e_1 = x_1(t) - x_m(t) \quad (5-27)$$

$$e_2 = x_2(t) - \dot{x}_m(t) - \Gamma_1 \quad (5-28)$$

Où  $\Gamma_1$  - une commande virtuelle (fictive) qu'on déterminera par la suite.

Le calcul de la loi de commande passe par deux étapes:

#### -Etape "1"

Dans cette étape, l'objectif est de faire conduire l'état  $x_2$  vers la valeur désirée.

De l'équation (5-26) à (5-28):

$$\dot{e}_1 = e_2 + \Gamma_1 \quad (5-29)$$

Pour stabiliser le système, on adopte la fonction stabilisante suivante:

$$\Gamma_1 = -c_1 e_1 \quad (5-30)$$

$c_1$  - est un paramètre de design.

De l'équation (5-29) et (5-30), on trouve

$$e_1 \dot{e}_1 = e_1 e_2 - c_1 e_1^2 \quad (5-31)$$

**-Etape "2"**

De l'équation (5-26) et (5-29), on trouve

$$\dot{e}_2 = \frac{1}{a_0} U - d(t) - \hat{a}_1 x_2 - \hat{a}_1 x_1 - \ddot{x}_m(t) - \dot{r}_1 \quad (5-32)$$

La tension de commande  $U$  stabilise le système, mais  $a_0, a_1, \hat{a}_1$  et  $d(t)$  sont inconnus, on ne peut donc pas utiliser cette commande. On va combiner la technique du backstepping avec une estimation de paramètres. La commande stabilisant le système en boucle fermée est donnée par:

$$U = \hat{a}_0 \bar{U} - \hat{F}_0 \text{sign}(e_2) \quad (5-33)$$

Telque

$$\bar{U} = -c_2 e_2 - e_1 + \hat{a}_1 x_2 - \hat{a}_1 x_1 - \ddot{x}_m(t) - \dot{r}_1 \quad (5-34)$$

Où  $\hat{a}_0, \hat{a}_1, \hat{a}_1, \hat{F}_0$  sont les valeurs estimées de  $a_0, a_1, \hat{a}_1$  et  $d(t)$  respectivement et  $Sgn(\cdot)$ , dénote la fonction sign définie par:

$$Sgn(e_2) = \begin{cases} +1 & \text{as } e_2 > 0 \\ 0 & \text{as } e_2 = 0 \\ -1 & \text{as } e_2 < 0 \end{cases} \quad (5-35)$$

Le système (5-26), dont les vecteurs des paramètres inconnus  $a_0, a_1, \hat{a}_1$  et  $d(t)$ , est stabilisé sous la commande  $U$ , et les Lois d'adaptation de mise à jour suivantes sont choisies pour lesquels la dérivée de la fonction de Lyapunov par rapport au temps soit négative [87].

$$\dot{\hat{a}}_0 = -\Gamma_0 \bar{U} e_2 \quad (5-36)$$

$$\dot{\hat{a}}_1 = -\Gamma_1 x_2 e_2 \quad (5-37)$$

$$\dot{\hat{a}}_1 = -\Gamma_1 x_1 e_2 \tag{5-38}$$

$$\dot{\hat{F}}_0 = \Gamma_F e_2 \tag{5-39}$$

$$\Gamma_0, \Gamma, \Gamma_1, \Gamma_F > 0$$

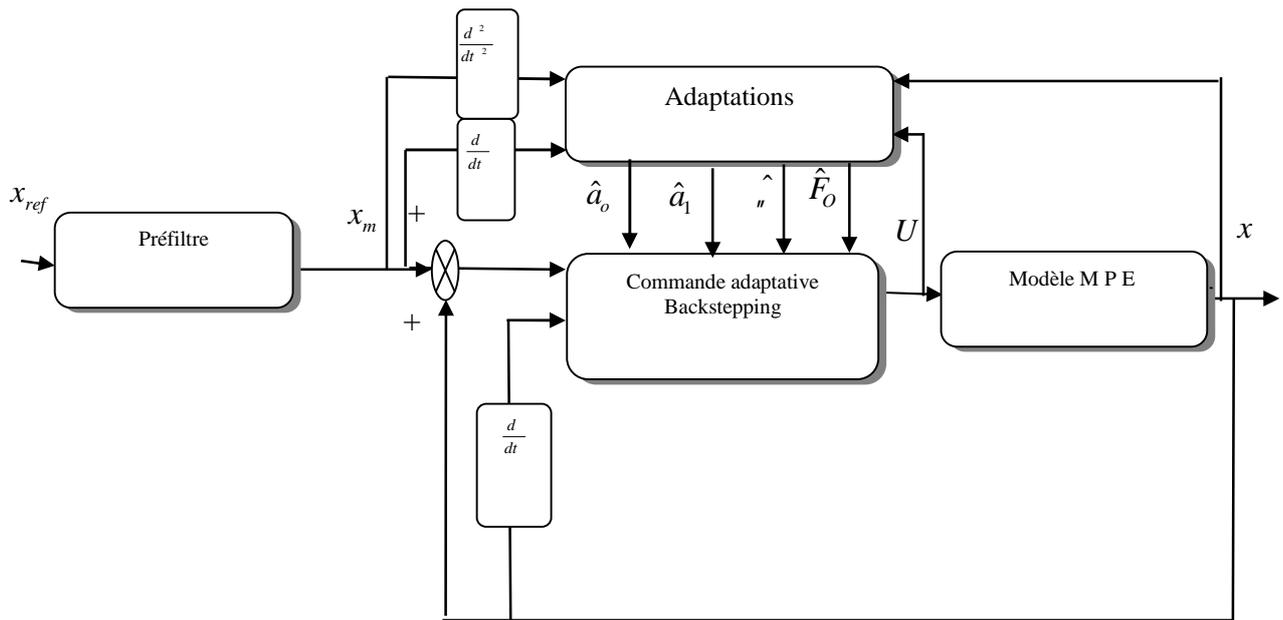


Fig.5-1. Schéma bloc d'un régulateur adaptative backstepping

### 5-5 Simulation et discussions des résultats

Les simulations utilisées dans cette partie permettent de mettre en évidence les performances que'on espère obtenir pour le contrôle de déplacement du MPE commandé au moyen d'un régulateur adaptatif par la technique de backstepping afin d'assurer la stabilité et l'adapter à

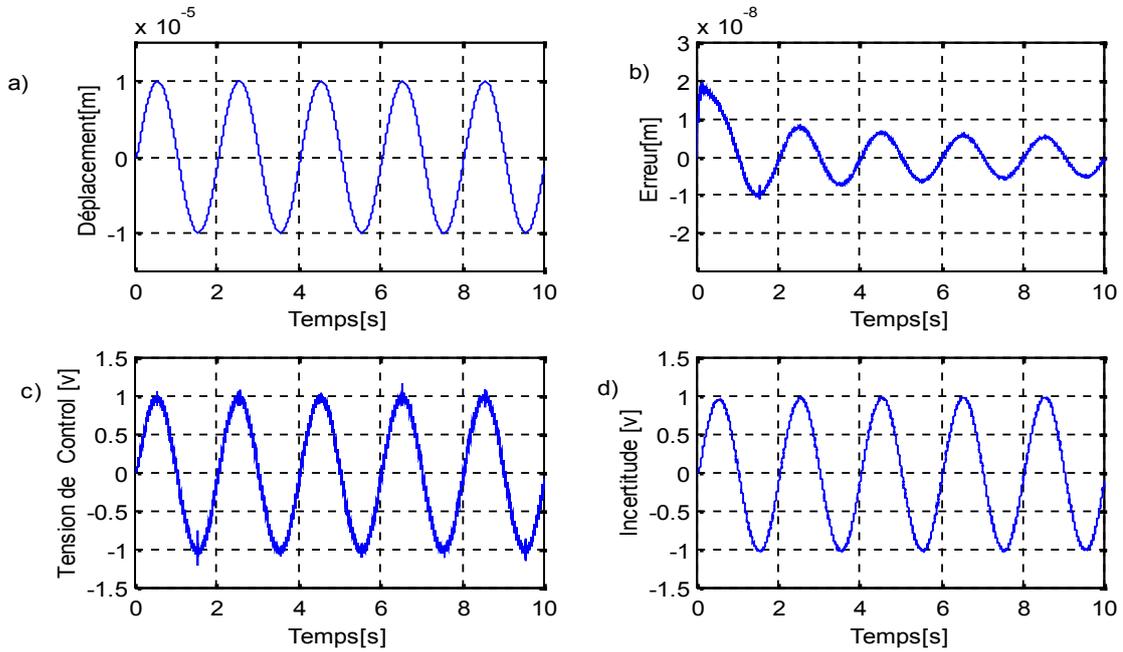


Fig.5-2 Résultats de simulation de la réponse en poursuite par CAB pour une référence sinusoïdale: 10micro mètre de fréquence 0.5 Hz. a) Déplacement en poursuite. b) Erreur en poursuite. c) Tension de commande. d) Incertitude.

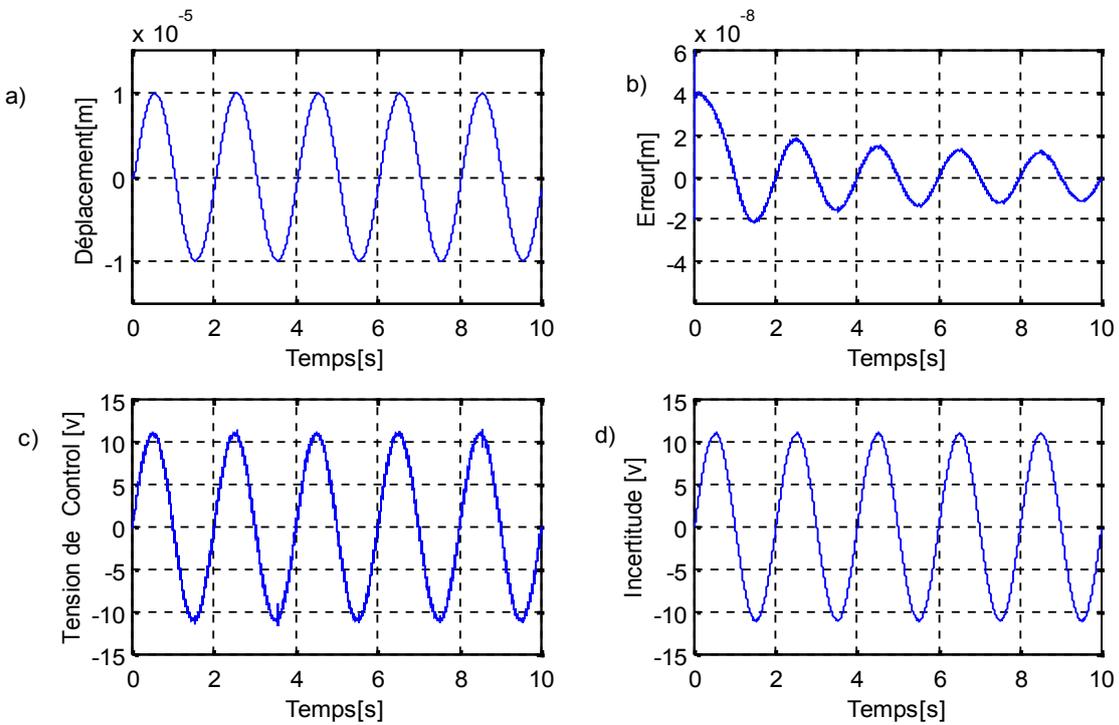


Fig.5-3 Résultats de simulation de la réponse en poursuite par CAB pour une référence sinusoïdale: 10micro mètre de fréquence 0.5 Hz. en Charge 10N a) Déplacement en poursuite. b) Erreur en poursuite. c) Tension de commande. d) Incertitude.

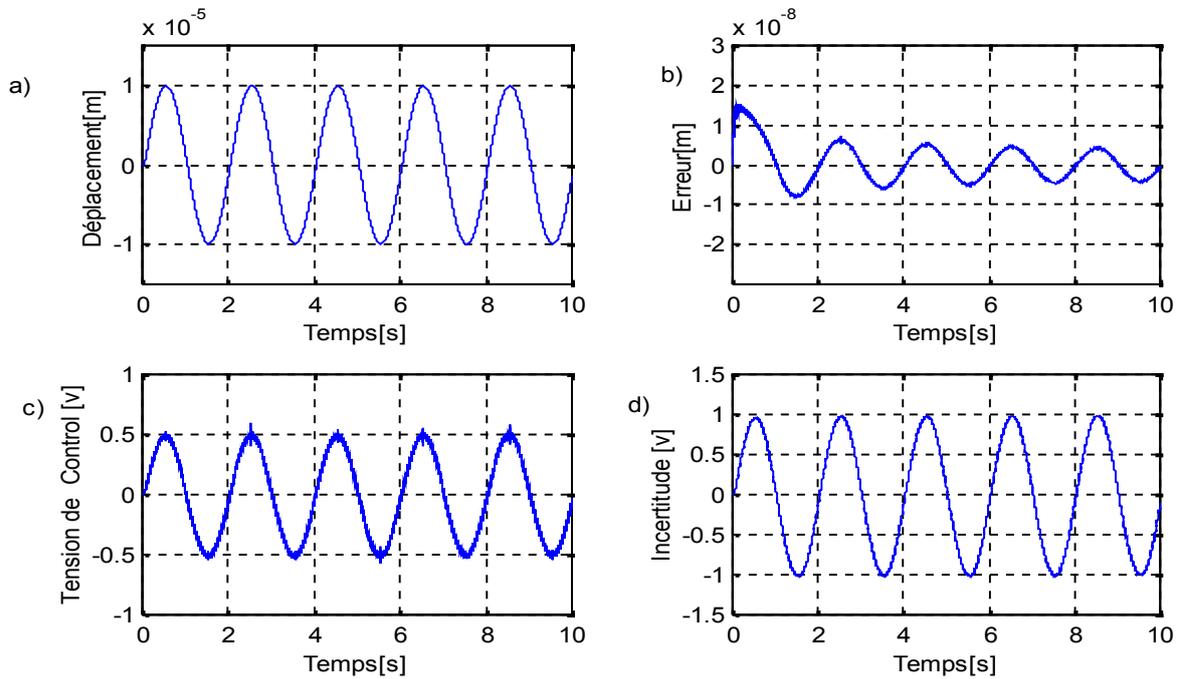


Fig.5-4 Résultats de simulation de la réponse en poursuite par CAB pour une référence sinusoïdale: 10micro mètre de fréquence 0.5 Hz. en variant le paramètre  $K_e$  .a) Déplacement en poursuite. b) Erreur en poursuite. c) Tension de commande. d) Incertitude.

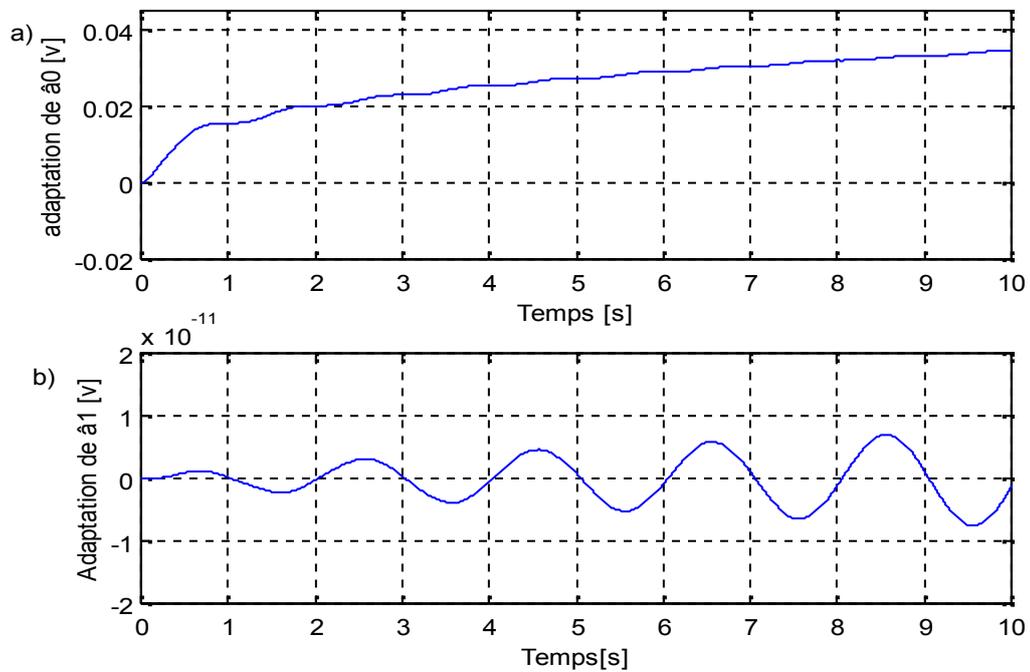


Fig.5-5 Résultats de simulation de la CAB pour une référence sinusoïdale de 10 micro mètre et de fréquence 0.5 Hz a)Adaptation du paramètre  $\hat{a}_0$ ; b) Adaptation du paramètre  $\hat{a}_1$  .

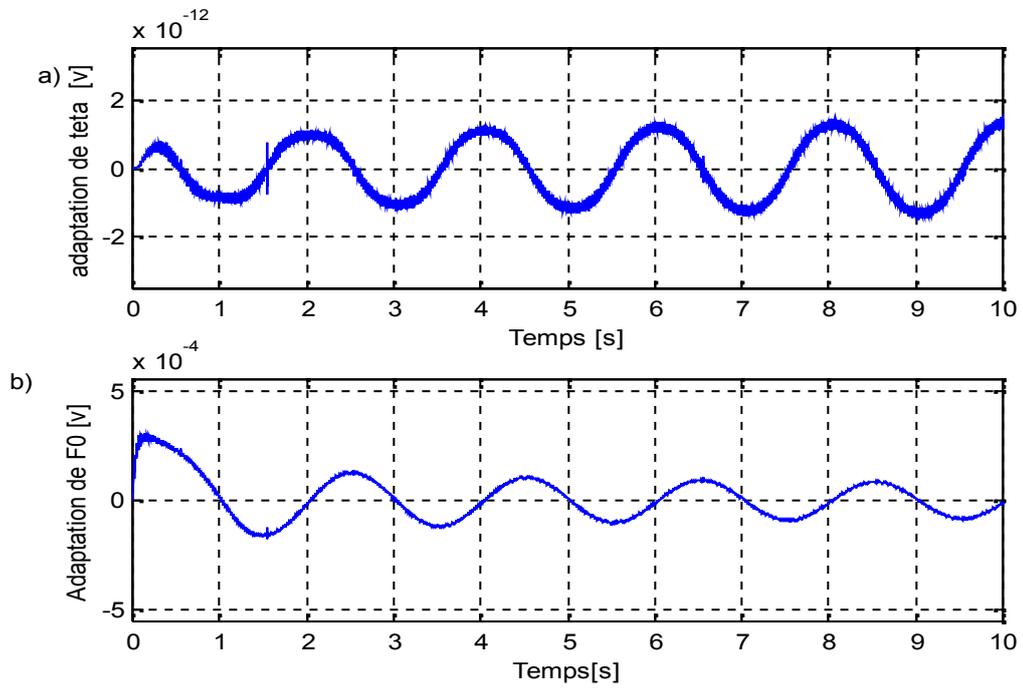


Fig5-6 Résultats de simulation de la CAB pour une référence sinusoidale de 10 micro mètre et de fréquence 0.5 Hz: a) Adaptation du paramètre  $\hat{\theta}$ ; b) Adaptation du paramètre  $\hat{F}_0$ .

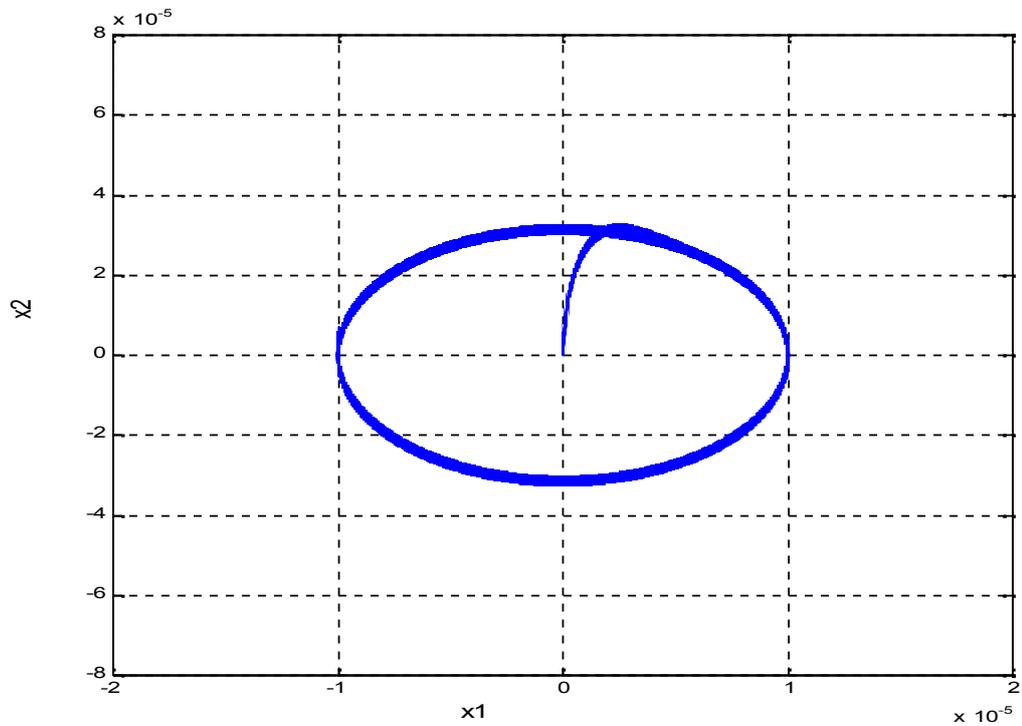


Fig.5-7 Représentation dans le plan de phase du comportement du système.

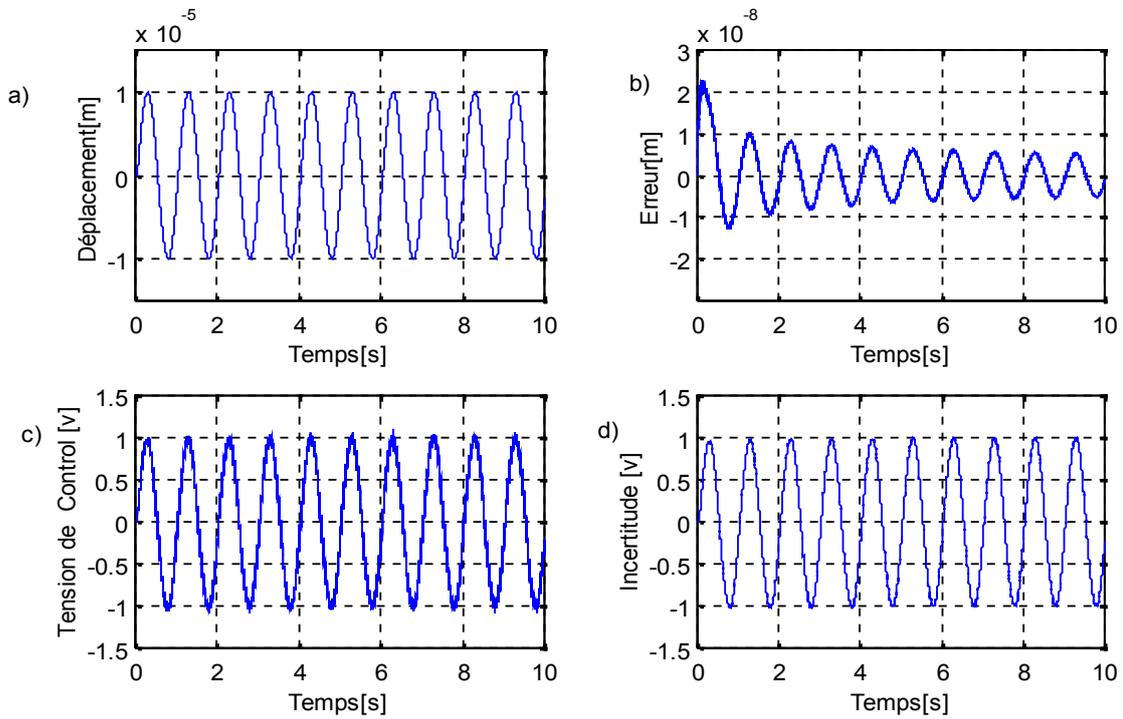


Fig.5-8 Résultats de simulation de la réponse en poursuite par CAB pour une référence sinusoïdale: 10micro mètre de fréquence 1Hz. a) Déplacement en poursuite. b) Erreur en poursuite. c) Tension de commande. d) Incertitude.

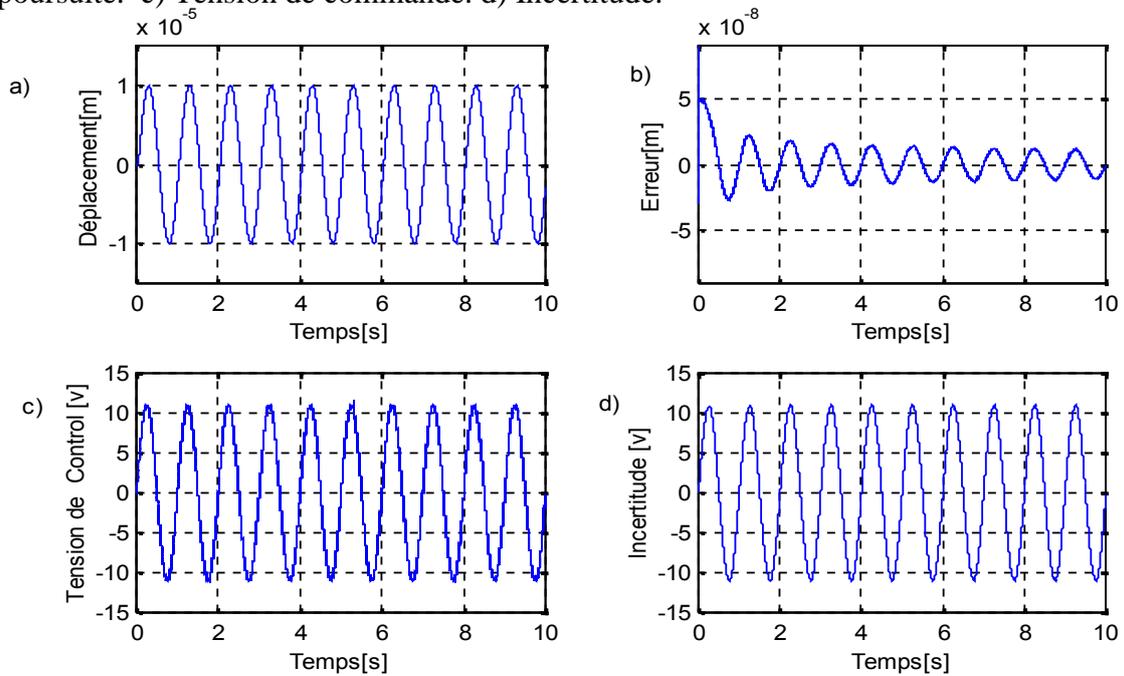


Fig.5-9 Résultats de simulation de la réponse en poursuite par CAB pour une référence sinusoïdale: 10micro mètre de fréquence 1 Hz. en Charge 10N a) Déplacement en poursuite. b) Erreur en poursuite. c) Tension de commande. d) Incertitude.

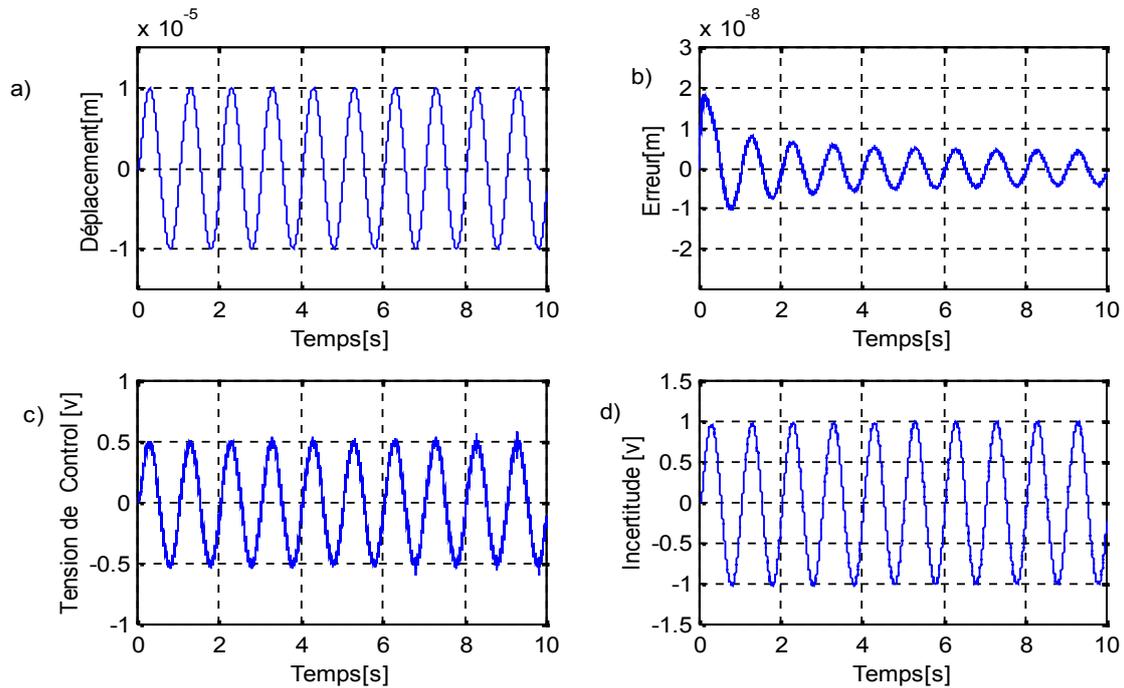


Fig.5-10 Résultats de simulation de la réponse en poursuite par CAB pour une référence sinusoïdale: 10micro mètre de fréquence 1 Hz. en varions le paramètre  $K_e$ . a) Déplacement en poursuite. b) Erreur en poursuite. c) Tension de commande. d) Incertitude.

chaque situation du système. Les figures ((5-2)à (5-4) et (5-8) à (5-10)) montrent la bonne convergence du système vers le signal de référence. Cependant, en analysant l'erreur de poursuite à travers les figures (5-2) et (5-8), on note la présence d'une erreur initiale égale à 20 nanomètre. Pour tester la robustesse de la commande par la CAB, les figures ((5-3),(5-9) et (5-4)(5-10)), nous donnent les résultats de simulation concernant le contrôle de déplacement du MPE lors d'une application d'une charge de 10 N. Ainsi lors d'une variation de coefficient de tension à la force ( $k_e$ ) de (MPE), les performances du réglage sont satisfaisantes, le déplacement suit parfaitement sa référence, un rejet très rapide de la perturbation et la dynamique de poursuite de la consigne n'est pas affectée par la variation paramétrique introduite sur le système. Ce qui démontre que la commande CAB présente une forte robustesse vis-à-vis de ces variations.

Nous remarquons d'après ces figures, que l'utilisation des gains adaptatifs prennent des valeurs relativement faibles et se stabilisent tout au long du temps, se qui montre que l'adaptation des gains assure la stabilité du système, surtout en présence des perturbations.

## 5-6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la commande adaptative par la technique de backstepping dont la force d'hysteresis est décrite par le modèle de LuGre, et où les paramètres du modèle sont supposés incertains. Dans ce cas, le modèle de LuGre est divisé en deux parties. Les paramètres inconnus d'une part sont incorporés dans la conception de l'estimateur, et d'autre part, on considère que la perturbation est bornée. La commande ainsi développée nous permet d'assurer une très bonne poursuite de déplacement. Les différentes simulations faites montrent que le système de régulation donne de bonnes performances. La stabilité du système en boucle fermée est analysée par la synthèse de Lyapunov. Les résultats de simulation obtenus reflètent l'efficacité de cette approche pour prendre en charge les systèmes non linéaires multivariables à paramètres incertains.

# **Chapitre six**

## **Étude comparative**

---

---

## 6-1 Étude comparative entre les différentes techniques de commande appliqués au MPE

Nous abordons, entre autres, dans cette partie, une étude comparative de cinq techniques de commande, présentées précédemment. Cette comparaison est faite dans les mêmes conditions de fonctionnement (références, charges, perturbations, ...) et dans une même configuration de simulation numérique (fréquence, durée de simulation, ...). La première technique utilise un régulateur classique du type proportionnel-intégral à coefficients constants, la seconde commande dite adaptatifs, la troisième est basée sur un régulateur à structure variable, la quatrième commande intelligente "neuro-glissement". Et enfin la dernière technique dite adaptatifs backstepping.

La meilleure stratégie de commande est celle qui répond mieux aux exigences à savoir:

- Meilleures performances statiques et dynamiques;
- Meilleures poursuites des consignes de contrôle (déplacement);
- Meilleurs rejets de perturbations (charge);
- Insensibilité aux variations des paramètres;
- Moindre complexité vis-vis de l'implantation.

La comparaison que nous faisons dans cette étude entre les différentes commandes a pour but de montrer les forces et faiblesses de chacune des méthodes en vue de permettre un meilleur choix de la méthode de commande face à un problème de tracking donné. L'étude comparative est faite comme suit:

- Etude comparative entre la commande PI et CA;
- Etude comparative entre la commande CSV et NG;
- Etude comparative entre la commande PI et CAB.

Les trois groupes de tests sont simulés dans les conditions suivantes:

- Réponse en poursuite à une fréquence de 0.5 Hz et d'amplitude 10micron mètre;
- Réponse en poursuite à une charge de 10 N de fréquence de 0.5 Hz et d'amplitude 10micron mètre;
- Réponse en poursuite pour une variation paramétrique de fréquence de 0.5 Hz et d'amplitude 10micron mètre.

---

---

## 6-2 Interprétation des résultats de simulation

### 6-2-1 La première comparaison

Les résultats de l'application de la commande par PI et CA pour le MPE sont présentés par les courbes de la figure(6-1). On teste la robustesse des deux techniques de commande vis-à-vis de l'application d'une charge de 10 N et une variation de parametre  $K_e$  ( $K_e = K_e + 100\% K_e$ ) (figures (6-2) et (6-3) ) respectivement. Ces dernieres représentent le déplacement en poursuite, l'erreur en poursuite, la tension de la commande et l'incertitude. D'où nous pouvons constater que le déplacement suit bien sa valeur de référence dans les deux commande, les tensions de commande et l'incertitudes ont même amplitude, par contre la tension de commande pour la CA présente des pics au niveau des alternances positive et négative, cela est due à une variation dans les parametres du système non linéaire. Par ailleurs, les erreurs de poursuite sont relativement faibles et restent très inferieures à celles obtenus par la commande PI.

### 6-2-2 La dixième comparaison

L'utilisation des régulateurs CSV et NG est exploré à partir des figures (6-4, 6-5, 6-6). Les mêmes conditions de tests sont utilisés. Les réponses montrent bien que la poursuite de trajectoire de déplacement s'établit sans dépassement. La variation du paramètre  $K_e$  n'a pas affecté la qualité de la commande figure 6-6. La poursuite de la trajectoire de référence et le rejet de la perturbation paramétrique sont bien pris en charge par les deux commandes CSV et NG. Pour mettre en évidence l'avantage du régulateur NG sur la CSV, nous avons comparé les robustesses du CSV et NG par rapport aux perturbation d'une charge de 10 N testée pour une poursuite de la trajectoire de déplacement de référence. Nous avons remarqué que l'action de la commande assure un établissement sans dépassement, la régulation et de la poursuite de la référence.

### 6-2-3 La troisième comparaison

Afin d'illustrer le comportement du mécanisme de positionnement piezoélectrique, pour la commande de déplacement du MPE par les deux techniques de commandes PI et CAB, nous

avons considéré les essais suivants:

- Essai de la poursuite;
- Essai de la poursuite suivi d'une application d'une charge de 10 N;
- Robustesse vis-à-vis les variations paramétriques.

La figure 6-7 illustre le résultat obtenu pour la simulation lors d'un suivi de trajectoire de déplacement, pour une consigne de référence 10 micron mètre de fréquence 0.5 Hz. Le déplacement atteint la valeur de consigne sans dépassement et avec une erreur de poursuite inférieure à celle du réglage classique par un PI. Pour tester la robustesse du réglage du MPE, on a introduit une charge de 10 N (figure 6-8) et une variation de paramètre  $K_e$  (figure 6-9). On constate que le déplacement atteint sa référence sans dépassement et que l'introduction de la charge conduit à une augmentation de l'erreur en poursuite, mais cette dernière est toujours inférieure à celle du PI.

Le tableau 6-1 résume notre étude comparative des trois structures de comparaison.

Crétère d'évaluation	La première comparaison		La deuxième comparaison		La troisième comparaison	
	PI	CA	CSV	NG	PI	CAB
Erreur [m]	$1.10^{-8}$	$3.3.10^{-9}$	$1.2.10^{-8}$	$1.10^{-11}$	$1.10^{-8}$	$(1.8-0.4).10^{-8}$
Robustesse face aux perturbations	= 1.075%	= 0.388%	= 0.115%	= 0.026%	= 1.076%	= =0.111%
Robustesse face aux variations paramétriques	= 0.034%	= 0.001%	= 0.047%	= 0.001%	= 0.036%	= =0.026%
Complexité	Simple	Elevée	Moyenne	Elevée	Simple	Elevée

Tableau 6-1 :Résultats Comparatifs.

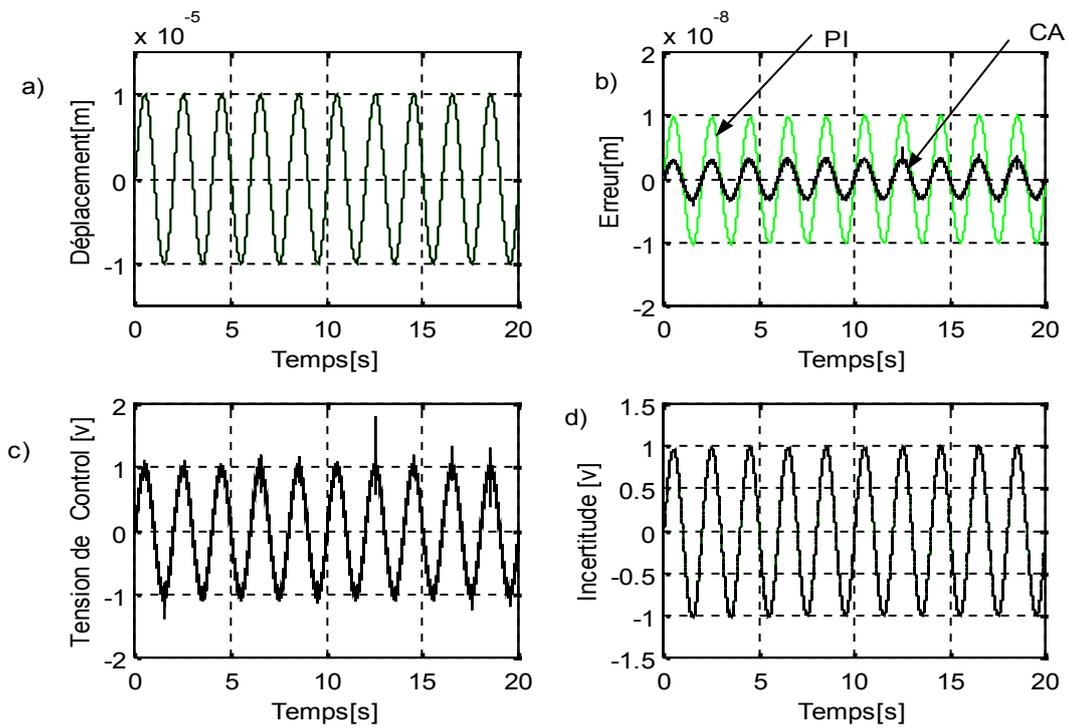


Fig.6-1 Comparaison entre la réponse en poursuite de la trajectoire de référence par PI et CA pour une référence sinusoïdale: 10micro mètre de fréquence 0.5 Hz. a) Déplacement en poursuite. b) Erreur en poursuite. c) Tension de commande. d) Incertitude.

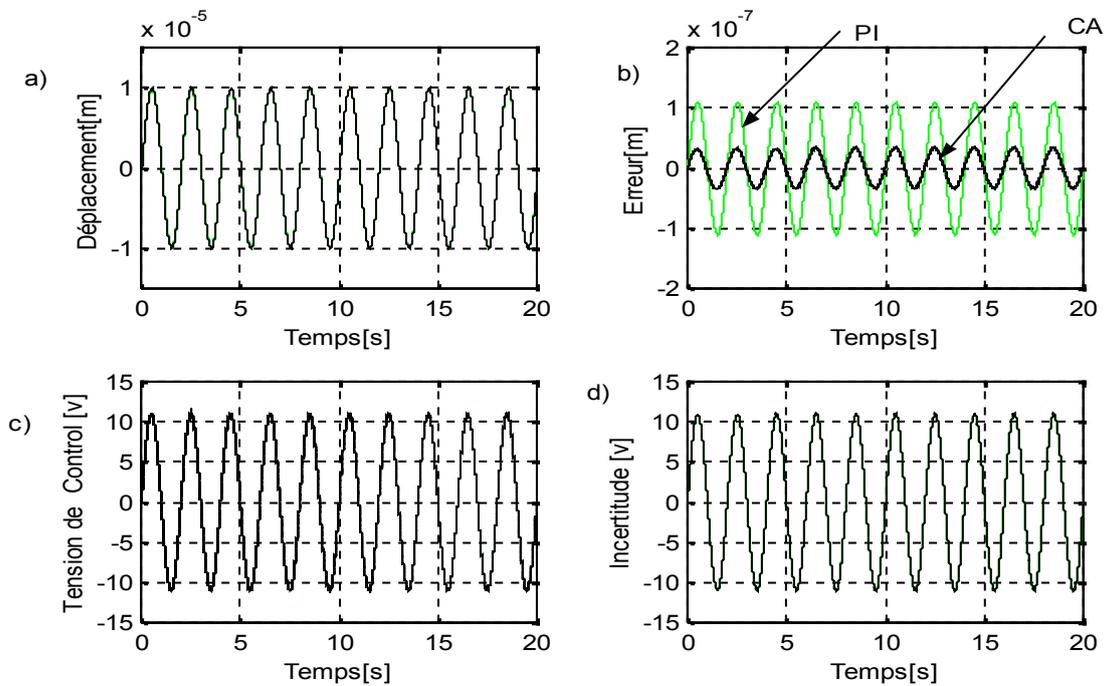


Fig.6-2 Comparaison entre la robustesse du PI et du CA à une perturbation de charge de 10N pour une référence sinusoïdale: 10micro mètre de fréquence 0.5 Hz. a) Déplacement en poursuite. b) Erreur en poursuite. c) Tension de commande. d) Incertitude.

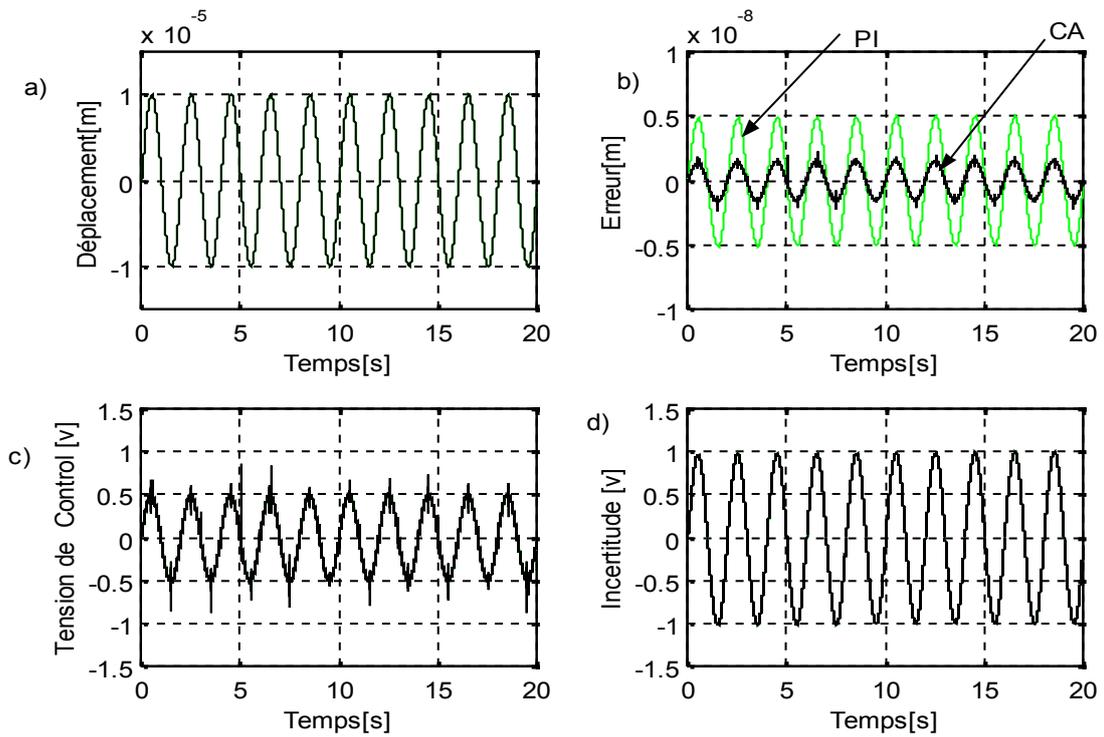


Fig.6-3 Comparaison entre la robustesse du PI et du CA à une variation paramétrique de  $K_e$  pour une référence sinusoïdale: 10micro mètre de fréquence 0.5 Hz. a) Déplacement en poursuite. b) Erreur en poursuite. c) Tension de commande. d) Incertitude..

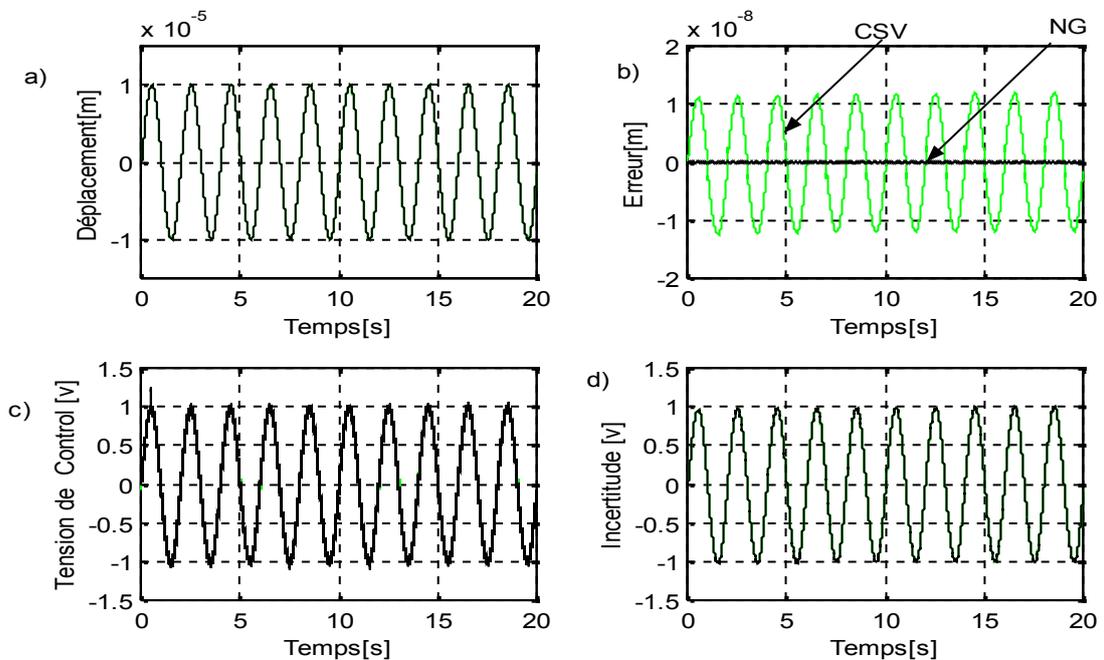


Fig.6-4 Comparaison entre la réponse en poursuite de la trajectoire de référence par CSV et NG pour une référence sinusoïdale: 10micro mètre de fréquence 0.5 Hz. a) Déplacement en poursuite. b) Erreur en poursuite. c) Tension de commande. d) Incertitude.

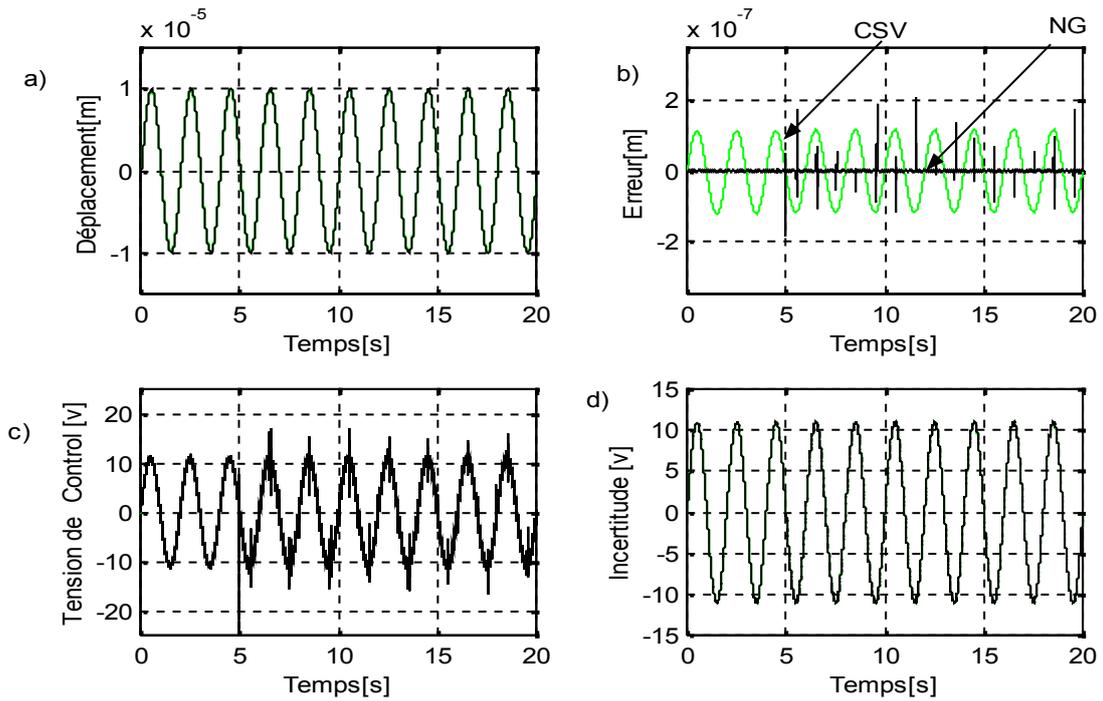


Fig.6-5 Comparaison entre la robustesse du CSV et du NG à une perturbation de charge de 10N pour une référence sinusoïdale: 10micro mètre de fréquence 0.5 Hz. a) Déplacement en poursuite. b) Erreur en poursuite. c) Tension de commande. d) Incertitude.

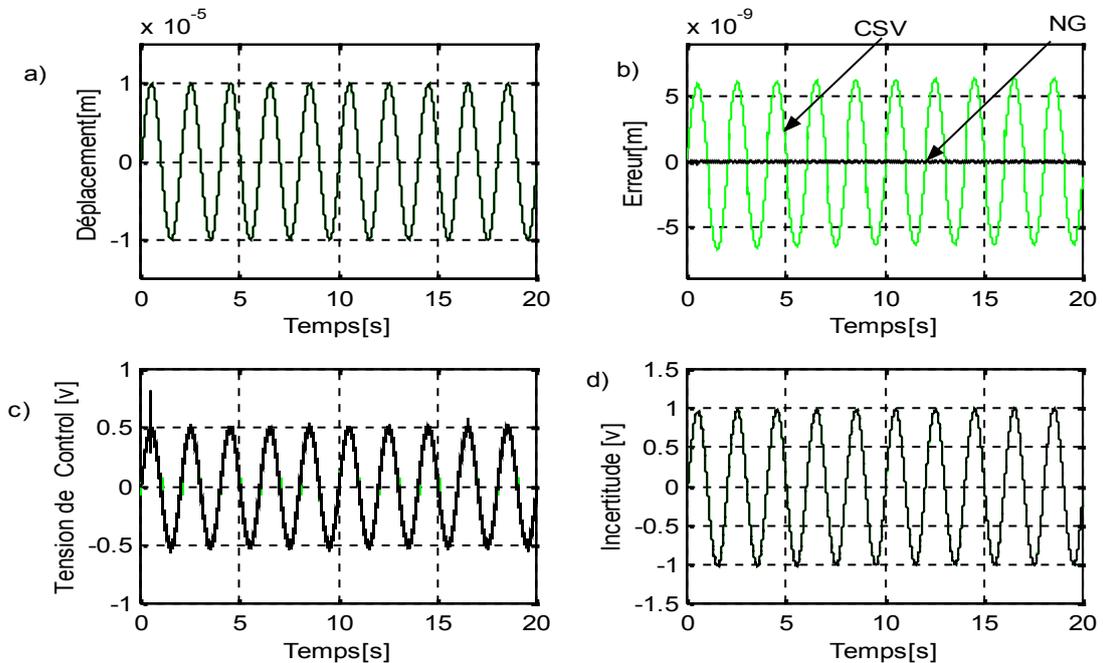


Fig.6-6 Comparaison entre la robustesse du CSV et du NG à une variation paramétrique de  $K_e$  pour une référence sinusoïdale: 10micro mètre de fréquence 0.5 Hz. a) Déplacement en poursuite. b) Erreur en poursuite. c) Tension de commande. d) Incertitude.

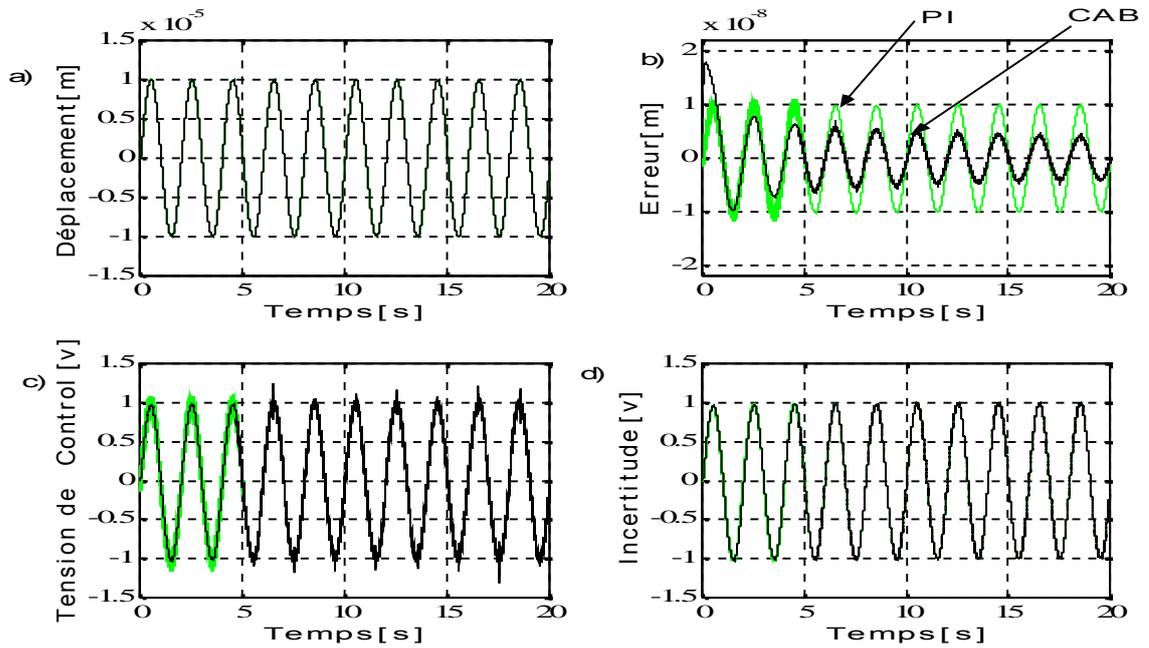


Fig.6-7 Comparaison entre la réponse en poursuite de la trajectoire de référence par PI et CAB pour une référence sinusoïdale: 10micro mètre de fréquence 0.5 Hz. a) Déplacement en poursuite. b) Erreur en poursuite. c) Tension de commande. d) Incertitude.

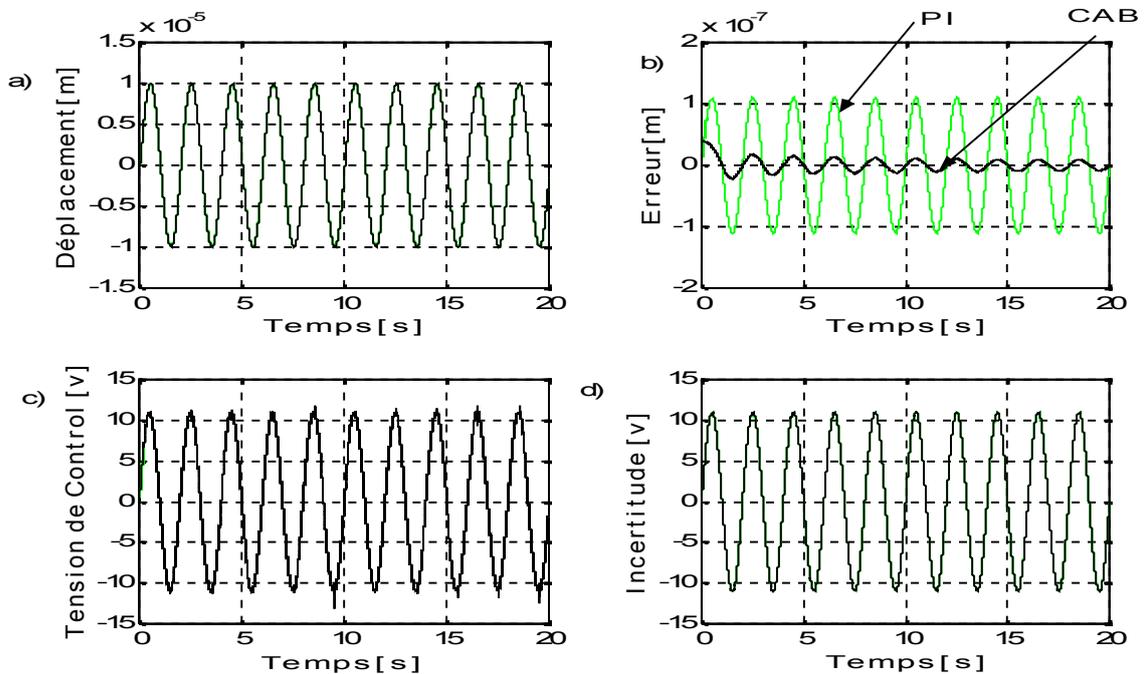


Fig 6-8 Comparaison entre la robustesse du PI et du CAB à une perturbation de charge de 10N pour une référence sinusoïdale: 10micro mètre de fréquence 0.5 Hz. a) Déplacement en poursuite. b) Erreur en poursuite. c) Tension de commande. d) Incertitude.

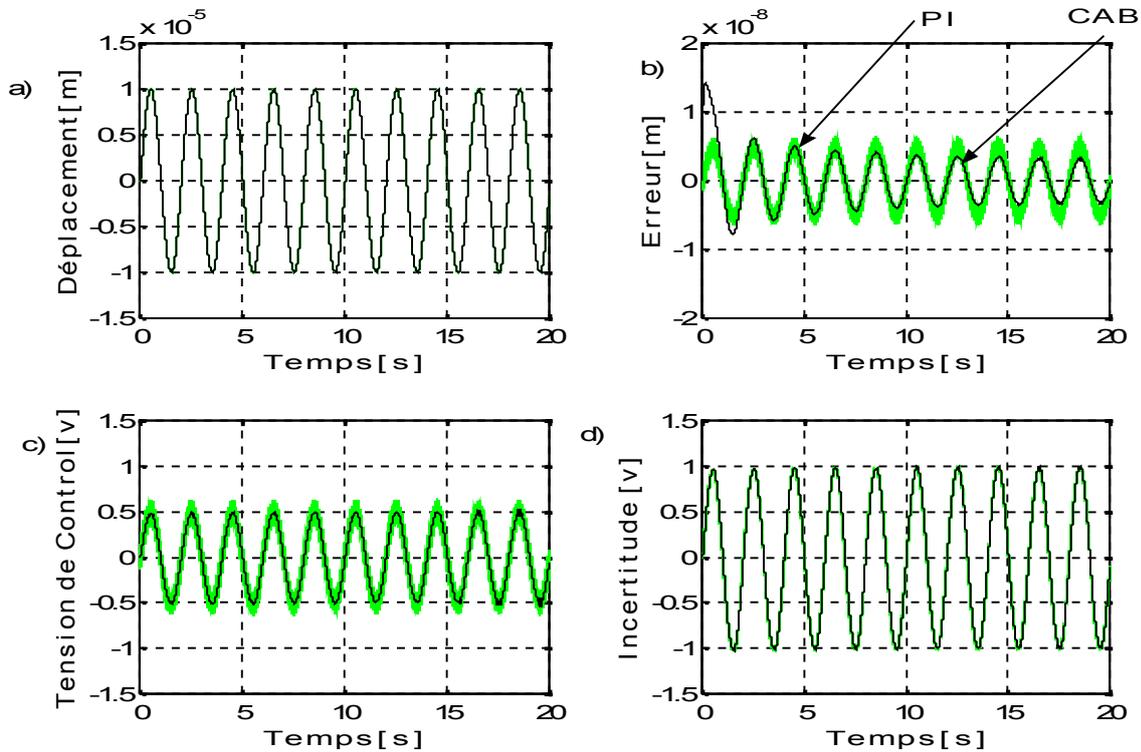


Fig.6-9 Comparaison entre la robustesse du PI et du CAB à une variation paramétrique de  $K_e$  pour une référence sinusoïdale: 10micro mètre de fréquence 0.5 Hz. a) Déplacement en poursuite. b) Erreur en poursuite. c) Tension de commande. d) Incertitude.

### 6-3 Conclusion

Ce chapitre nous a permis d'effectuer une étude comparative des performances et de robustesse des régulateurs :

- PI et CA;
- PI et CAB;
- CSV et NG.

Les avantages et l'inconvénients majeurs de l'application de ces commandes au MPE sont aussi exposés. Nous avons mis en évidence le comportement de la régulation de déplacement dans ces trois types de comparaisons sans modifier la structure globale du système. Les résultats de simulations obtenus montrent clairement que de bonnes performances sont garanties par les trois commandes CA, CAB et NG. Les réponses sont satisfaisants et plus robustes lors des perturbations représentées par une charge de 10 N et les variations paramétriques du MPE.

# Chapitre sept

# Mise en œuvre expérimentale

---

Dans ce chapitre, les travaux de recherche relatifs à l'implantation en temps réel et le validation expérimentale ont été effectués sur le banc d'essai du laboratoire de génie électrique de l'université de Moncton sous la direction du Pr. Kaddouri Azeddine.

L'objectif de cette partie expérimentale est d'appliquer une commande PID au MPE de type SQUIGGLE . Ce contrôleur devra également répondre à des marges de robustesses définies à l'avance.

Ce travail s'est déroulé en trois étapes:

- 1- La modélisation du MPE à l'aide du modèle Coleman-Hodgdon( C-H).
- 2- L'identification des paramètres du MPE en utilisant un algorithme basé sur la technique de PSO (les particules Swarm optimisation ).
- 3- L'application de la commande PID au système étudié.

### **7-1 Introduction**

Les systèmes micro/nano positionnement sont des manipulateurs dédiés qui présentent une bonne répétabilité et une bonne précision de positionnement de l'ordre submicronique au sub nanomètre. Généralement, les systèmes de positionnement sont adoptées pour les applications comme le microscope a sonde de balayage (SPM), le manipulateur des cellules biologiques, etc... Grace aux actionneurs piézoélectriques de type a empilements en PZT qui ont des bonnes caractéristiques avec une résolution subnanomètre, une force de blocage, une grande rigidité et principalement une réponse rapide. Cependant, on note une non linéarité des PZT dans le système en raison de son hystérésis qui se manifeste par la stratégie voltage/position. Le développement d'un modèle dynamique pour décrire le comportement d'hystérésis est très important pour l'amélioration de la commande des MPEs. La modélisation et le contrôle des MPE font l'objet de grands travaux de recherche durant ces deux décennies. Deux approches sont proposées; la première utilise le contrôle feedforward [86]-[88], alors que la deuxième, le contrôle feedback[89],[90]. Dans notre travail, le modèle de Coleman-Hodgdon C-H a été présenté et amélioré pour décrire le taux dépendant d'hystérésis dans les matériaux ferromagnétique doux en fonction d'une équation différentielle ordinaire, concernant le champ magnétique H en fonction de flux magnétique B [91]. Le modèle est ensuite étendu pour décrire l'hystérésis des piézoélectriques en remplaçant le champ magnétique H en fonction de flux magnétique B par la tension U et la position X respectivement [92]. Il a été prouvé que le modèle C-H peut décrire le taux indépendant d'hystérésis avec une erreur inférieure à 1 % en utilisant moins de 10 paramètres. Plusieurs améliorations du modèle C-H sont proposées pour

décrire l'asymétrie d'hystérésis dans la déformation des systèmes optiques à mémoire[93], et dans la microscopie à force atomique AFM,[94].

## 7-2 Modélisation d'hystérésis

La modélisation des actionneurs piézoélectrique constitue un problème particulièrement délicat. En effet, le MPE représenté par un système non linéaire dont les paramètres varient suivant le point de fonctionnement. Comment la présence d'hystérésis se traduit-elle dans les données expérimentales? Par définition le comportement hystérétique réagit non seulement en fonction du déplacement imposé mais aussi en fonction de son passé. On suppose en outre que l'évolution de la position  $X$  ne dépend que de l'évolution de la tension  $U$ . Dans cette étude, nous nous sommes concentrés sur un seul axe qui est également utilisé pour vérifier le modèle d'hystérésis.

### 7-2-1 Amélioration du modèle d'hystérésis de C-H

Le modèle de Coleman-Hodgdon (C-H) est présenté pour décrire le taux indépendant d'hystérésis des matériaux ferromagnétique doux. L'amélioration du modèle C-H pour la description de l'hystérésis des piézoélectriques est décrit ci-dessous. Ce modèle présente une expression mathématique simple et cet atout est très important. Le modèle C-H est décrit par les équations suivantes[95]:

$$x(U) = \begin{cases} (A_1 - A_2 e^{-A_3 V_R})U - A_4 \left( 1 - \frac{2e^{-A_4 U}}{e^{-A_4 V_m} + e^{-A_4 V_M}} \right), & \text{si } U \geq 0 \\ (A_1 - A_2 e^{-A_3 V_R})U + A_4 \left( 1 - \frac{2e^{A_4 U}}{e^{A_4 V_m} + e^{A_4 V_M}} \right), & \text{si } U < 0 \end{cases} \quad (7-1)$$

où

$U$  et  $\dot{U}$  représentent la tension d'entrée et de son première dérivé,  $x$  est la sortie de la position  $V_m$  et  $V_M$  sont des tensions d'entrées minimum et maximum respectivement. La plage de la tension est  $V_R = V_M - V_m$  et  $A_1 - A_4$  sont des paramètres constants. Les conditions de

charges initiales de la courbe  $x_0$  sont exprimées par:

$$V_R = V_M = V_m = 0 \text{ c.-à-d.}$$

$$x(U) = \begin{cases} (A_1 - A_2)U - A_4(1 - e^{-A_3 U}), \text{ si } \dot{U} \geq 0 \\ (A_1 - A_2)U + A_4(1 - e^{A_3 U}), \text{ si } \dot{U} < 0 \end{cases} \quad (7-2)$$

Le modèle donné par l'équation (7-2) décrit le cycle symétrique d'hystérésis à 5 paramètres avec une erreur d'approximation de 1%, [96]. Les recherches actuelles ont permis une amélioration de modèle C-H décrivant l'asymétrie d'hystérésis comme suit:

$$x(U) = \begin{cases} (A_1 - A_2 e^{-A_3 V_R})U - A_4 \left( 1 - \frac{2e^{-A_4 U}}{e^{-A_4 V_m} + e^{-A_4 V_M}} \right) + A_6, \text{ si } \dot{U} \geq 0 \\ (A_1 - A_2 e^{-A_3 V_R})U + A_4 \left( 1 - \frac{2e^{A_4 U}}{e^{A_4 V_m} + e^{A_4 V_M}} \right) + A_6, \text{ si } \dot{U} < 0 \end{cases} \quad (7-3)$$

Les six paramètres  $A_1 - A_6$  sont des constantes à déterminer. Les relations entre les paramètres du modèle et le cycle d'hystérésis sont représentées dans la figure.7-1. La ligne verticale

$U = (V_M + V_m)/2$ , coupe l'axe  $x$  en un seul point  $x_0$  et le cycle d'hystérésis en deux points. La courbe d'hystérésis dans les deux directions (montante et descendante) converge vers un

exponentielle décroissant  $e^{-A_3 U}$  d'une ligne asymptotique linéaire  $x = KU + A_4 + A_6$ , où la pente  $K = A_1 + A_2 e^{-A_3 V_R}$

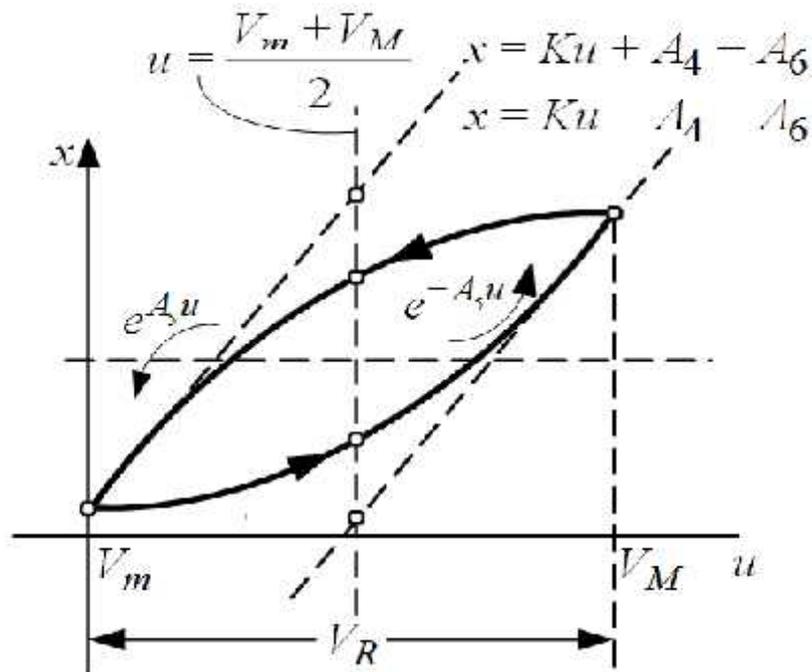


Figure 7-1 Relation entre les paramètres du modèle C-H et le cycle d'hystérésis

### 7-3 Identification des paramètres

La principale difficulté du modèle C-H provient de la non linéarité du modèle par rapport aux paramètres. Ce qui nous amène à identifier les six paramètres. L'identification des paramètres du modèle C-H est un processus difficile à réaliser. Plusieurs tentatives basées sur les méthodes d'identification ont été publiées [97-100]. La procédure présentée ici est une approche d'identification des paramètres du modèle C-H à l'aide d'un algorithme basé sur les particules Swarm optimisation (PSO). La structure de cet algorithme est donnée par l'organigramme de la figure 7-2. [101]

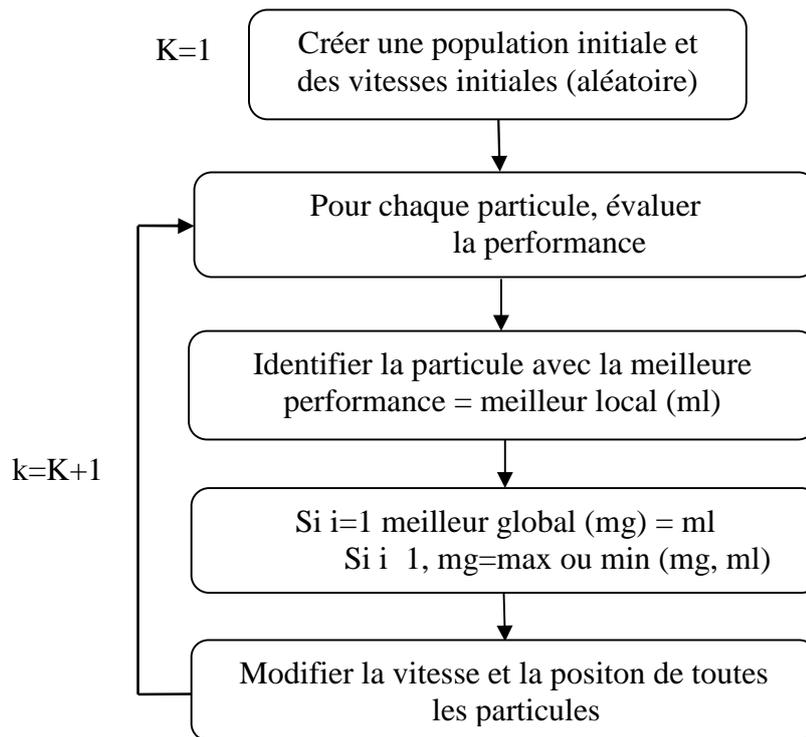


Figure 7-2 Le principe de l'acquisition de l'algorithme des PSO

Les résultats de l'identification des paramètres utilisés dans le calcul numérique sont résumés dans le tableau 1.

Paramètres	Valeur	Unité
A1	1e-008	$(\mu\text{m V})^{-1}$
A2	0.46827	$(\mu\text{m V})^{-1}$
A3	80.6817	$\text{V}^{-1}$
A4	0.0031324	$(\mu\text{m V})^{-1}$
A5	-0.2	$\text{V}^{-1}$
A6	0.0010047	$(\mu\text{m V})^{-1}$

Table7-1. Paramètres expérimentaux utilisés dans les simulations numériques.

Des simulations numériques du comportement du système expérimental ont été effectuées en exploitant le modèle de Coleman-Hodgdon (C-H) avec des fréquences de 1 Hz, 2 Hz et 10 Hz, à partir d'une identification des paramètres du système sont donnés dans la figure 7-3.

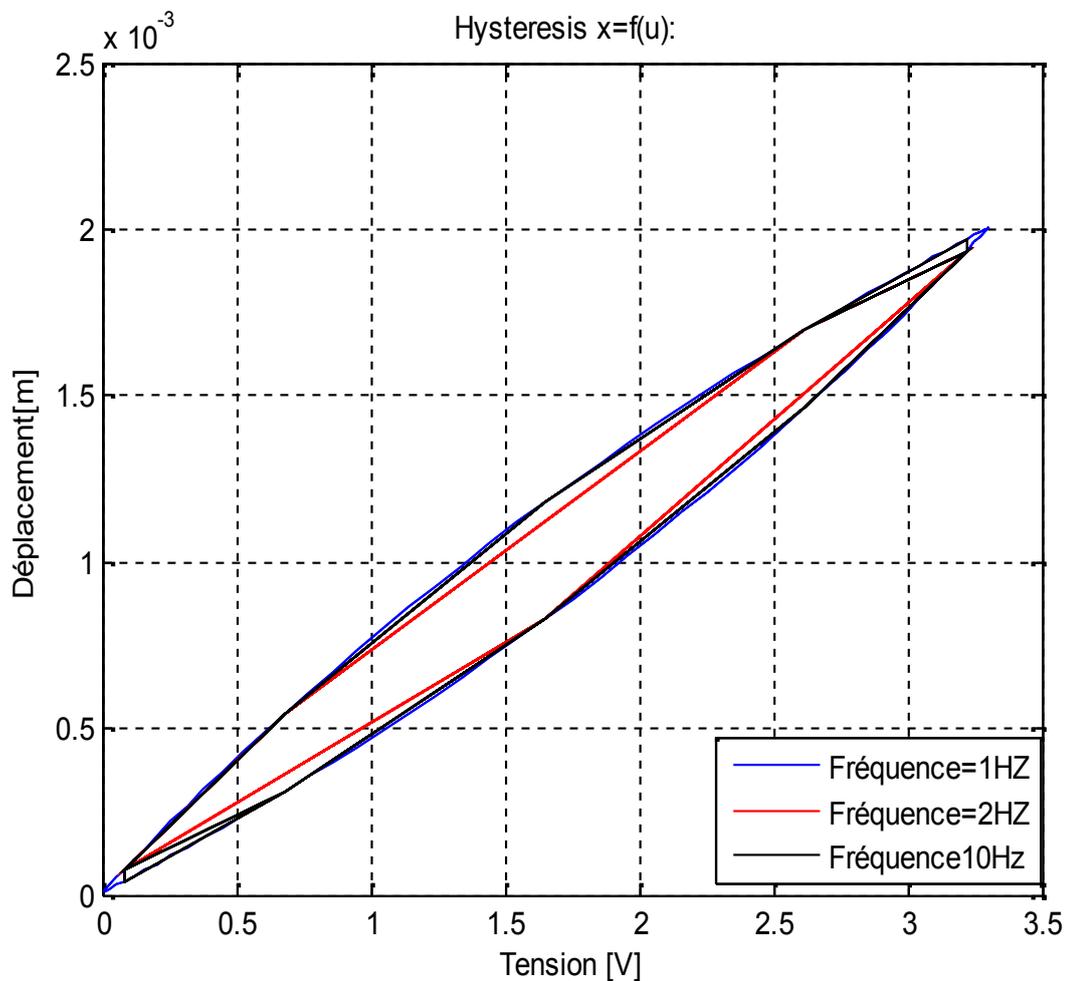


Figure.7-3 Cycle d'hysteresis obtenu par differentes fréquence

Pour la validation à partir des paramètres obtenus, on a superposé sur la figure 7-4 le cycle d'hystérésis expérimentale et celui obtenu par simulation pour une fréquence de 1 Hz.

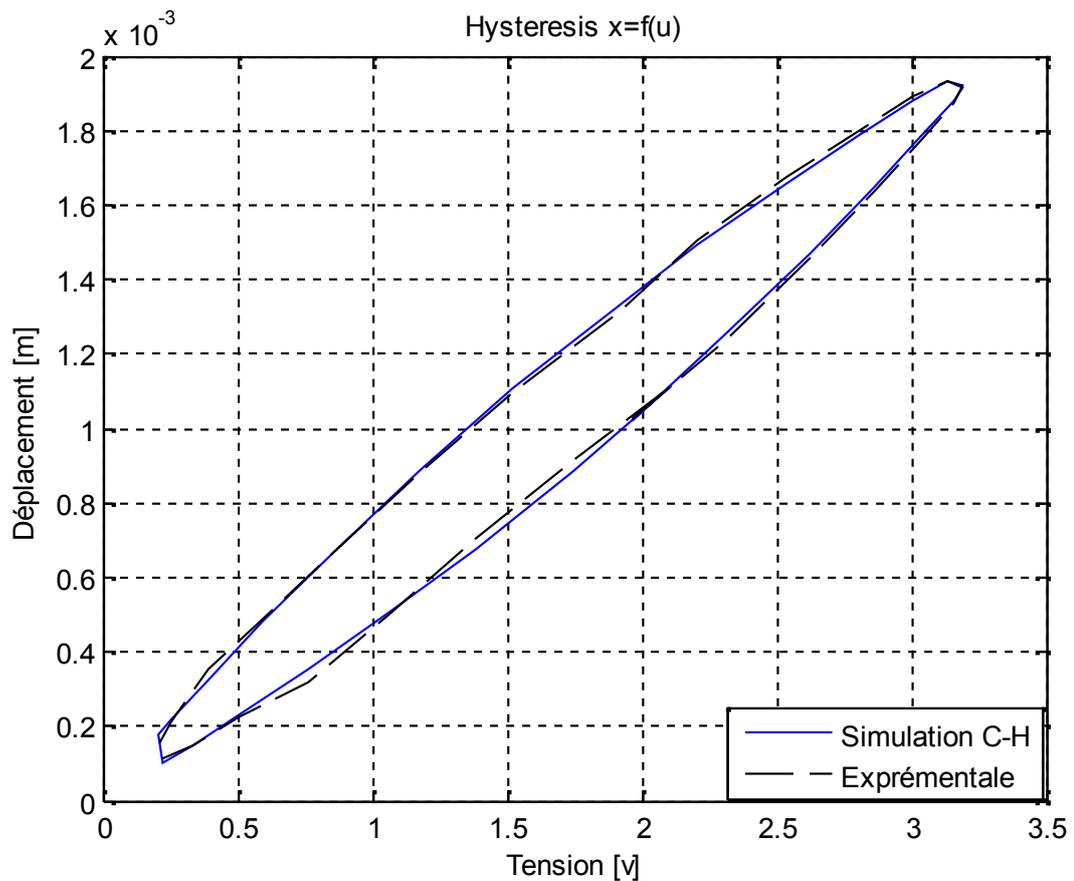


Figure7-4 Cycle d'hysteresis obtenu par PSO

La figure7-5.présente une comparaison entre une simulation et un relevé expérimental de l'évolution du position . Nous remarquons une assez bonne concordance entre les deux résultats. La figure 7-6 représente le resultat traduisant graphiquement l'évolution de l'erreur en fonction du nombre de générations. On note la convergence vers une valeur d'erreur minimale au bout de 60 générations , ce qui prouve la validité du modèle étudié.

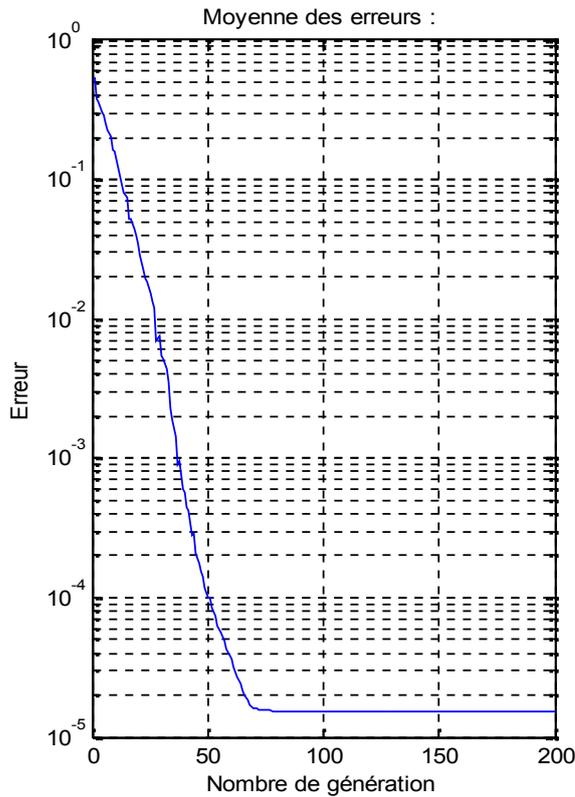


Figure 7-5. Evolution de l'erreur

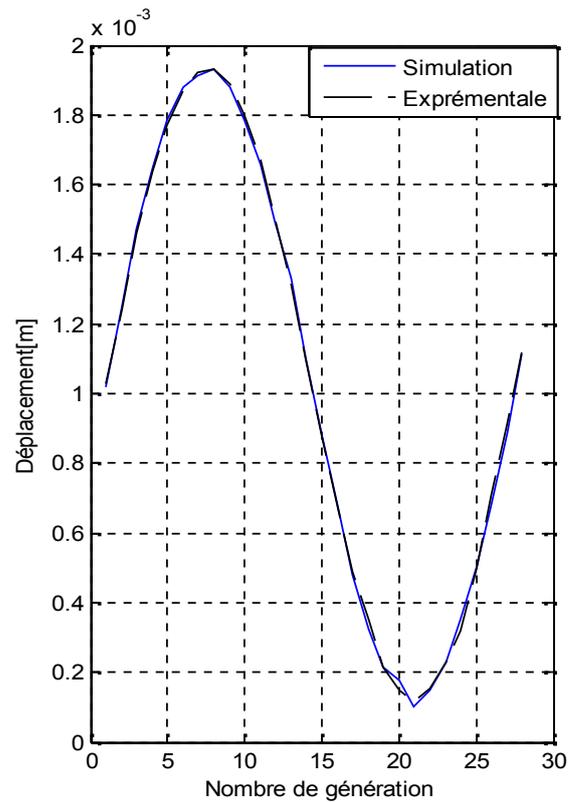


Figure 7-6 Resultat du suivi de la trajectoire de la position

## 7-4 Dispositifs expérimental

### 7-4-1 Description du banc d'essai.

Le banc d'essai a été réalisé dans le but d'introduire la commande de position par PID appliquée au MPE.

Le dispositif expérimental (figure 7-7) est constitué d'un moteur piezoelectrique de série SQL-RV-1.8 avec son driver, le signal de reference, un pc(contrôleur), un oscilloscope, une carte d'acquisition(AN).

Les principaux constituants du MPE, et son principe de fonctionnement, ainsi ses caractéristiques sont exposés ci-dessous de manière détaillée.

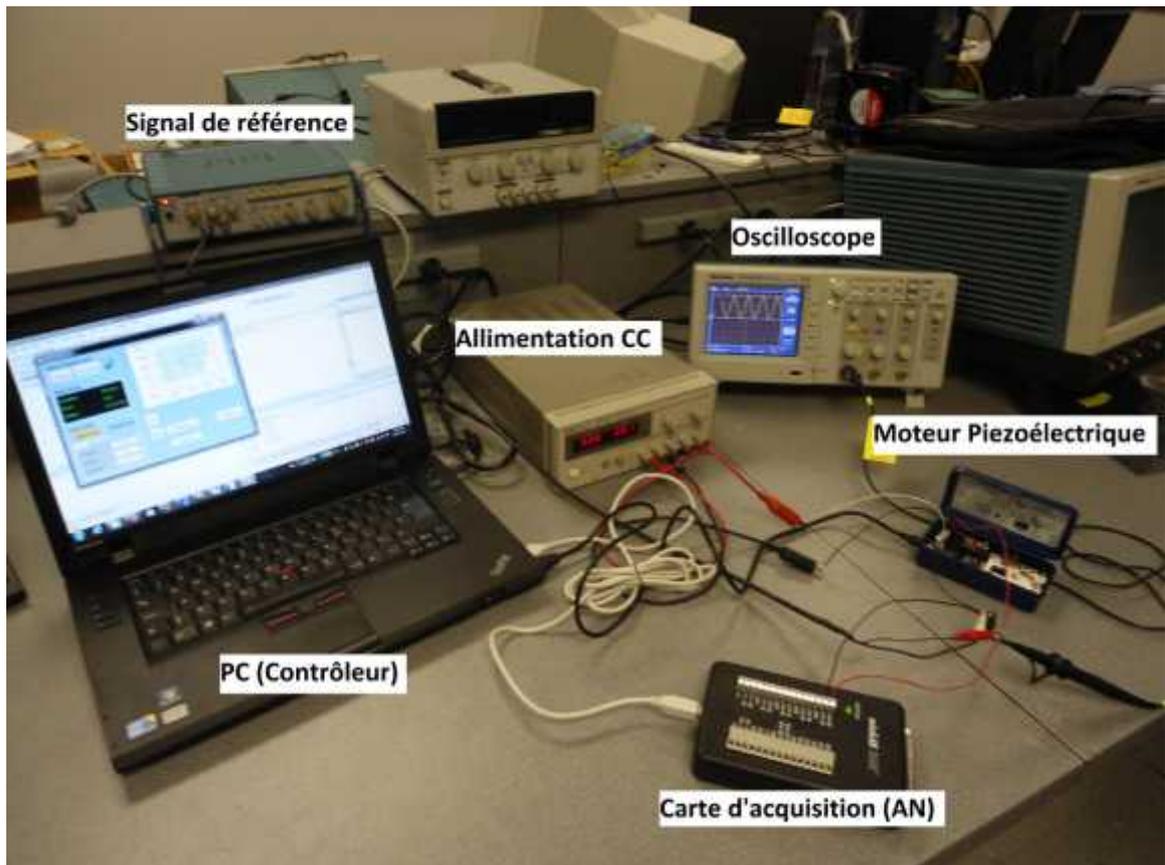


Figure7-7. Vue du dispositif expérimental

#### 7-4-2 Le principe de fonctionnement du MPE

Le principe de fonctionnement du MPE est basé sur l'effet piézoélectrique inverse. Le moteur squiggle est un petit moteur linéaire qui délivre des courses millimétriques avec une précision submicron et de force de poussée élevée. Il résiste aux chocs et consomme très peu d'énergie. Ce moteur se compose de quatre plaques piézoélectriques en PZT de type à empilement attaché à un écrou filté avec une vis d'accouplement filté à l'intérieur (figure 7-8). Quatre voies à onde carrés ou sinusoïdale en quadrature sont appliquées aux plaques piézoélectriques afin de créer des vibrations ultrasoniques, ce qui entraîne l'écrou à vibrer sur une orbite Hulla Hoop provoquant la vis d'accouplement à la rotation et la translation. L'inverse du sens de l'orbite permet de changer la direction de la vis.

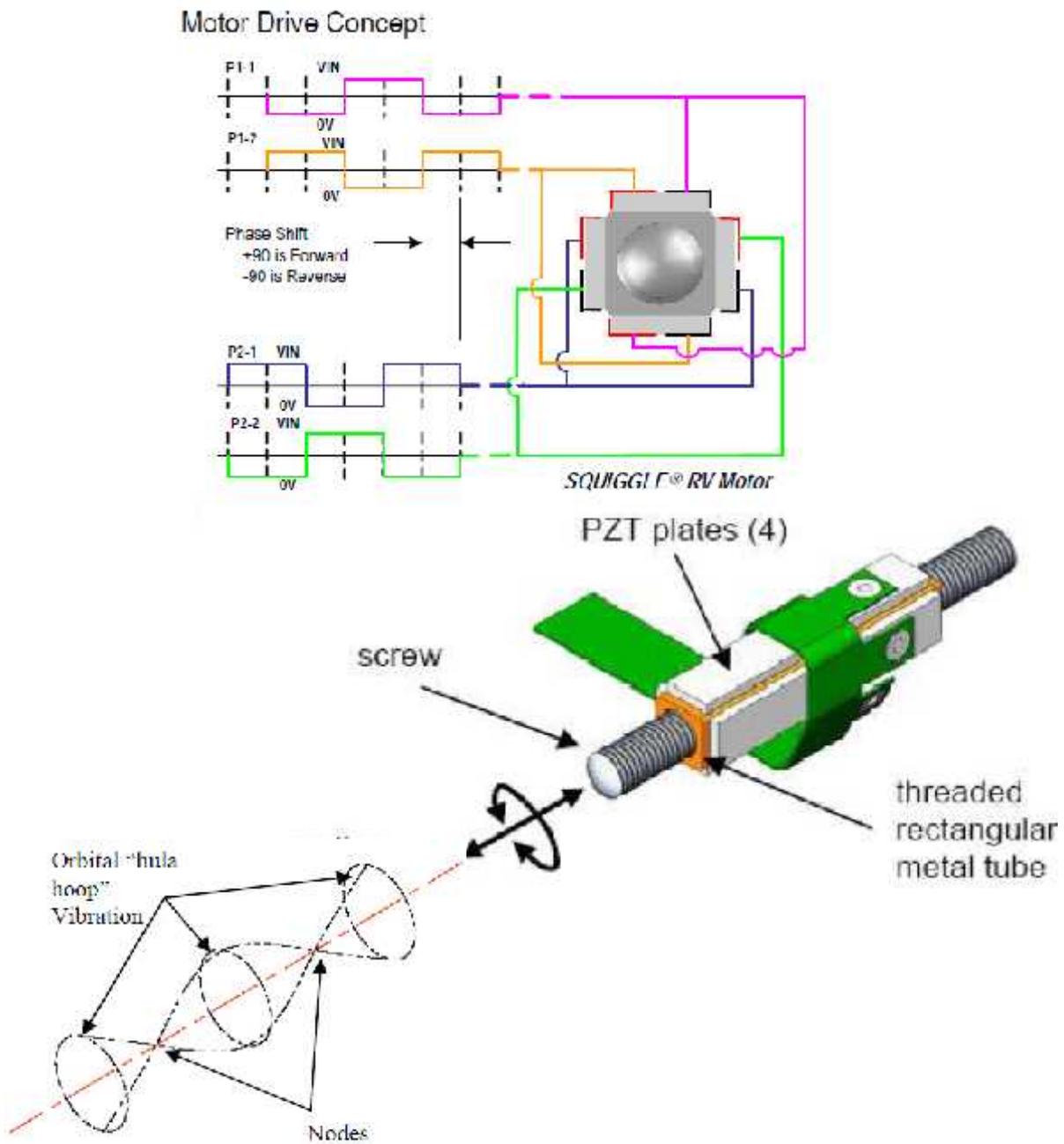


Figure 7-8 Principe de fonctionnement et les signaux de commande du MPE[103]

Les caractéristiques de MPE squiggle utilisées dans les expériences sont présentées ci-dessous.

<b>Item</b>	<b>SQL-RV-1.8</b>
Travel range	6 mm SQL-RV-1.8-6-12: 12 mm screw length
Stator dimensions	1.82 x 1.82 x 6 mm
Housing dimensions	2.8 x 2.8 x 6 mm
Stall force	30 gram force (0.3 N)
Speed at ½ stall force	>7 mm/s
Resolution	0.5 µm
Input power to MC-3300-RV (moving)	1.45 W
Input power to motor(moving)	< 500 mW (direct drive)
Input power (stopped)	0 mW (0 V) to hold position
Lifetime (load-dependent)	>1,000,000 cycles
Operating temperature	-30 to +80 degrees C
Storage temperature	-40 to +85 degrees C
Shock resistance	2500 Gs
Operating frequency	~ 171 KHz
Capacitance per phase	~ 42 nF
Mounting	Potting or flange; see the Mounting section of the SQL-RV-1.8 Series SQUIGGLE® Motors User Manual.
Weight	0.16 grams

Table 7-2 Caractéristiques du MPE

Parmi les avantages que possède le moteur, on peut citer; une résolution élevée, une rapidité et un poids faible.

Concernant les inconvénients, on peut observer une force de poussée axiale faible, une course de la tige faible et une faible durée de vie

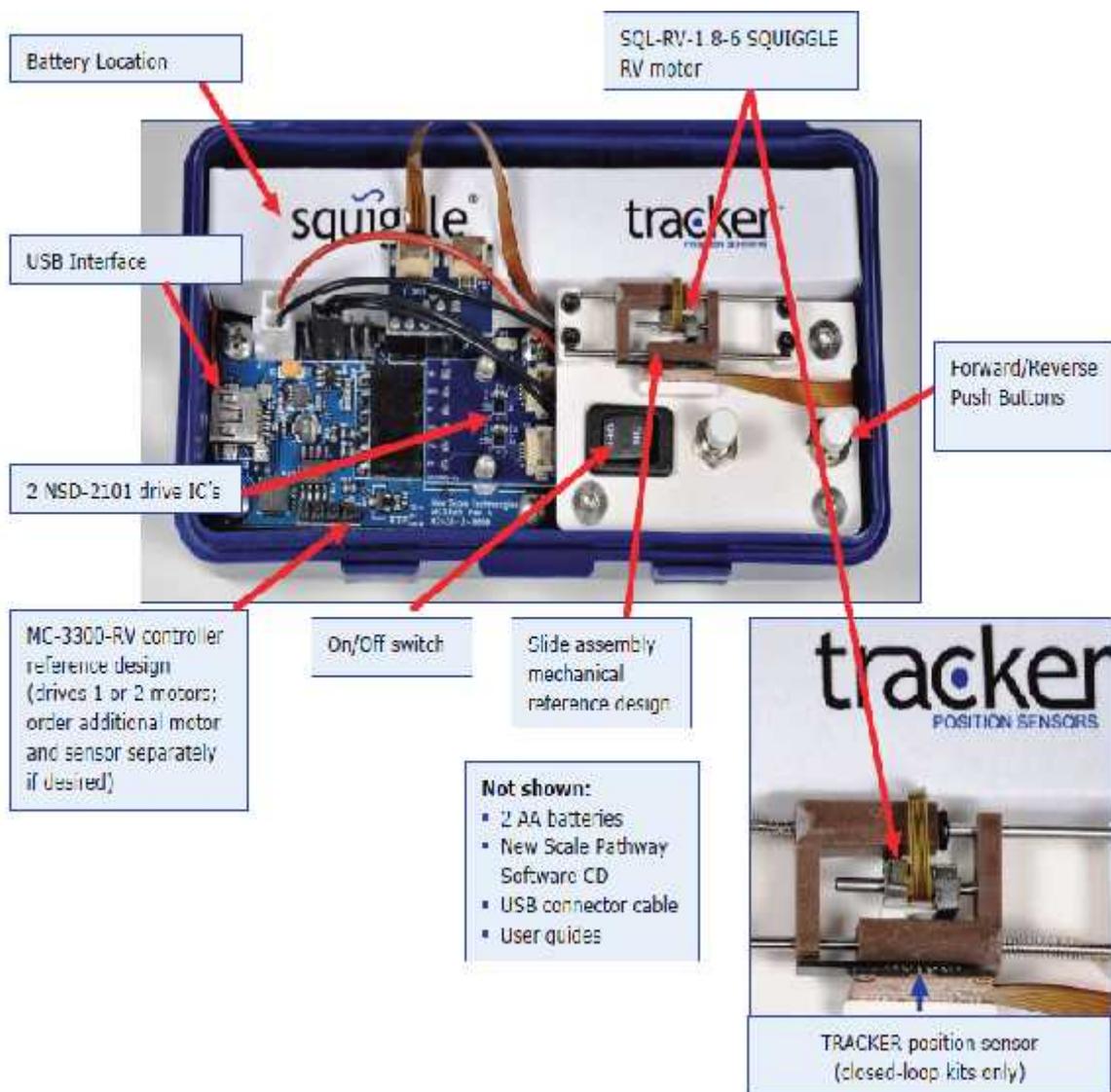


Figure 7-9 Les éléments du système[104]

### 7-4-3 Étude de la commande du MPE

Le générateur de signal de référence de position MC-3300-RV génère des signaux à ultrasons pour faire fonctionner le moteur squiggle . Il est possible d'asservir le moteur en position ou en vitesse.

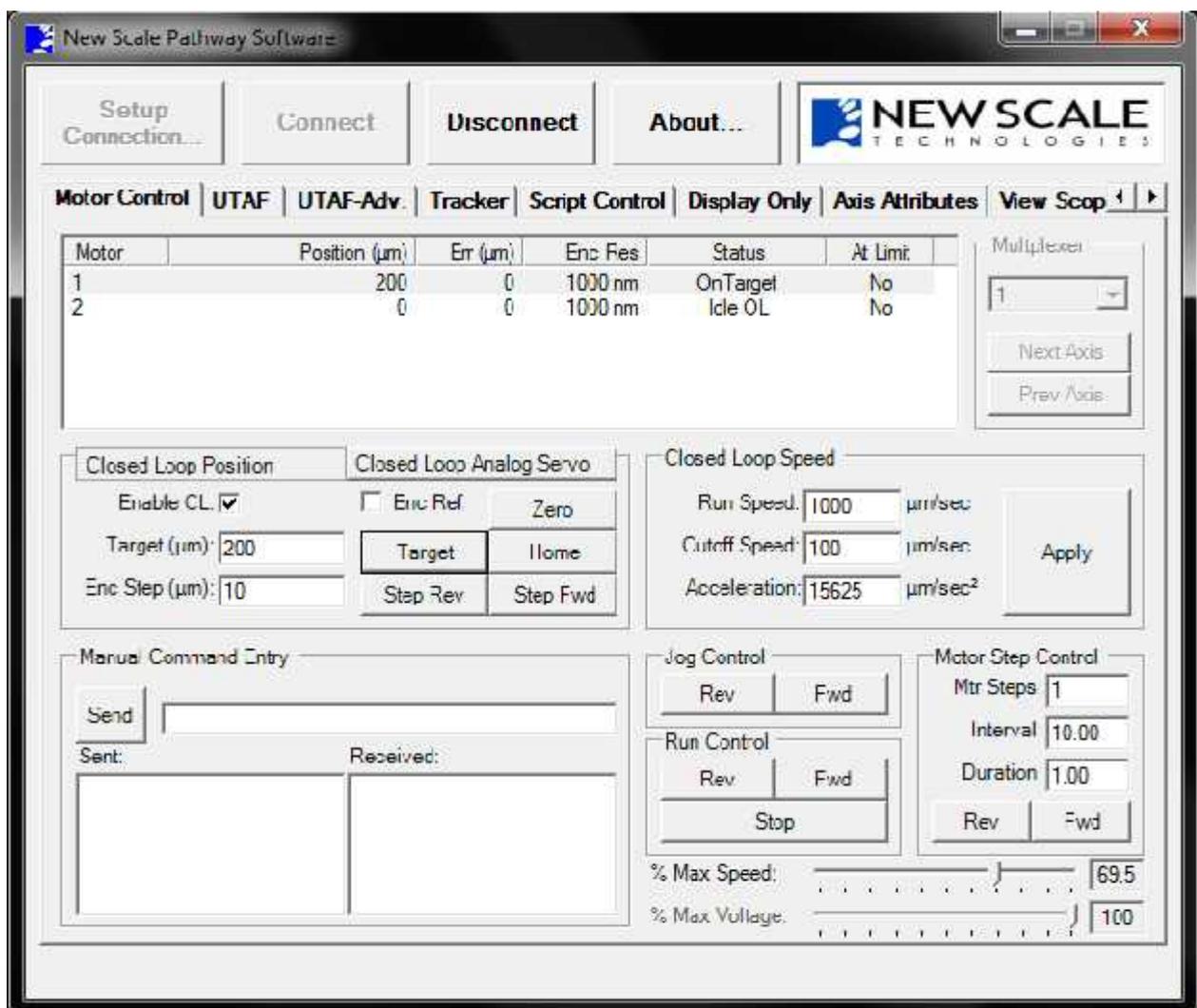


Figure 7-10 : Page de commande du MPE

La sélection du mode en boucle fermé ``closed loop`` est choisie pour avoir un contrôle de position très précis, on appui sur la touche ``Backward``. Une fenêtre du logiciel prévu a cet effet permet le réglage des paramètres de régulateur PID.

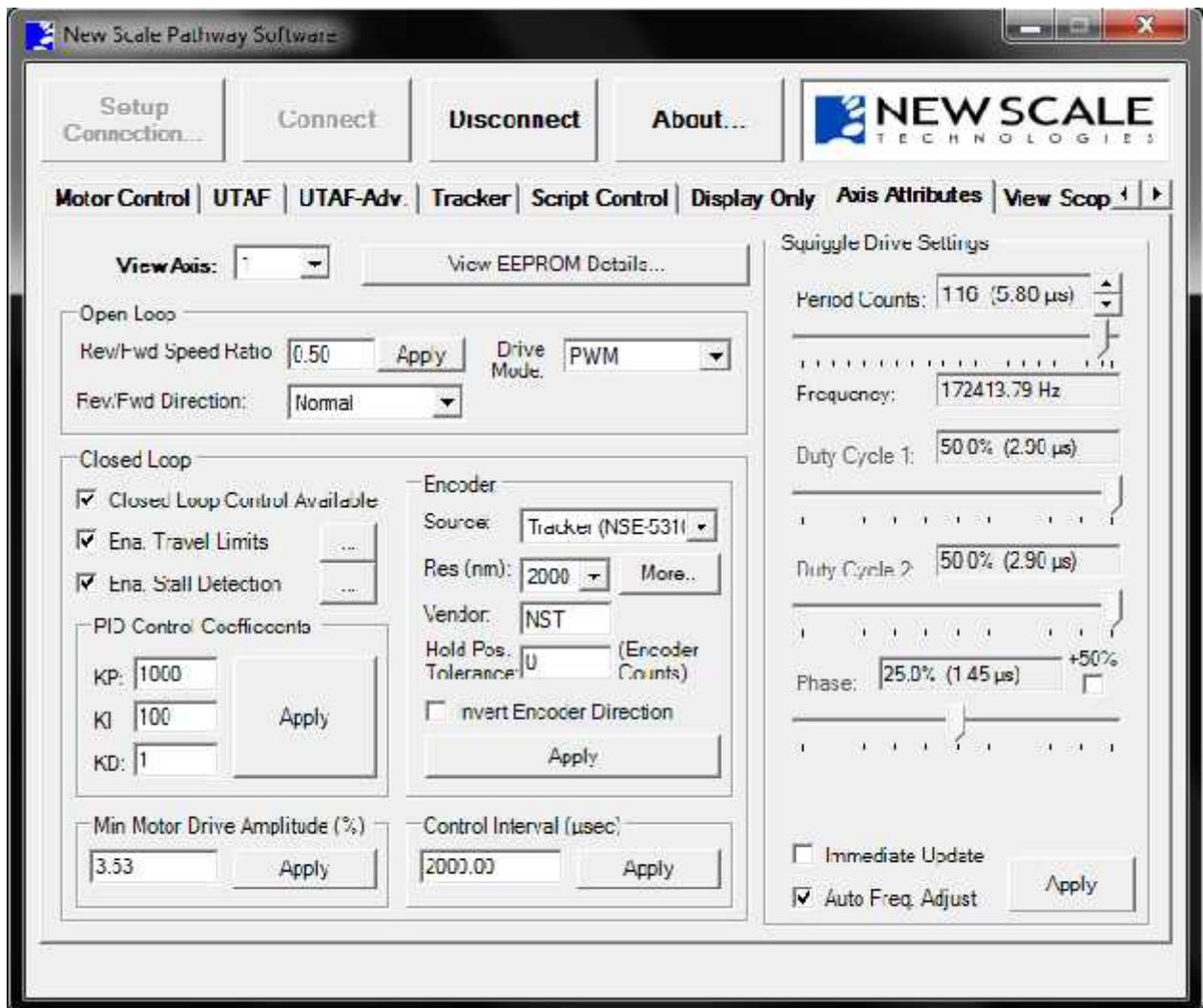


Figure 7-11 Page de réglage des paramètres de commande

#### 7-4-4 Interprétation des résultats expérimentaux

Le modèle du MPE reliant la position et la tension est analysé puis identifié à partir des mesures expérimentales. Le phénomène d'hystérésis présent dans le MPE est introduit dans l'écriture du modèle complet en vue de l'implantation de la commande PID. L'implantation de la commande proposée est réalisé à l'aide du logiciel Matlab. Le schéma de la commande en boucle fermée est fourni par la figure 7-9. Cette opération est réalisée en temps réel avec  $K_p=1000$ ,  $K_i=100$  et

$K_d=1$  et avec une fréquence de 0.5Hz. La position de référence, la position pratique et l'erreur de tracking ont été visualisées ,figure 7-12. On constate que la position réelle obtenue par le MPE est environ de 1884.5  $\mu\text{m}$  avec une erreur de  $\pm 100 \mu\text{m}$ . On peut également comparer la position réelle avec la position de référence en échantillonnage(figure 7-13). Les résultats de simulation sont jugés très satisfaisants , ce qui conduit à la validité du modèle étudié et l'efficacité de l'approche proposée, (figure 7-14).

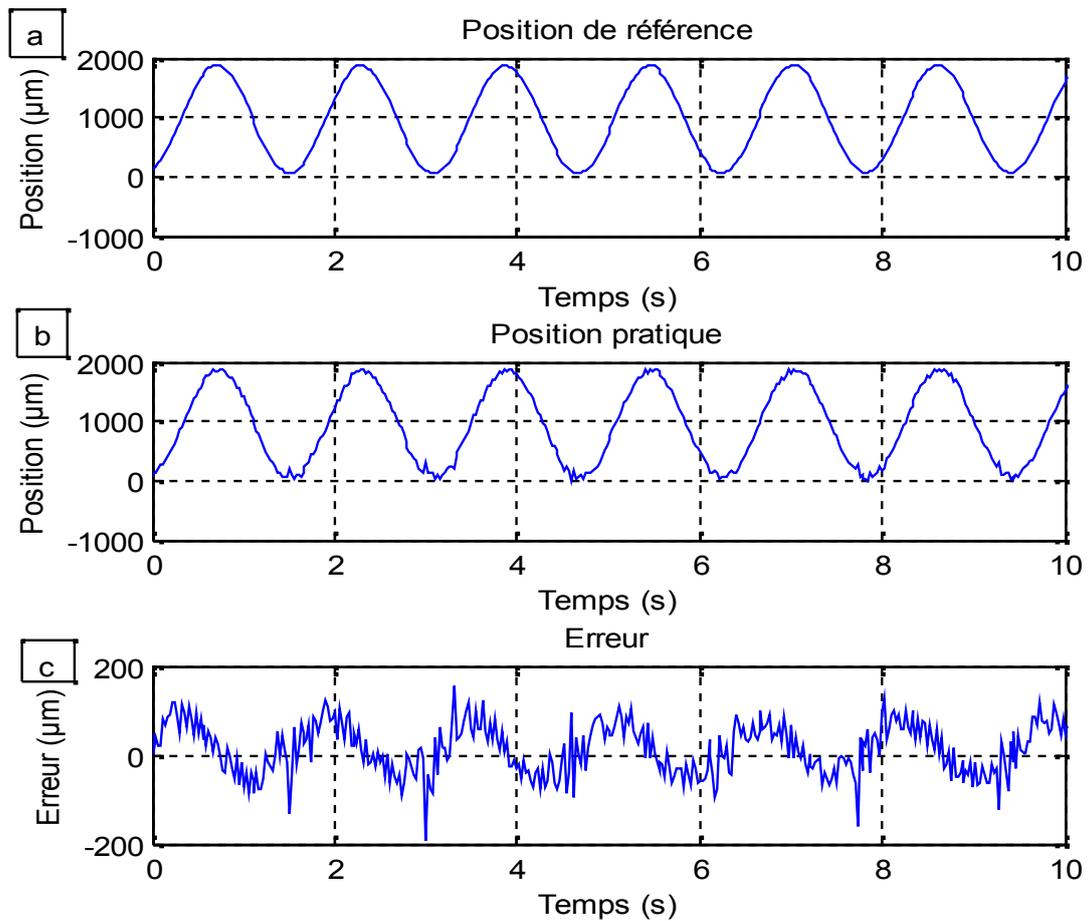


Figure 7-12 : Résultats expérimentaux de la réponse en poursuite par la commande PID pour une référence sinusoïdale de fréquence 0.5 Hz. a) Position de référence. b) Position pratique. c) Erreur en poursuite.

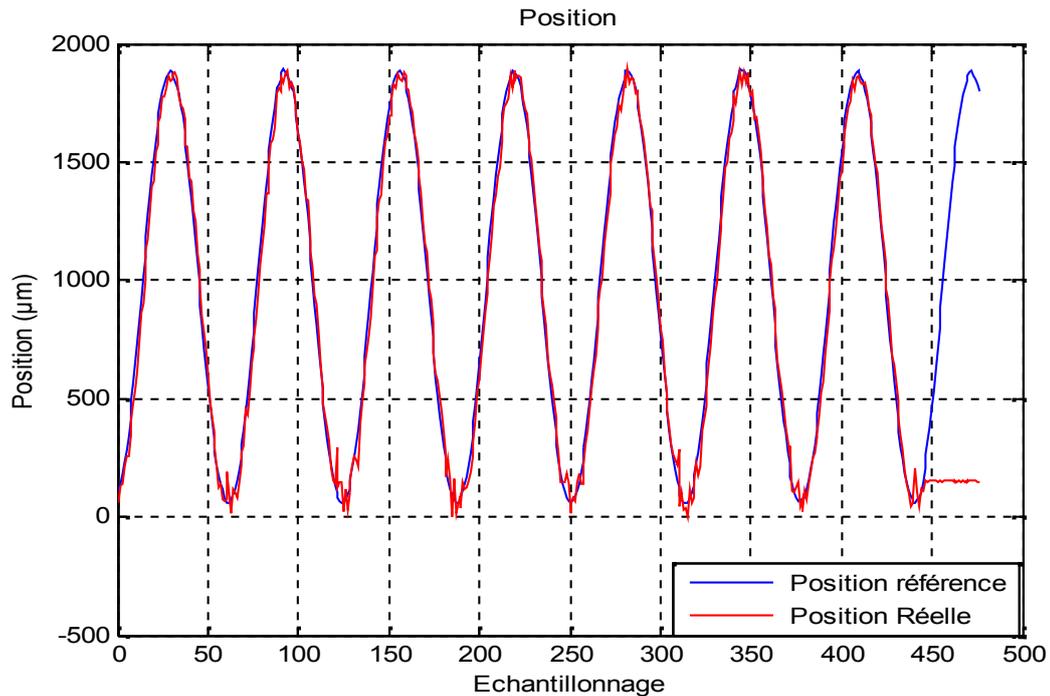


Figure 7-13 : Comparaison entre la position réelle (en rouge) et la position de référence (en bleu) en échantillonnage.

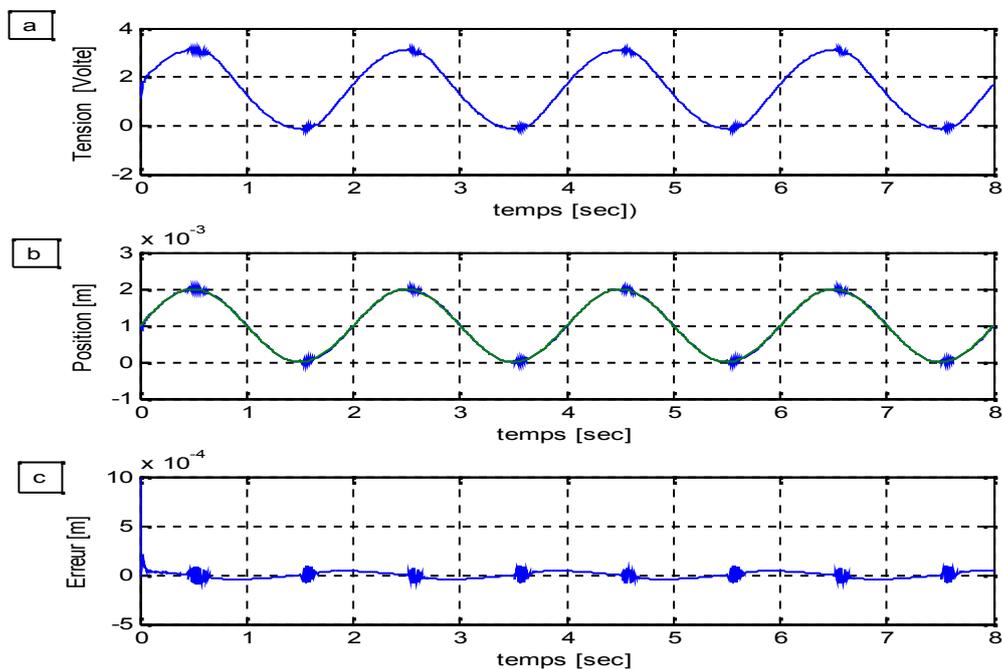


Figure 7-14 : Résultats de simulation de la réponse en poursuite par la commande PID pour une référence sinusoïdale de fréquence 0.5 Hz. a) Tension de commande. b) Position. c) Erreur en poursuite.

## 7-5 Conclusion

Ce travail consistait à appliquer une commande PID robuste au MPE, à partir de la modélisation du modèle de Coleman-Hodgdon C-H et l'identification de ces paramètres à l'aide d'un algorithme basé sur les particules Swarm optimisation( PSO). L'algorithme contrôlant le fonctionnement du système est donc implémenté dans le banc d'essai. La position du MPE est commandée de manière satisfaisante grâce au régulateur PID. On peut conclure que les résultats d'analyses théorique et expérimentale de la commande proposée ont les avantages suivants:

- La dynamique du MPE avec l'effet d'hystérésis est présentée par le modèle de Coleman-Hodgdon C-H.
- La stabilité asymptotique de suivi de trajectoire de position est assurée.
- Les performances transitoires de la réponse de suivi sont améliorées.

# Conclusion générale

---

Les actionneurs de positionnement piezoélectriques (MPE) ont fait l'objet de nombreuses recherches principalement sur leurs capacités d'effectuer des déplacements très faibles et de grande précision. Nos travaux concernent la modélisation et la commande robustes de ce type de moteur.

Dans une première étape, nous avons rappelé les notions fondamentales, et les propriétés associées à la piezoélectricité. Le principe de fonctionnement de chaque type de nanositionnement piézoélectrique est également présenté. Lors de la modélisation du MPE, le choix s'est porté sur celui de lugre car il permet de rendre compte des phénomènes que l'on retrouve expérimentalement lorsque des défauts se produisent. Les résultats de simulation montrent les performances d'un tel modèle.

Dans une seconde étape, une commande par le régulateur PI a été appliquée où celle-ci s'est avérée efficace. Parmi les résultats obtenus, on remarque une réponse de déplacement qui atteint rapidement la référence sans dépassement avec une erreur en poursuite de 10 nm. Cependant, on constate que l'utilisation des correcteurs conventionnels pour des systèmes non linéaires et à paramètres variables ne permet pas d'obtenir des qualités de réglage satisfaisantes. Devant l'insuffisance des performances dynamiques du type de régulateur, nous avons fait appel aux différentes lois de commande insensibles aux variations paramétriques aux perturbations et aux non linéarités. On peut affirmer que le réglage par la commande adaptative (CA) permet d'obtenir des résultats satisfaisants par rapport aux grandeurs de consigne et de perturbation. La stabilité de la boucle de commande a été analysée par la méthode de Lyapunov. La CA a permis une amélioration notable des performances par rapport au réglage classique.

La commande d'un processus a comme objectif de maîtriser sa réponse pour lui imposer et maintenir un comportement désiré indépendamment des non linéarités et des perturbations qui l'affectent lors de son fonctionnement. Cette seconde exigence qualifiée de « Robustesse à l'incertitude », a fait l'objet de notre étude. Dans une première phase, la commande par mode de glissement a été appliquée. Cette commande souffre de quelques inconvénients, parmi lesquels la fréquence de commutation. Celle-ci n'est ni constante ni bornée. Durant la phase de convergence, le système devient sensible aux variations des paramètres et aux perturbations; d'où la nécessité d'utilisation des dérivées de la variable à régler.

Parmi les différentes solutions qui permettent de contourner ces problèmes, on peut citer l'introduction de la commande intelligente Neuro-Glisement(N-G). Dans cette partie, nous avons restreint notre étude à la régulation de déplacement au MPE. Les résultats de simulation montrent qu'il y a une amélioration notable. Nous avons mis en évidence le comportement du système dans le plan de phase. L'utilisation du contrôleur N-G a permis de lisser les reliefs de la surface.

L'application de la commande adaptative backstepping du MPE basé sur la synthèse récurrente de la fonction de Lyapunov qui assure pas à pas la stabilisation de chaque étape du système a montré à travers les résultats de simulation de meilleures performances lors des variations paramétriques et de la charge.

Au regard des différentes commandes appliquées, un travail de synthèse a été mené. Les résultats obtenus mettent en évidence l'efficacité des commandes adaptative, neuro-glissant et celle adaptative-backstepping comparativement aux commandes PI et CSV. Ils se traduisent par une erreur de poursuite très faible ainsi que par l'insensibilité aux variations paramétriques.

Pour cloturer et valider le travail, une implantation en temps réel et une validation expérimentale de la commande du MPE ont été réalisées.

Les travaux de recherche présentés dans cette thèse ont conduit au développement d'un outil de simulation et d'analyse du fonctionnement des MPE en régime commandé et ouvrent un certain nombre de perspectives, entre autres l'étude des techniques de commande dans les trois directions (X,Y,Z) avec plusieurs degrés de liberté.

# Références

---

## Références

---

### Références

- [1] D. Croft and S. Devasia, "Vibration compensation for high speed scanning tunneling microscopy," *Rev. Sci. Instrum.*, vol. 70, no. 12, pp. 4600–4605, Dec. 1999.
- [2] D. Croft, G. Shed, and S. Devasia, "Creep, hysteresis, and vibration compensation for piezoactuators: Atomic force microscopy application," *ASME J. Dyn. Syst. Control*, vol. 123, no. 1, pp. 35–43, Mar. 2001.
- [3] G. Schitter, P. Menold, H. F. Knapp, F. Allgower, and A. Stemmer, "High performance feedback for fast scanning atomic force microscopes," *Rev. Scientific Instrum.*, vol. 72, no. 8, pp. 3320–3327, 2001.
- [4] S. Salapaka, A. Sebastian, J. P. Cleveland, and M. V. Salapaka, "High bandwidth nano-positioner: A robust control approach," *Rev. Scientific Instrum.*, vol. 73, no. 9, pp. 3232–3241, Sep. 2002.
- [5] A. Sebastian and S. M. Salapaka, "Design methodologies for robust nano-positioning," *IEEE Trans. Control Syst. Technol.*, vol. 13, no. 6, pp. 868–876, Nov. 2005.
- [6] O. M. El Rifai and K. Youcef-Tomi, "Design and control of atomic force microscopes," in *Proc. Amer. Control Conf.*, 2001, pp. 3251–3255.
- [7] A. Stemmer, G. Schitter, J. M. Rieber, and F. Allgower, "Control strategies towards faster quantitative imaging in atomic microscopy," *Eur. J. Control*, vol. 11, pp. 384–395, 2005.
- [8] R. Wiesendanger, Ed, "Scanning Probe Microscopy and Spectroscopy." Cambridge, U.K.: Cambridge Univ. Press, 1994.
- [9] S. Alexander, L. Hellemans, O. Marti, J. Schneir, V. Elings, P. K. Hansma, M. Longmire, and J. Gurley, "An atomic-resolution atomicforce microscope implemented using an optical lever," *J. Appl. Phys.*, vol. 65, no. 1, pp. 164–167, 1989.
-

## Références

---

- [10] D. Rugar and P. Hansma, "Atomic force microscopy," *Phys. Today*, vol. 43, no. 10, pp. 23–30, Oct. 1990.
- [11] H. G. Hansma, "Varieties of imaging with scanning probe microscopy," in *Proc. Nat. Academy USA*, 1999, vol. 96, no. 26, pp. 14678–14680.
- [12] D. K. Miu and S. P. Bhat, "Minimum power and minimum jerk position control and its applications in computer disk drives," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 27, no. 6, pp. 4471–4475, Nov. 1991.
- [13] H. T. Ho, "Fast servo bang-bang seek control," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 33, no. 6, pp. 4522–4527, Apr. 1997.
- [14] S. K. Aggarwal, D. A. Horsley, R. Horowitz, and A. P. Pisano, "Micro-actuators for high density disk drives," in *Proc. ACC*, 1997, pp. 3979–3984.
- [15] K. Mori, T. Munemoto, H. Otsuki, and Y. Yamaguchi et al., "A dual stage magnetic disk drive actuator using a piezoelectric device for a high track density," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 27, no. 6, pp. 5298–5300, Jun. 1991.
- [16] Y. Li, "Dual-stage servo control and active vibration compensation in magnetic hard disk drives," Ph.D. dissertation, Dept. Mechan. Eng., Univ. California, Berkeley, 2003.
- [17] M. Kobayashi and R. Horowitz, "Track seek control for hard disk dualstage servo systems," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 37, no. 2, pp. 949–954, Mar. 2001.
- [18] Y.-H. Kim and S.-H. Lee, "An approach to dual-stage servo design in computer disk drives," *IEEE Trans. Control Syst. Technol.*, vol. 12, no. 1, pp. 12–20, Jan. 2004.
-

## Références

---

- [19] T. Hirano, H. Yang, S. Pattanaik, M. White, and S. Arya, "A microactuator for tracking servo," in Proc. STLE ASME Joint Tribology Conf. —Symp. Frontiers Magn. Hard Disk Drive Tribol. Technol., 2003, pp.21–25.
- [20] R. B. Evans, J. S. Griesbach, and W. C. Messner, "Piezoelectric microactuator for dual stage control," IEEE Trans. Magn., vol. 35, no. 2, pp. 977–982, Mar. 1999.
- [21] M. Tokuyama, T. Shimizu, H. Masuda, S. Nakamura, M. Hanya, O. Iriuchijima, and J. Soga, "Development of a  $\pi$ -shaped actuated suspension for 100-k TPI hard disk drives," IEEE Trans. Magn., vol. 37, no. 4, pp. 1884–1886, Jul. 2001.
- [22] W. P. Mason, "Piezoelectricity, its history and applications," J. Acoust. Soc. Amer., vol. 70, no. 6, pp. 1561–1566, 1981.
- [23] A. Ballato, "Piezoelectricity: History and new thrusts," in Proc. IEEE Ultrason. Symp., 1996, no. 1, pp. 575–583.
- [24] E. O. Doebelin, Measurement Systems Application and Design, 5th ed. New York: McGraw-Hill, 2004.
- [25] R. Brinkerhoff and S. Devasia, "Output tracking for actuator deficient/redundant systems: Multiple piezoactuator example," AIAA J. Guid., Control, Dyn., vol. 23, no. 2, pp. 370–373, Mar./Apr. 2000.
- [26] R. Pedrak, T. Ivanov, K. Ivanova, T. Gotszalk, N. Abedinov, I. W. Rangelowa, K. Edinger, E. Tomerov, T. Schenkel, and P. Hudek, "Micromachined atomic force microscopy sensor with integrated piezoresistive sensor and thermal bimorph actuator for high-speed tappingmode atomic force microscopy phase-imaging in higher eigenmodes," J. Vacuum Sci. Technol. B, vol. 21, no. 6, pp. 3102–3107, Nov./Dec. 2003.
-

## Références

---

- [27] C. H. Chien, Y. D. Wu, Y. T. Chiou, C. C. Hsieh, Y. C. Chen, T. P. Chen, M. L. Tsai, and C. T. Wang, "Nanoscale deformation measurement by using the hybrid method of gray-level and holographic interferometry," *Opt. Lasers Eng.*, vol. 44, no. 1, pp. 80–91, Jan. 2006.
- [28] J. Schneir, T. H. McWaid, J. Alexander, and B. P. Wilfley, "Design of an atomic-force microscope with interferometric position control," *J. Vacuum Sci. Technol. B*, vol. 12, no. 6, pp. 3561–3566, Nov./Dec. 1994.
- [29] R. Horowitz et al., "Microactuators for dual-stage servo systems in magnetic disk files," in *Springer Handbook of Nanotechnology*, B. Bhushan, Ed. Berlin, Germany: Springer-Verlag, 2004, ch. 31, pp. 921–950.
- [30] K. Pechrach, J.W. McBride and P.M. Weaver, "Arc root mobility on piezo-actuated contacts in miniature circuit breakers", *Proceedings of the Forty-Ninth IEEE Holm Conference on Electrical Contacts*, Sept. 2003, pp. 76 – 83.
- [31] Faa-Jeng Lin, Shieh, H.-J., Po-Kai Huang, "Adaptive wavelet neural network control with hysteresis estimation for piezo-positioning mechanism", *IEEE Transactions on Neural Networks*, Volume: 17, Issue: 2, March 2006, pp. 432 – 444.
- [32] Cloosterman, M. Goossens, H. Steinbuch, M. Schneiders, M., "Compensation of mode shapes with a piezo electric actuator for an optical drive", *Proceedings of the 2003 American Control Conference*, Vol. 1, 2003, pp. 725 – 730.
- [33] Adriaens, H.J.M.T.S., De Koning, W.L., Banning, R. "Modeling piezoelectric actuators", *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, Dec. 2000, Vol. 5, Issue: 4, pp. 331 – 341.
- [34] Ying Wu, Qingze Zou, "Iterative control approach to compensate for the hysteresis and the vibrational dynamics effects of piezo actuators", *2006 American Control Conference*, June 2006.
-

## Références

---

- [35] Faa-Jeng Lin, Hsin-Jang Shieh, Po-Kai Huang, Li-Tao Teng, " Adaptive control with hysteresis estimation and compensation using RFNN for piezo-actuator", IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, 2006, Vol. 53-9, pp. 1649 - 1661
- [36] Shieh, H.-J., Lin, F.-J., Huang, P.-K., Teng, L.-T., "Adaptive tracking control solely using displacement feedback for a piezo-positioning mechanism", IEE Proceedings on Control Theory and Applications, Vol. 151, Issue: 5, Sept. 2004, pp. 653 – 660.
- [37] Y.Soeno, Ichikawa, T.Tsuna, Y. Sato, I.Sato. "Piezoelectric piggy-pack microactuator for hard disk drive". IEEE Transactions on magnetics, 25(2), march 1999.
- [38] ANSI/IEEE Standard 176 –1987: IEEE Standard on Piezoelectricity.
- [39] Standard for Relaxor-Based Single Crystals For Transducer and Actuator Applications  
Chair: S. Rhee, Co-Chair: L. Ewart-Paine draft version 8 – as of May 9, 2006.
- [40] "IEEE Standard of Piezoelectricity", ANSI/IEEE Standard 176-178; Also IEEE Trans.Sonics and Ultrasonics, SU-31, part 2, March 1984.
- [41] E. A. Gerber and A Ballato Ed."Precision Frequency Control", Academic Press, NewYork (1985), vol. 1.
- [42] Burinova L.,Sulc M. and Prokopova M. 2001 "Determination of piezoelectric coefficients  $d_{ij}$  Of PZT ceramics and composites by laser interferometry. J.European ceramic Society" Vol., 21 p 1387-1790.
- [43] Y.Soeno, Ichikawa, T.Tsuna, Y. Sato, I.Sato. "Piezoelectric piggy-pack microactuator for hard disk drive". IEEE Transactions on magnetics, 25(2), march 1999.
- [44] Sumeet S. Aphale, Bharath Bhikkaji, and S. O. Reza Moheimani, *Senior Member, IEEE*"Minimizing" Scanning Errors in Piezoelectric Stack-Actuated Nanopositioning Platforms" IEEE transactions on nanotechnology, vol. 7, no.pp79-90 1, january 2008.
-

## Références

---

- [45] "IEEE Standard of Piezoelectricity", ANSI/IEEE Standard 176-178; Also IEEE Trans.Sonics and Ultrasonics, SU-31, part 2, March 1984.
- [46] E. A. Gerber and A Ballato Ed."Precision Frequency Control", Academic Press, NewYork (1985), vol. 1.
- [47] E. Piecourt, "Caracterisation electromécanique et alimentation électronique des moteurs piezo-electriques" Phd thesis, leei de toulouse, enseiht, juillet 1995, n 1037.
- [48] Adriaens, H.J.M.T.S., De Koning, W.L., Banning, R., " Modeling piezoelectric actuators", IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, Dec. 2000, Vol. 5 , Issue: 4, pp. 331 – 341.
- [49] J.J.Tzen, S.L. Jeng, and W. H. Chieng , "Modeling of piezoelectric actuators for compensation and Controller design, " Precision Eng ,vol.27,pp.70-86 Jan.2003.
- [50] S .Mittalm and C. H. Meng, "Hysteresis compensation in electromagnetic actuators through preisach model inversion" IEEE JSME. Trans Mechatron, vol. 5, no, pp.394-499, Dec 2000.
- [51] M. Goldfarb and N .Celanovic. "Modeling piezoelectric stack actuators for control of micromanipulation" IEEE Control Syst .Mag ., no.6,pp.69-79,Jun.1997.
- [52] C.C.de Wit, Holston ,K.J. Aström, , and P.Lischinsky, "A new model for control of Systems with friction,"IEEE Trans .Autom .Control, vol.40,no.3,pp 419-425,Mar.1995.
- [53] E. Panteley, R .Ortega, and M. Gaffer, "An Adaptive friction compensator for global Tracking in robot manipulators" Systms et control letters, volume 33, pp-307-313, april 1998.
-

## Références

---

- [54] Gilles, R., D.Dragan, and S.Nava, ''Separation of nonlinear and friction- like contributions to the piezoelectric hysteresis in robot manipulators. ''Syst. Control, Left .,vol. 33,pp.307-313,Apr1998.''Proc.12 th IEEE Int .Symp. Appl-Ferrorel.,Honolulu, U.S.A.,pp.699-702(2000).
- [55 ] Charlie Darricau Friction Modeling of a Linear Motor , Ecole polytechnique Fédérale De Lausanne laboratoire d'automatique, le 15 Février 2007.
- [56] Jonq-Jer Tzen, Shyr-Long Jeng, and Wei-Hua Chieng. Modeling of piezoelectric actuator for compensation and controller design. Precision Engineering,27 :70–86, 2003.
- [57 ] Radu zglimbea, virginia finca, emilian greaban, marin constantin 'Research on Parameter Identification of Modified Friction LuGre Model Based Distributions Theory'. Issue 8, Volume 8, August 2009.
- [58 ] P. Ge, M. Jouaneh, "Modeling hysteresis in piezoceramics actuators", Precision Engineering, 17, 211-221 (1995).
- [59] Laleh ravanbod shirazi' Contribution 'a la représentation et à l'identification des systèmes avec nonlinéarité non différentiables' thèse doctorat le 12 juillet 2002.
- [60] S. B. Jung and S. W. Kim, 'Improvement of scanning accuracy of PZT piezoelectric actuator by feed-forward model-reference control,' *Precis. Eng.*, vol. 16, no. 1, pp. 49–55, 1994.
- [61] J. Ajitsaria, S.Y. Choe, D. Shen, D.J. Kim, "Modeling and analysis of a bimorph piezoelectric cantilever beam for voltage generation," *Smart Materials and Structures*, Vol.16, pp.447-454, 2007.
- [62] Janocha, H. & Kuhnen, K. Real-time Compensation of Hysteresis and Creep in Piezoelectric Actuators. *Sensors & Actuators A: Physical*, vol. 79, No. 2, (Feb. 2000), pp. 83-89.
-

## Références

---

- [63] Ang, W. T.; Garmon, F. A.; Khosla, P. K. & Riviere, C. N. Modeling Rate- dependent Hysteresis in Piezoelectric Actuators, IEEE/RSJ Int. Conf. Intelligent Robots and Systems (IROS), pp. 1975-1980, Las Vegas, Nevada, Oct., 2003.
- [64] Y. Bernard, E. Mendes, and F. Bouillault, 'Dynamic hysteresis modeling based on Preisach model,' *IEEE Trans. Magn.*, vol. 38, no. 2, pp. 885–888, Mar. 2002.
- [65] Hong Hu and Huanshui Zhang, Ridha Ben Mrad 'Preisach Based Dynamic Hysteresis Model' Proceedings of the 2004 International Conference pp825-830.2004.
- [66] Miklós Kuczmann 'Dynamic Preisach hysteresis model' M. Kuczmann / Journal of Advanced Research in Physics 1(1), 011003 pp 1-5(2010).
- [67] G. Song, Jinqiang Zhao, Xiaoqin Zhou, and J. Alexis De Abreu-García 'Tracking Control of a Piezoceramic Actuator With Hysteresis Compensation Using Inverse Preisach model' *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, vol. 10, no. 2, pp 198-209, April 2005.
- [68] A. Reimers and E. D. Torre, "Fast Preisach-based magnetization model and fast inverse hysteresis model," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 34, no. 6, pp. 3857–3866, Nov. 1998.
- [69] C. Canudas de Wit and S.S. Ge, "Adaptive Friction Compensation for Systems with Generalized Velocity/Position Friction Dependency". Proc. of the 36th IEEE Conference on Decision and Control, pp.2465–2470, 1997.
- [70] Canudas de Wit, C., Horowitz, R. and Tsiotras, P., "Model-Based Observers for Tire/Road Contact Friction Prediction," In *New Directions in Nonlinear Observer Design*, Nijmeijer, H. and T.I Fossen (Eds), Springer Verlag, Lectures Notes in Control and Information Science, May 1999.
-

## Références

---

- [71] Canudas de Wit, C. and Tsiotras, P., “Dynamic Tire Friction Models for Vehicle Traction Control,” In Proceedings of the IEEE Conference on Decision and Control, Phoenix, AZ, pp. 3746–3751, 1999.
- [72] Saeid Bashash and Nader Jalili. Real-time Identification of Piezoelectric Actuator Nonlinearities with Application to Precision Trajectory Control. Proceedings of the 2006 American Control Conference Minneapolis, Minnesota, USA ,pp 3308-3313 June 14-16, 2006.
- [73] Jinghua Zhong, and Bin Yao. Adaptive Robust Precision Motion Control of a Piezoelectric Positioning Stage. IEEE TRANSACTIONS ON CONTROL SYSTEMS TECHNOLOGY, VOL. 16, NO. 5, pp 1039-1046 SEPTEMBER 2008.
- [74] B. Yao and M. Tomizuka, “Adaptive robust control of SISO nonlinear in a semi-strict feedback form,” in *Automatica*, 1997, vol. 33, no. 5, pp. 893–900.
- [75] J.J Slotine ``Sliding Controller design for nonlinear systems``. IJC, vol. no. 2, pp. 421–434, 1984.
- [76] C. Jan and Chih-Lyang Hwang, A non linear observer-based sliding mode control for piezoelectric actuator systems: theory and experiment vol. no. 1 pp, 9-22, 2004.
- [77] S. Yannier and A. Sabanovic, Continuous time controller based on SMC and disturbance observer for piezoelectric actuators, IREE vol.03, no. 6, 2007.
- [78] C.L. Hwang, C. Jan and Y-H. Chen, Piezomechanics using intelligent variable-structure control, IEEE..Ind. Electron, vol. no.48 pp, 47-49, 2001.
- [79] B. Widrow and S.D. Stearns, Adaptive Signal Processing, Englewood Cliffs, NJ. Prentice-Hall, 1985.
- [80] C. Li and Y. Tan, Neural Sliding mode control for hysteresis systems, pp, 467-472, 2005.
- [81] L. Chuntao and T. Yonghong, Adaptive neural Sliding mode control for systems with unknown hysteresis using neural model based prediction, ICARCV, pp, 350-356, 2004.
-

## Références

---

- [82] T. Yoshizawa, *Stability Theory by Liapunov's second Method*. The mathematical Society of Japan 1966.
- [83] L. Chuntao and T. Yonghong, Adaptive neural Sliding mode control for systems with unknown hysteresis using neural model based prediction, *ICARCV*, pp.350-356,2004.
- [84] R. Banning, W.L.de Koning, J.M.T.A. Adriaens and K.R Koops, State-Space analysis and identification for a class of hysteretic systems, *Automatica*.37 (12),pp.1883-1892,2001.
- [85] Jhih-Wei Huang, Jung-shan Lin, Backstepping Control design of a Single-Link Flexible Robotic Manipulator, *Proceedings of the 17th World Congress the international Federation of automatic Control*, Seoul, Korea, July 6-11,2008
- [86] Witthi Chatlatanagulchai and Peter H. Meeki, Backstepping High order Differential Neural Network Control of Flexible-Joint Manipulator, 2005 American Control Conference, June 8-10,2005.Pittsburg, OR, USA.
- [87] R. V. Iyer and X. Tan, "Control of hysteretic systems through inverse compensation," *IEEE Control Syst. Mag.*, vol. 29, no. 1, pp. 83–99,2009.
- [88] K. K. Leang, Q. Zou, and S. Devasia, "Feedforward control of piezoactuators in atomic force microscope systems: Inversion-based compensation for dynamics and hysteresis," *IEEE Control Syst. Mag.*, vol. 19, no. 1, pp. 70–82, 2009.
- [89] Y. Li and Q. Xu, "Development and assessment of a novel decoupled XY parallel micropositioning platform," *IEEE/ASME Trans. Mechatronics*, vol. 15, no. 1, pp. 125–135, 2010.
- [90] M. Boukhifir and A. Ferreira, "High loop shaping bilateral controller for a two-fingered tele-micromanipulation system," *IEEE Trans. Control Syst. Technol.*, vol. 15, no. 5, pp. 891–905, 2007.
-

## Références

---

- [91] X. Tang and I.-M. Chen, "Robust control of XYZ flexure-based micromanipulator with large motion," *Front. Mech. Eng. China*, vol. 4, no. 1, pp. 25–34, 2009.
- [92] B. D. Coleman and M. L. Hodgdon, "A constitutive relation for rate-independent hysteresis in ferromagnetically soft materials," *Int. J. Engineering Science*, vol. 24, no. 6, pp. 897–919, 1986.
- [93] K. Dirscherl, J. Garnæs, L. Nielsen, J. F. Jørgensen, and M. P. Sørensen, "Modeling the hysteresis of a scanning probe microscope," *J. Vac. Sci. Technol. B*, vol. 18, no. 2, pp. 621–625, 2000.
- [94] Q. Yang, C. Ftaclas, M. Chun, and D. Toomey, "Hysteresis correction in the curvature adaptive optics systems," *J. Opt. Soc. Am. A*, vol. 22, no. 1, pp. 142–147, 2005.
- [95] R. Merry, M. Uyanik, R. van de Molengraft, R. Koops, M. van Veghel, and M. Steinbuch, "Identification, control and hysteresis compensation of a 3 DOF metrological AFM," *Asian J. Control*, vol. 11, no. 2, pp.130–143, 2009.
- [96] Q. Hunstig, and T. Hemsel, "Parameter Identification and model validation for the Piezoelectric Actuator in an Inertia Motor. *Journal of the korean physical society*, vol. 57, no. 4, pp. 952–9547, 2010.
- [97] Jozef V r s, Modeling and Identification of Hysteresis using Special Forms the Coleman- Hodgdon Model, *Journal of Electric Engineering*, Vol.60, No.2, 2009, 100-105.
- [98] Y. cae., and X.B. Chen, "A discrete hysteresis model for piezoelectric actuator and its parameter identification. *Proceeding of PCa PAC*, pp.151-153, 2010.
-

## Références

---

- [99] S. Bashash, and N. Jalili, “Real time Identification of Piezoelectric Actuator Nonlinearities with application to Precision Trajectory Control,” Proceedings of the American Control ConferenceJ., ThB15.2, pp. 3308–3313, 2006.
- [100] Kennedy, J.; Eberhart, R.C. (2001). Swarm Intelligence. Morgan Kaufmann. ISBN1-55860-595-9.
- [101] Qingsong Xu, and Yangmin Li . Modeling and control of Rate - Dependent Hysteresis for a Piezo-Driven Micropositioning Stage. IEEE, International conference Robotics and Automation, pp,1670-1675, MAY 9-13--2011.
- [102] Magnus Erik Hvass Pedersen Good Parameters for Particle Swarm Optimization GGEN6090 Hvass Laboratories Technical Report no. HL1001,pp,1-12. 2010.
- [103] Magnus Erik Hvass Pedersen Good Parameters for Particle Swarm Optimization GGEN6090 Hvass Laboratories Technical Report no. HL1001,pp,1-12. 2010.
- [104] Magnus Erik Hvass Pedersen Good Parameters for Particle Swarm Optimization GGEN6090 Hvass Laboratories Technical Report no. HL1001,pp,1-12. 2010.
-

## Références

---

- [38] Fuchiwaki, O. Tobe, N. Aoyama, H. Misaki, D. Usuda, T. "Automatic micro-indentation and inspection system by piezo driven micro robot with multiple inner sensors" 2005 IEEE International Conference on Mechatronics and Automation, Aug. 2005, pp. 83 – 88.
- [39] Y. Soeno, Ichikawa, T. Tsuna, Y. Sato, I. Sato. "Piezoelectric piggy-pack microactuator for hard disk drive". IEEE Transactions on magnetics, 25(2), march 1999
- [40] ANSI/IEEE Standard 176 –1987: IEEE Standard on Piezoelectricity.
- [41] Burinova L., Sulc M. and Prokopova M. 2001 "Determination of piezoelectric coefficients  $d_{ij}$  Of PZT ceramics and composites by laser interferometry. J. European ceramic Society" Vol., 21 p 1387-1790.
- [42] Sumeet S. Aphale, Bharath Bhikkaji, and S. O. Reza Moheimani, Senior Member, IEEE "Minimizing Scanning Errors in Piezoelectric Stack-Actuated Nanopositioning Platforms" IEEE transactions on nanotechnology, VOL. 7, NO. pp79-90 1, january 2008.
- [43] S. T. Smith et D. G. Chetwynd, "foundations of ultraprecision mechanism design", vol. 2. Warwick, UK: Gordon and Breach Science, 1994.
- [44] Yuen K. Yong, Bilal Ahmed, and S. O. Reza Moheimani "Atomic force microscopy with a 12- Electrode piezoelectric tube scanner" review of scientific instruments 81, 033701-1 \_ 033707-10 \_2010.
- [44] Standard for Relaxor-Based Single Crystals For Transducer and Actuator Applications  
Chair: S. Rhee, Co-Chair: L. Ewart-Paine draft version 8 – as of May 9, 2006.
-

# Annexes

**Annexe A**

les paramètres du modèle de frottement de mécanisme de positionnement piezoélectrique (MPE) sont:

$$\dagger_0 = 10^5 \frac{N}{m} ,$$

$$\dagger_1 = \sqrt{10^5} \frac{Ns}{m} ,$$

$$\dagger_2 = 0.4 \frac{Ns}{m} ,$$

$$F_C = 1N ,$$

$$F_S = 1.5N ,$$

$$x_S = 0.001 \frac{N}{S}$$

$$M = 1kg ,$$

$$K_E = 1 \frac{N}{V}$$

## ANNEXE B

## Exemples d'utilisation des constantes piézoélectriques

## Constantes piézoélectriques de charge

Un disque en céramique d'épaisseur  $e$  soumis à une tension continue  $V$  voit son épaisseur devenir  $e + \Delta e$ . D'après les définitions des constantes piézoélectriques, la constante piézoélectrique  $d_{ik}$  est une mesure de la densité de charge par la contrainte (effet direct)

$$d_{ik} = \frac{\text{Coulomb}/\text{m}^2}{\text{Newton}/\text{m}^2} = \frac{\text{Coulomb}}{\text{Newton}} \quad \text{Où}$$

La déformation par le champ électrique (effet inverse)

$$d_{ik} = \frac{\text{Metre}/\text{metre}}{\text{Volte}/\text{metre}} = \frac{\text{Metre}}{\text{Volte}}$$

Constantes piézoélectriques de charge  $d_{33}$ .

Le coefficient  $d_{33}$  s'applique lorsque la tension appliquée au tube piézoélectrique est dans le même sens que la polarisation (figure A1-1).

$$d_{33} = \frac{\Delta e/e}{V/e} = \frac{\Delta e}{V}$$

L'épaisseur de l'échantillon augmente, si le champ électrique est dans le même sens que la polarisation. Si on inverse les polarités du champ électrique, l'allongement change de signe (passage d'une dilatation à une contraction).

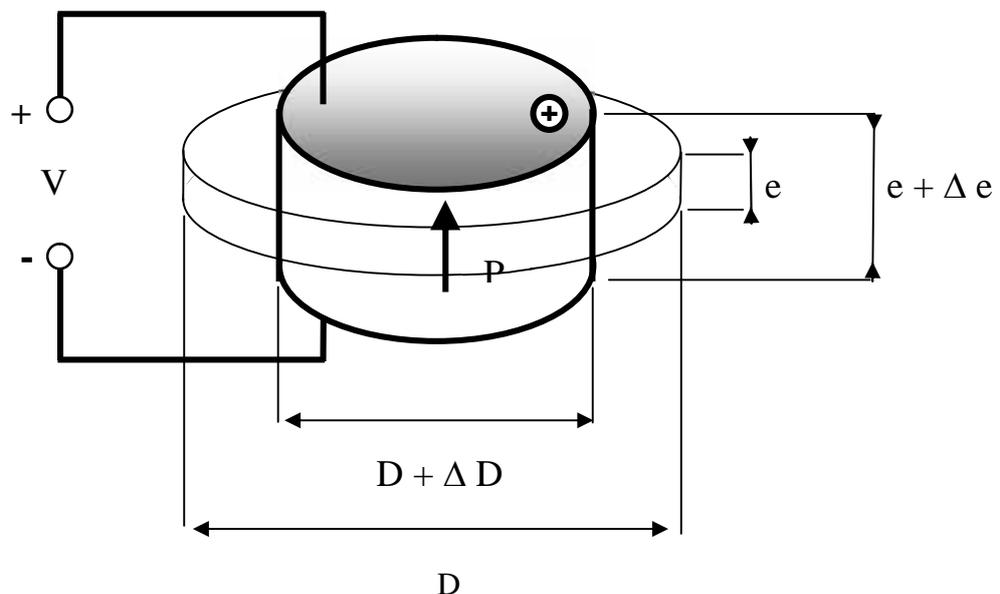


Figure A1-1

Les matériaux modernes de la piézocéramiques ont une constante de charge comprise entre  $(400 - 650) \cdot 10^{-12} \text{ m/V}$

Pour  $V = 1000 \text{ V}$

$$\Delta e = (400 - 650) \cdot 10^{-12} \cdot 10^3$$

$$\Delta e = (400 - 650) \cdot 10^{-9} \text{ m}$$

On peut utiliser la même constante  $d_{33}$  pour des disques en céramiques empilés, comme le montre la figure A1-2. L'allongement global sera augmenté sous une tension  $V$  par la relation suivante:

$$\Delta L = n \cdot \Delta e = n \cdot d_{33} \cdot V$$

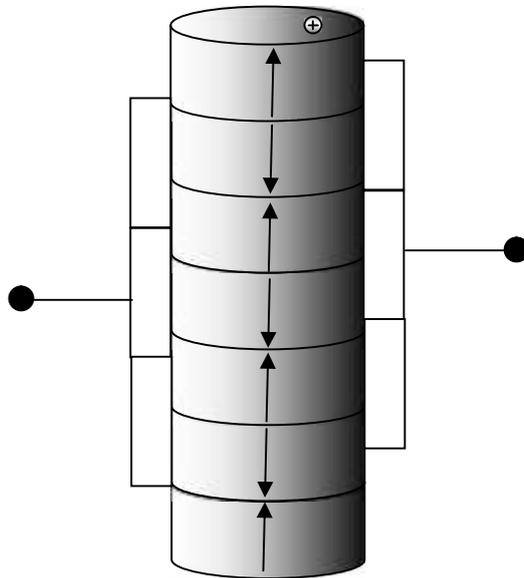


Figure A1-2

### Constantes piézoélectriques de charge $d_{31}$ .

La figure A1-3 montre l'allongement du tube lié au coefficient de charge  $d_{31}$ , e la longueur du tube  $L$  et son épaisseur  $e$ , quand il est soumis à une différence de potentiel  $V$  :

$$\Delta L = d_{31} \cdot V \cdot \frac{L}{e}$$

Si on a un disque de  $w 100 \times 2 \text{ mm}$

La valeur  $\frac{L}{e} = 50$  est proche du maximum réalisable

---

Pour  $V = 1000$   
 $\Delta L = -10.10^{-6} m$

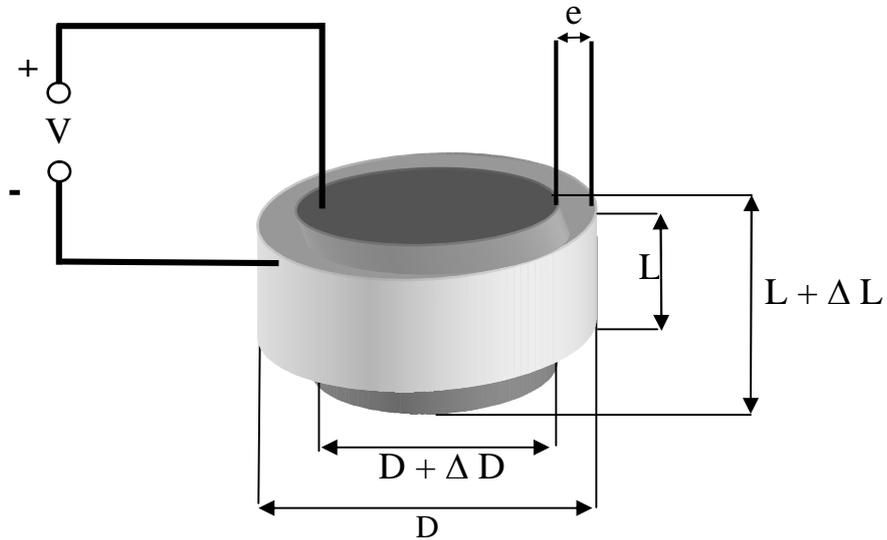


Figure A1-3

### Constantes piézoélectriques de tension $g_{ij}$ .

Le coefficient  $g_{ij}$  est une mesure du champ par unité de contrainte ou de déformation par unité de densité de charge

$$g_{ik} = \frac{\text{Volte} / m}{\text{Newton} / m^2} = \frac{\text{Volte} \cdot m}{\text{Newton}} \quad \text{Où} \quad g_{ik} = \frac{\text{Metre} / \text{metre}}{\text{Coulomb} / \text{metre}} = \frac{\text{Metre}}{\text{Coulomb}}$$

Une plaque en céramique d'épaisseur  $e$  soumise à une compression  $F$  fait apparaître entre ces électrodes une différence de potentiel  $V$  qui peut être calculée au moyen de la constante de tension (Figure A1-4).

$$g_{33} = \frac{V / e}{F / L} \quad V = g_{33} \cdot e \frac{F}{L}$$

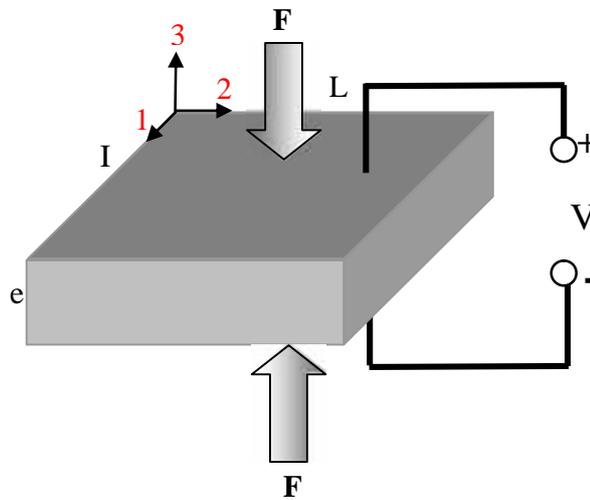


Figure A1-4

La figure A1-5 montre une compression soumise à la plaque en céramique qui est perpendiculaire à la polarisation; entre ces électrodes apparaît une différence de potentiel  $V$  qui peut être calculée au moyen de la constante de tension

$$V = g_{31} \cdot e \frac{F}{L}$$

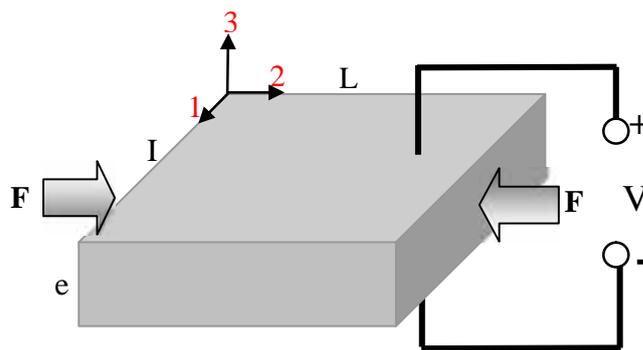


Figure A1-5

## Annexe C

### Théorème :

convergence asymptotique de la commande robuste adaptative .

Considérons la dynamique de système (3-6). La commande a pour but d'assurer une poursuite de la trajectoire désirée  $x_d(t)$ ,  $\dot{x}_d(t)$  et  $\ddot{x}_d(t)$ . La loi de contrôle donnée par l'équation (3-10), et les lois d'adaptation définies dans (3-13),(3-14),(3-15),(3-16) et (3-17), assurent la bornitude des paramètres adaptatives et les états du système, et la convergence asymptotique des erreurs de poursuite vers zéro.

### Démonstration

Pour démontrer la stabilité du système , on choisit la fonction de Lyapunov suivante :

$$v(t) = \frac{M}{2k_e} S^2 + \frac{1}{2r_0} \tilde{a}_0^2 + \frac{1}{2r_1} \tilde{a}_1^2 + \frac{1}{2r_2} \tilde{a}_2^2 + \frac{1}{2r_3} \tilde{a}_3^2 + \frac{1}{2r_4} \tilde{a}_4^2 \quad (3-18)$$

En dérivant  $v(t)$  par rapport au temps, il vient

$$\begin{aligned} \dot{v}(t) = & -k_v S^2 + [\tilde{a}_0(k_f e + k_p \dot{e} + \ddot{x}_m) + \tilde{a}_1 \operatorname{sgn}(x_2) + \tilde{a}_2 x_2 + \tilde{a}_3 x_3 + \tilde{a}_4] S + \frac{1}{2r_0} \tilde{a}_0^2 + \\ & \frac{1}{2r_1} \tilde{a}_1^2 + \frac{1}{2r_2} \tilde{a}_2^2 + \frac{1}{2r_3} \tilde{a}_3^2 + \frac{1}{2r_4} \tilde{a}_4^2 \end{aligned} \quad (3-19)$$

Remplaçons les lois d'adaptations (3-13),(3-14),(3-15),(3-16) et (3-17), dans cette dernière, il s'en suit.

$$\dot{v}(t) < -k_v S^2 \quad (3-20)$$

D'où la vérification de la dérivée temporelle de la fonction de Lyapunov

L'inégalité (5-19) implique que une converge vers zéro et que  $S, \tilde{a}_0, \tilde{a}_1, \tilde{a}_2, \tilde{a}_3$  et  $\tilde{a}_4$  sont uniformément bornés.

## Annexe D

### Théorème

Soit le système non linéaire (5-26), substitué à la loi de commande (5-33), avec les lois d'adaptation définies par (5-36) à (5-39). Le système en boucle fermée est stable de telle sorte que tous les signaux entrée- sortie sont bornés et l'erreur de poursuite converge vers zéro.

On définit la fonction de Lyapunov suivante

$$V = \frac{1}{2}e_1^2 + \frac{1}{2}e_2^2 + \frac{1}{2a_0\Gamma_0}\tilde{a}_0^2 + \frac{1}{2\Gamma_1}\tilde{a}_1^2 + \frac{1}{2\Gamma_2}\tilde{u}^2 + \frac{1}{2M\Gamma_3}\tilde{F}_0^2 \quad (5-40)$$

Alors la dérivée de  $V$  est donnée par:

$$\begin{aligned} \dot{V} &= e_1\dot{e}_1 + e_2\dot{e}_2 + \frac{1}{a_0\Gamma_0}\tilde{a}_0\dot{\tilde{a}}_0 + \frac{1}{\Gamma_1}\tilde{a}_1\dot{\tilde{a}}_1 + \frac{1}{\Gamma_2}\tilde{u}\dot{\tilde{u}} + \frac{1}{M\Gamma_3}\tilde{F}_0\dot{\tilde{F}}_0 \quad (5-41) \\ &= c_1e_1^2 + e_1e_2 + e_2\left(\frac{1}{a_0}U - \tilde{u}x_2 - \frac{F_0}{M} - a_1x_1 - \ddot{x}_m - \dot{\Gamma}_1\right) + \frac{1}{a_0\Gamma_0}\tilde{a}_0\dot{\tilde{a}}_0 + \frac{1}{\Gamma_1}\tilde{a}_1\dot{\tilde{a}}_1 + \frac{1}{\Gamma_2}\tilde{u}\dot{\tilde{u}} + \\ &\quad \frac{1}{M\Gamma_3}\tilde{F}_0\dot{\tilde{F}}_0 \end{aligned}$$

Dans l'équation (5-41), le terme  $\frac{1}{a_0}U$  est exprimé sous la forme suivante:

$$\frac{1}{a_0}U = \bar{U} - \frac{1}{a_0}\tilde{a}_0\bar{U} - \frac{1}{M}\hat{F}_0\text{sign}(e_2) \quad (5-42)$$

En substituant (5-18) dans (5-41), on trouve

---

$$\begin{aligned} \dot{V} = & -c_1 e_1^2 + e_2 (\bar{U} + e_1 - x_2 - a_1 x_1 - \ddot{x}_m - \dot{r}_1) - \frac{1}{M} (F_0 - \hat{F}_0 \text{sign}(e_2)) + \frac{1}{r_0 a_0} \tilde{a}_0 \dot{\tilde{a}}_0 + \frac{1}{r_1} \tilde{a}_1 \dot{\tilde{a}}_1 \\ & + \frac{1}{r_2} \tilde{r}_2 \dot{\tilde{r}}_2 + \frac{1}{M r_3} \tilde{F}_0 \dot{\tilde{F}}_0 \end{aligned} \quad (5-43)$$

Et donc,

$$\begin{aligned} \dot{V} = & -c_1 e_1^2 - c_2 e_2^2 - \frac{1}{r_0 a_0} \tilde{a}_0 (r_0 e_2 \bar{U} + \dot{\tilde{a}}_0) - \frac{1}{r_1} \tilde{a}_1 (r_1 x_1 e_2 + \dot{\tilde{a}}_1) - \frac{1}{r_2} \tilde{r}_2^T (r_2 x_2 e_2 + \dot{\tilde{r}}_2) \\ & - \frac{1}{M r_3} \tilde{F}_0 (r_3 |e_2| - \dot{\tilde{F}}_0) \end{aligned} \quad (5-44)$$

On remplace les lois d'adaptations de  $\dot{\tilde{a}}_0, \dot{\tilde{a}}_1, \dot{\tilde{r}}_2, \dot{\tilde{F}}_0$  dans l'équation (5-44). On trouve:

$$\dot{V} \leq -c_1 e_1^2 - c_2 e_2^2 \quad (5-45)$$

Ce qui signifie que l'équilibre est globalement asymptotiquement stable. Le système en boucle fermée est stable, et que les variables d'erreur  $e_1, e_2$  convergent asymptotique vers zéro.

---