HAL
open science

Développement et Commande Modulaire d'une Station de Microassemblage

Micky Rakotondrabe

To cite this version:

Micky Rakotondrabe. Développement et Commande Modulaire d'une Station de Microassemblage. Automatique / Robotique. Université de Franche-Comté, 2006. Français. NNT : . tel-00147548v4

HAL Id: tel-00147548

https://theses.hal.science/tel-00147548v4

Submitted on 20 Feb 2008 (v4), last revised 17 Mar 2008 (v5)

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

Année : **2006** N° ordre : **1184**

THÈSE

présentée à

L'U.F.R. DES SCIENCES ET TECHNIQUES
DE L'UNIVERSITÉ DE FRANCHE-COMTÉ

pour obtenir le

GRADE DE DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE FRANCHE-COMTÉ

en **AUTOMATIQUE**
(Ecole Doctorale Sciences Physiques pour l'Ingénieur et Microtechniques)

Développement et commande modulaire d'une station de microassemblage

par
Micky RAKOTONDRABE

Soutenue le 30 Novembre 2006 devant la Commission d'Examen :

Rapporteurs :

Henri BOURLÈS	Professeur, C.N.A.M. de Paris
Hervé Tanneguy REDARCE	Professeur, I.N.S.A. de Lyon

Examinateurs :

Jean-Marc BREGUET	Adjoint scientifique, E.P.F.L. Lausanne
Nicolas CHAILLET	Professeur, Université de Besançon
François PIERROT	Directeur de recherche, Université de Montpellier 2
Stéphane RÉGNIER	Maître de Conférences HDR, Université Paris 6

Directeurs de thèse :

Philippe LUTZ	Professeur, Université de Besançon
Yassine HADDAB	Maître de Conférences, E.N.S.M.M.

Lance ton coeur au dessus de la barre et ton corps suivra [Pea05].

A ma famille.

Remerciements

Les travaux présentés dans ce mémoire ont été réalisés au Laboratoire d'Automatique de Besançon (LAB). Je tiens donc à remercier Monsieur Alain Bourjault, Directeur du laboratoire et Professeur à l'**E**cole **N**ationale **S**upérieure de **M**écanique et des **M**icrotechniques (**ENSMM**), de m'avoir offert d'excellentes conditions pour effectuer ces travaux de recherche.

Ces travaux ont été sous la responsabilité de Monsieur Philippe Lutz, Professeur à l'Université de Franche-Comté, et de Monsieur Yassine Haddab, Maître de Conférences à l'**ENSMM**. Je tiens vivement à leur adresser ma reconnaissance pour la confiance et la liberté qu'ils ont su m'accorder ainsi que pour leurs conseils et leur disponibilité.

Je tiens à remercier Monsieur Henri Bourlès, Professeur titulaire de la chaire d'automatisme industriel au **C**onservatoire **N**ational des **A**rts et **M**étiers (**CNAM**) Paris, pour m'avoir fait l'honneur de rapporter sur ce mémoire et pour m'avoir accueilli à Paris afin d'apporter ses précieuses remarques pour améliorer la qualité de ce document.

Je tiens également à remercier Monsieur Tanneguy Redarce, Professeur à l'**I**nstitut **N**ational des **S**ciences **A**ppliquées (**INSA**) Lyon, pour avoir accepté de rapporter sur ce mémoire, pour y avoir consacré du temps et apporté des corrections.

Je suis très honoré que Monsieur François Pierrot, Président de la section 07 du **C**omité **N**ational et Directeur de Recherche au **L**aboratoire d'**I**nformatique, de **R**obotique et de **M**icroélectronique de Montpellier (**LIRMM**), ait accepté de présider ma soutenance de thèse. Je suis très reconnaissant à Docteur Jean-Marc Breguet, Ingénieur Chef de Groupe au **L**aboratoire des **S**ystèmes **R**obotiques de l'**EPFL** - Lausanne, pour m'avoir accueilli dans son laboratoire afin d'effectuer des expérimentations. Je tiens aussi à remercier Monsieur Nicolas Chaillet, Professeur à l'Université de Franche-Comté, pour sa participation à ce jury. Je remercie Monsieur Stéphane Régnier, Maître de Conférences HDR à l'Université Pierre et Marie Curie, d'avoir accepté de juger ce mémoire.

J'adresse particulièrement mes remerciements à Joël Agnus pour m'avoir aidé sur la réalisation des poutres piézoélectriques, et à Martine, Sandrine, Isabelle et Denis pour leur aide notamment administrative. Enfin, je souhaite exprimer ma gratitude à tous les collègues du LAB pour la bonne ambiance et les sourires partagés.

Table des matières

1 Introduction générale **1**

2 Etat de l'art **5**
2.1 Vers la miniaturisation des produits 5
2.2 Fabrication des MEMS 7
2.2.1 Les techniques de microfabrication 7
2.2.2 Le microassemblage 7
2.3 Nécessité de systèmes de fabrication adaptés 9
2.3.1 Problèmes d'effets d'échelle 9
2.3.2 Les microactionneurs 10
2.3.3 Les microrobots 17
2.3.4 Les capteurs 18
2.3.5 Vers les microsystèmes de production 22
2.4 Les micro-usines 22
2.4.1 Caractéristiques des micro-usines 22
2.4.2 Fonctions essentielles dans une micro-usine 23
2.4.3 Naissance de la micro-usine 25
2.4.4 Micro-usines multistation 28
2.4.5 Micro-usines monostation 31
2.4.6 Comparaison 36
2.4.7 Mini-usines et nano-usines : voisines des micro-usines 37
2.5 Conclusion 38

3 Conception d'une station de microassemblage modulaire **41**
3.1 Introduction 41
3.1.1 Notre concept de la micro-usine 41
3.1.2 Cahier des charges concernant la station à réaliser 45
3.1.3 Choix du principe d'une station 45
3.2 Développement du microsystème à 2ddl pour la station 48
3.2.1 Principes de mouvement pour une grande course 48
3.2.2 Microsystèmes pluri-ddl ou à grande course 51
3.2.3 Microactionneurs utilisés dans notre microsystème 54
3.2.4 Intégration des microactionneurs 57

3.3 Expérimentations et caractérisations du microsystème à 2ddl 60
3.3.1 Caractérisation en petits déplacements 61
3.3.2 Caractérisation en grands déplacements 63
3.4 Conclusion 67

4 Modélisation et commande du microsystème *stick-slip* 71
4.1 Introduction 71
4.2 Modélisation en sous-pas 72
4.2.1 Hypothèses pour la modélisation 72
4.2.2 Equations de fonctionnement de la partie électromécanique 73
4.2.3 Equations de fonctionnement de la partie mécanique 80
4.2.4 Equations d'état 83
4.2.5 Equations de sortie 85
4.2.6 Identification des paramètres et validation du modèle 86
4.3 Commande en sous-pas 91
4.4 Modélisation pour les déplacements en grande distance 94
4.5 Commande pour les déplacements en grande distance 97
4.5.1 Rappel des techniques existantes 97
4.5.2 La commande proportionnelle U/f 99
4.5.3 Equations et analyse 99
4.5.4 Stabilité 102
4.5.5 Expérimentations 104
4.5.6 Discussions 107
4.6 Conclusion 108

5 Modélisation et commande des poutres piézoélectriques 111
5.1 Introduction 111
5.1.1 Motivation sur l'utilisation de poutres piézoélectriques 111
5.1.2 Choix des poutres piézoélectriques 115
5.2 Modélisation du transfert tension-déflexion 116
5.2.1 Etat de l'art sur la modélisation des poutres piézoélectriques . . . 117
5.2.2 Modélisation statique 119
5.2.3 Modélisation dynamique 121
5.2.4 Conclusion sur le modèle à commander 128
5.3 Commande en déflexion 129
5.3.1 Etat de l'art sur la commande des poutres piézoélectriques 129
5.3.2 Commande par PID discret 131
5.3.3 Commande par placement de pôles robuste (RST) 132
5.3.4 Commandes H_∞ standard et μ-synthèse discrètes 142
5.3.5 Conclusion et comparaison des résultats 153
5.4 Estimation de la force 156
5.4.1 Systèmes de mesure existants 157
5.4.2 Nécessité de l'estimation non-linéaire 160
5.4.3 Modélisation du transfert tension-déflexion en non-linéaire 160

5.4.4 Caractéristiques du transfert force-déflexion 165
5.4.5 Modélisation du transfert force-tension-déflexion en non-linéaire . 169
5.4.6 Déduction de la force 170
5.4.7 Remarque 173
5.5 Modélisation du transfert tension-force 175
5.5.1 Vérification des parties statique et dynamique 177
5.5.2 Vérification de la présence de la dérive 178
5.5.3 Modèle final à commander 179
5.6 Commande en force 179
5.6.1 Commande PID discrète 180
5.6.2 Commande H_∞ discrète 181
5.7 Conclusion 182

6 Applications 185
6.1 Introduction 185
6.2 Modularité et reconfiguration 186
6.2.1 Modules matériels 186
6.2.2 Modules de commande 187
6.2.3 Modules tâche 188
6.2.4 Reconfiguration 189
6.2.5 Exemple 189
6.3 Matériels mis en œuvre 192
6.4 Manipulation téléopérée par adhésion 195
6.5 Manipulation téléopérée avec une micropince sur le microsystème 196
6.6 Prise-dépose automatisée 198
6.6.1 Séquence 199
6.6.2 Représentation par automate hybride 200
6.6.3 Résultats 205
6.7 Conclusion 209

7 Conclusions générales 211
7.1 Conclusions 211
7.2 Perspectives 213

A Equations de fonctionnement piézoélectriques 219

B Comparaison de quelques modèles de frottement 225

C Calculs matriciels 227
C.1 Opérateur adjoint noté "*" 227
C.2 Rayon spectral noté "$\rho(.)$" 227
C.3 Valeurs singulières et décomposition 227
C.4 Valeur singulière structurée 228
C.4.1 Cas d'une incertitude paramétrique réelle 228

C.4.2 Cas d'une incertitude mixte 228

D Normes **231**
D.1 Norme induite de matrices 231
D.2 Espaces de fonctions 231
D.3 Norme des systèmes 232
D.3.1 Norme H_2 232
D.3.2 Norme H_∞ 232

E Annexe relative aux commandes robustes **233**
E.1 Algorithme de *Glover-Doyle* 233
E.2 Incertitudes, robustesse et théorème du Petit Gain 235
E.3 La résolution D-K itération 237
E.4 Réduction d'ordre 238

F Calculs des gabarits fréquentiels **241**
F.1 Cahier des charges 241
F.2 Construction des gabarits fréquentiels 241
F.2.1 Gabarit $\frac{1}{W_1}$ 242
F.2.2 Gabarit $\frac{1}{W_1.W_3}$ 242

Références Bibliographiques **245**

Liste des figures **261**

Liste des tables **269**

Publications personnelles

Revue internationale à comité de lecture

Micky Rakotondrabe, Yassine Haddab et Philippe Lutz, "Voltage/frequency proportional control of stick-slip microsystems", *IEEE - Transactions on Control Systems Technology*, à paraître en 2007.

Communications internationales dans des congrès avec actes

Micky Rakotondrabe, Yassine Haddab et Philippe Lutz, "High-stroke motion modelling and voltage/frequency proportional control of a stick-slip microsystem", *IEEE - ICRA (Internationl Conference on Robotics and Automation)*, à paraître dans le proceeding, Roma Italy, April 2007.

Micky Rakotondrabe, Yassine Haddab et Philippe Lutz, "TRING-module : a high-range and high-precision 2DoF microsystem dedicated to a modular micromanipulation station", *proceeding of IWMF (Internationl Workshop on MicroFactory)*, Besançon October 2006.

Micky Rakotondrabe, Yassine Haddab et Philippe Lutz, "Results on the closed-loop control of the TRING-module dedicated to a modular micromanipulation station", *proceeding of IWMF (Internationl Workshop on MicroFactory)*, Besançon October 2006.

Micky Rakotondrabe, Yassine Haddab et Philippe Lutz, "Plurilinear modeling and discrete μ-synthesis control of a hysteretic and creeped unimorph piezoelectric cantilever", *proceeding of IEEE - ICARCV (Internationl Conference on Automation, Robotics, Control and Vision)*, Grand Hyatt Singapore December 2006.
Finalist for best paper

Micky Rakotondrabe, Yassine Haddab et Philippe Lutz, "Design, development and experiments of a high stroke-precision 2DoF (linear-angular) microsystem", *proceeding of IEEE - ICRA (Internationl Conference on Robotics and Automation)*, Orlando Florida USA May 2006.

Micky Rakotondrabe, Samir Benbelkacem, Yassine Haddab, Christophe Perrard et Philippe Lutz, "Approche architecturale pour la ré-organisabilité d'une micro-usine hautement modulaire", *session poster Congrès franco-canadien GI (Génie Industrielle)*, Besançon France Juin 2005.

Micky Rakotondrabe, Yassine Haddab et Philippe Lutz, "Step modelling of a high precision 2DoF (linear-angular) microsystem", *proceeding of IEEE - ICRA (Internationl Conference on Robotics and Automation)*, Barcelona Spain April 2005.

Micky Rakotondrabe, Yassine Haddab et Philippe Lutz, "Modelling and control of a highly modular microassembly system", *proceeding of IWMF (Internationl Workshop on MicroFactory)*, Shanghai China October 2004.

Colloques

Micky Rakotondrabe, Yassine Haddab et Philippe Lutz, "Le TRING-module : un microsystème à 2DdL (linéaire et angulaire) de très haute précision (submicrométrique) et de grande course (quelques centimètres)", *proceeding, INTERCONNEX (Rencontre des industriels et des Laboratoires de recherche en microélectronique et micromécanique)*, Besançon Septembre 2006.

Micky Rakotondrabe, Yassine Haddab et Philippe Lutz, "Commande d'une station de micro-assemblage modulaire", *Atelier LEA (Laboratoire Européen Associé)*, Arc-et-Senans Septembre 2004.

Micky Rakotondrabe, Yassine Haddab et Philippe Lutz, "Modular and re-organizable micromanipulation station", *proceeding, 7èmes Journées du Pôle Microrobotique - 3èmes journées du RTP Microrobotique*, EPFL Lausanne Suisse Décembre 2004.

Chapitre 1

Introduction générale

Depuis sa naissance, la microélectronique a permis le développement de nombreuses technologies - domestiques, industrielles et technologies pour les laboratoires - et a fait naître une nouvelle discipline aussi dominante qu'elle : l'informatique. Elle a su prendre sa place dans de très nombreuses applications. Cependant, depuis un peu plus d'une dizaine d'années, nous assistons à une forte demande concernant les systèmes de petites tailles intégrant des fonctions électrique, mécanique, thermique, magnétique ou encore optique. Il s'agit par exemple d'accéléromètres, de capteurs de petites tailles, de petits robots explorateurs dans le corps humain, etc. Ces produits sont appelés MEMS, Micro Electro Mechanical Systems, ou encore MOEMS, Micro Optical Electro Mechanical Systems. Le terme couramment utilisé est le 'Microsystème'. En fait, un **microsystème** est un système de petite dimension intégrant au moins deux des fonctions suivantes : capteur, traitement de signal, actionneur, alimentation ou transmission [OFT99]. Les dimensions des microsystèmes vont de quelques micromètres cubes à quelques centimètres cubes. Mais plus que les dimensions, les précisions et les résolutions sont micrométriques voire submicrométriques.

La fabrication des microsystèmes se trouve à la frontière de la miniaturisation (*Top-Down*) et de la fabrication à partir d'atomes et de molécules (*Bottom-Up*). Cette dernière, dont la possibilité fût prédite par *Richard Feynman* en 1959 [Fey59], rentre dans le cadre des nanosystèmes et nanotechnologies. Par rapport à la fabrication de systèmes classiques, c'est-à-dire, de systèmes de dimensions classiques, la fabrication des microsystèmes doit prendre en compte de nouveaux aspects : précisions d'ordre micrométrique ou sub-micrométrique, capteurs souvent basés sur la vision (microscopes ou caméras à fort grossissement optique), nouvelles stratégies de fabrication et prise en compte des phénomènes d'adhésion. En ce qui concerne ce dernier point, il s'agit des forces négligeables dans le macromonde mais qui sont prépondérantes dans le micromonde. Ce sont les forces de Van der Waals, la force électrostatique et la force capillaire [Gau06b]. Les systèmes de production capables de fabriquer en petite, moyenne, voire grande séries tout en prenant en compte ces points caractéristiques sont appelés 'micro-usines'.

Les micro-usines sont des systèmes de production de petites tailles convenables pour la fabrication de petits produits [Tan01] [Fer01] [Cla02]. En fait, ces petits produits vont de micro-objets sans fonction (microstructures) jusqu'aux microsystèmes en passant par des micro-objets biologiques. Les dimensions de ces usines sont si petites qu'il est possible de les placer sur une table voire dans une valise [Tan01] et les robots utilisés dans celles-ci sont eux-mêmes des microsystèmes particuliers. On peut classer les micro-usines en deux catégories : les micro-usines monostation et les micro-usines multisation. Le terme 'station' remplace le terme 'chaîne de production' dans le cas d'usines classiques.

Dans les micro-usines, la flexibilité est un point qui doit être pris en compte car l'objectif est la production de petits produits dont les lots de production sont petits. Cette flexibilité se traduit par une approche modulaire autant au niveau de la structure physique qu'au niveau de la commande et du pilotage. Par ailleurs, l'automatisation est un point-clé important pour traiter des séries même si elles sont petites et moyennes. En effet, pour de nombreuses entreprises et notamment des PME qui assemblent des produits de très petites tailles (capteurs, produits de luxe, etc), les opérations se font manuellement avec des personnels très spécialisés et peu nombreux. L'apport de l'automatisation ou d'une assistance à la micromanipulation serait grandement utile. Du point de vue scientifique et technique, malgré quelques réalisations de micro-usines automatisées, l'automatisation qui prend en compte les phénomènes d'adhésion reste un défi à relever.

Au Laboratoire d'Automatique de Besançon, le projet 'Micro-Usine', débuté en 2002, consiste à réaliser une micro-usine hautement modulaire et complètement automatisée. Le terme 'hautement modulaire' veut dire multistation modulaire où chaque station est également modulaire (Fig. 1.1). Par ailleurs, le terme 'complètement automatisée' veut dire automatisation avec prise en compte des phénomène d'adhésion. Sur ce dernier point, de nouvelles méthodes d'assemblage et de manipulation doivent être étudiées afin de minimiser les effets parfois néfastes des forces d'adhésion.

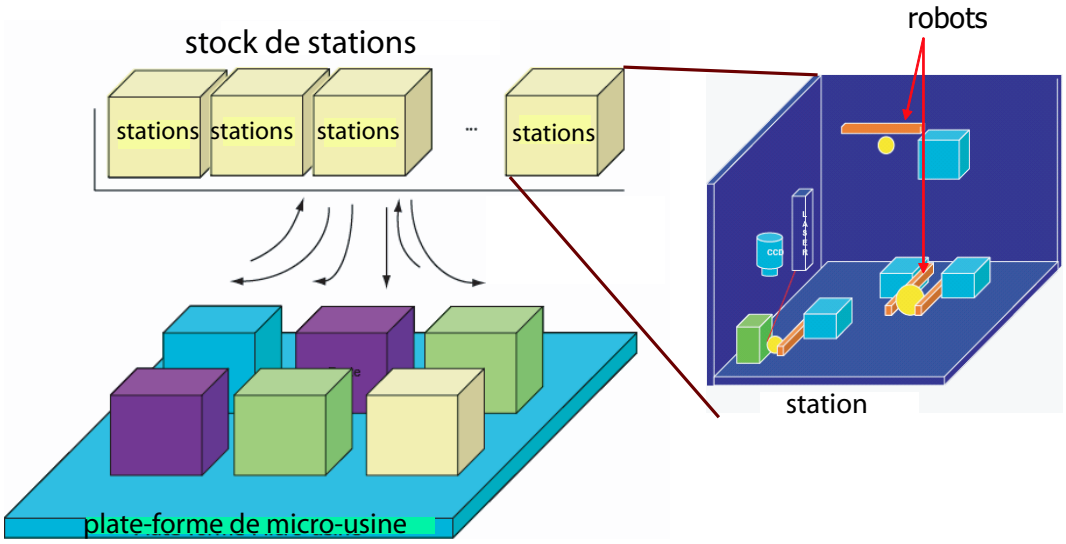


FIG. 1.1 – Micro-usine multistation hautement modulaire.

Ce projet de 'Micro-Usine' est réparti sur différents travaux de recherche qui sont des objectifs scientifiques de l'équipe 'Systèmes Automatisés de Micromanipulation et MIcroassemblage' (SAMMI) du laboratoire :

- étude de la communication et du traitement des informations au sein de la supervision [Des04],
- étude du système de vision utilisé en capteur [Ber06],
- étude des systèmes de tranfert et d'alimentation de microcomposants [Par06],
- étude du système de changement d'outils [Clé02],
- réalisation de micropinces [Had00] [Agn03b].
- conception, réalisation et commande modulaire d'une station de microassemblage (cette thèse).

Cette thèse, financée par une allocation ministérielle, a trois objectifs :

- concevoir et réaliser une station de microassemblage et de micromanipulation,
- affecter des commandes à chaque microsystème à l'intérieur de la station réalisée,
- et faire les premiers essais d'automatisation sur la station.

Une partie de la thèse participe également aux deux projets coopératifs indiqués ci-dessous.

- Le microsystème à deux degrés de libertés (rotation-translation) réalisé, la commande en boucle fermée des microsystèmes *stick-slip* et les commandes en force et en position des poutres piézoélectriques sont utilisés dans le projet ***EUPASS*** (**E**volvable **U**ltra **P**recision **AS**sembly **S**ystems, http ://www.eupass.org/). Ce

projet, IP du 6^{e}PCRD, rassemble 21 partenaires industriels, universitaires et laboratoires de recherche européens pour réaliser des systèmes de production et d'assemblage ultraprécis de petits produits.
- Le microsystème à deux degrés de liberté sera integré dans une station de micromanipulation pour un projet de l'ANR *PRONOMIA* qui propose des solutions de cellules de micromanipulation et microassemblage en milieu liquide.

Le mémoire de thèse est structuré en cinq chapitres.

Dans le premier chapitre, nous ferons un état de l'art sur les micro-usines en passant par les éléments qui les composent, notamment les micro-actionneurs.

Au second chapitre, nous rappellerons le concept de 'micro-usine' développé au laboratoire. Nous détaillerons ensuite la conception et le développement d'une station de microassemblage et de micromanipulation dédiée à cette micro-usine. Nous parlerons spécifiquement du développement du microsystème à deux degrés de liberté (rotation-translation) ayant des courses théoriquement infinies et des précisions submicrométriques.

Le chapitre trois sera consacré à la commande du microsystème 2ddl présenté au chapitre deux. Deux modes de commandes sont développés : commande à l'intérieur d'un pas permettant de faire du nanopositionnement et commande pour des déplacements sur des grandes distances. Pour chaque mode, nous développons un modèle.

Dans le chapitre quatre, nous traiterons de la commande de la déflexion et de la commande de la force appliquée par les poutres piézoélectriques. Concernant la déflexion, nous nous baserons sur une modélisation multilinéaire puis nous comparerons quatre types de commande : PID, RST, H_∞ et μ-synthèse. Concernant la force, une estimation non-linéaire est d'abord nécessaire. Pour cela, nous modéliserons l'hystérésis par le modèle de Bouc-Wen et la dérive par un modèle Kelvin-Voigt. La force étant estimée, nous reprenons la modélisation multilinéaire pour la synthèse de correcteurs pour la force (PID et H_∞).

Enfin, au chapitre cinq, nous mettrons en oeuvres les éléments développés aux chapitres précédents. Des expérimentations de micromanipulation sont effectuées à partir de la mise en coopération de plusieurs microsystèmes 2ddl. Nous y introduirons également une méthodologie basique pour gérer la configuration d'une station de microassemblage et de micromanipulation modulaire.

Chapitre 2

Etat de l'art

2.1 Vers la miniaturisation des produits

Depuis quelques dizaines d'années, la miniaturisation des produits intéresse de plus en plus l'industrie. La nécessité d'avoir plus de fonctions dans un volume réduit est l'une des raisons principales à cela. Contrairement à la microélectronique, ces produits comprennent des techniques et fonctions de natures différentes : mécanique, thermique, électronique ou encore optique. On leur attribue alors le nom de 'microsystèmes'. Souvent, les **MEMS** (Micro Electro Mechanical Systems), et les **MOEMS** (Micro Opto Electro Mechanical Systems), sont utilisés à la place du terme microsystème.

Définition 2.1. *Un **microsystème** est un système de petite dimension intégrant au moins deux des fonctions suivantes : capteur, traitement de signal, actionneur, alimentation ou transmission [OFT99].*

Les applications des MEMS sont nombreuses. Elles vont du domaine de la recherche aux utilisations quotidiennes. Quelques exemples sont donnés ci-dessous.

Dans le domaine médical : beaucoup d'études s'intéressent à l'introduction de microrobots à l'intérieur du corps humain pour réaliser des tâches d'inspection ou de soin tels que les coloscopes intelligents [Tho03].

Dans l'industrie de l'automobile : les voitures deviennent de plus en plus équipées de petits systèmes intelligents. Bien que la plupart de ces systèmes soient basés sur des dispositifs microélectroniques, de nouvelles fonctions de type mécanique deviennent nécessaires. L'accéléromètre pour le déclenchement d'un air-bag est un exemple courant de MEMS.

Dans le domaine aérospatial : ce domaine nécessite des MEMS travaillant dans des conditions extrêmes. En effet, la plupart des microcapteurs utilisés travaillent dans des conditions de températures ou de pressions extrêmes.

Dans le domaine de l'optique : l'orientation de micromiroirs dans des microcapteurs optiques ou encore la nécessité d'aligner des fibres d'une manière précise ont conduit les industries concernées à fabriquer des microsystèmes et microrobots permettant de réaliser de telles tâches.

En manipulation de petits objets : dans les laboratoires de recherches, la manipulation d'objets de tailles micrométriques nécessite des microrobots et des microcapteurs. Ces applications concernent généralement l'étude des phénomènes du micromonde [1] telle que les forces d'adhésion [Hal02] [Lam05] ou encore la manipulation de microobjets biologiques [Gau02] [Bou03].

D'après [Bry03], rien que dans la Silicone Valley, 100 entreprises concernant les MEMS ont été créées en 2000 et les applications seraient multipliées par quatre entre l'an 2005 et l'an 2015. Les applications dominantes sont présentées dans la Table 2.1 où les chiffres sont en billions de dollars.

TAB. 2.1 – *Prévision sur le marché des MEMS [Bry03].*

Applications	**2005**	**2015**
Capteurs de pressions	\$3,0	\$6,0
Diagnostiques in-vitro	\$0,0	\$5,0
Têtes de lecture/écriture pour disques durs	\$2,0	\$4,0
Têtes d'imprimantes à jet d'encre	\$2,0	\$3,5
Affichages optiques	\$1,0	\$3,0
Gyroscopes	\$0,1	\$2,0
Lab-on-Chip	\$0,0	\$2,0
Systèmes de convoyage de médicaments	\$0,0	\$1,5
Capteurs inertiels	\$0,2	\$1,5
Capteurs chimiques	\$0,1	\$1,0
Commutateurs optiques	\$0,1	\$1,0
Applications en radioélectricité	\$0,0	\$1,0
Microspectromètres	\$0,0	\$0,4
Stimulateurs adaptatifs	\$0,1	\$0,3
Micromoteurs	\$0,0	\$0,2

[1] Le terme 'micromonde' désigne le monde des objets de dimensions souvent submillimétriques.

2.2 Fabrication des MEMS

2.2.1 Les techniques de microfabrication

Les microfabrications trouvent leurs origines dans la microélectronique ce qui permet de fabriquer des structures planaires. Plus tard, elles ont évolué pour réaliser des structures $3D$. Selon *Madou* [Mad97], les principes issus de la microélectronique sont appelés 'méthodes traditionnelles'. Les technologies et principes de microfabrication sont appelés 'microtechnologies'. Ci-dessous, quelques exemples de microtechnologies sont donnés.

En méthodes traditionnelles : la lithographie, le dopage, les techniques par couches, l'attaque, le lift-off, etc.

En méthodes non-traditionnelles : le LIGA, le micro-usinage par électroérosion, la microStéréoLithoGraphie, le micro-usinage laser, le micro-usinage électrochimique, le micro-usinage par ultrasons, les micro-usinages mécaniques, etc.

Ces microtechnologies permettent de fabriquer par lots des MEMS tout en ayant les précisions demandées qui sont micrométriques voire submicrométriques. Cependant, elles sont souvent limitées à des objets monolithiques alors que les MEMS sont souvent faits de plusieurs composants. Par exemple, pour avoir différentes fonctions sur un même microsystème, celui-ci doit être composé de plusieurs matériaux. D'autre part, les microproduits peuvent avoir des formes complexes. Dans ce cas, un assemblage est nécessaire [VB00]. Il a été montré que le microassemblage représente jusqu'à 80% du coût total de la production des microsystèmes [Koe99]. Ainsi, la tendance actuelle des recherches et développement sur la production des MEMS concerne le microassemblage.

2.2.2 Le microassemblage

Le microassemblage est généralement un processus final lors de la production de microsystèmes. Il complète une ou plusieurs microtechnologies. D'après la classification de [Coh98], il existe deux branches de microassemblage : le microassemblage sériel et le microassemblage parallèle.

2.2.2.1 Microassemblage sériel

Egalement appelé microassemblage robotique, celui-ci est fondé sur le principe de 'prise-dépose' (pick-and-place) (Fig. 2.1). Il nécessite au moins un micromanipulateur permettant de saisir les microcomposants (avec ou sans contact), de les transporter et de les déposer.

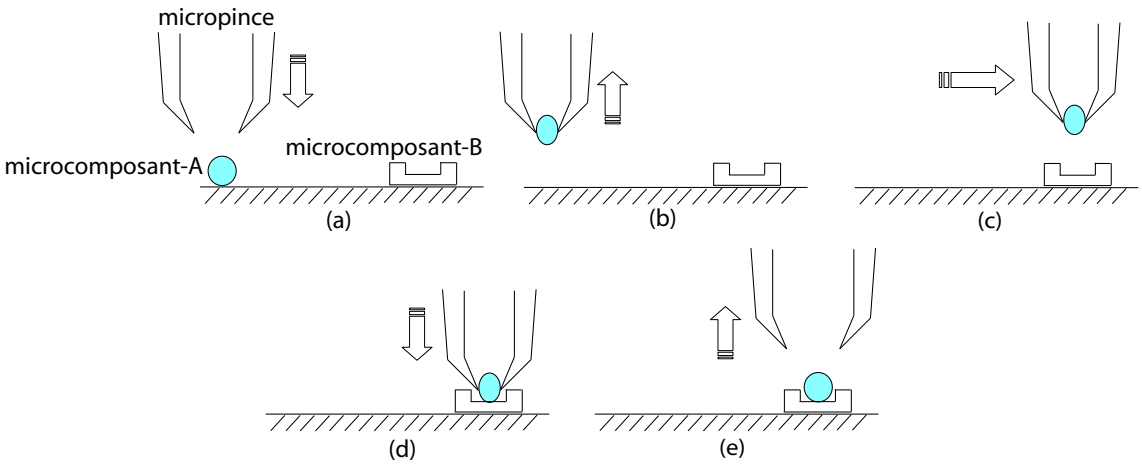


FIG. 2.1 – Microassemblage seriel

2.2.2.2 Microassemblage parallèle

Lorsque le microassemblage demande un débit élevé, par exemple pour des grandes séries de production, le microassemblage sériel devient inapproprié. On utilise alors le microassemblage parallèle. Il s'agit d'assembler de nombreux microcomposants simultanément. Il existe deux types de microassemblage parallèle : le microassemblage parallèle déterministe et le microassemblage parallèle stochastique.

Microassemblage parallèle déterministe : il s'agit d'un transfert de microstructures placées sur un substrat vers d'autres microstructures placées sur un second substrat (Fig. 2.2-a). Les emplacements des microstructures sur chacun des substrats étant connus, il suffit d'aligner ces derniers pour réaliser le microassemblage. Plusieurs composants sont donc assemblés simultanément. Le problème réside dans le procédé de solidarisation des microstructures entre elles.

Microassemblage parallèle stochastique : il utilise le principe de l'énergie minimale. L'état assemblé de l'ensemble des microcomposants doit représenter une énergie minimale. On met en commun les deux types de microcomposants (Fig. 2.2-b) puis en leur attribuant une énergie cinétique initiale, par exemple thermique, ceux-ci se mettent à s'assembler. Le microassemblage est probabiliste mais permet, dans certains cas, d'obtenir plus de 10^6 systèmes assemblés par seconde [Coh98]. Son application la plus fréquente est dans la biologie (anticorps, etc.).

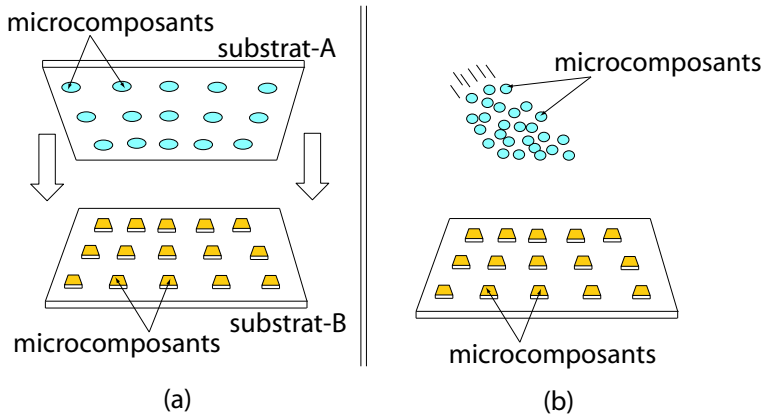


FIG. 2.2 – a : microassemblage parallèle déterministe. b : microassemblage parallèle stochastique.

2.3 Nécessité de systèmes de fabrication adaptés

Lors d'une tâche de microassemblage ou de micromanipulation d'objets de petites tailles (souvent de dimensions inférieures à $300\mu m$), de nouveaux phénomènes apparaissent. Ce sont les effets d'échelle.

2.3.1 Problèmes d'effets d'échelle

Les effets d'échelle sont les phénomènes survenant quand on change de dimension en conservant les mêmes principes de fonctionnement. Des phénomènes, supposés sans effet à l'échelle macroscopique, deviennent importants lorsqu'on travaille dans le micromonde. A l'état actuel de la recherche et du développement, la connaissance précise des effets d'échelle reste limitée.

L'effet d'échelle le plus connu est la prépondérance des forces d'adhésion, appelées aussi forces surfaciques, par rapport à la force gravitationnelle (volumique). D'après une classification faite dans [Gau06b], deux cas peuvent se présenter : les forces à distance et les forces quand il y a contact. Dans le cas du non-contact (forces à distance), il existe trois forces d'adhésion : les forces de Van Der Waals $\vec{F}_{vdw}$, la force capillaire $\vec{F}_{cap}$ et la force électrostatique $\vec{F}_{elec}$. Dans le cas du contact, la force de "pull-off" F_{poff} est présente. Cette dernière est basée sur la théorie du contact combinée avec les forces d'adhésion précédemment citées.

Parmi les quatre interactions fondamentales [2], les forces d'adhésion sont toutes issues de l'interaction électromagnétique. Un exemple de problème de micromanipulation dû aux forces d'adhésion est représenté sur la Fig. 2.3-a, b et c.

[2] Interaction électromagnétique, interaction gravitationnelle, interaction forte et interaction faible.

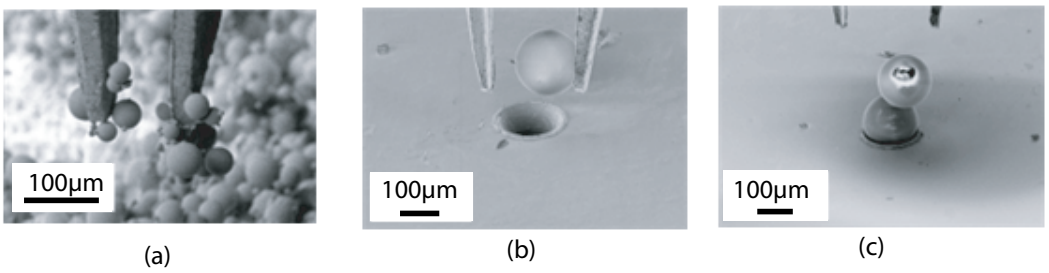


FIG. 2.3 – Problème de micromanipulation dû aux forces d'adhésion [Wec03]. a : difficulté de prise de micro-objet. b : difficulté de dépose de micro-objet. c : difficulté du positionnement d'un micro-objet due aux forces d'adhésion créées par les micro-objets environnants.

Un autre effet d'échelle est l'impossibilité d'utiliser directement les sens humains dans le micromonde, notamment la vue. On utilise souvent un système 'microscope-caméra' pour superviser les tâches de micromanipulation. Entièrement automatisés ou téléopérés, ces systèmes de micromanipulations sont équipés d'une interface de type écran pour que l'opérateur humain puisse intervenir.

Il convient également de considérer les problèmes liés à l'incertitude. Il est intéressant de rappeler qu'à cause des forces d'adhésion qui restent encore de nos jours non maîtrisées, les équations de la dynamique et de la cinématique des micro-objets restent soumises à des incertitudes, les mouvements sont alors imprédictibles. L'incertitude est également due à la limite des performances des capteurs. Pour manipuler des micro-objets, la précision demandée est au pire le dixième de la taille de ces derniers et la résolution égale à $\frac{1}{n}$ fois la précision (avec $n > 1$). A l'heure actuelle, proposer des capteurs de position et de force avec de telles performances mais également avec une taille convenable [3] reste un challenge. En parallèle, la conception des systèmes de micromanipulation doit mener à des performances de précision et de résolution les plus intéressantes possibles. C'est la raison pour laquelle on limite le nombre d'articulations dans les microactionneurs et microrobots et on utilise des structures actives. De plus, cela permet de réduire les dimensions.

2.3.2 Les microactionneurs

Un microactionneur est un microsystème particulier qui établit un flux d'énergie entre une entrée et une sortie de type mécanique. Le constituant principal d'un microactionneur est le transducteur. Un transducteur traduit un type d'énergie en un autre type [BV98]. Les types d'énergie sont par exemple : électrique, mécanique, chimique, etc.. L'utilisation de microactionneurs à transduction électromécanique présente des avan-

[3] Des capteurs de positions très précis existent déjà mais leur taille n'est pas adaptée, par exemple les interféromètres.

tages évidents :

- compatibilité des types d'énergies : la plupart des dispositifs utilisés pour la commande des microactionneurs sont électriques,
- rapidité des procédés électriques,
- abondance et faible coût des composants électroniques,
- techniques de traitement des signaux électriques bien maîtrisées.

La Fig. 2.4 résume les différentes possibilités de microactionnement que nous avons recensées et classées selon le type de transduction. Rappelons que le type d'énergie en sortie du microactionneur est toujours mécanique.

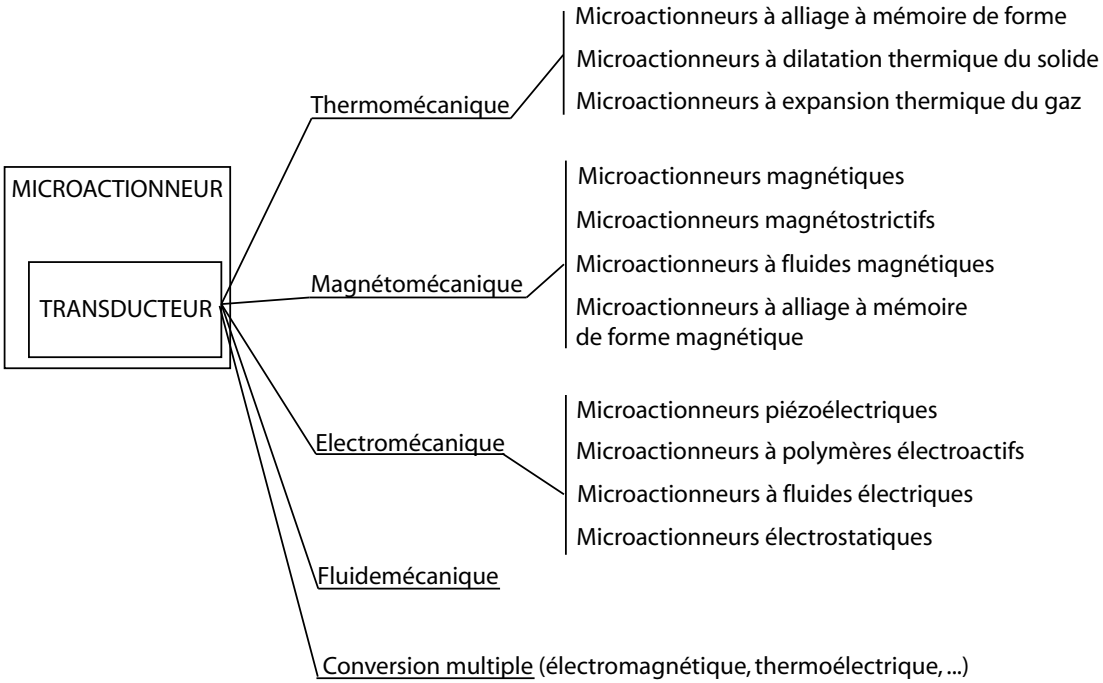


FIG. 2.4 – Quelques possibilités de microactionnement.

2.3.2.1 Conversion thermomécanique

Le type d'énergie à l'entrée est thermique. Les actionneurs thermiques ont l'inconvénient d'être lents. Ils posent également un problème de dissipation. Comme la constante de temps d'un système thermique est proportionnel à L^2 [Pon05], où L indique la dimension dominante du système considéré, l'actionnement thermomécanique peut convenir au microactionnement. Une miniaturisation d'un facteur de 10 d'un actionneur permet de gagner 100 fois en temps de réponse. Divers matériaux peuvent être utilisés pour réaliser un microactionneur thermomécanique.

Microctionneurs à alliage à mémoire de forme (AMF) : quand un matériau ordinaire est soumis à une contrainte mécanique qui dépasse sa limite élastique, sa déformation devient plastique. En effet, en supprimant la contrainte mécanique, la déformation apparente persiste. Pour les matériaux à mémoire de forme (exemples : $NiTi$, $CuAlZn$ et $CuAlNi$), cette déformation diminue ou disparaît lorsqu'on augmente la température. Un exemple d'utilisation d'AMF est donné dans [Bel98]. En fait, le principe est basé sur la transformation de phase du matériau. Il s'agit d'une micropince utilisée pour manipuler des microlentilles (diamètre $250\mu m$).

Microctionneurs à dilatation thermique d'un solide : ici, on exploite la dilatation thermique d'un corps solide. Dans le micromonde, elle s'utilise souvent avec des structures multimorphes ou des unimorphes mais à formes particulières. Un microactionneur multimorphe thermique est une poutre ayant plusieurs couches collées entre elles et ayant des coefficients thermiques différents (Fig. 2.5-a). Lorsqu'on porte l'ensemble à une même température, chaque couche s'allonge différemment, ce qui provoque une flexion globale de la structure (Fig. 2.5-b).

La Fig. 2.5-c montre le principe d'un micropositionneur de miroir [Jai98]. Il est fondé sur l'utilisation de deux microactionneurs thermiques fonctionnant en bilame. En activant par chauffage le microactionneur A, le cadre s'incline d'un angle α. Puis, en activant le microactionneur B, celui-ci s'incline d'un angle relatif β. Le miroir sera alors positionné suivant l'axe vertical.

Microctionneurs à expansion thermique d'un gaz : d'après la loi de *Gay Lussac*, une interprétation particulière de l'équation d'état des gaz parfaits ; à pression constante, du gaz renfermé dans une chambre de volume initial V_o et chauffé à une température T fait augmenter le volume. Cela peut être exploité pour réaliser des microactionneurs. Par exemple, *Fu et al.* [Fu01] a proposé des micromoteurs rotatifs à combustion utilisant le principe du moteur de Wankel.

2.3.2.2 Conversion magnétomécanique

Il s'agit de transformer l'énergie magnétique en énergie mécanique. L'avantage majeur est le contrôle à distance. Les forces obtenues peuvent être relativement importantes selon le type du microactionneur choisi.

Microactionneurs magnétiques : il s'agit de microactionneurs qui exploitent la force attractive produite par un champ magnétique sur les matériaux ferromagnétiques. Dans la plupart des cas, au lieu d'utiliser un aimant permanent, ce champ magnétique est généré par une bobine couplée avec un noyau ferromagnétique, on parle alors de microactionneurs électromagnétiques. L'une des raisons fondamentales à cela est le contrôle facile du champ.

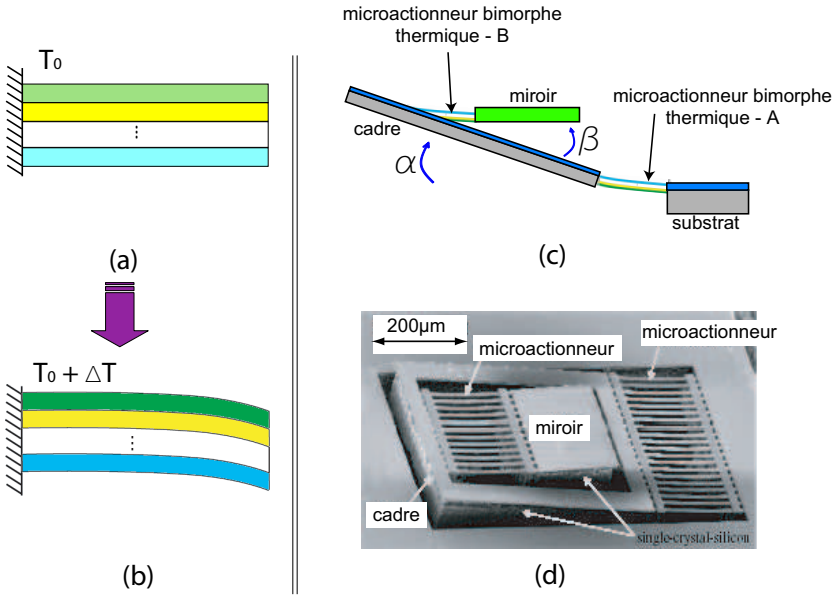


FIG. 2.5 – Principe d'un microactionneur multimorphe thermique. a : une poutre multimorphe. b : obtention de la flexion d'une poutre multimorphe par chauffage. c et d : un micropositionneur de miroir fondé sur deux microactionneurs bimorphes thermiques [Jai98].

Microactionneurs magnétostrictifs : la magnétostriction est la propriété d'un matériau à se déformer sous l'action d'un champ magnétique externe, il s'agit de l'*effet Joule* [4]. Il s'observe dans tous les matériaux ferromagnétiques mais peu offre un effet de magnétostriction élevé. Parmi les éléments purs à magnétostriction géante (à basse température), on trouve le Terbium (Tb) et le Dysprosium (Dy). D'autre part, les chercheurs de *US Naval Ordnance Laboratory* ont développé des alliages qui ont abouti au Terfenol-D (**TER** : terbium, **FE** : iron, **NOL** : Naval Ordnance Laboratory, **D** : Dysprosium), élément également à magnétostriction géante.

Dans [DB98], un microactionneur monobloc ayant des pas inférieurs à $1,2\mu m$ et une vitesse atteignant $800\mu m/s$ est proposé. Un autre exemple d'application des matériaux magnétostrictifs consiste à réaliser des structures bilames [Qua97] [Gar00].

Microactionneurs à fluides magnétiques : les fluides magnétiques, dans notre cas des liquides, sont des fluides qui réagissent lorsqu'ils sont soumis à un champ magnétique externe. Il existe quatre classes de fluides magnétiques [Cha02] mais ce sont les ferrofluides et les fluides magnétorhéologiques qui sont utilisés dans le micromonde. Tous les fluides magnétiques possèdent la propriété magnétorhéologique mais ceux dont

[4] Effet Joule sur la magnétostriction, à ne pas confondre avec l'effet Joule en électricité.

l'effet est fort sont appelés fluides magnétorhéologiques.

Les fluides magnétiques trouvent facilement leur place au sein des applications du micromonde grâce au contrôle distant, hérité du magnétisme, et à leur forme variable, héritée des fluides. Les ferrofluides ont été par exemple utilisés en médecine pour le soin des tumeurs [Ale02]. Les Fig. 2.6-b et c montrent le principe et une photographie d'une micropompe dont le piston est fait de ferrofluide [Yam05]. Ce piston est mû grâce à un aimant situé à l'extérieur. Les dimensions extérieures sont de $36mm \times 22mm$. La micropompe peut aspirer de l'eau avec un débit de $30\mu l/min$.

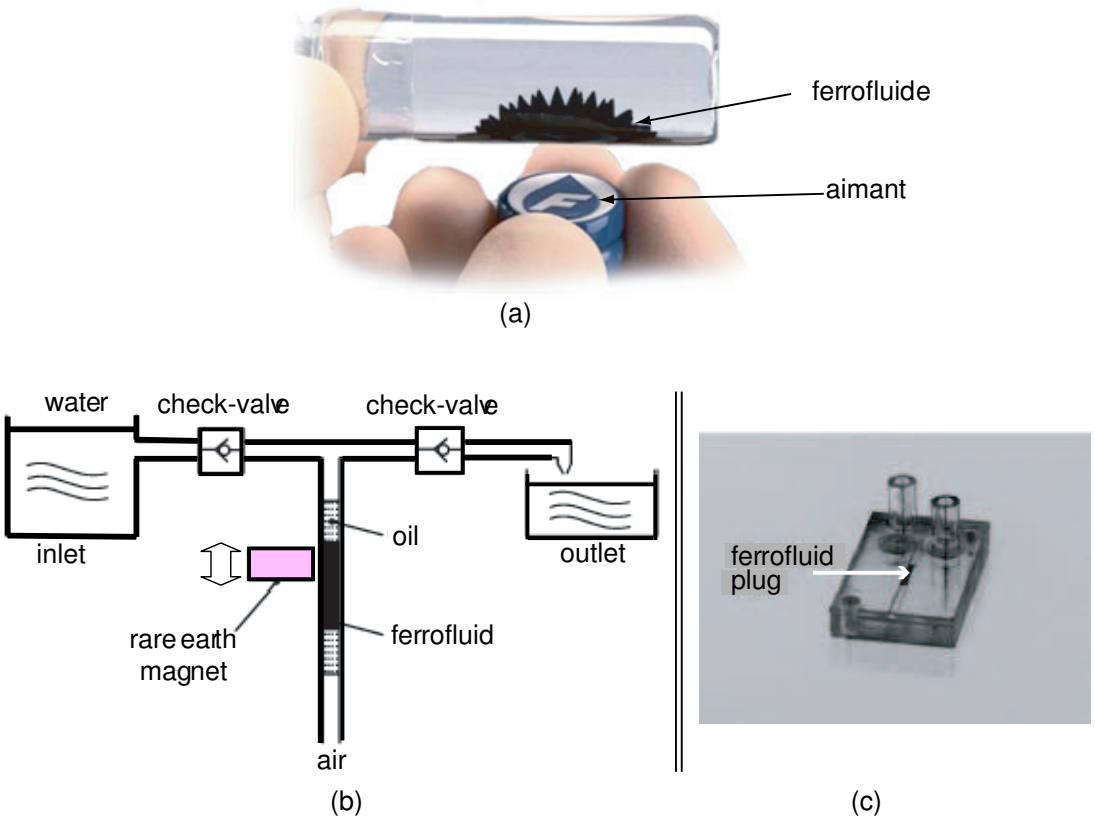


FIG. 2.6 – a : excitation d'un ferrofluide par un aimant [Fer]. b et c : principe et photographie d'une micropompe à base de ferrofluide [Yam05].

Microactionneurs à alliage à mémoire de forme magnétique (AMFM) : lors de l'application d'un champ magnétique aux alliages à mémoire de forme magnétique, une déformation apparaît. L'intérêt est que le champ magnétique est sélectif, il n'agit pas sur toutes les matières entourant le microactionneur contrairement aux AMF thermiques. Les déformations obtenues peuvent être importantes, jusqu'à 10%. Le temps de réponse est faible ($< 100\mu s$) [Gau06a] et le niveau d'énergie de commande est

négligeable. L'inconvénient des alliages à mémoire de forme magnétique est la grande sensibilité aux contraintes mécaniques et à la température [Hir00]. Dans [Gau06a], un exemple d'application des AMFM a été présenté. Il s'agit d'un micropositionneur ayant une plage de déplacement de $400\mu m$.

2.3.2.3 Conversion électromécanique

Microactionneurs piézoélectriques : la piézoélectricité est le phénomène d'apparition de charges électriques sur les surfaces d'un matériau lorsque celui-ci est soumis à des contraintes mécaniques. C'est l'effet piézoélectrique direct. L'effet inverse est l'obtention d'une déformation du matériau lorsqu'on lui applique un champ électrique. Les matériaux piézoélectriques sont caractérisés par des coefficients de couplages électromécaniques. D'autre part, les matériaux piézoélectriques sont également sensibles à la température.

Les matériaux piézoélectriques sont sans doute les matériaux actifs les plus utilisés pour réaliser des microactionneurs. Cela est lié à leur performances : haute résolution, haute précision et rapidité. Ils sont capables de générer des forces importantes pour le micromonde même si leur déformation est faible. Les Fig. 2.7 montrent deux exemples de micropince à base de poutres unimorphes [Had00] et de poutres bimorphes [Agn03b].

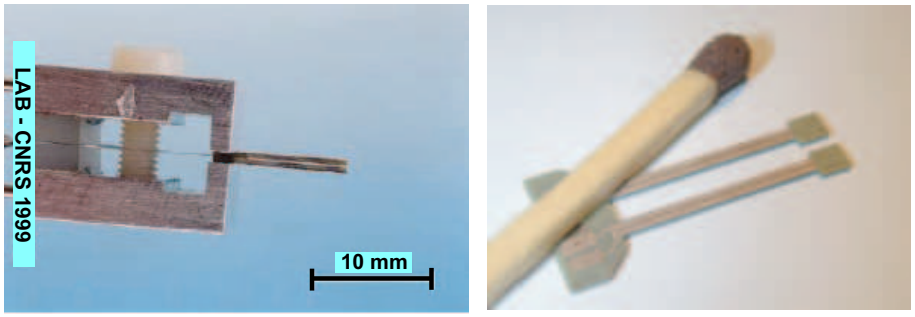


FIG. 2.7 – Une micropince à poutres piézoélectriques unimorphes [Had00] et une micropince à poutres piézoélectriques bimorphes [Agn03b].

Microactionneurs à polymères électroactifs : les polymères électroactifs (PEA) sont des polymères qui présentent une déformation lorsqu'ils sont soumis à un champ électrique. La déformation ainsi produite est grande relativement à celle des autres matériaux électroactifs mais les forces développées sont faibles. D'autre part, les polymères ont l'avantage d'êtres flexibles et chimiquement et biologiquement compatibles. Les PEA demandent une tension d'alimentation faible. Ils sont généralement utilisées pour réaliser des microactionneurs pour des micro-objets fragiles [Sha05b].

Microactionneurs à fluides électriques : ce sont des fluides qui réagissent à un champ électrique. On retrouve deux types de fluides électriques : les fluides électro-

rhéologiques et les fluides électrohydrodynamiques. Tandis que les premiers changent de viscosité lorsqu'ils sont soumis à un champ électrique, les seconds font apparaître un débit. Dans les deux cas, des hautes tensions (de l'ordre du kV) sont nécessaires. Malgré cela, ils trouvent des applications dans le micromonde tels que les micromuscles [Tak05] ou encore les micromoteurs [Yok05].

Microactionneurs électrostatiques : le principe des microactionneurs électrostatiques est basé sur l'attraction de Coulomb entre deux corps chargés. Quand on applique une différence de potentiel entre deux plaques conductrices séparées par un diélectrique (air, etc.), des charges s'accumulent sur celles-ci est une force d'attraction apparaît. Comme la force est inversement proportionnelle au carré de la distance qui sépare les plaques, ce principe est très bien adapté au micromonde. La force dépend également de la surface d'interaction.

Les microactionneurs électrostatiques nécessitent l'utilisation de tensions élevées (40 à $200V$ pour quelques microns de déplacement) et implique un risque de claquage si le niveau d'isolation n'est pas approprié. D'autre part, les champ électriques pourraient attirer des poussières qui peuvent nuire au fonctionnement des microactionneurs.

Les applications du microactionnement électrostatique sont nombreuses en micromonde : des microactionneurs linéaires [Leg96] aux micromoteurs [Yas99]. Le microactionnement électrostatique est utilisé dans diverses applications [Yeh95] [Tas98] [Böh97] [Moa01].

2.3.2.4 Conversion fluide-mécanique

Il s'agit d'utiliser la pression ou le débit d'un fluide, hydraulique ou pneumatique, pour obtenir un mouvement de translation, de rotation ou de flexion. Actuellement, peu d'actionneurs hydrauliques sont réalisés dans le micromonde (exemple, dans [Kal98]). Cela est dû aux problèmes d'étanchéité. Il est cependant possible d'utiliser du liquide comme joints d'étanchéité [DV04]. D'autre part, l'acheminement de l'énergie, pneumatique ou hydraulique, reste un problème dans le micromonde. Enfin, le contrôle des grandeurs (pression et débit) est délicat quand les dimensions des canalisations sont réduites.

Les Fig. 2.8-a et b donnent l'exemple d'une palette avec des rainures en V et montée sur coussin d'air [Gue97]. La vitesse de la palette peut atteindre $5cm/s$. Il existe également une version planaire de ce principe [Kon94].

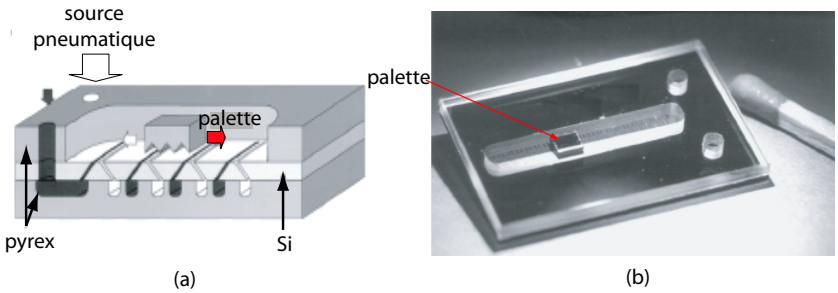


FIG. 2.8 – a et b : principe et photographie d'une palette sur coussin d'air [Gue97].

2.3.2.5 Conversion multiple

Lorsque plusieurs conversions d'énergie sont nécesaires pour obtenir un travail mécanique, on parle de conversion multiple. Pour certains actionneurs, cela est justifié par l'impossibilité ou la difficulté d'appliquer de façon directe l'énergie nominale. Par exemple, il est plus facile d'alimenter en courant électrique une AMF thermique et d'en déduire par effet Joule la température qu'au lieu de la chauffer. Les micromoteurs électromagnétiques font également partie de cette classe. De manière générale, l'utilisation du domaine électrique comme énergie d'entrée est très courant car il présente beaucoup d'avantages : contrôlabilité facile, disponibilité de source et de matériels. Par exemple, on pourra citer l'utilisation des effets thermoélectriques suivants :

l'effet *Joule* Un conducteur de résistance R parcouru par un courant électrique dégage de la chaleur.

l'effet *Peltier* Un conducteur non-homogène parcouru par un courant électrique fournit un gradient de température. C'est l'inverse de l'effet *Seebeck* [5]. Dans [Aba00] et [LW06], l'effet Peltier a été utilisé pour réaliser des microactionneurs capables de manipuler des petits objets.

l'effet *Thomson* Un conducteur homogène parcouru par un courant électrique et soumis à un gradient de température dégage ou absorbe de la chaleur. Les relations de *Kelvin* établissent le lien entre les coefficients de *Thomson*, de *Seebeck* et de *Peltier*.

2.3.3 Les microrobots

Un microrobot est un microsystème particulier dont la fonction principale est d'engendrer les mouvements nécessaires au déplacement et à l'orientation d'un ou plusieurs outils en interaction avec les objets. Mais, plus que les dimensions proprement dites, ce

[5] Effet *Seebeck* : un conducteur non-homogène soumis à un gradient de température produit une force électromotrice.

sont la résolution et la précision, micrométrique ou submicrométrique, des déplacements qui caractérisent l'aspect "micro". Un microrobot comporte au moins un microactionneur, un micro-capteur et une "intelligence". La microrobotique hérite du microsystème ses caractéristiques dimensionnelles et/ou de résolution et hérite du robot le contrôle fin de ses trajectoires [Bou02].

La conception des microrobots doit prendre en compte les contraintes suivantes :

- le poids et les dimensions ;
- la diminution du nombre d'articulations ;
- la résolution ou la précision ;
- la dextérité ;
- le nombre de degrés de libertés ;
- et la facilité de mise en place des actionneurs et des capteurs.

2.3.4 Les capteurs

Le microassemblage nécessite une grande précision. Celle-ci est non seulement requise au niveau des microrobots mais également au niveau des capteurs. Deux grandeurs doivent être prises en compte pour cela : la position ou l'orientation et la force. Rappelons d'abord les différents intervalles en distance et en force définis dans le micromonde. Nous verrons ensuite les types de capteurs généralement utilisés.

2.3.4.1 Domaines de mesure

Le volume des microsystèmes est inférieur à quelques cm^3 [Bou02]. La taille de ses composants se situe entre le micromètre et quelques millimètres. Cela correspond au domaine de la micromanipulation complété par une petite partie du domaine de la (macro)manipulation. On utilise le terme "meso" pour désigner l'intervalle qui lie l'échelle microscopique et l'échelle macroscopique [Lam05]. La précision de positionnement utilisée pour le microassemblage est meilleure que quelques microns. Par ailleurs, la course nécessaire pour faire une prise-dépose en microassemblage sériel n'est pas parfaitement définie. Nous supposerons qu'il varie de $10\mu m$ [6] jusqu'à plus d'une dizaine de centimètres [7]. Enfin dans une micro-usine où il y a plusieurs stations, un système de transfert est nécessaire. Il sert au transport de microcomposants d'une station à une autre. Si l'on considère la taille d'une micro-usine, la valeur maximale du déplacement pour un transfert est inférieure au mètre. La Fig. 2.9 résume quelques dimensions et distances caractéristiques du micromonde.

[6] 10 fois la taille minimale d'un micro-objet.
[7] dépasse un peu la dimension maximale d'un microsystème.

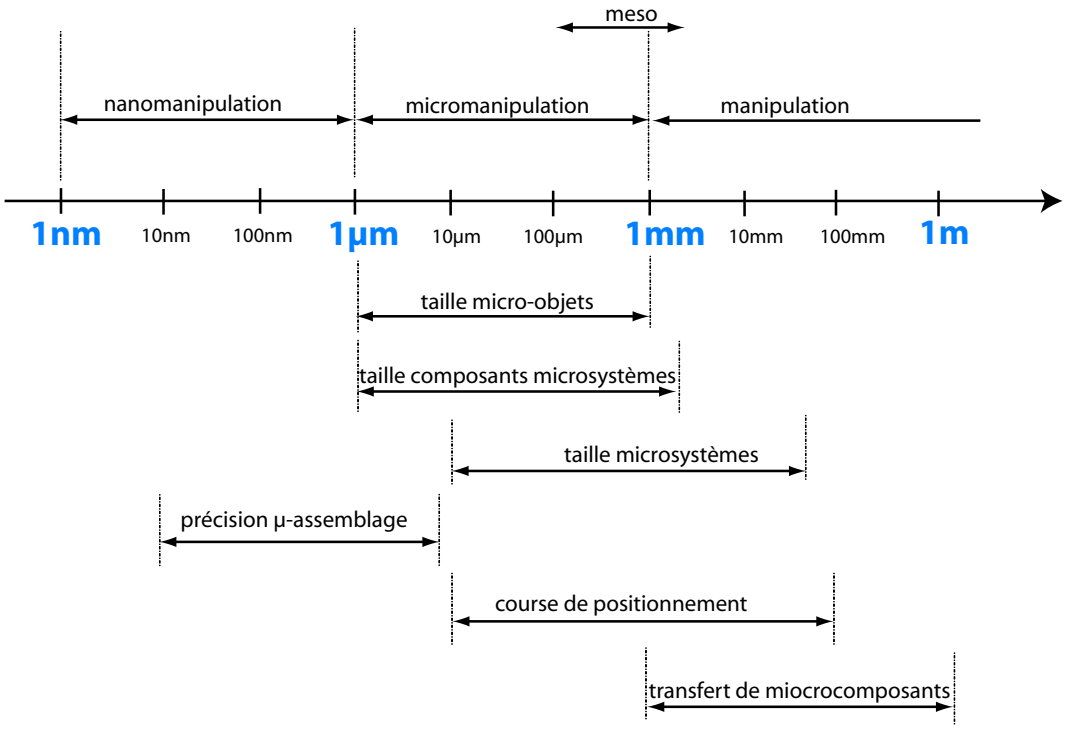


FIG. 2.9 – Quelques dimensions et distances caractéristiques du micromonde.

Pour calculer les poids mis en jeu, on utilisera comme exemple le silicium [8]. Pour les micro-objets, le poids [9] varie entre $20fN$ et $20\mu N$. Pour les microcomposants, celui-ci [10] s'étend entre $20fN$ et $180\mu N$. Celui des microsystèmes [11] varie entre $20pN$ et peut aller jusqu'à plus de $50mN$ pour certains microsystèmes existants. La force capillaire, la plus dominante des forces d'adhésion, est prépondérante si le poids d'une micro-bille de silicium devient inférieur à $10mN$ [Fea95]. Pour une micro-bille de diamètre $1\mu m$, la force électrostatique est la plus faible sur les forces d'adhésion et son intensité est de $100fN$. De manière générale, les forces d'adhésion sont de l'ordre de la dizaine de nano-Newtons. Enfin, dans son état de l'art, l'auteur de [Clé05] met en évidence que la force de micromanipulation varie de $10mN$ à $350mN$ pour des résolutions allant de $10\mu N$ à $400\mu N$. La Fig. 2.10 résume quelques plages de forces caractéristiques du micromonde.

[8] Rappelons que la masse volumique du silicium est $2300kg/m^3$.
[9] Calculé à partir d'un cube de côté entre $1\mu m$ et $1mm$.
[10] Calculé à partir d'un cube de côté entre $1\mu m$ et $8mm$.
[11] Valeur minimale calculée à partir d'un cube de côté $10\mu m$.

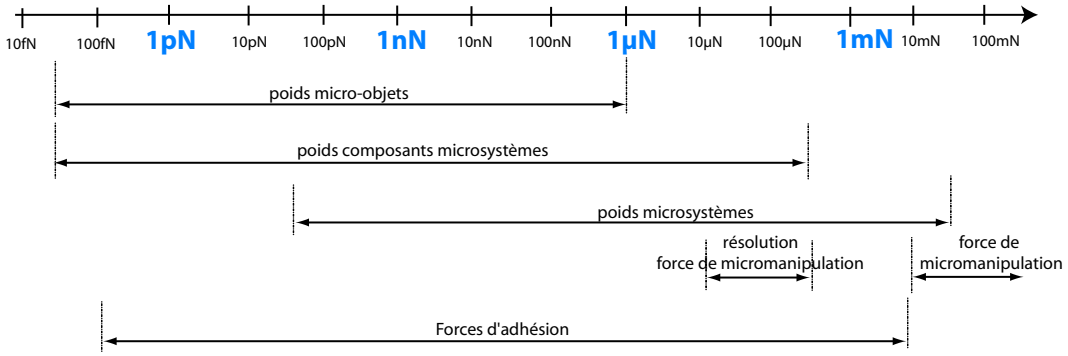


FIG. 2.10 – Quelques plages de forces caractéristiques du micromonde.

2.3.4.2 Mesure de position

Des capteurs de position et d'orientation de très haute précision sont nécessaires. Il s'agit de mesurer soit les déplacements d'un microsystème soit les déflexions des doigts (poutres) de micropince.

Pour la mesure des déplacements linéaires, les capteurs optiques set capacimétriques ont les plus utilisés malgré leur encombrement. Les interféromètres sont les plus précis et les plus chers. Les capteurs de rotation-orientation sont plus rares que les capteurs de déplacements linéaires.

Pour la mesure des déflexions des poutres flexibles, l'utilisation de capteurs optiques est généralement préférée. En effet, les jauges extensométriques sont une solution mais elles sont très fragiles.

2.3.4.3 Mesure de force

L'utilisation de capteurs de force pour la micromanipulation est nécessaire pour deux raisons : préservation des micro-objets manipulés et amélioration de la micromanipulation. La plupart des objets sont fragiles. Par ailleurs, on souhaite également connaître et diminuer les forces d'interaction.

Une des méthodes utilisées pour la mesure de force est l'utilisation de la déformation d'une poutre dont on connaît la raideur [Had00] [Rou05] [Miy00]. Cela permet une bonne résolution mais nécessite de travailler en petites déformations.

Une autre méthode consiste à utiliser des poutres actives telles que les PVDF (fluorure de polyvinylidène) [Fun02] [Kim03]. Cette méthode a l'avantage de réduire l'espace occupé par les capteurs. De même, l'utilisation de condensateurs variables permet d'avoir

des micromanipulateurs et capteurs monobloc [Lee03].

Pour préserver l'intégrité des micro-objets, on peut également utiliser des micromanipulateurs dont la compliance est passive [Lee03] ou encore à les manipuler sans contact [Moe97] [Gau02].

2.3.4.4 Visualisation de la scène

La micromanipulation est plus sensible à l'environnement que la macromanipulation. Les poussières (de taille comparable à celle des micro-objets), le flux d'air, l'humidité et la température perturbent indéniablement celle-ci [Zho02]. Une des solutions est alors d'utiliser une station à environnement contrôlé (analogue aux salles blanches) [Zho01]. Une autre méthode consiste à utiliser un système de vision. Il permet de voir la position des micro-objets à tout moment et d'en rattraper ainsi les erreurs de positionnement dues aux perturbations. Les micro-objets étant de masses très faibles, ils peuvent s'écarter de leur position de façon rapides lorsque les perturbations, telles que les forces d'adhésion, les influencent.

Pour réussir un microassemblage, un microscope est nécessaire [Zho00a]. Cependant, dans certains cas, des caméras (Fig. 2.11) à haute amplification optique sont suffisantes. Enfin, une micromanipulation couplée avec une réalité virtuelle [12] peut être implantée [Amm04].

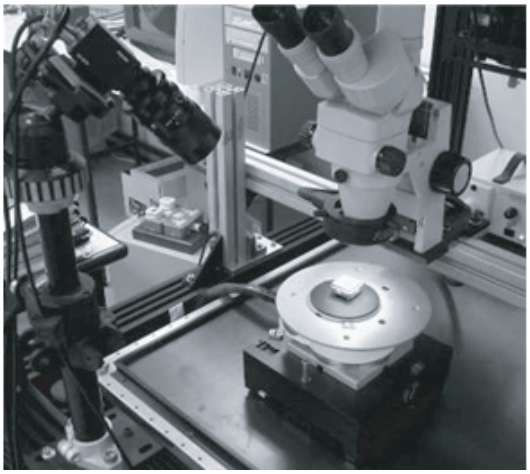


Fig. 2.11 – Une station de micromanipulation avec caméra et microscope [Sha05a].

[12] Simulation informatique interactive et immersive d'environnements 3D réels ou imaginaires.

2.3.5 Vers les microsystèmes de production

Pour fabriquer de petits objets en grande quantité, un système de production est nécessaire. Les microfabrications peuvent réaliser cette fonctionnalité cependant leurs dimensions ainsi que la consommation d'énergie, sans parler de la nécessité de salle blanche pour certaines microtechnologies, ne paraîtraient pas crédibles au regard de celles des produits. Par ailleurs, les microtechnologies jusqu'à maintenant utilisées ne possèdent pas le niveau de flexibilité actuellement indispensable pour produire des microsystèmes. En effet, les types de produits changent rapidement dans le temps et déterminer un processus de fabrication à chaque nouveau produit est très coûteux. Il est donc impératif de trouver de nouveaux systèmes de production de MEMS associant productivité et flexibilité. Il s'agit des microsystèmes de production ou micro-usines. Les micro-usines vont prendre en compte les caractéristiques du micromonde afin de réaliser efficacement les différentes opérations telles que la micromanipulation. Elles doivent également être organisées pour permettre une bonne productivité, principalement dans le contexte de petite et moyenne séries. La section suivante décrit les caractéristiques des micro-usines et présente un état de l'art sur celle-ci.

2.4 Les micro-usines

2.4.1 Caractéristiques des micro-usines

Voici la définition d'une micro-usine qui émerge de la communauté microroboticienne [Tan01] [Fer01] [Cla02] :

Définition 2.2. *Une micro-usine est un système de production de petite taille convenable pour la fabrication de petits objets.*

Vis-à-vis de l'utilisation de machines de dimensions conventionnelles, les avantages visés pour les micro-usines sont [Oka04] :

- **environnementaux** : préservation de l'énergie, réduction des vibrations et des bruits, maîtrise facile des pollutions et des déchets ;
- **économiques** : réduction de l'investissement, réduction du coût de production, haute portabilité et haute reconfigurabilité, omniprésence de la production ;
- **aspects techniques** : rapidité car masse réduite, précision, pas de fabrication en grande série (réduction ainsi des rebuts) ;
- **humains** : moins de stress et d'efforts physique et mental pour l'opérateur, les machines peuvent être utilisées facilement pour l'enseignement à l'école.

Toutefois, les micro-usines présentent les inconvénients suivants :

- difficulté d'accéssibilité lors d'un dépannage,
- productivité faible par rapport à celle des usines classiques,

– disponibilité des composants non évidente.

Les micro-usines vont des systèmes de production à station unique (monostation) jusqu'aux systèmes à plusieurs stations (multistation). Elles peuvent être téléopérées ou automatisées. La plupart des réalisations sont pour le moment téléopérées car l'automatisation est confrontée à des verrous techniques et technologiques. En effet, les effets d'échelle font que l'automatisation des systèmes macroscopiques n'est pas directement applicable dans le micromonde. Des techniques supplémentaires doivent être ajoutées.

Dans tous les cas, l'automatisation et la flexibilité restent deux des caractéristiques clés des micro-usines du futur. Ces deux points seront mis en avant à la fin de notre état de l'art sur les micro-usines. Présentons d'abord quelques fonctions essentielles que l'on trouve dans une micro-usine.

2.4.2 Fonctions essentielles dans une micro-usine

Ce sont les fonctions souvent nécessaires pour réussir les tâches de microassemblage. Dans le cas d'une micro-usine monostation, cela peut être les systèmes de changement de micromanipulateurs et d'outils, les systèmes de collage, etc. Pour une micro-usine multistation, il faut ajouter un système d'alimentation (convoyeur, système de transfert ou d'aménage) de microcomposants entre les différentes stations. Rappelons ici quelques unes de ces fonctions. Une liste plus exhaustive peut être trouvée dans [Bre00b] ou dans [Bru00].

2.4.2.1 La fonction d'alimentation

Il s'agit de ramener les microcomposants à assembler dans la station et les microproduits vers le lieu de stockage. Pour assurer cette fonction, un système à grande course est nécessaire. Les systèmes d'alimentation, appelés convoyeurs, doivent permettre l'orientation et parfois le triage des microcomposants [Par06]. Concernant l'alignement, d'autres techniques peuvent être utilisées telles que la tension de surface entre les micro-objets [Lia04].

D'après l'état de l'art dans [Ebe99b], les convoyeurs pour les MEMS peuvent être classifiés en deux groupes : les convoyeurs à contact libre et les convoyeurs avec contact. Les convoyeurs à contact libre sont basés sur l'utilisation de palette qui lévite et sur lesquelles sont placés les microcomposants. La lévitation ainsi que le mouvement des palettes peuvent être obtenus de façon pneumatique, électrostatique ou encore électromagnétique. Les convoyeurs avec contact sont ceux dont les composants ou leur support (palettes etc.) sont en contact avec les microactionneurs.

La Fig. 2.12 montre le principe d'un convoyage à contact avec microactionneurs distribués [Ebe98].

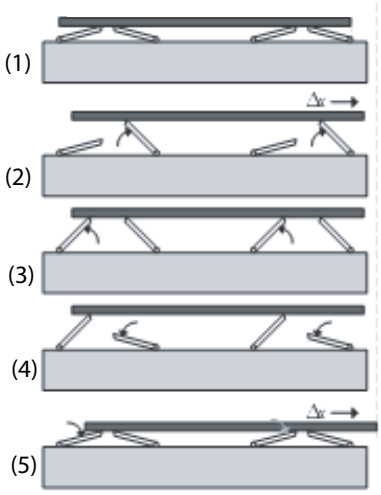


FIG. 2.12 – Principe d'un convoyeur à contact sur microactionneurs distribués [Ebe98].

2.4.2.2 Le changement d'outils

Lors de la manipulation de micro-objets, le changement de micromanipulateur est parfois nécessaire. Par exemple, selon la forme et la dimension des micro-objets, on doit changer la micropince. Cependant, cela paraît coûteux vue la difficulté de fabrication des micromanipulateurs. On utilise donc des effecteurs ou organes terminaux qui sont placés sur ces micromanipulateurs. Selon les micro-objets à manipuler, ce sont ces organes terminaux qu'on change au lieu des micromanipulateurs.

La Fig. 2.13-a montre différentes formes d'organes terminaux utilisés pour différentes formes de micro-objets afin de minimiser les forces d'adhésion. La Fig. 2.13-b montre une micropince équipée d'un organe terminal [Agn03b]. Un exemple de changeur d'outil pour une micropince basé sur un principe thermique est montré sur la Fig. 2.13-c [Clé02].

2.4.2.3 La solidarisation

Une fois l'étape de positionnement des microcomposants faite, la prochaine étape consiste à solidariser ceux-ci entre eux afin de finaliser le microassemblage. Cette étape est très difficile à réaliser sur des microcomposants et la meilleure solution reste son contournement [VB00].

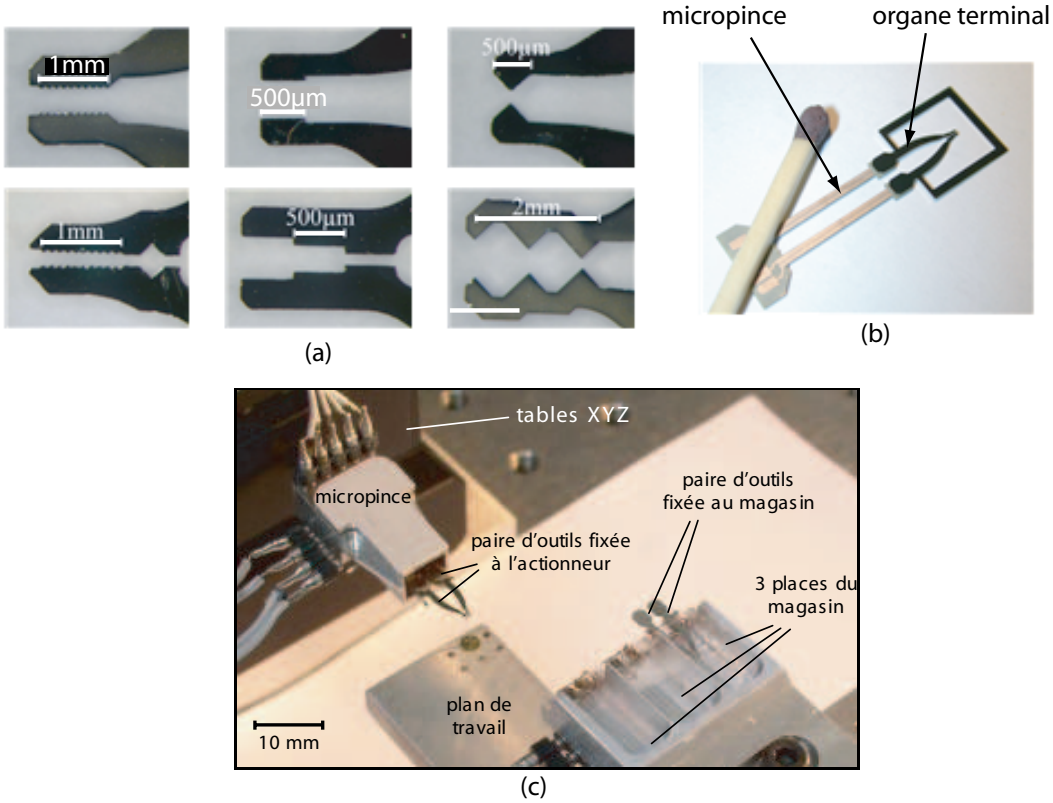


FIG. 2.13 – a et b : différents types d'organes terminaux et photographie d'une micropince équipée d'organes terminaux [Agn03b]. c : un système de changeur d'organe terminal [Clé02].

2.4.3 Naissance de la micro-usine

Depuis 1988, le MMC (MicroMachine Center), une organisation de recherche financée par le Ministère de l'Economie, du Commerce et de l'Industrie (METI) Japonais et le laboratoire MEL (Mechanical Engineering Laboratory, actuellement AIST ou National Institute of Advanced Industrial Science and Technology) ont commencé à proposer des systèmes de production de taille réduite. Un projet national, appelé "Micromachine Technology", a réellement commencé en 1991 et expiré en 2000. Suite à ce projet, le laboratoire MEL introduisit le concept de micro-usine. Il s'agissait d'un système de production de petite taille pour fabriquer des petits produits. Ce système de production ne devait pas seulement réduire l'espace utilisé, l'énergie consommée et les ressources employées mais devait également faciliter la reconfiguration des stations [13] et la portabilité. Cette dernière notion est très originale par rapport à une usine de taille normale. Par exemple, un fabricant peut emmener sa micro-usine chez un client pour fabriquer des

[13] Dans la littérature, on utilise le terme "station" en micro-usine pour désigner "ligne de production".

pièces.

En 1996, le MEL a dévoilé la première micromachine, un microtour (Fig. 2.14), qui fût le premier résultat de miniaturisation [Kit98].

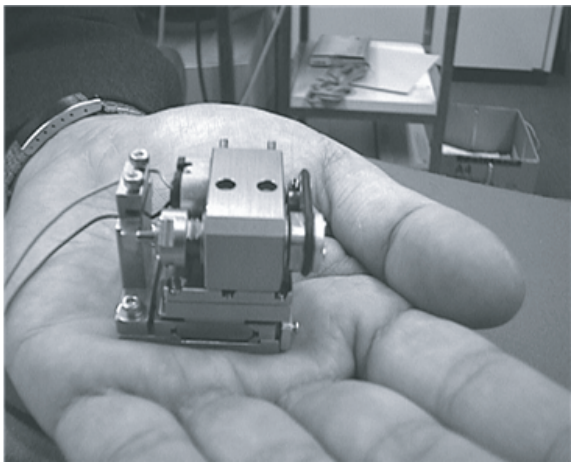


FIG. 2.14 – Figure de la première micromachine : un microtour [Kit98].

Suite au succès du microtour, le MEL a complété ses travaux et a réalisé la première micro-usine [Tan01]. Comme indiqué par la Fig. 2.15-a, ce premier prototype de micro-usine est composé de quatre stations et d'un système de transfert.

- **Trois stations de micro-usinage mécanique** [14]. Un microtour de poids $100g$ capable de tourner à une vitesse de $10000tpm$ avec une puissance de seulement $1,5W$. Une microfraiseuse, actionnée par un moteur à courant continu de puissance $36W$, tournant à $15600tpm$ et équipée d'une mini-fraise de $3mm$ de diamètre. Une micropresse, actionnée par un moteur alternatif à $100W$, développant une force de presse jusqu'à $3kN$ et pouvant réaliser 60 coups par minute.
- **Une station de microassemblage** qui utilise une micropince. Chaque doigt de la pince est actionné par trois actionneurs piézoélectriques et un système d'articulation. L'espace de travail de la micropince est : $100 \times 100 \times 30\mu m$ et sa résolution est de $1\mu m$ ou moins. La dimension maximale du micro-objet traitable par les doigts est de $200\mu m$.
- **Un système de transfert**. C'est un mécanisme à $4ddl$ opérationnels (2 translations dans le plan horizontal $X - Y$, 1 translation verticale Z et une rotation autour de Z). L'ensemble est actionné par trois moteurs à courant continu et un moteur ultrasonique. Le rayon d'action du bras est de $100mm$ et sa précision dans le plan $X - Y$ est approximativement $20\mu m$.

[14] Micro-usinage et microtraitement : termes que l'on pourra utiliser pour désigner l'usinage et le traitement des micro-objets.

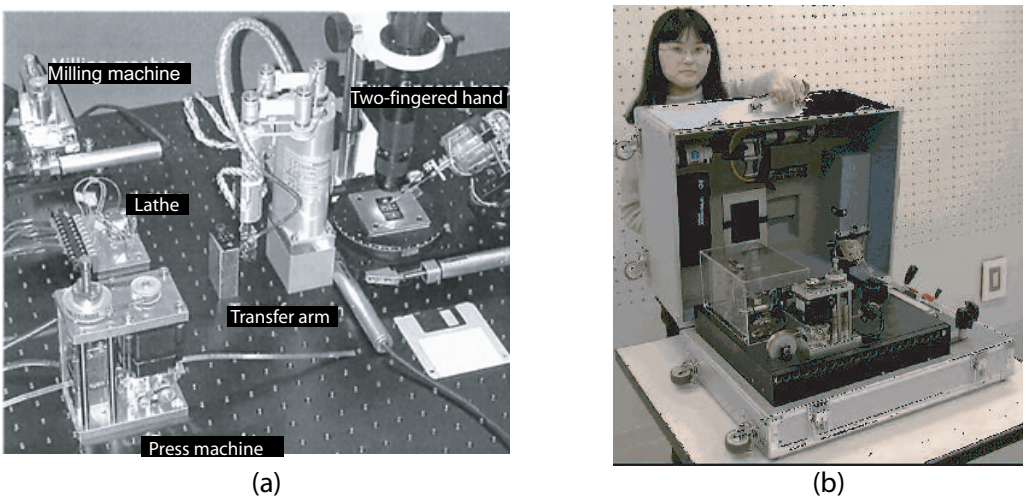


FIG. 2.15 – Premier prototype de micro-usine [Tan01]. a : les différentes stations qui composent le prototype. b : démonstration de sa portabilité.

Afin de démontrer la portabilité du prototype, le MEL a utilisé une valise pour le transporter (Fig. 2.15-b). L'ensemble possède des dimensions de $625 \times 490 \times 380mm^3$ et un poids de $34kg$. Il fonctionne avec une seule alimentation de $100VAC$ et consomme $60W$ pendant les opérations. Pour que l'opérateur puisse intervenir, trois mini-caméras CCD, un moniteur LCD, deux joysticks et un bouton poussoir sont utilisés. Ce prototype a été utilisé pour produire un miniroulement à billes de diamètre extérieur $900\mu m$ et de longueur $3mm$ (Fig. 2.16).

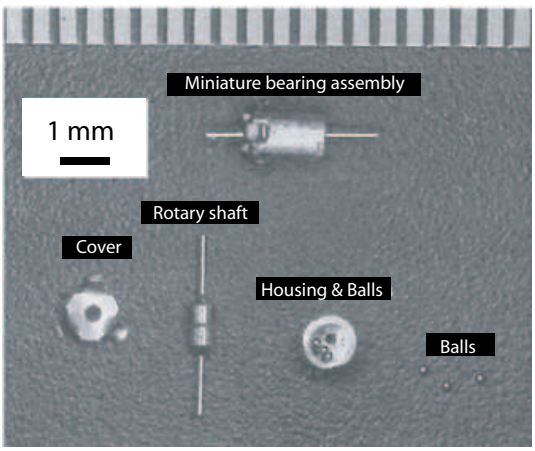


FIG. 2.16 – Réalisation de mini-roulement avec le premier prototype de micro-usine [Tan01].

Depuis, beaucoup d'effort ont été consacrés à la réalisation des stations de micromanipulation. Rappelons qu'une micro-usine peut être monostation ou multistation.

Cette première micro-usine est multistation et possède différentes fonctions de micro-usinage et de microassemblage. Malgré cela, elle reste téléopérée.

2.4.4 Micro-usines multistation

Suite à la première micro-usine multistation [Tan01](Fig. 2.15), d'autres réalisations sont apparues au Japon. Dans le cadre du même projet "Micromachine Technology", sept sociétés membres du Micromachine Center (MMC) ont développé une micro-usine expérimentale pour des micro-usinages non-mécaniques et pour du microassemblage (Fig. 2.17) [Ata02]. La station d'usinage peut réaliser un usinage par attaque chimique et dépôt de matières tandis que la station d'assemblage est basé sur l'utilisation de microbras de robot multi-ddl. Enfin, un système de transfert à base de palette avec aimants permanents et de microactionneurs à électroaimant distribués permet le convoyage de composants entre les stations.

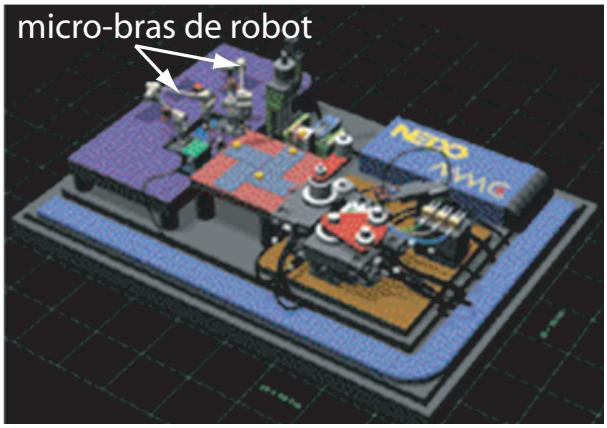


FIG. 2.17 – Micro-usine à deux stations : microassemblage et micro-usinage électrochimique [Ata02].

Une autre réalisation dans le cadre du projet national "NEDO" (New Energy and Technology Development Organization), le consortium local Tokatsu-Chiba a développé un minisystème de production composé d'une station de tournage et d'une station de meulage. Chaque station a une surface de $200mm^2$ (Fig. 2.18)(cité dans [Oka04]).

En Allemagne, l'équipe de *Fraunhofer Institute IPA* en collaboration avec des partenaires industriels (*L-A-T Suhl* et *Festo*) a réalisé un système de microassemblage modulaire [15] et reconfigurable dans le cadre du projet "MiniProd" [Gau04a] [Gau04b]. Ce projet est financé par le Ministère Fédéral pour l'Education et la Recherche (BMBF).

[15] Nous verrons au chapitre suivant la définition de la "modularité".

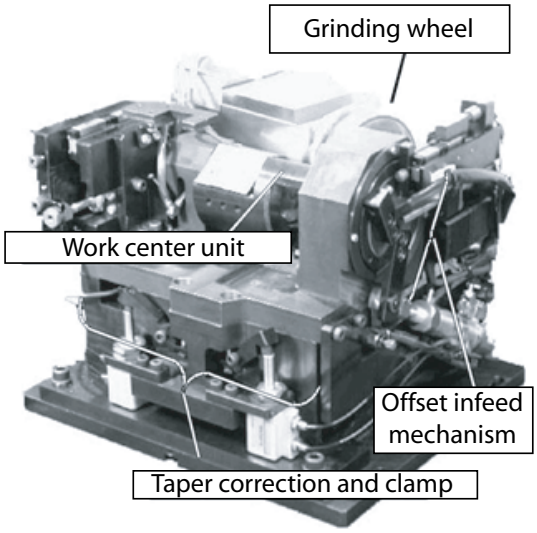


FIG. 2.18 – Minisystème de production composé d'une station de tournage et d'une station de meulage (cité dans [Oka04]).

La micro-usine est basée sur des modules qui sont des stations d'assemblage et d'usinage. Ces stations peuvent être montées sur la plate-forme par mode *plug-and-produce* en utilisant des interfaces standards permettant ainsi une haute flexibilité (Fig. 2.19). Les énergies utilisées sont de nature électrique et pneumatique. La précision des convoyeurs est de $20\mu m$ en mode contrôlé mais peut atteindre jusqu'à $200nm$ en utilisant des capteurs magnétiques intégrés. L'architecture de commande est du type décentralisé tel que chaque module a son propre contrôleur JAVA et relié aux autres par réseau. L'ensemble peut être supervisé à partir d'un PC central.

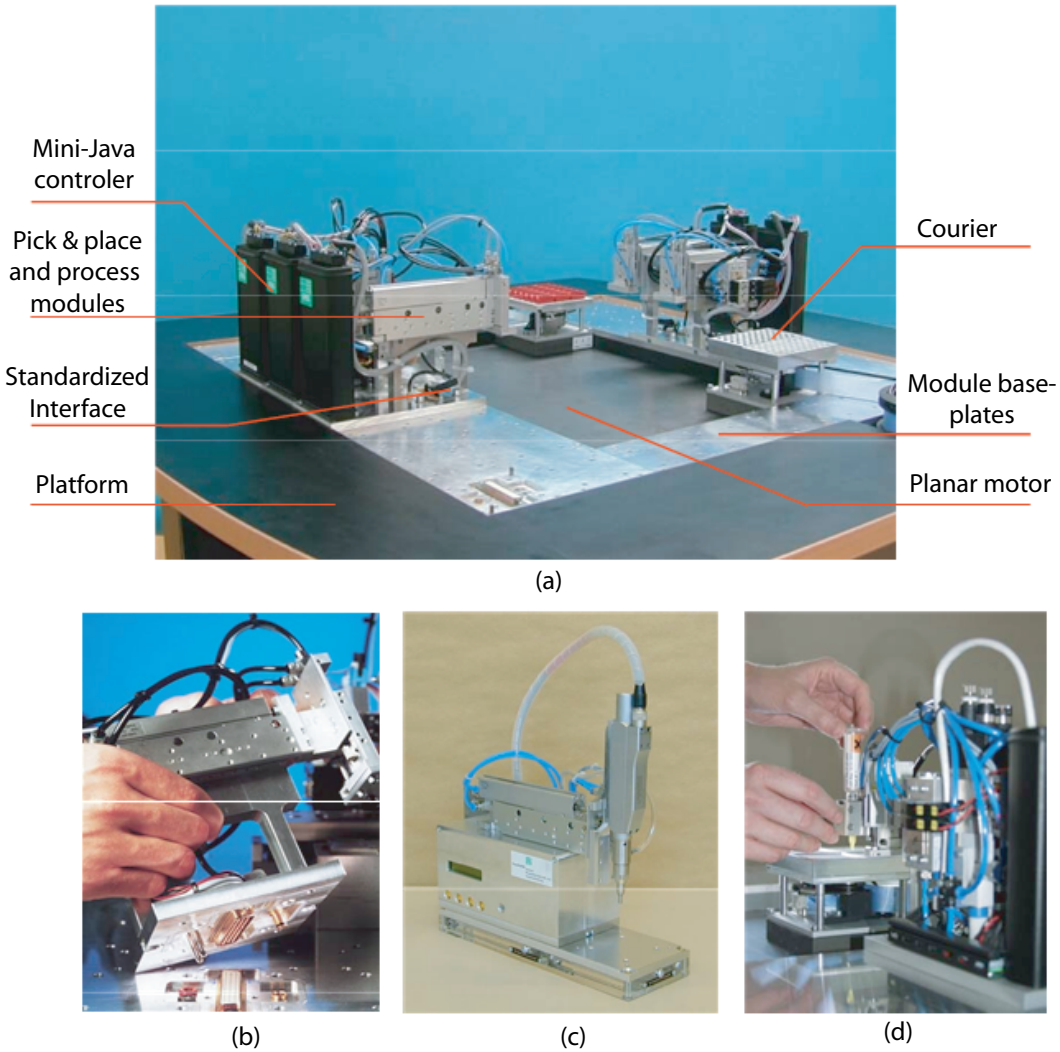


FIG. 2.19 – a : "MiniProd" composé de modules *plug-and-produce* [Gau04a] [Gau04b]. b : module de micromanipulation. c : module de microvissage. d : module de collage.

En Suisse, un projet de réalisation d'une micro-usine, modulaire et financé par le Canton de Suisse Centrale ainsi que par le MCCS (Micro Center Central Switzerland), est en cours [Ver05]. Il réunit le Laboratoire de Systèmes Robotiques de l'EPFL (Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne) et le CSEM. Un module, appelé microbox, a son environnement propre (Fig. 2.20-a). Il est constitué d'un port d'entrée, d'un robot pour le transfert de composants ou pour le microassemblage, d'un robot d'assemblage de très haute précision, de petites unités de collage et de fixation de composants, d'un système de transfert de composants vers le prochain microbox et d'un système de filtrage et de circulation d'air. La Fig. 2.20-b montre quelques microbox emboîtés pour réaliser une micro-usine multistation.

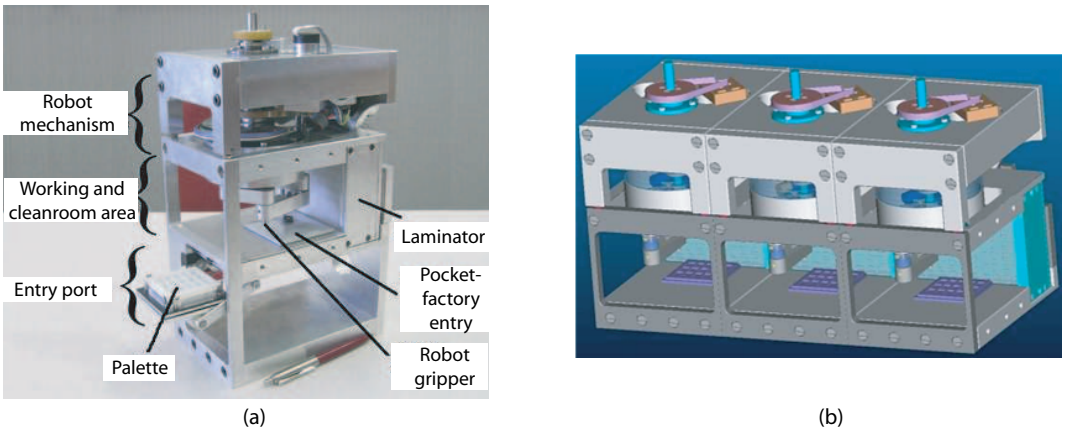


FIG. 2.20 – Pocket Factory [Ver05]. a : photographie d'un module appelé également microbox. b : emboîtement de plusieurs modules pour former la micro-usine.

En Corée, Le Ministère du Commerce, de l'Industrie et de l'Energie a financé un grand projet de recherche et de réalisation en micro-usine [Lee05]. Le projet se divise en plusieurs phases d'étude, de test et de réalisation. Il s'agit de réaliser une micro-usine complète : multi-station (usinage mécanique, électroérosion, etc.), gestion de stock, commande et supervision, etc.

En France, Le Laboratoire d'Automatique de Besançon a initié un projet sur des micro-usines multistation. Nous y reviendrons plus loin.

2.4.5 Micro-usines monostation

On présentera ici quelques études et réalisations de micro-usines monostation.

Le premier microtour (Fig. 2.14) [Kit98] fût équipé d'une commande numérique [Oka01]. Un système de positionnement XY a été ajouté. La broche est actionnée par un moteur brushless de $60W$ tournant à $200.000tpm$. En boucle fermée, une résolution de $0.1\mu m$ peut être atteinte.

En 1998, Olympus a développé une micro-usine du type îlot et automatisée(Fig. 2.21-a) [Oga98]. Elle est destinée au microassemblage de composants optiques pour endoscope. Ce travail faisait partie également du projet national NEDO.

En 1999, *Kurita et al.* [Kur99], équipe de l'AIST, ont développé une station de micro-usinage multifonction (Fig. 2.21-b), une autre vue de la flexibilité. Par changement de la tête de la machine, il est possible de faire du microfraisage, micromeulage, micro-usinage par laser, micro-usinage par électroérosion ou encore du micro-usinage

électrochimique. Il est également possible de faire la combinaison de ceux-ci.

Toujours dans le projet NEDO, le Shinanogawa Technopolis Development Organization a développé un centre de tournage réduit (cité dans [Oka04]). Il consiste en une station à quatre broches (Fig. 2.21-c).

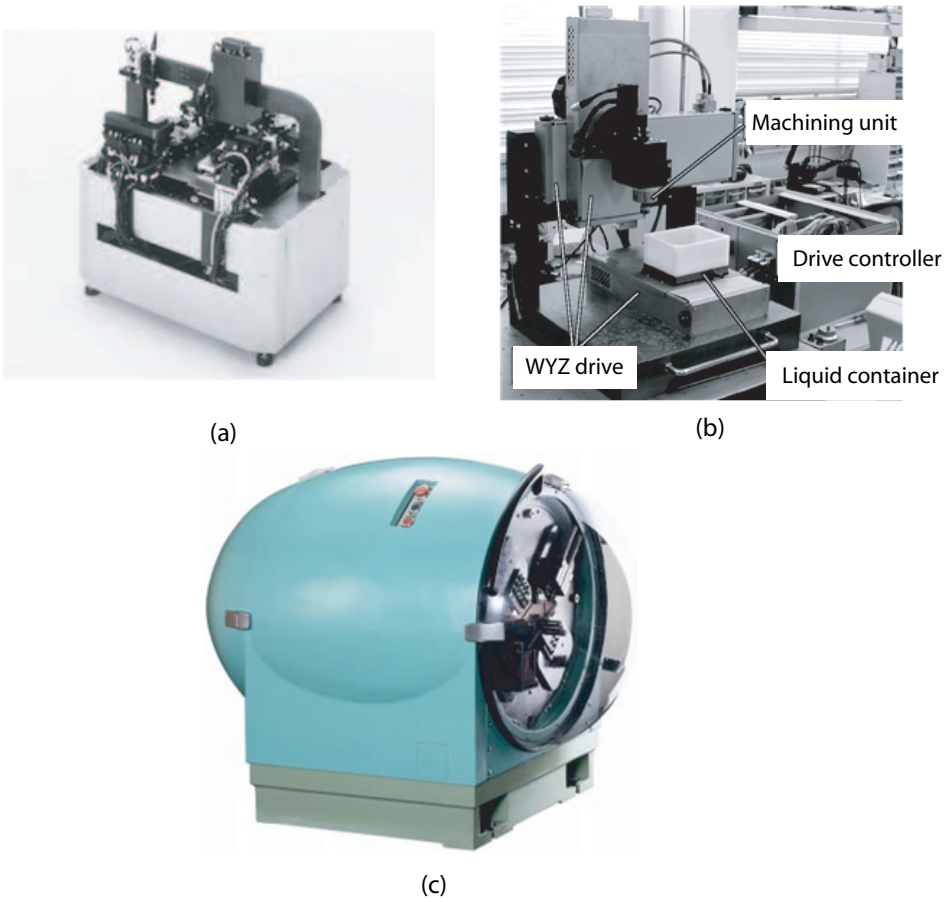


FIG. 2.21 – a : micro-usine de type ilot d'Olympus [Oga98]. b : une station de micro-usinage multifonction [Kur99]. c : un centre de tournage réduit à quatre broches (cité dans [Oka04]).

Encore au Japon, le groupe d'étude DTF (DeskTop Factory) du Nagano Techno Foundation, un consortium de 14 entreprises locales et de plusieurs institutions, a développé un centre de tournage de taille A3 en 2003 (cité dans [Oka04]). La station a trois axes linéaires et deux broches pour le tournage et le fraisage (Fig. 2.22-a). Elle est équipée d'un changeur d'outil automatique.

Enfin, la Fig. 2.22-b montre un autre centre de tournage (MTSs : Micro Turning Systems) réalisé par le NANO Corporation [Iij02].

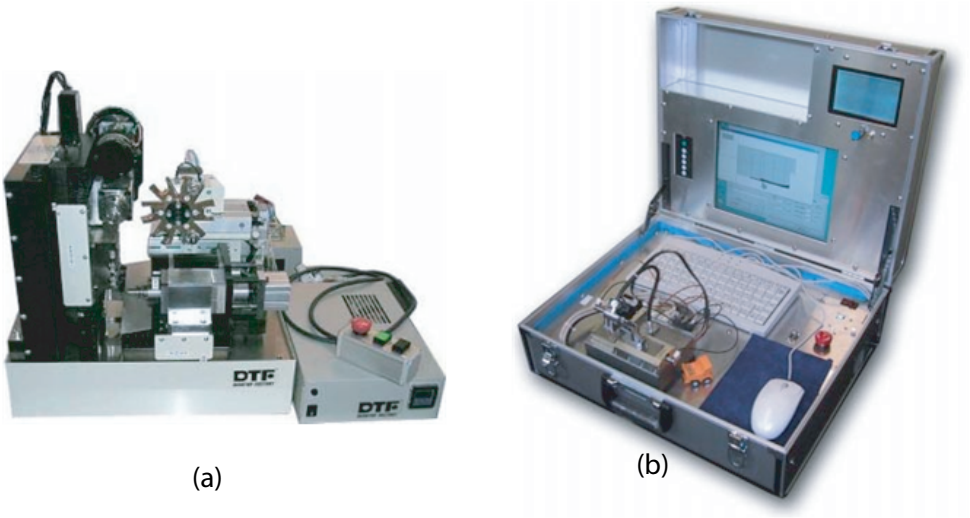


FIG. 2.22 – a : un centre de tournage et de fraisage avec changeur d'outil automatique (cité dans [Oka04]). b : un autre centre de tournage [Iij02].

En Chine, le Harbin Institute of Technology a réalisé une station de microassemblage automatisée (Fig. 2.23-a) [Sun05]. Les capteurs utilisés pour l'automatisation sont deux microscopes, une caméra CCD et un capteur d'effort de manipulation. L'architecture logicielle comprend l'interface utilisateur, un planificateur de tâches d'assemblage et un planificateur d'exécution d'assemblage. L'ensemble est installé sur PC et DSP. Les actionneurs comprennent un système de positionnement grossier à 6ddl, un système de positionnement précis à 5ddl et une micropince piézoélectrique permettant de traiter des micro et mini roues dentées de diamètre compris entre $400\mu m$ et $2mm$. Des essais d'assemblage de composants opto-électroniques et d'assemblage de microroues ont été effectués (Fig. 2.23-b, c et d).

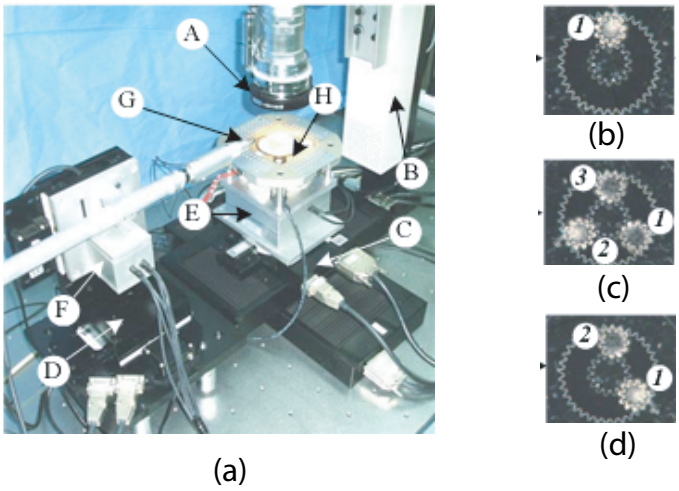


FIG. 2.23 – Station de microassemblage (a) et résultat de mise en place d'une microroue (b), de deux microroues (c) et de trois microroues (d) [Sun05].

En Finland, le Tampere University of Technology et le Helsinki University of Technology ont développé une station de microassemblage à environnement contrôlé (Fig. 2.24-a) [Zho01]. Le but était de caractériser l'influence de l'environnement sur la manipulation et l'assemblage de micro-objets. La température et l'humidité sont les grandeurs contrôlées.

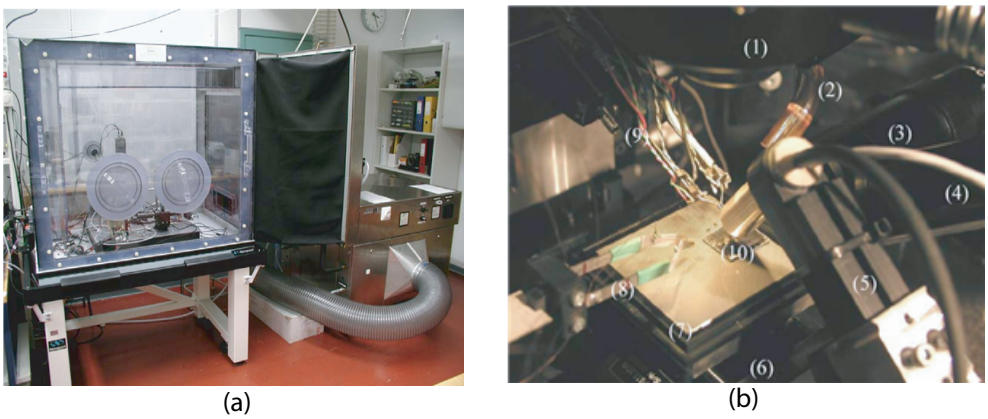


FIG. 2.24 – Station de microassemblage à environnement contrôlé (a) et vue de la plateforme installée (b) [Zho01].

En Suisse, plusieurs projets de micro-usines monostation sont étudiés. Dans [Maz04], une station de micromanipulation et d'assemblage est présentée (Fig. 2.25). La station, appelée Lab-In-SEM est dotée de capteurs force et de position, d'une caméra CCD ou d'un MEB (Microscope Electronique à Balayage). le nombre de degrés de liberté peut atteindre 15. Divers tests sur différents échantillons avec plusieurs outils ont été

testés sans ouvrir le MEB. La station est en cours d'étude pour une automatisation complète d'assemblage de nanotubes de carbone. D'autre part, l'EPFL a réalisé des microrobots mobiles autonomes équipés de manipulateurs destinés pour des stations de micromanipulation [Dri05] [Bru05].

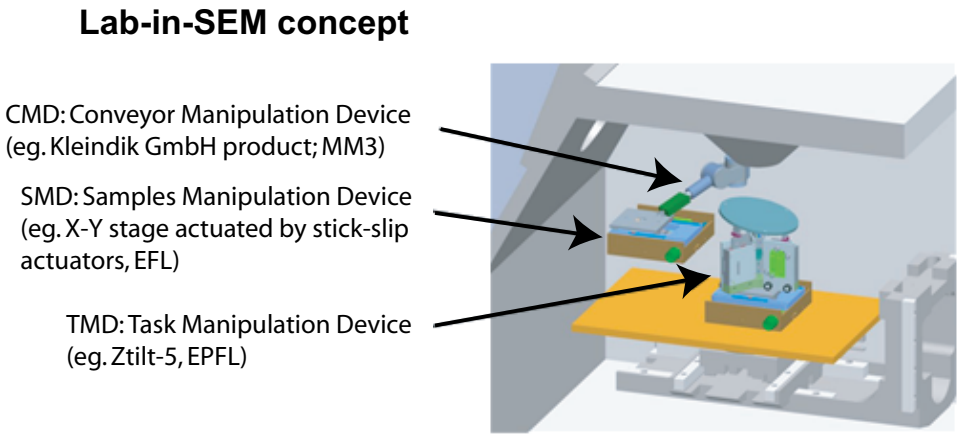


Fig. 2.25 – Station de micromanipulation et de microassemblage appelée Lab-In-SEM [Maz04].

Par ailleurs, le Laboratoire de Vision et Robotique de Bourges travaille sur la micromanipulation couplée avec la réalité virtuelle [Cas02]. Un des avantages de cette méthode est de pouvoir étudier sur une plate-forme virtuelle (Fig. 2.26) la stratégie de manipulation en automatique ou en téléopéré avant d'implanter celle-ci sur le système réelle. Ce principe est également étudié aux Etats-Unis [Li04].

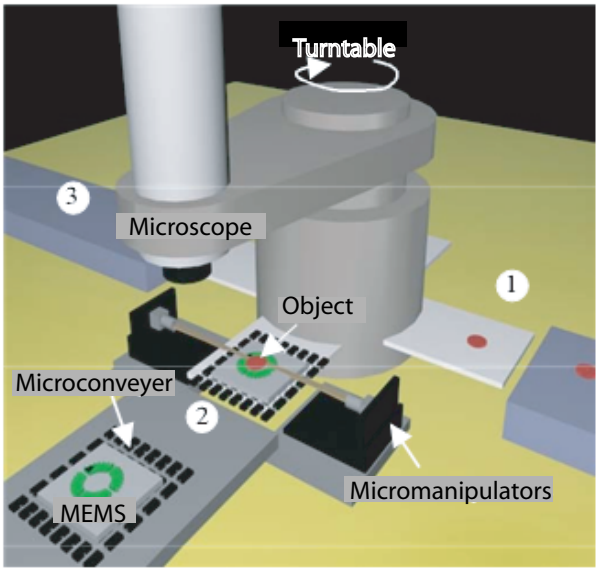


FIG. 2.26 – Interface virtuel décrivant la station de microassemblage dans le micromonde [Cas02].

2.4.6 Comparaison

Il apparaît que les micro-usines multistation sont pour la plupart plurifonction, c'est-à-dire qu'elles peuvent intégrer à la fois la fonction de micro-usinage et la fonction de microassemblage. Elles sont cependant très peu nombreuses. Cela provient du fait que la micromanipulation, en particulier automatisée, n'est pas encore complètement maîtrisée.

La plupart des micro-usines multistation sont modulaires : chaque station est considérée comme un module. Cette modularité les place à un certain niveau de flexibilité vis-à-vis des fluctuations des produits à réaliser. Un autre avantage est la possibilité de concevoir et de réaliser chaque station indépendamment des autres. Les réalisations en micro-usines multistation montrent que leur automatisation reste un défi à relever.

En ce qui concerne les micro-usines monostation, la modularité se trouve au niveau des microactionneurs et des microrobots, c'est-à-dire, chacun de ceux-ci est un module. Dans ce cas, une station peut changer de fonction si nécessaire. La station peut également s'adapter aux micro-objets manipulés. Très peu de réalisation proposent des micro-usines monostation automatisées. La raison principale étant la mauvaise maîtrise des effets d'échelle, principalement les forces d'adhésion.

Un avantage des micro-usines multistations par rapport à celles monostation est qu'elles augmentent la productivité.

2.4.7 Mini-usines et nano-usines : voisines des micro-usines

Si la micro-usine concerne la micromanipulation et le microassemblage, les mini-usines et les nano-usines touchent respectivement l'échelle du meso et du nano.

Les mini-usines [Hol98] ont été conçues pour assembler des composants de dimensions mesométriques nécessitant de la précision. Il s'agit de répondre au besoin de flexibilité et d'agilité nécessaires au changement permanent de production de petits produits. Le Carnegie Mellon University a créé un concept de mini-usines appelés **AAA** ou *Agile Assembly Architecture* dont les caractéristiques sont les suivantes [Riz97] :

- assemblage à 4ddl : 2ddl (XY) pour la palette qui maintient le premier objet, 2ddl (Z et rotation θ) pour le robot qui vient insérer le second objet,
- facilité d'intégrer un système de traitement par dessus (exemples : usinage par laser, dépôt de colle ou de matière),
- précision de positionnement de l'ordre du micromètre,
- programmation et développement d'une mini-usine en moins d'une semaine.

Si la taille d'une usine est référencée à celle d'un bâtiment, la taille d'une micro-usine l'est à celle d'une valise et celle d'une mini-usine (Fig. 2.27) à celle d'une voiture.

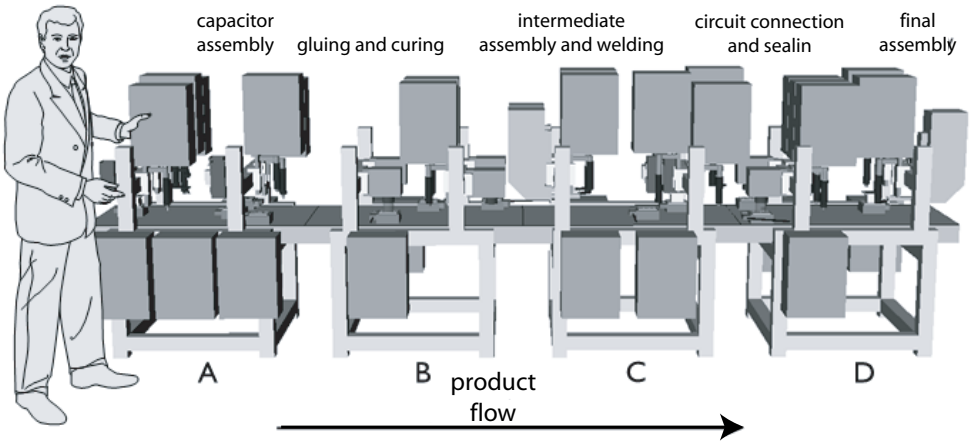


Fig. 2.27 – Une mini-usine [Hol98].

Concernant les nano-usines, le concept est très différent : au lieu d'aller toujours vers la miniaturisation des systèmes (top-down), on fabriquerait les nanorobots qui composent les nano-usines à partir des atomes et des molécules (bottom-up). Cela a été prédit par le physicien Richard Feynman [Fey59]. En 1959, lors d'une conférence qu'il a donnée, il a établi les bases de ce qui allait devenir 20 ans plus tard la nanotechnologie moléculaire. Il a suggéré que les lois physiques autoriseraient la manipulation et le positionnement direct et contrôlé des atomes et des molécules individuellement. Qu'il était tout à fait possible d'utiliser les atomes comme briques de construction à la manière de Lego. La nanotechnologie moléculaire a donc pour but de contrôler de manière précise

et individuelle les atomes [Lév06]. La nanotechnologie, elle, englobe la nanotechnologie moléculaire et l'utilisation de la technologie pour la manipulation de nano-objets. Eric Drexler fût le premier chercheur, après Feynman, à avoir redécouvert et diffusé le concept de la nanotechnologie, au début des années 80. Il introduisit le concept de la fabrication de nano-machines. Dans [Pho03], la nano-usine serait composée de plusieurs robots petits, appelés *fabricateurs*, autonomes capables de réaliser les mouvements nécessaires pour fabriquer des objets à partir de stock de nano-objets et d'assembler ces derniers. La recherche dans le monde du petit aux Etats-Unis est plus dominante en nanotechnologie qu'en microtechnologie.

2.5 Conclusion

De nos jours, les produits deviennent de plus en plus petits et possèdent de plus en plus de fonctions de nature différente : électrique, mécanique, thermique, etc. Ce sont les microsystèmes ou MEMS (Micro Electro Mechanical Systems). La fabrication des MEMS a été initialement assurée par les techniques de microfabrications mais leurs limites techniques ont justifié la nécessité du microassemblage.

Les contraintes de précision et les caractéristiques du micromonde font que les systèmes d'assemblage classiques ne sont pas adaptés à l'assemblage des microcomposants. La conception des microactionneurs et des microrobots pour le micromonde doit être faite différemment, par exemple les articulations sont remplacées par des structures déformables et les dimensions doivent être réduites.

Les types de MEMS fluctuent très rapidement et les systèmes de fabrication permettant de les produire doivent suivre cette fluctuation, c'est-à-dire flexibles, tout en maintenant un certain niveau de productivité. Les micro-usines sont donc nées. Il s'agit de systèmes de production de petites tailles permettant de fabriquer de petits produits. Nous les avons classées en deux groupes : les micro-usines multistation et les micro-usines monostation.

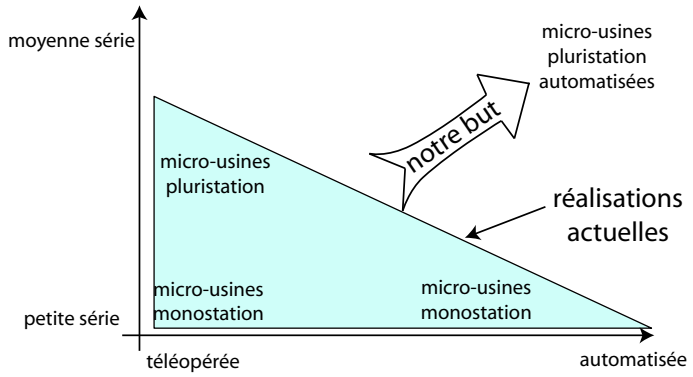


FIG. 2.28 – Notre but dans le concept de micro-usine.

Alors que la productivité est liée à l'automatisation, la flexibilité des micro-usines est liée à sa modularité. Cependant, la maîtrise limitée des effets d'échelle fait que l'automatisation complète d'une micro-usine reste actuellement en suspend, surtout quand il s'agit d'une micro-usine multistation. Au Laboratoire d'Automatique de Besançon, le projet de micro-usine en cours de recherche consiste à développer une micro-usine multistation hautement modulaire et complètement automatisée (Fig. 2.28). La contribution de cette thèse dans ce projet se trouve dans la réalisation d'une station de microassemblage modulaire ainsi que la commande modulaire de celle-ci. Nous détaillerons dans le chapitre suivant ce concept.

Chapitre 3

Conception d'une station de microassemblage modulaire

3.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous rappelons d'abord le concept de la micro-usine en cours de développement dans notre laboratoire. On définira par la suite la contribution de cette thèse dans ce projet. Il s'agit de la conception d'une station dédiée pour cette micro-usine. Puis, on détaillera le développement d'un microsystème à 2ddl (rotation et translation) dédié à la station. Enfin, les expérimentations et les caractérisations du microsystème seront présentées.

3.1.1 Notre concept de la micro-usine

Le projet 'micro-usine' en cours d'étude et de développement au Laboratoire d'Automatique de Besançon est de type multistation, hautement modulaire et complètement automatisée. Nous allons détailler ces concepts.

3.1.1.1 Micro-usine multistation et hautement modulaire

Par rapport aux micro-usines multistations modulaires présentées dans l'état de l'art, l'approche de la modularité que nous proposons ne se limite pas aux stations, elle s'applique également aux composants qui la constituent. En effet, chaque microrobot ou microsystème qui compose une station est considéré comme un module. Le concept bénéficie alors des avantages des micro-usines multistations modulaires et des micro-usines monostations modulaires.

La Fig. 3.1 illustre ce concept. Sur la plate-forme de la micro-usine, on peut ajouter, remplacer ou enlever des stations selon le besoin défini par le type et la quantité des produits à réaliser. Un stock de stations, non nécessairement identiques, est donc mis à disposition. De même, selon la fonction que l'on veut attribuer à une station, on peut

ajouter, remplacer ou enlever des microsystèmes et microrobots dans celle-ci. Enfin, le remplacement d'un module, que ce soit une station ou un microrobot, peut être aussi dû à une panne.

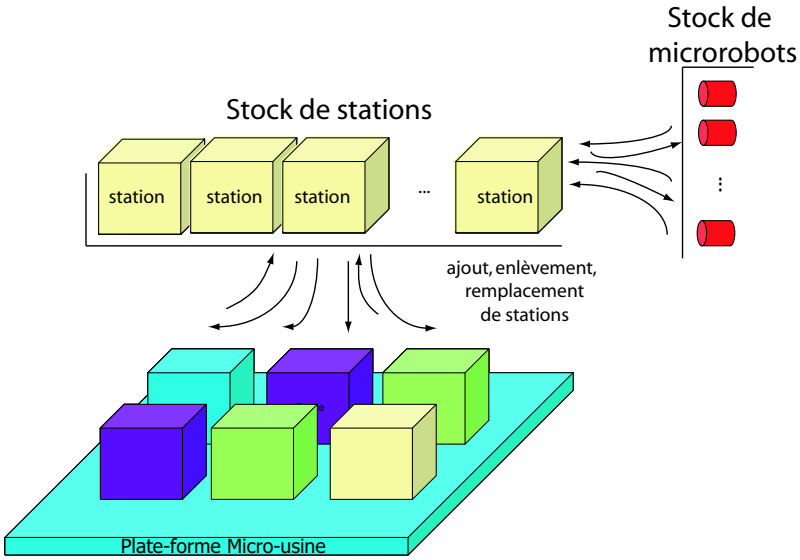


Fig. 3.1 – La micro-usine modulaire.

3.1.1.2 Automatisation complète

L'automatisation d'une tâche de micromanipulation ou de microassemblage est un vrai challenge pour les microroboticiens. En effet, à cause des effets d'échelle qui ne sont pas encore bien maîtrisés, le développement de commandes capables de réussir ces tâches est très difficile. La plupart des réalisations actuelles sont donc téléopérées.

Lorsqu'on veut automatiser un système de production, on retrouve deux niveaux de commande :

- la commande de bas niveau, ou commande locale, qui s'applique sur chaque actionneur et robot,
- la commande de haut niveau, ou superviseur, qui concerne la planification des tâches.

En micromanipulation, on peut alors définir quatre classes de structures de commandes :

a - Eléments commandés en boucle ouverte et téléopération (Fig. 3.2) : on entend par élément chaque microsystème à l'intérieur d'une station, que ce soit pour une micro-usine monostation ou multistation. Dans la plupart des cas, un élément correspond à un microactionneur ou à un microrobot. Il s'agit d'une étape test pour certain

et d'application pour d'autres. Un retour visuel est recommandé. Dans certains cas, il est utile d'accéder aux efforts de manipulation. Certaines stations possèdent également un retour haptique.

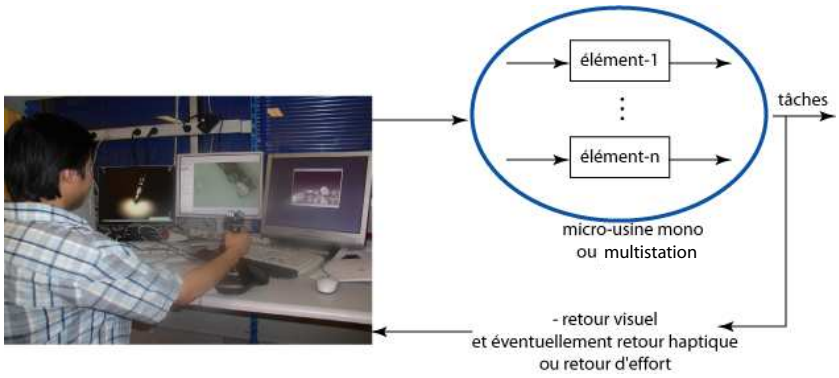


FIG. 3.2 – Boucle ouverte et téléopération.

b - Eléments commandés en boucle fermée et téléopération (Fig. 3.3) : souvent, les performances naturelles des éléments ne sont pas suffisantes aux tâches pour lesquelles ils sont destinés. Une commande en boucle fermée d'une partie ou de l'ensemble des éléments est nécessaire dans ce cas.

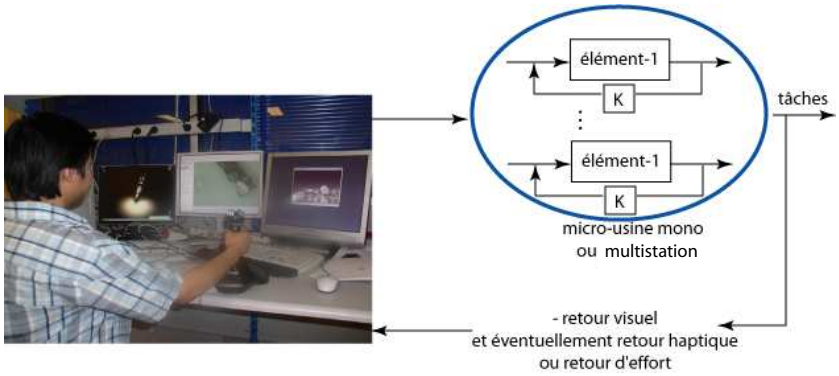


FIG. 3.3 – Boucle fermée et téléopération.

c - Eléments commandés en boucle ouverte et automatisation (Fig. 3.4) : l'automatisation d'une micro-usine consiste à remplacer l'opérateur humain par une machine de calcul. Les fonctions principales de cette dernière seront de superviser le déroulement des tâches dans chaque station et éventuellement de superviser les tâches inter-stations. L'opérateur humain est ici un assistant. Son intervention concerne la configuration et les ordres de départ cycle, d'arrêt d'urgence, etc... Cette classe est peu vraissemblable en pratique.

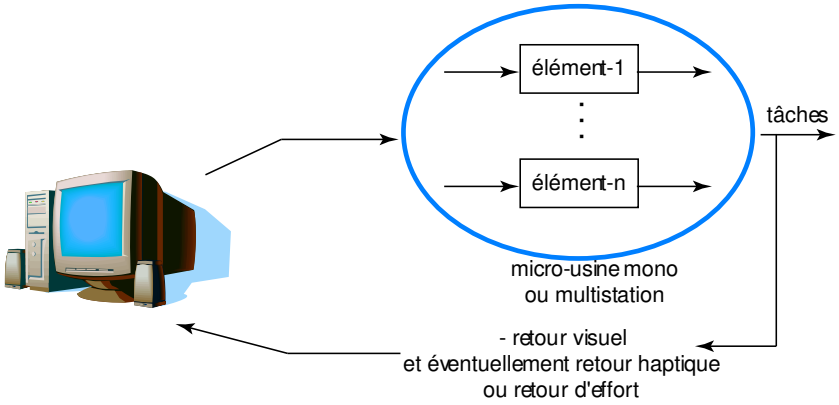


FIG. 3.4 – Boucle ouverte et automatisation.

d - Eléments commandés en boucle fermée et automatisation (Fig. 3.5) : de même que la classe 2, lorsque les performances naturelles des éléments ne sont pas suffisantes, une commande en boucle fermée de chacun de ceux-ci est nécessaire. Pour la supervision, une commande du type hybride [1] est dans tous les cas nécessaire. Elle assurera la planification des actions des éléments et des différentes tâches. Concernant le retour, le traitement d'images est très utile. L'automatisation est bien entendu le seul moyen efficace pour des production en moyenne et grande séries.

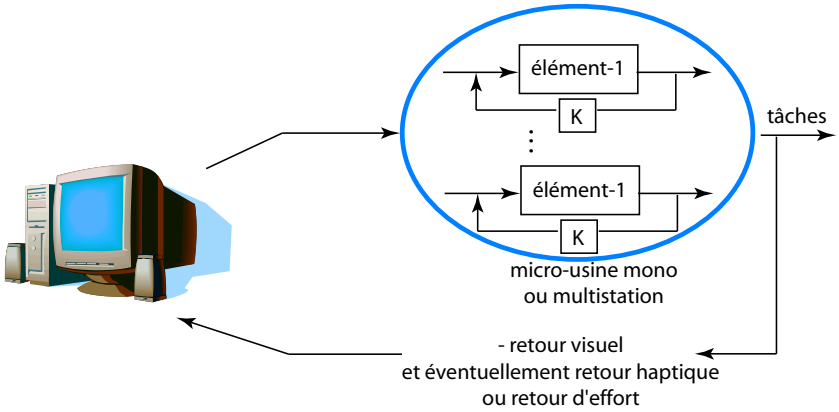


FIG. 3.5 – Boucle fermée et automatisation.

Le concept 'micro-usine' que nous développons fait partie de la classe-d. Dans ce projet, la modularité s'applique également à la commande : lors du retrait, du remplacement ou de l'ajout de microrobots dans une station, la commande locale associée est retirée, remplacée ou ajoutée de façon automatique au sein du superviseur. Pour réussir

[1] Systèmes dynamiques hybrides (SDH) : systèmes combinant événement continu et événement discret. La commande hybride consiste à combiner la commande de la partie continue et la commande de la partie discrète.

l'automatisation, ce projet se décompose en plusieurs parties :

- étude de la communication et du traitement des informations au sein de la supervision [Des04],
- étude de la vision [Ber06],
- étude des systèmes de convoyage [Par06],
- étude du système de changement d'outils [Clé02],
- et réalisation de micropinces [Had00] [Agn03b].

En ce qui concerne cette thèse, l'objectif est double :

- concevoir une station de micromanipulation et de microassemblage modulaire,
- synthétiser des lois de commandes locales dans la station réalisée.

3.1.2 Cahier des charges concernant la station à réaliser

Compte tenu des objectifs visés, nous définissons les caractéristiques principales de la station à réaliser.

Objets à manipuler : la station doit être capable de manipuler des petits objets de dimensions entre quelques dizaines de micromètres et quelques millimètres. On se limitera à l'intervalle $[10\mu m, 2mm]$. En effet, cela correspond aux dimensions de la plupart des composants tels que les microsystèmes tels que les composants d'une montre, d'un accéléromètre, etc.

Précisions : les précisions de positionnement des microactionneurs ou microrobots à l'intérieur de la station doivent être meilleures que $1\mu m$.

Courses : lors d'un microassemblage, une micropince saisit un micro-objet en un lieu pour le déposer à un autre lieu. Cela nécessite dans la plupart des cas un système à grande course. Dans la station à réaliser, cette caractéristique doit être prise en compte.

Dimensions de la station : les dimensions de la station doivent être comprises dans un cube de dimensions $10cm \times 10cm \times 10cm$.

3.1.3 Choix du principe d'une station

Pour répondre aux besoins de précision et de grande course, on pourrait utiliser une micropince très précise couplée avec un système de positionnement à grande course [Sun05] [Amm04]. Cependant, afin de pouvoir traiter une large plage de dimensions d'objets, différentes ouvertures maximales de micropinces sont nécessaires. Cela peut se faire soit par l'utilisation de plusieurs micropinces [Zho01] soit par la possibilité d'avoir une micropince à ouverture variable.

Le premier cas demande un changement de micropince à chaque changement de dimensions d'objets, ce qui pourrait occuper beaucoup de temps s'il s'agit d'une grande quantité de microassemblage de différents types de microcomposants. Dans les deux cas, l'ouverture maximale est limitée à $1,5$ ou 2 millimètres. Le principe illustré ne nous convient pas.

On pourrait également utiliser deux micromanipulateurs indépendants en coopération pour manipuler un micro-objet et effectuer une tâche. Dans [Dri05], ce principe est utilisé pour faire coopérer deux microrobots mobiles afin de réaliser une tâche de micromanipulation (Fig. 3.6).

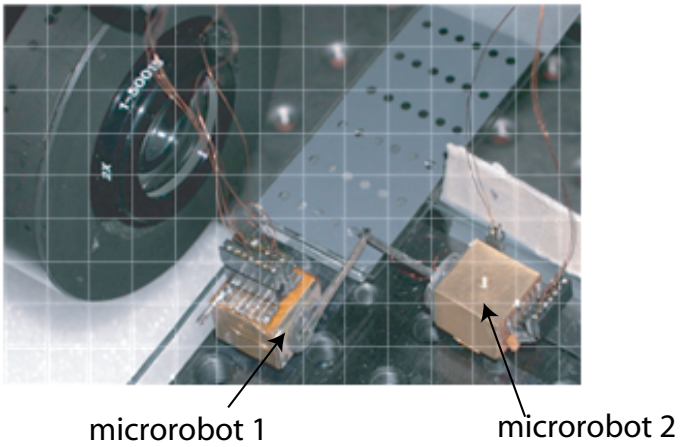


FIG. 3.6 – Deux microrobots mobiles en coopération [Dri05].

Le même principe a également été utilisé dans [Tho01]. Il s'agit de deux effecteurs travaillant de manière orthogonale (Fig. 3.7-a). Chaque effecteur est actionné par un micromoteur linéaire suivant l'axe X ou suivant l'axe Y (Fig. 3.7-b). L'ensemble est capable de positionner dans le plan et d'orienter autour de Z un micro-objet de façon précise.

Nous choisirons l'utilisation de deux ou plusieurs microactionneurs ou microrobots en coopération. Les critères de simplicité de structure et le besoin en nombre de degrés de liberté, le besoin en rotation et en translation, nous a conduit à choisir une station dont le schéma de principe est présentée sur la Fig. 3.8. La station est composée de deux microsystèmes qui possèdent chacun deux ddl : rotation et translation par rapport à un même axe. Le choix du nombre de degré de liberté (deux) est un compromis entre grande dextérité et facilité de mise en coopération de plusieurs microsystèmes. Les deux microsystèmes sont indépendants et la mise en coopération se fait soit par téléopération soit par une commande globale de la station appelée également automatisation. La course d'un microsystème doit être au moins de $5cm$ en translation et de 360° en rotation.

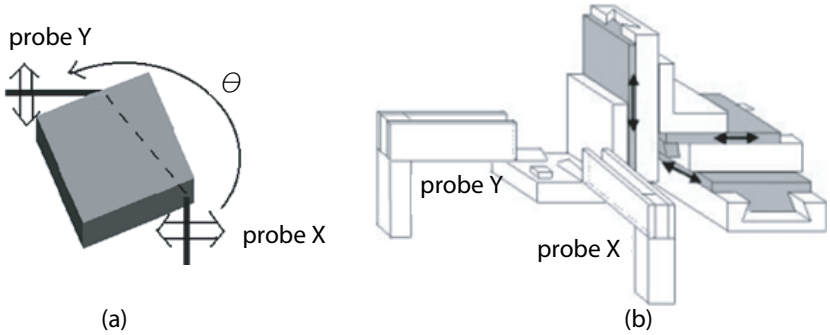


FIG. 3.7 – Deux micromanipulateurs à 1ddl travaillant de manière orthogonale [Tho01].

Afin de faciliter la manipulation des micro-objets, un effecteur est placé sur chaque microsystème. Nous choisirons d'utiliser un effecteur actif, une poutre piézoélectrique, pour les raisons suivantes :

- amélioration de la micromanipulation en commandant en déflexion la poutre, par exemple lors de la dépose et de la prise,
- maîtrise de la force de micromanipulation en commandant la poutre en force.

On utilisera des jauges extensométriques installées sur chacune des deux poutres pour mesurer la déflexion et la force nécessaires pour la commande de ces dernières. Nous verrons ces aspects au Chapitre-5.

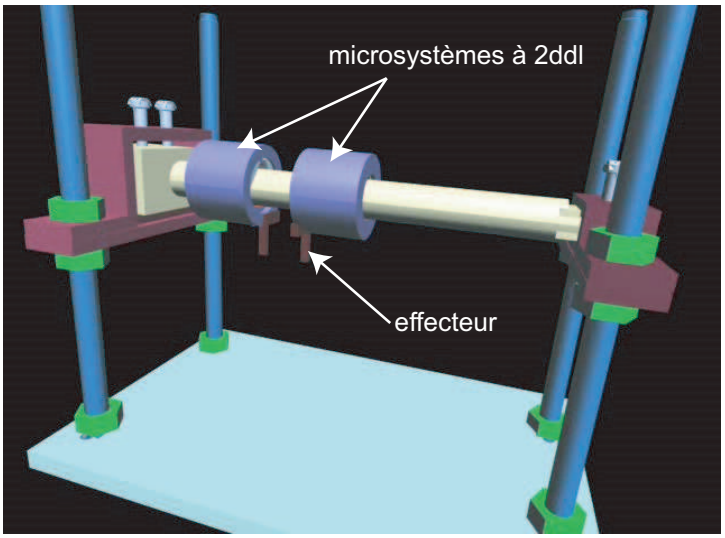


FIG. 3.8 – Schéma de principe de la structure choisie pour la station de micromanipulation.

3.2 Développement du microsystème à 2ddl pour la station

3.2.1 Principes de mouvement pour une grande course

La précision et la résolution ne sont pas suffisantes pour caractériser complètement les microsystèmes. La course est également une donnée importante car elle conditionne les types d'objets manipulables. Pour obtenir un microsystème à très haute précision et avec une large course, une des méthodes les plus utilisées est l'emploi de microactionneurs embarqués qui fonctionnent en roulement ou pas-à-pas. Le *Inch-Worm* et les *entraînements inertiels*, notamment le *stick-slip*, sont les principes les plus connus. Dans les deux cas, la déformation d'un matériau actif est utilisée. Les matériaux les plus utilisés sont les matériaux piézoélectriques car :

- ils sont commandés par des signaux électriques. En effet, les mouvements *Inch-Worm* et *Stick-Slip* nécessitent l'utilisation de signaux d'entrées à formes bien définies et parfois synchronisés. Le domaine électrique satisfait facilement ces exigences,
- plusieurs microactionneurs commandés séparément sont souvent utilisés. L'utilisation d'effets physiques non-sélectifs, tels que le champs magnétique ou l'actionnement thermique, n'est donc pas convenable,
- ils peuvent fournir de très petites déformations permettant d'obtenir de très hautes précisions et ce, sur de grande course.

3.2.1.1 Inch-Worm

Le principe exige au moins trois microactionneurs. Dans l'exemple de la Fig. 3.9, les microactionneurs A, B et C fonctionnent en traction/compression à l'intérieur d'un tube (microrobot intratubulaire). Un pas Δx est obtenu après six états successifs de l'ensemble du microsystème. En répétant cette séquence, un déplacement à grande course, théoriquement infinie, est obtenu. La résolution du microsystème est égale au pas minimal qu'il peut effectuer.

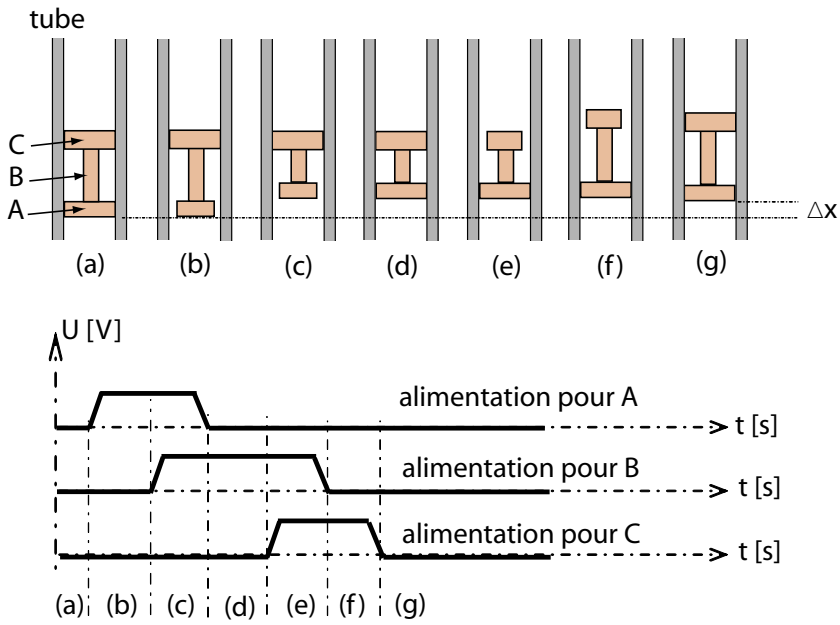


FIG. 3.9 – Principe du mouvement *Inch-Worm*.

3.2.1.2 Entraînement inertiel

Le principe par entraînement inertiel (inertial drive) est généralement basé sur deux techniques : le *Stick-Slip* et le *Impact-Drive* [Dri03]. Dans les deux cas, une tension d'alimentation en dents-de-scie est nécessaire. La différence réside sur la masse en contact avec le sol. Pour le *Stick-Slip*, elle est petite relativement à la masse du système à déplacer (Fig. 3.10-a). Pour l'*Impact-Drive*, cette masse est grande (Fig. 3.10-b).

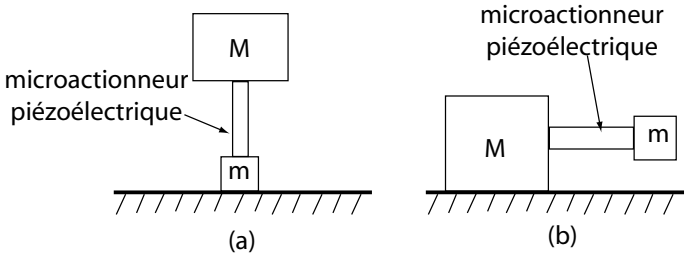


FIG. 3.10 – a : éléments qui composent un microactionneur *Stick-Slip*. La poutre piézoélectrique fonctionne dans cet exemple en flexion. b : éléments qui composent un microactionneur *Impact-Drive*. La poutre piézoélectrique fonctionne dans cet exemple en traction/compression.

Les deux techniques fonctionnant de manière similaire, nous expliquerons seulement le mouvent *Stick-Slip*. La Fig. 3.11 montre un exemple de fonctionnement fondé sur la

déflexion de deux poutres piézoélectriques.

- Les deux poutres sont alimentées avec un signal électrique de type rampe. Ces poutres fléchissent. En raison de l'adhérence entre leurs extrémités et la base, le corps va effectuer un déplacement Δx relativement à un repère lié à la base. C'est la phase *Stick*.
- A la rupture de l'alimentation (flanc raide de la dent de scie), les poutres reprennent leur forme initiale. L'accélération ainsi générée induit une force d'inertie supérieure à la limite de l'adhérence. Un glissement apparaît et le corps reste à sa dernière position. C'est la phase *Slip*.
- En répétant la séquence, c'est-à-dire en alimentant les poutres avec un signal en dents de scie, on obtient un mouvement de grande course.

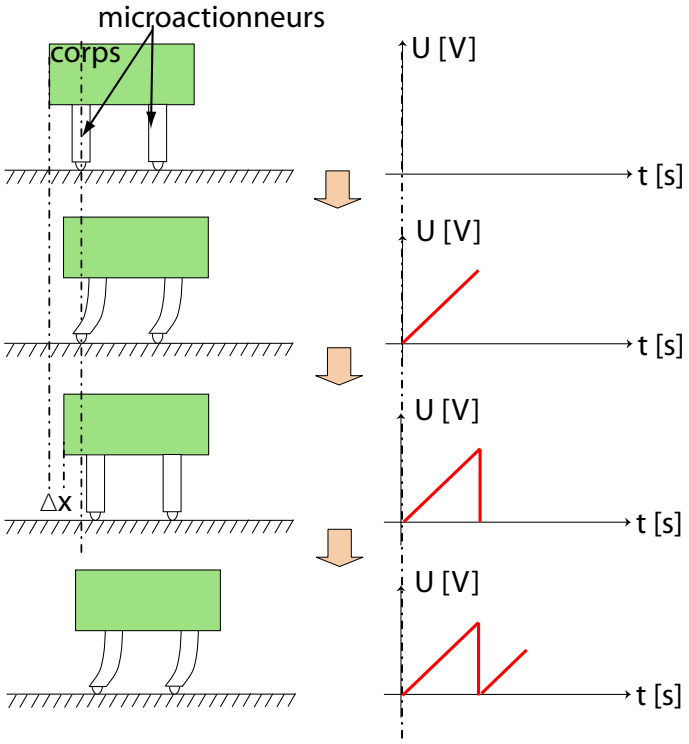


FIG. 3.11 – Principe du mouvement *Stick-Slip*.

Durant la phase *Slip*, un mouvement de retour Δret apparaît. L'amplitude finale du pas Δpas est donc égale à l'amplitude de l'actionneur Δamp à laquelle est retranché ce retour (Fig. 3.12) [Dri03]. Des vibrations dues à l'échelon de tension de la précédente phase *Slip* peuvent apparaître dans la phase *Stick*. Le ratio entre le pas et l'amplitude maximale du déplacement indique donc le facteur de rendement η_{pas} :

$$\eta_{pas} = \frac{pas}{\Delta amp} \tag{3.1}$$

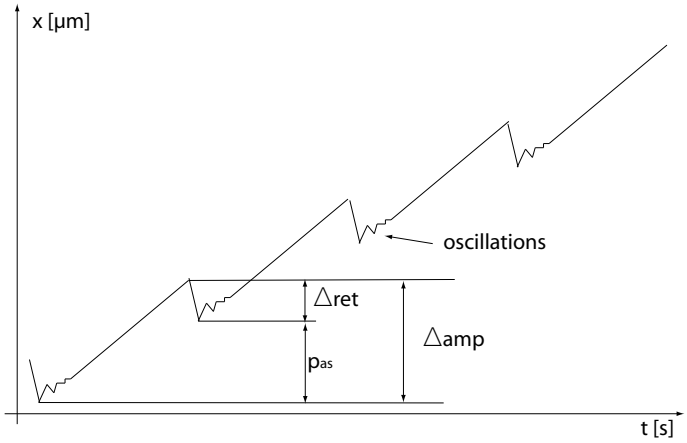


FIG. 3.12 – Evolution des mouvements inertiels.

Le principe *Stick-Slip* est très employé comparativement au principe *Inch-Worm* car l'intégration de ses microactioneurs dans les microsystèmes est très facile. D'autre part, il permet un temps de réponse plus rapide que le second. Quant aux applications nécessitant des forces de blocages relativement grandes, par exemple pour un microrobot intratubulaire, le *Inch-Worm* est préféré. Enfin, d'autres types d'actionnement peuvent être utilisés pour réaliser l'un ou l'autre de ces principes tels que l'actionnement magnétique ou pneumatique.

Avant de détailler la conception du microsystème à 2ddl destiné à la station modulaire, nous présentons tout d'abord quelques microsystèmes existants ayant plusieurs ddl ou ayant une grande course.

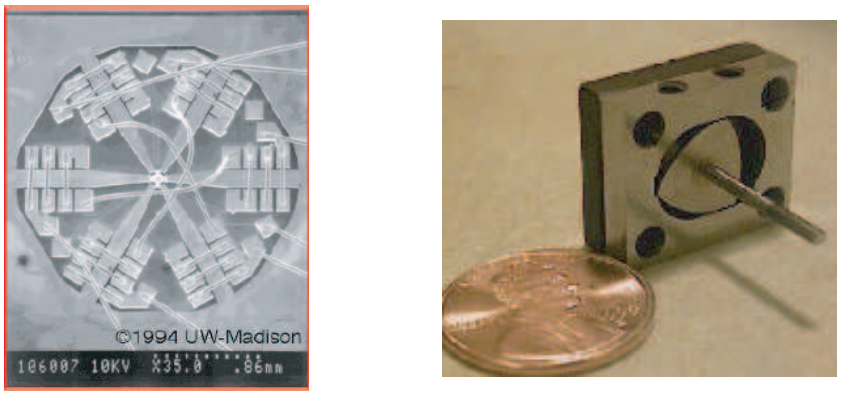
3.2.2 Microsystèmes pluri-ddl ou à grande course

3.2.2.1 Microsystèmes à 1ddl et grande course

En rotation : les microsystèmes rotatifs à grande course sont très nombreux. On retrouve d'abord les micromoteurs électrostatiques [Tri89] [Bar89] [Mil94] [Yas99] qui furent d'ailleurs les premiers micromoteurs. Ils nécessitent une tension d'alimentation élevée. En revanche, lorsque les dimensions deviennent extrêmement petites, la densité d'énergie disponible augmente. L'attraction des poussières par le champs électrique ainsi que le risque de claquage font partie des problèmes des micromoteurs électrostatiques.

Les micromoteurs magnétiques sont également utilisés [Wag92] [Ahn93] [Guc93] [DC99](Fig. 3.13-a), le succès qu'ils connaissent dans le macromonde ne se retrouve pas dans le micromonde. En effet, les forces générées diminuent d'un facteur entre 2 et 4 lors de la réduction des dimensions [DC99].

Enfin, d'autres procédés sont utilisés par exemple dans les micromoteurs ultrasoniques [Mor96] [Don03], à fluide électrohydrodynamique [Yos] ou thermiques [Fu01] (Fig. 3.13-b).



(a) (b)

FIG. 3.13 – a : un micromoteur à réluctance variable [Guc93]. b : un minimoteur rotatif utilisant le principe du moteur de Wankel [Fu01].

En translation : les réalisations de microsystèmes linéaires à grande course dans la plupart des cas basés sur les principes de déplacement présentés à la Section précédente. [DB98] propose par exemple un micromoteur linéaire à base de microactionneurs magnétostrictifs monobloc (Fig. 3.14). Le terme micromoteur peut lui être attribué vu les performances fournies. En effet, il fonctionne en mouvement *inch-worm* et permet d'avoir des pas en dessous de $1,2\mu m$. La vitesse maximale est de $800\mu m/s$ tandis que la force maximale développable est de $10N$. Par ailleurs, sa course est théoriquement illimitée.

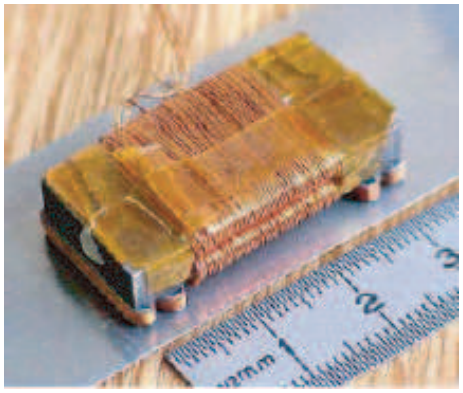


FIG. 3.14 – microactionneur linéaire fonctionnant en *inch-worm* [DB98].

[Bre00a] propose un autre microsystème linéaire à grande course fondé sur des microactionneurs piézoélectriques fonctionnant en *stick-slip*. La vitesse du microsystème peut atteindre $5mm/s$ et la course est de $\pm 15mm$.

Dans [Ebe99a], le principe du robot marcheur est utilisé pour obtenir une longue course. Les microactionneurs utilisés sont électrothermiques et les performances obtenues sont intéressantes : vitesse jusqu'à $6mm/s$, charge maximale jusqu'à $2,5kg$ (30 fois le poids à vide du microrobot).

3.2.2.2 Microsystèmes pluri-ddl et grande course

Le microrobot présenté par [Ber04] possède 3ddl, translation dans le plan et rotation autour de l'axe Z. Plusieurs exemplaires ont été utilisés en coopération pour des stations de micromanipulation [Tho01] [Bru05]. Ce robot, de quelques cm^3 de dimensions, est autonome. En effet, il possède une batterie et un module électronique embarqués pour le traitement des signaux associés aux capteurs et aux actionneurs, pour la communication par infra-rouge et pour le contrôleur PID. Sa vitesse maximale est de $0,4mm/s$. Un système de positionnement en rotation et un outil qui peut être une micropince sont placés sur le microsystème afin d'atteindre jusqu'à 5ddl. Ce microrobot mobile est connu sous le nom de **MICRON** (Fig. 3.15-a) et son principe de fonctionnement repose sur le principe *stick-slip*.

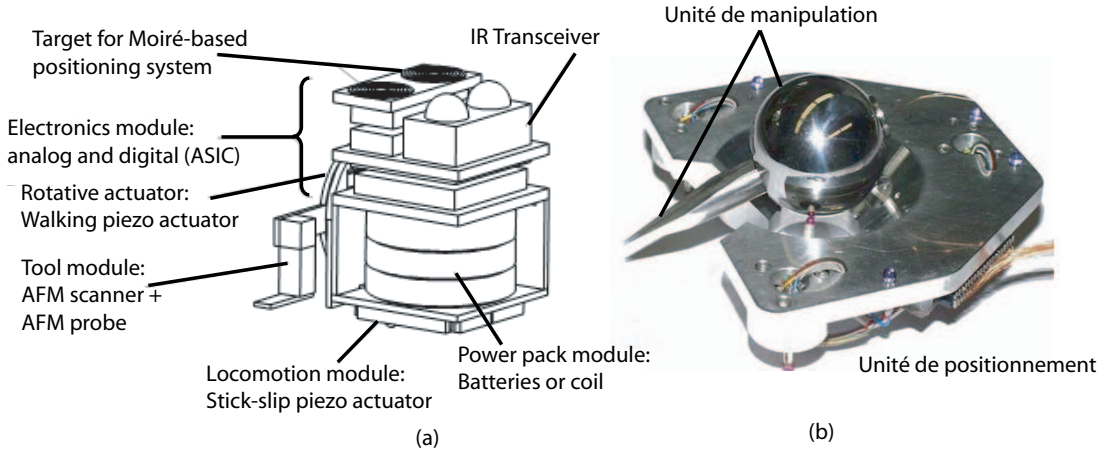


FIG. 3.15 – a : le microrobot **MICRON** [Ber04]. b : le microrobot **MINIMAN** [Fat95].

La Fig. 3.15-b présente le robot **MINIMAN** : un autre microsystème à 3ddl équipée d'un module de micromanipulation et qui est également basé sur le *stcik-slip* [Fat95]. Il se compose d'un module de positionnement et d'un module de micromanipulation. Le module de positionnement est une petite plate-forme supportée par trois pieds piézoélectriques cylindriques et qui peuvent fléchir lorsqu'on les alimente. Ce module a une résolution de $10nm$,une précision de positionnement de $3\mu m$ et une vitesse allant jusqu'à 5cm/s. Le module de micromanipulation est composé d'une sphère à 3ddl qui peut

porteur une micropince. La sphère repose sur trois pieds piézoélectriques qui, une fois alimentés, font tourner celle-ci. L'ensemble **MINIMAN** offre 5ddl.

Le principe de l'*impact-drive* a été également utilisé pour réaliser un microsystème à 3ddl, c'est-à-dire, translation XY et rotation Z [Wol95]. Sa vitesse atteint 1mm/s pour un poids de 57g. Il présente un pas maximum de $3,4\mu$m en translation et de $0,4mrad$ en rotation et les facteurs de pas sont respectivement de $0,73$ et de $0,81$.

[Mar01] présente un microrobot marcheur à trois pieds piézoélectriques qui travaille également dans le plan. Sa vitesse peut atteindre $2cm/s$ et son pas varie entre $30nm$ et $50\mu m$.

Enfin, une autre approche est présentée dans [Var06]. Les mouvements X et θ dans le plan du microsystème sont générés par les forces centripètes créés par deux masses en rotation. Sa vitesse linéaire atteint $1,5mm/s$.

Dans l'industrie, les produits de la société PI [PI] sont les plus utilisés. Il s'agit de systèmes de positionnement linéaire, présentant des courses de quelques centimètres avec des résolutions submicrométriques, et de positionnement angulaires. Les sociétés Elliptec [ell], Piezomotor [pie] et Kleindiek [kle](Fig. 3.16) sont d'autres exemples.

Fig. 3.16 – Photographie d'un système de micropsitionnement à 3ddl de la société Kleindiek [kle].

3.2.3 Microactionneurs utilisés dans notre microsystème

Notre choix s'est porté sur les microactionneurs piézoélectriques fonctionnant en *stick-slip* en raison de leur facilité d'intégration, leur rapidité et leur simplicité de réalisation. Dans [Ber03b], un microactionneur pour un fonctionnement *stick-slip* a été proposé. Grâce à sa compacité, il peut facilement être intégré dans les microsystèmes. Nous choisirons donc cet actionneur. Nous allons expliquer de manière simplifiée son principe de fonctionnement.

Soit une plaque piézoélectrique. Sur sa face supérieure, on place une hémisphère, que nous appellerons pied, et deux électrodes (Fig. 3.17-a) séparées par un écartement g_{ap}. Sur sa face inférieure, une électrode couvre toute la surface pour servir de masse (Fig. 3.17-b). Soit un repère ($O_p x_p y_p z_p$) associé à l'une des extrémités de la plaque. Lorsqu'on applique deux tensions continues $+U$ et $-U$ sur les deux électrodes, la première moitié de la plaque piézoélectrique se contracte tandis que l'autre moitié s'allonge (Fig. 3.17-c). Le pied effectue par la suite une rotation θ tandis que son centre fait un déplacement δx suivant l'axe x_p. On note que $\delta x.\theta \leq 0$ avec le repère pris. Selon que $U_1 = +U$ ou $U_1 = -U$, le signe de δx est positif ou négatif.

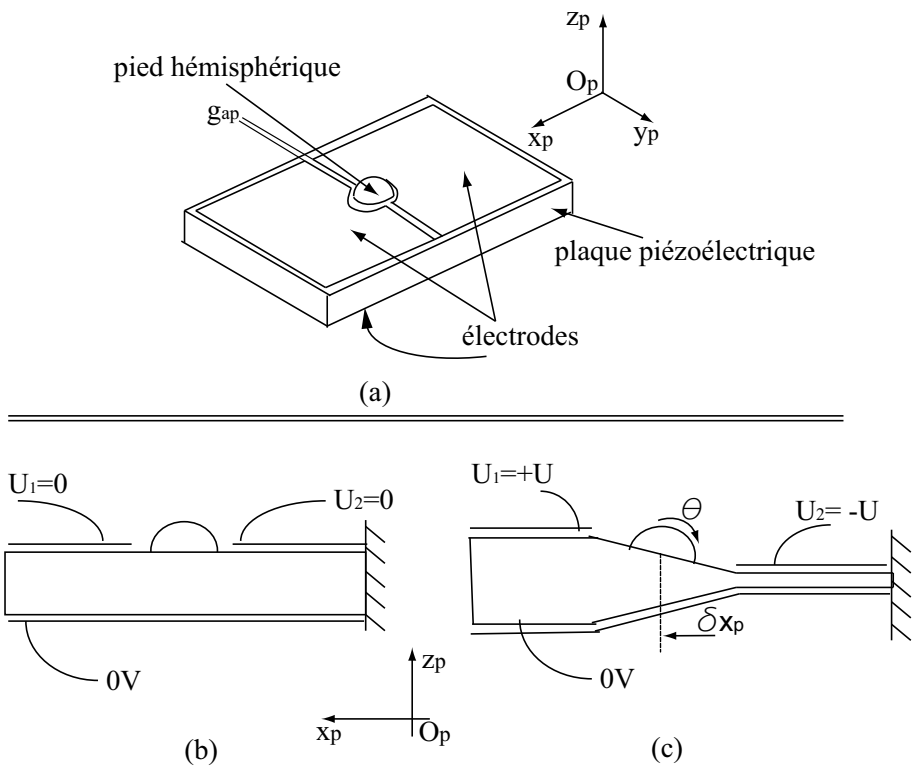


FIG. 3.17 – Principe du microactionneur piézoélectrique proposé dans [Ber03b].

Plaçons maintenant une masse sur le pied hémisphérique (Fig. 3.18-a). Lorsqu'on applique l'alimentation au microactionneur ce dernier se déforme et génère l'angle θ et le déplacement de son centre δx_p. Si la tension d'alimentation appliquée U est une rampe, alors l'accélération de déformation de la plaque piézoélectrique est faible et il y a adhérence au contact entre l'hémisphère et la masse (Fig. 3.18-b). La masse effectue alors un déplacement p_{as}, phase *stick*, tel que :

$$p_{as} = \delta x_p - r_h.\theta \tag{3.2}$$

où r_h indique le rayon du pied hémisphérique. D'après l'équation précédente, la rotation θ apparaît comme un parasite. Sa minimisation se fait donc dès la conception du

microactionneur en jouant sur les dimensions des éléments de celui-ci. De plus amples analyses sont données dans [Ber03b].

Si on enlève brusquement l'alimentation, la plaque piézoélectrique revient à sa forme initiale avec une accélération considérable. L'adhérence entre l'hémisphère et la masse est alors brisée et la masse ne bouge pratiquement pas : phase *slip* (Fig. 3.18-c). Comme nous avons vu auparavant, il y a tout de même un petit mouvement de retour de la masse durant cette phase dont l'importance est quantifiée par le facteur de pas.

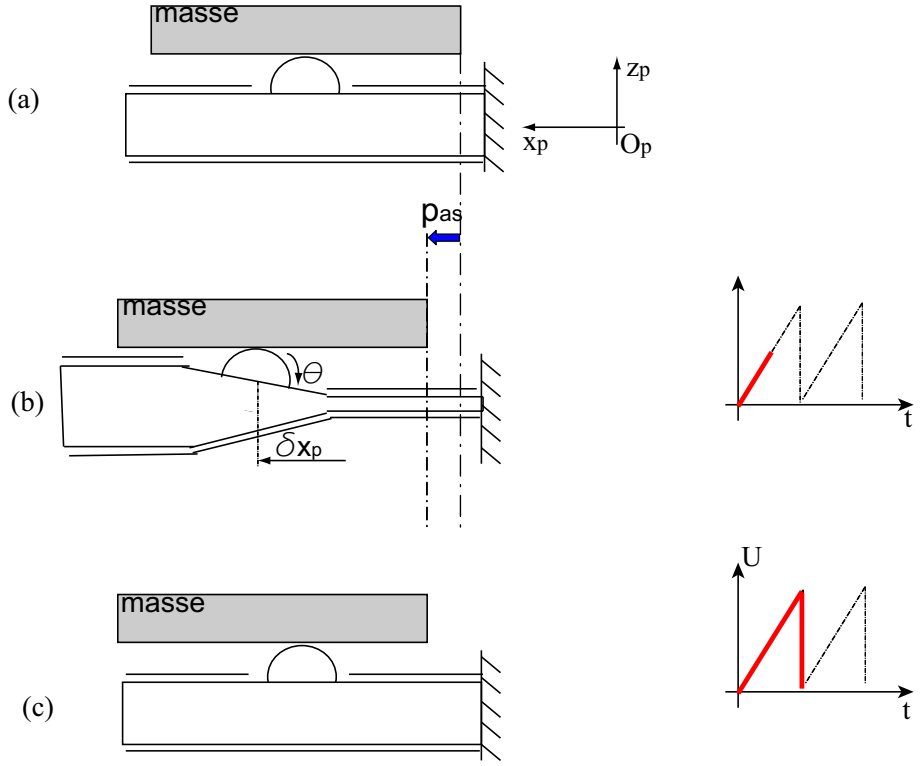


FIG. 3.18 – Mise en place d'une masse sur l'hémisphère.

Les auteurs ont montré qu'en changeant la configuration des électrodes supérieures, il est possible d'obtenir un microactionneur à 2ddl [Ber03b] [Ber03a]. La Fig. 3.19-a montre une configuration permettant d'obtenir un actionnement linéaire suivant l'axe $O_p x_p$ (Fig. 3.19-b) et suivant l'axe $O_p y_p$ (Fig. 3.19-c).

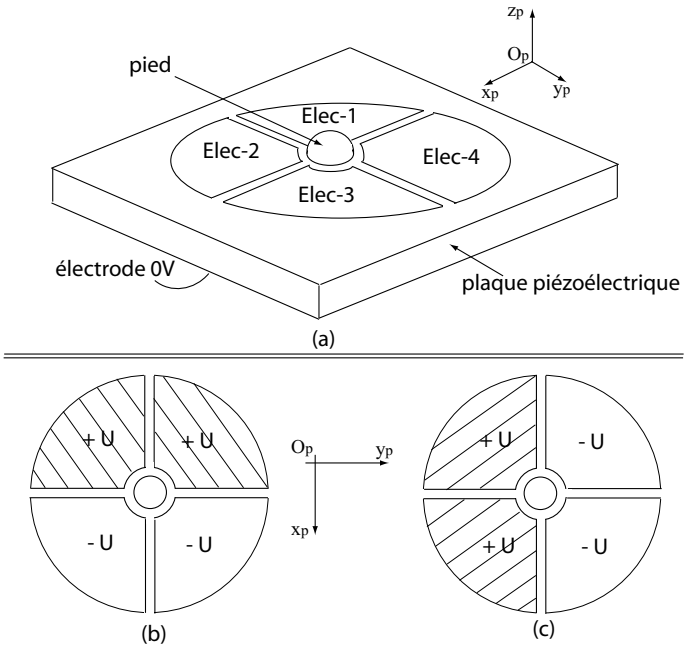


FIG. 3.19 – Configuration 2ddl. a : utilisation de quatre électrodes. b : mouvement suivant l'axe $O_p x_p$. c : mouvement suivant l'axe $O_p y_p$.

3.2.4 Intégration des microactionneurs

Dans notre cas, la masse représente une base fixe (ou un sol) liée à un repère (Oxyz) et sur laquelle se déplace le microactionneur. La base est représentée par le tube en verre tandis que le microactionneur supporte le microsystème. Afin d'assurer un bon contact entre le pied et le tube, on utilisera un pied en forme de disque (Fig. 3.20-a et b).

Pour assurer le guidage linéaire du microsystème, c'est-à-dire le long de l'axe Ox, deux points de contact sont nécessaires (Fig. 3.20-c). De même, pour assurer le guidage radial autour de l'axe Ox, trois points de contact répartis sur 360° sont nécessaires. Cela ramène à six points de contact entre le microsystème et le tube. Afin d'obtenir un couple total suffisant, tous les points de contact seront remplacés par six microactionneurs fonctionnant en parallèle disposés par paires. Le couple total des microactionneurs étant limité, nous choisirons la forme optimale en triangle (Fig. 3.20-d) qui minimise le poids du microsystème.

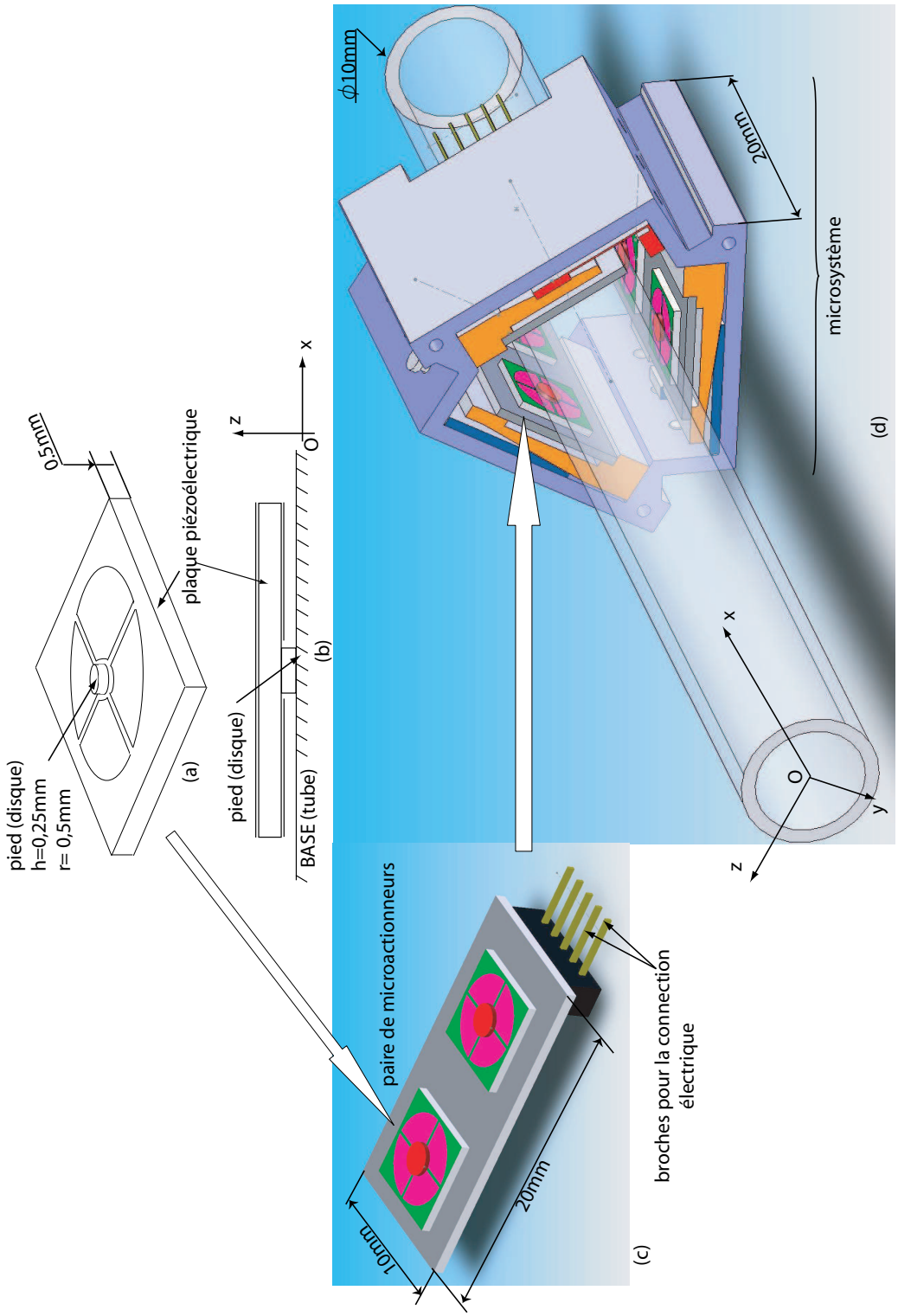


FIG. 3.20 – Intégration des microactionneurs dans le microsystème.

La force radiale qui maintient chaque paire de microactionneurs en contact avec le tube est réglable par le biais de vis et de deux plaques inclinées inférieure et supérieure. Les vis assurent également le maintien latéral, c'est-à-dire le maintien sur le microsystème, de chaque paire de microactionneur. Comme le tube est un tube à essai classique, il présente des défauts notamment de cylindricité. Pour maintenir les six points de contact quelque soit l'emplacement du microsystème sur le tube, on remplace le système vis-plaques-inclinés sur l'une des trois paires de microactionneurs par un système de ressort qui adaptera automatiquement la force radiale pour le maintien du contact et la force latérale pour le maintien contre le microsystème (Fig. 3.21).

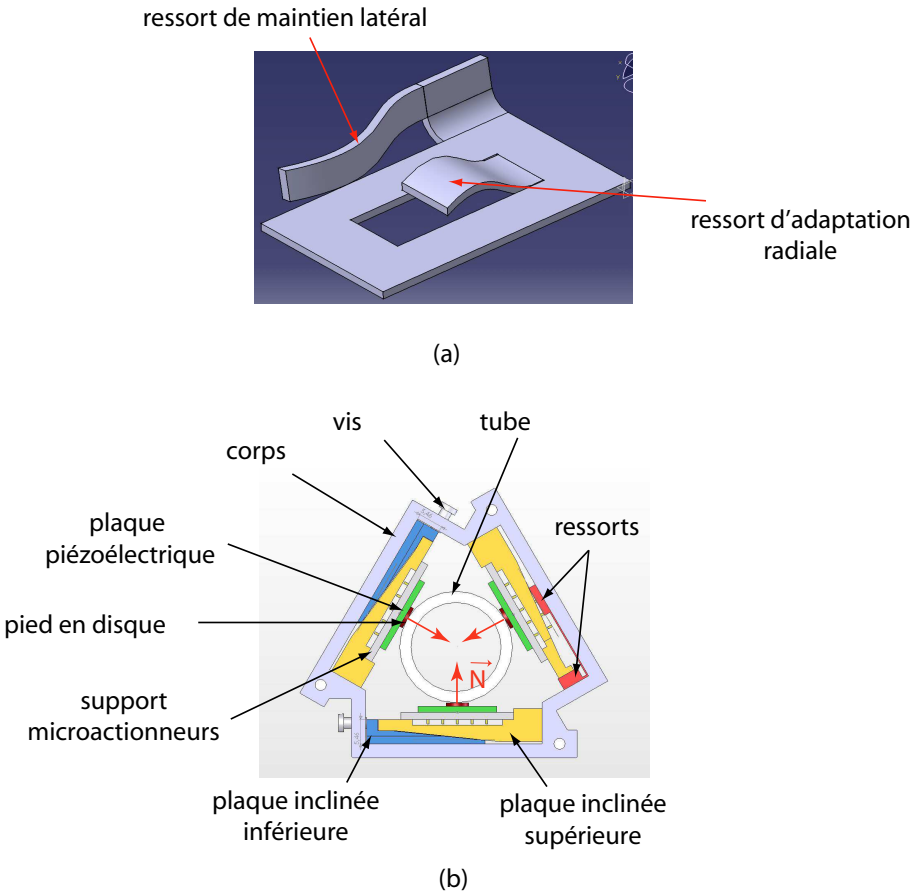
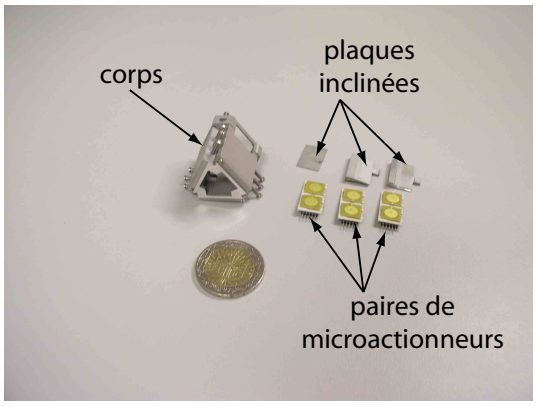


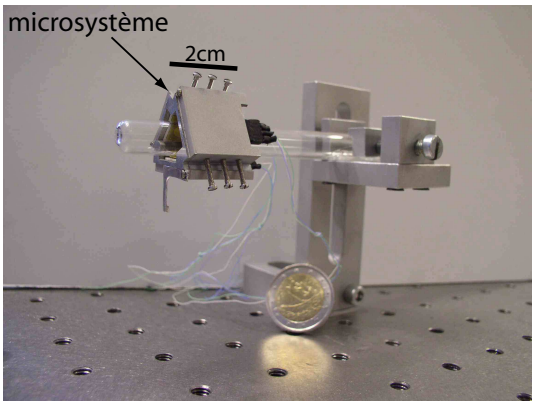
FIG. 3.21 – a : utilisation de ressorts pour le maintien du contact avec le tube et la fixation avec le microsystème. b : vue de face du microsystème.

Les microactionneurs ont été fournis par les auteurs [Ber03b] (Laboratoire de Systèmes Robotiques (LSRO) de l'Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne (EPFL - Suisse). Le structure et la configuration de ces microactionneurs permettent une fabrication en série.

Le matériau choisi pour le corps du microsystèmes et pour les plaques inclinées est l'aluminium car il présente à la fois une masse volumique faible et une rigidité convenable. A cause de la complexité de la forme, de la petitesse des dimensions et des précisions demandées, ces pièces sont réalisées avec la microtechnologie électroérosion à fil. Le système de ressorts est réalisé avec du clinquant en métal inoxydable d'épaisseur $0,1mm$ découpé manuellement. Cette épaisseur a été choisie de façon à minimiser la variation de la force radiale quelquesoit l'amplitude du défaut sur le tube. La Fig. 3.22-a montre le corps, les trois paires de microactionneurs et quelques plaques inclinées. La Fig. 3.22-b montre le microsystème monté sur son support (tube).



(a)



(b)

Fig. 3.22 – a : les composants du microsystème. b : le microsystème monté sur le tube.

3.3 Expérimentations et caractérisations du microsystème à 2ddl

Deux types de performances sont analysés concernant le microsystème. Les performances en petits déplacements et les performances en grands déplacements. Les perfor-

mances en petits déplacements caractérisent les pas et les phénomènes qui se produisent à 'l'intérieur' d'un pas (sub-pas). En grands déplacements, il s'agit des performances en vitesse. L'amplitude maximale de la tension en dents de scie appliquée est de $\pm 150V$ pour éviter la dépolarisation des microactionneurs piézoélectriques.

3.3.1 Caractérisation en petits déplacements

3.3.1.1 En translation

Afin de visualiser le déplacement du microsystème sur quelques pas et à l'intérieur d'un pas, un interféromètre de résolution $1,24nm$ a été utilisé. La Fig. 3.23-a donne les mesures acquises sur quelques micromètres de déplacements lors de l'application d'une tension en dents de scie de fréquence $500Hz$ et d'amplitude $150V$. On distingue de manière claire la succession des phases *stick* et *slip*.

La Fig. 3.23-b donne un agrandissement d'un pas. On aperçoit les oscillations, de fréquence environs $3kHz$, dans la phase *stick* qui sont causées par la précédente phase *slip*. Remarquons que ces oscillations sont liées à la dynamique des microactionneurs piézoélectriques et à celle de la masse du microsystème.

Pour une tension d'amplitude donnée, le pas ne change pas de manière significative lorsqu'on fait varier la fréquence. Le pas maximal, obtenu avec $U = 150V$, est inférieur à $200nm$. Il est évidemment possible d'avoir une résolution meilleure que cela, c'est-à-dire un pas en dessous de cette valeur en appliquant une tension plus faible. Par exemple à $75V$, le pas vaut approximativement $70nm$. Par ailleurs, le facteur de rendement est convenable :

$$\eta_{pas} = \frac{p_{as}}{\Delta amp} \approx 0,7 \tag{3.3}$$

3.3.1.2 En rotation

Les petits déplacements en rotation sont mesurés à l'aide d'un capteur de déplacement linéaire. En effet, les capteurs ayant les précisions nécessaires et de dimensions suffisamment petites pour être placés sur le microsystème n'existe pas encore. En revanche, des capteurs visuels associés à des techniques de traitement d'images pourraient satisfaire les critères mais nous avons choisi la méthode rapide et facile. Le principe de mesure est représenté par la Fig. 3.24 :

où :

- dl représente le petit déplacement linéaire mesuré par le capteur,
- $R_{\ell}c \approx 2cm$ est la distance séparant le plan diamétral du tube et l'axe du capteur,
- θ l'angle à mesurer.

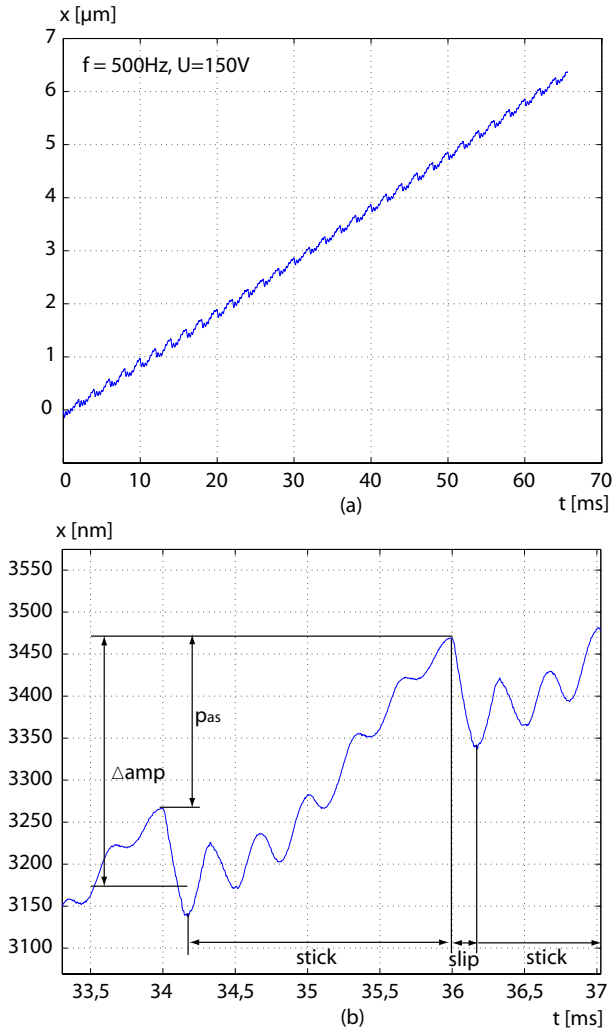


FIG. 3.23 – a : déplacement linéaire sur quelques pas. b : vue agrandie d'un pas.

Autour du point de caractérisation, θ est déduit par :

$$\theta \approx \frac{dl}{R_t c} \tag{3.4}$$

Les mesures ont donné un pas d'environs $0,0025^\circ$ pour $U = 150V$, d'environs $0,0015^\circ$ pour $U = 100V$ et d'environs $0,001^\circ$ pour $U = 75V$. Bien entendu, $R_t c$ n'étant pas connu exactement, la valeur utilisée est approximative. On indiquera cependant que l'incertitude est bornée par $\pm 0,2cm$. Cela induit une incertitude sur θ de $\pm 10\%$.

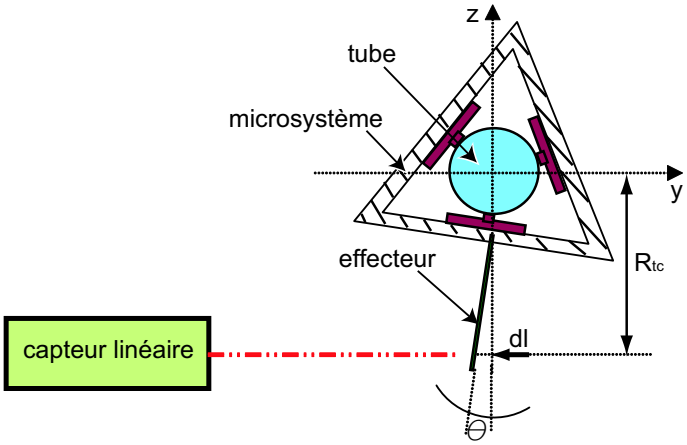


FIG. 3.24 – Principe de mesure de petits déplacements en rotation.

3.3.2 Caractérisation en grands déplacements

3.3.2.1 En translation

Un autre capteur a été utilisé pour mesurer les grands déplacements. Il s'agit d'un capteur optique dont la course est de $\pm 4cm$ et la résolution de $500nm$. Tout d'abord, nous analysons le mouvement du microsystème le long du tube Fig. 3.25.

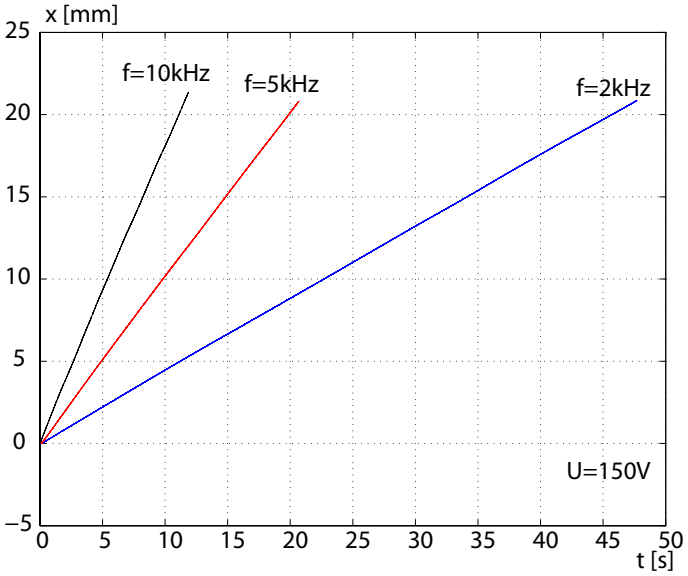


FIG. 3.25 – Mouvement du microsystème le long du tube pour trois fréquence différentes et à $U = 150V$.

D'après la figure, le mouvement est constant. Cela indique que malgré le défaut du tube, les ressorts assurent leur fonction et que la force radiale appliquée à chaque mi-

croactionneur est pratiquement constante. On peut alors évaluer les performances en grands déplacement par la vitesse moyenne. Deux analyses sont reportées : la vitesse en fonction de la fréquence et la vitesse en fonction de l'amplitude.

La Fig. 3.26-a montre le spectre de la vitesse pour trois amplitudes de tension définies. D'après la courbe, la vitesse est pratiquement linéaire en fonction de la fréquence jusqu'à une valeur $f_l \approx 10kHz$, au dessus de laquelle une saturation et des fluctuations apparaissent.

La Fig. 3.26-b montre la vitesse en fonction de l'amplitude pour quelques fréquences définies. On remarquera l'existence d'une zone morte en dessous de $30V$ environ. Plus l'amplitude est petite, plus faible est l'accélération de déformation d'un microactionneur en phase *slip*. en résumé, la vitesse peut atteindre $2mm/s$.

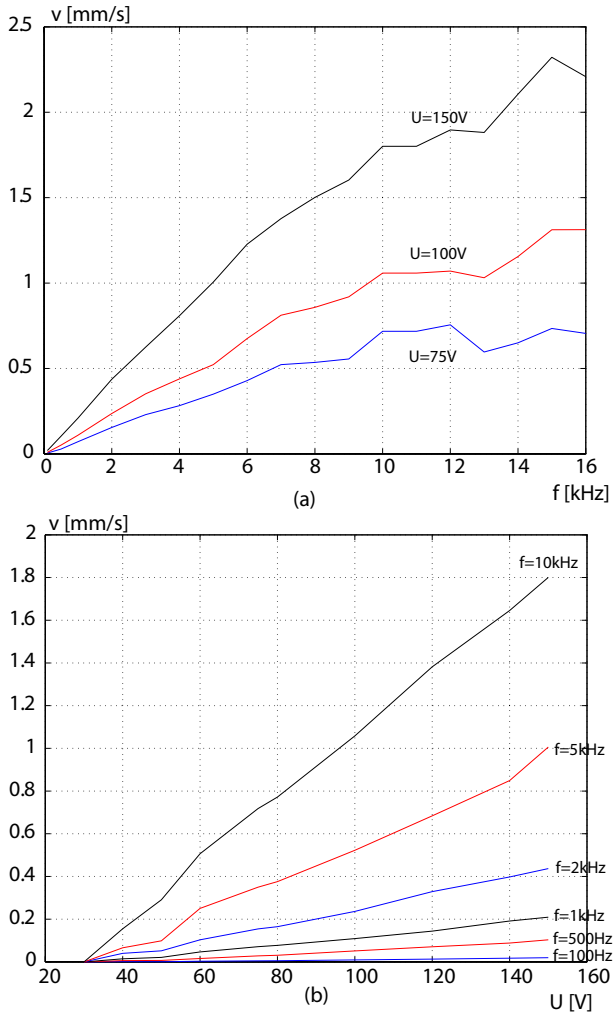


FIG. 3.26 – a : spectre de vitesse. b : vitesse en fonction de l'amplitude de la tension.

3.3.2.2 En rotation

Pour la mesure de la rotation en grand déplacement, nous utilisons un capteur angulaire capacitif fonctionnant en accéléromètre [2]. Ses petites dimensions lui permettent d'être facilement embarqué sur le microsystème (Fig. 3.27). Le capteur a une plage de $\pm 90°$ et sa précision dépend de la partie électronique qui lui est associée. Comme on s'intéresse aux performances en vitesse mesurées pour de grands déplacements, la précision utilisée est au mieux 1°.

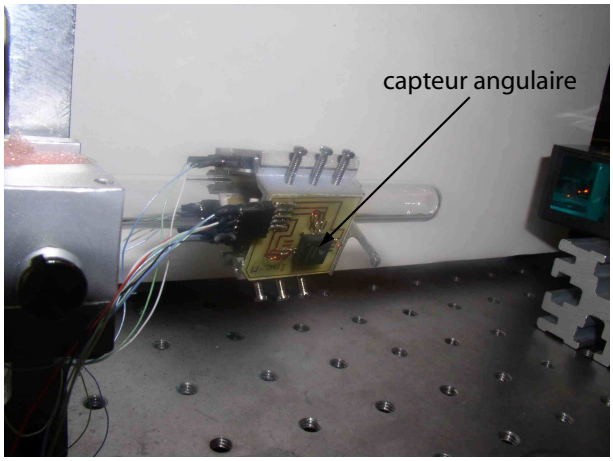


Fig. 3.27 – Intégration du capteur angulaire sur le microsystème.

Tout d'abord, nous analysons le déplacement autour du tube (Fig. 3.28). On remarquera sur la figure la diminution infime de la vitesse quand θ est en dehors de $[-30°, 30°]$. En effet, les fils d'alimentation créent un couple de charge pour le microsystème. Malgré cela, on pourra conclure que le déplacement est pratiquement constant. Comme en déplacement linéaire, le ressort corrige le défaut de circularité.

[2] Il mesure la projection de l'accélération terrestre g sur ses deux axes.

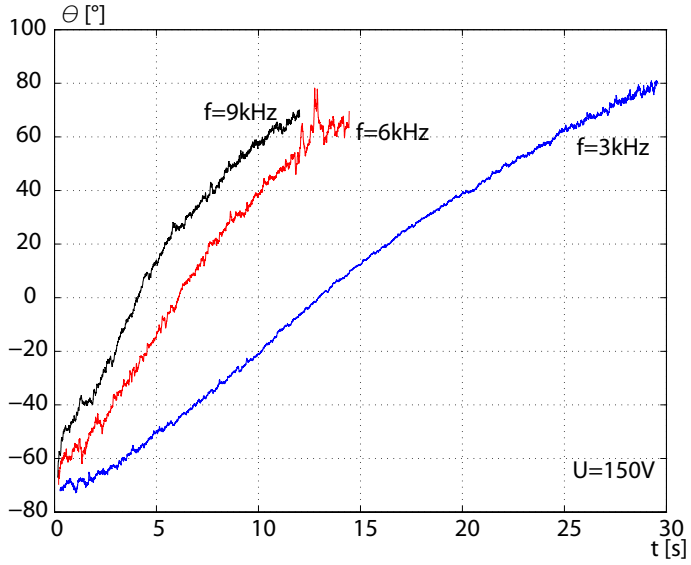


FIG. 3.28 – Mouvement du microsystème autour du tube pour trois fréquence différentes et à $U = 150V$.

La Fig. 3.29-a montre le spectre de la vitesse angulaire $\dot{\theta}$ pour trois amplitudes de tension définies. La Fig. 3.29-b montre la vitesse versus l'amplitude pour deux fréquences définies. Les remarques sont similaires à celles des déplacements linéaires notamment l'existence d'une zone morte et de la saturation de vitesse quand la fréquence augmente. Des figures précédentes, on déduit que la vitesse angulaire $\dot{\theta}$ peut atteindre $20^{\circ}/s$, c'est-à-dire, un tour complet (360°) en $18s$ environ.

Des tests effectués sur un second microsystème ont montré que les performances diffèrent faiblement par rapport à celles du premier. Cela est dû à la différence de l'effort radial appliqué par leurs ressorts respectifs.

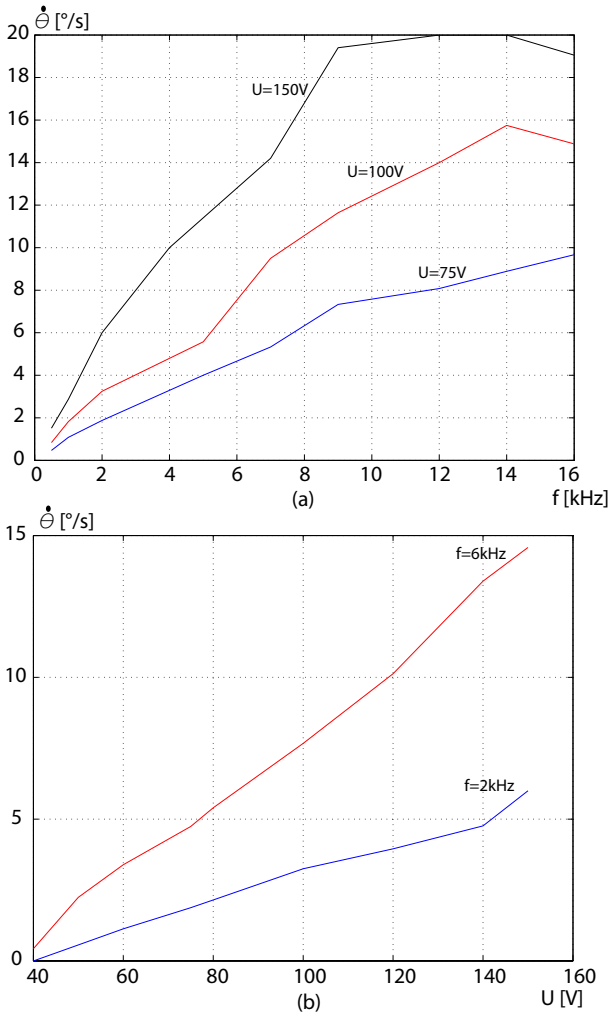


FIG. 3.29 – a : spectre de vitesse angulaire. b : vitesse angulaire en fonction de l'amplitude de tension.

3.4 Conclusion

Nous avons présenté de manière succincte l'approche utilisée pour le projet 'micro-usine' au laboratoire : micro-usine multistation, hautement modulaire et complètement automatisée. Notre travail concerne la réalisation et la commande modulaire d'une de ces stations. A l'issue d'un cahier des charges, nous avons abouti à une station composée de deux microsystèmes identiques et indépendants ayant chacun 2ddl (rotation et translation). Chaque microsystème a une course théoriquement infinie pour chaque degré de liberté.

Le développement d'un microsystème a été présenté dans ce chapitre. Il est fondé sur l'utilisation de microactionneurs piézoélectriques présentés dans [Dri03] et qui fonctionnent en *stick-slip*. La figure Fig. 3.30 montre la station réalisée. Un effecteur rigide a été placé sur chaque microsystème pour effectuer la mesure angulaire en petits déplacements. Ils seront remplacés par des poutres piézoélectriques. Nous verrons en détail le choix des poutres au Chapitre-5. Elles serviront à la mesure d'effort et à l'amélioration des performances.

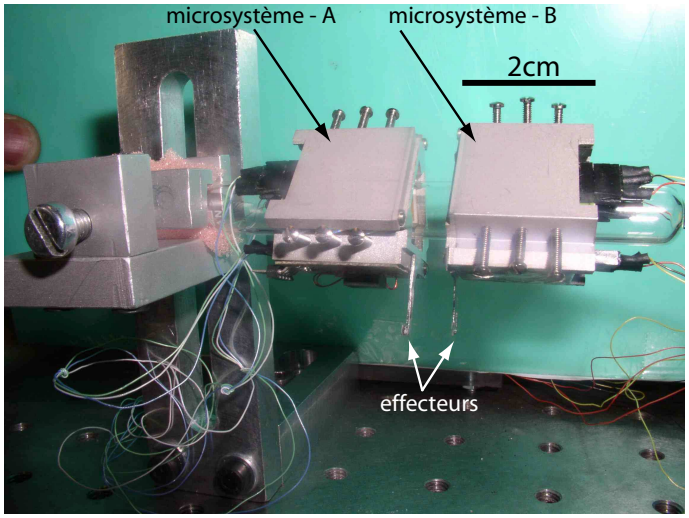


FIG. 3.30 – Photo de la station réalisée.

Les performances du microsystème ont été caractérisées.

Les mouvements du microsystème le long et autour du tube sont pratiquement constants. Cela démontre l'efficacité des ressorts utilisés pour adapter les contacts entre les pieds des microactionneurs et le tube qui présente un défaut de cylindricité.

Le microsystème effectue des pas submicrométriques en translation : ils sont inférieurs à $200nm$. Cette valeur maximale correspond à une tension d'amplitude $U = 150V$. Une tension plus petite permet un positionnement pas à pas plus précis. Par ailleurs, une zone morte apparaît dès que la tension devient inférieure à $U = 40V$. En rotation, le pas maximal est de $0,0025^{\circ}$.

Concernant la vitesse, elle atteint $2mm/s$ en translation et $20^{\circ}/s$ en rotation. Les vitesses sont linéaires en fonction de la fréquence et affines en fonction de l'amplitude.

On note qu'un test avec un ressort a permis de connaître la force maximale que peut fournir le microsystème, ou force de bloquage [3], en translation : approximativement $150mN$.

Au Chapitre-4, nous nous intéresserons à la commande du microsystème : commande à l'intérieur d'un pas (sub-pas) et commande en grande distance.

[3]Force de bloquage : force minimale qui bloquerait le microsystème

Chapitre 4

Modélisation et commande du microsystème *stick-slip*

4.1 Introduction

Lorsque la manipulation des micro-objets nécessite un positionnement submicrométrique, un microsystème ou un microrobot très précis est nécessaire. Pour les microsystèmes stick-slip, la résolution et la précision sont souvent submicrométriques. Deux modes d'utilisation peuvent être obtenus [Ber00] : le mode pas-à-pas (stepping mode) et le mode en sous-pas (scanning mode). Le mode pas-à-pas consiste à appliquer au microsystème un signal en dents de scie d'amplitude constante lui permettant de travailler en grands déplacements avec une vitesse convenable Fig. 4.1-a. La résolution est limitée à la valeur d'un pas. Quand l'erreur entre la consigne de position et la position effective devient inférieure à un pas, les microactionneurs sont fléchis pour atteindre la consigne : c'est le mode sous-pas. Le microsystème est alors seulement commandé en amplitude Fig. 4.1-b.

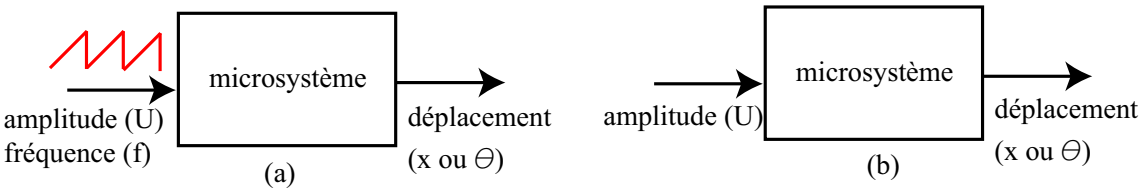


FIG. 4.1 – a : microsystème en grand déplacement. b : microsystème en déplacement en sous-pas.

Dans le mode pas-à-pas, la valeur d'un pas diminue et la résolution devient meilleure si l'amplitude appliquée est réduite. Cependant, le fonctionnement en *stick-slip* génère des oscillations, parfois d'amplitude importante, en phase *stick* à cause de la variation abrupte de la phase *slip* qui l'a précédée. Le mode sous-pas est donc plus adapté pour

faire du nanopositionnement.

Après avoir modélisé le microsystème dans les deux modes, nous proposons une commande adaptée.

4.2 Modélisation en sous-pas

L'objectif de cette modélisation est de développer deux modèles d'état décrivant le comportement en translation et en rotation pour le fonctionnement en sous-pas. Le but est d'obtenir des modèles permettant l'utilisation de divers régulateurs pour atteindre de très hauts niveaux de performances en termes de résolution et de précision et d'envisager ainsi l'utilisation du système pour contribuer à des tâches de nano-positionnement. Les deux modèles auront pour entrée la tension U appliquée sur les actionneurs. Le modèle pour la translation aura pour sorties la position linéaire x_{ip} et le frottement T entre le système et le tube tandis que le modèle en rotation aura pour sorties la position angulaire θ et le frottement T.

4.2.1 Hypothèses pour la modélisation

- un repère $\Re_0$ lié au tube, supposé galiléen, est utilisé comme repère principal,

- l'étude de la dynamique du microsystème sera réduite à l'étude de la dynamique d'une masse M portée par un microactionneur (Fig. 4.2). On a $M = m_{pi} + m_{ss}/6$ telles que m_{pi} est la masse des plans inclinés et m_{ss} est la masse du corps du microsystème,

- le poids du microsystème et les forces d'adhésions entre le pied du microactionneur et le tube sont négligeables devant l'effort radial $\vec{N}$ appliqué sur le microactionneur,

- le tube et le pied sont supposés rigides. Par ailleurs, nous supposons qu'aucune vibration n'apparaît sur le tube car nous travaillons en phase *stick*.

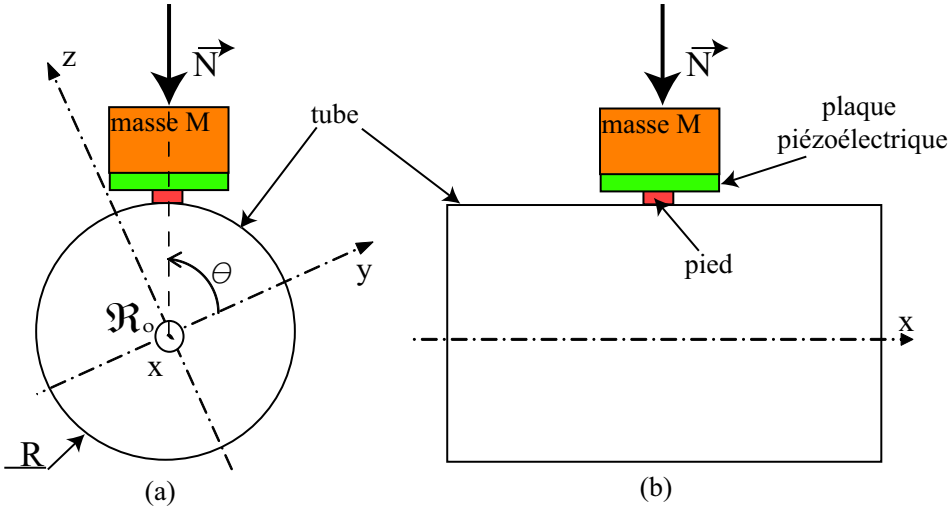


FIG. 4.2 – Simplification de l'étude : l'étude du microsystème peut être ramené à l'étude d'un microactionneur avec une masse M.

4.2.2 Equations de fonctionnement de la partie électromécanique

Avant d'effectuer la modélisation de la partie piézoélectrique, rappelons d'abord le schéma du microactionneur. Le microactionneur est présenté sur la Fig. 4.3-a. Sur sa face supérieure, il y a quatre électrodes notées $Elec-i$ ($i \in \{1, ..., 4\}$) qui n'occupent pas toute la surface. La masse à transporter par le microactionneur est fixée sur les parties hachurées de cette face. Sur la face inférieure, on retrouve l'électrode pour la masse, notée $Elec0$, ainsi que le pied de forme cylindrique permettant d'être en contact avec le tube (Fig. 4.3-b). Les surfaces ainsi que les formes des électrodes déterminent la partie active du microactionneur.

Lorsqu'on applique à deux électrodes (par exemple, sur $Elec2$ et $Elec3$) (Fig. 4.3-c) un potentiel électrique $+U > 0$ tandis qu'aux deux autres électrodes un potentiel $-U < 0$, la moitié de la partie active se contracte tandis que l'autre moitié s'allonge perpendiculairement aux champs électriques (Fig. 4.3-d). En supposant que les deux champs $+E$ et $-E$ sont uniformes dans leurs domaines et que les déformations suivant l'axe z sont faibles devant les dimensions des surfaces actives, on pourra faire l'hypothèse que les champs électriques restent toujours parallèle à l'axe z. Lors de la mise en équation, nous pouvons donc utiliser un repère d'axes parallèles à x et à z. Par ailleurs, nous supposerons que les déformations dans les parties de la plaque piézoélectrique éloignées des surfaces actives sont nulles.

Soit le point C le centre de la surface supérieure du pied, c'est-à-dire, de la surface en contact avec la plaque piézoélectrique. Si le déplacement du point C suivant l'axe z est

négligeable, alors le pied effectue seulement une translation δ suivant x et une rotation autour d'un axe passant par C et parallèle à y.

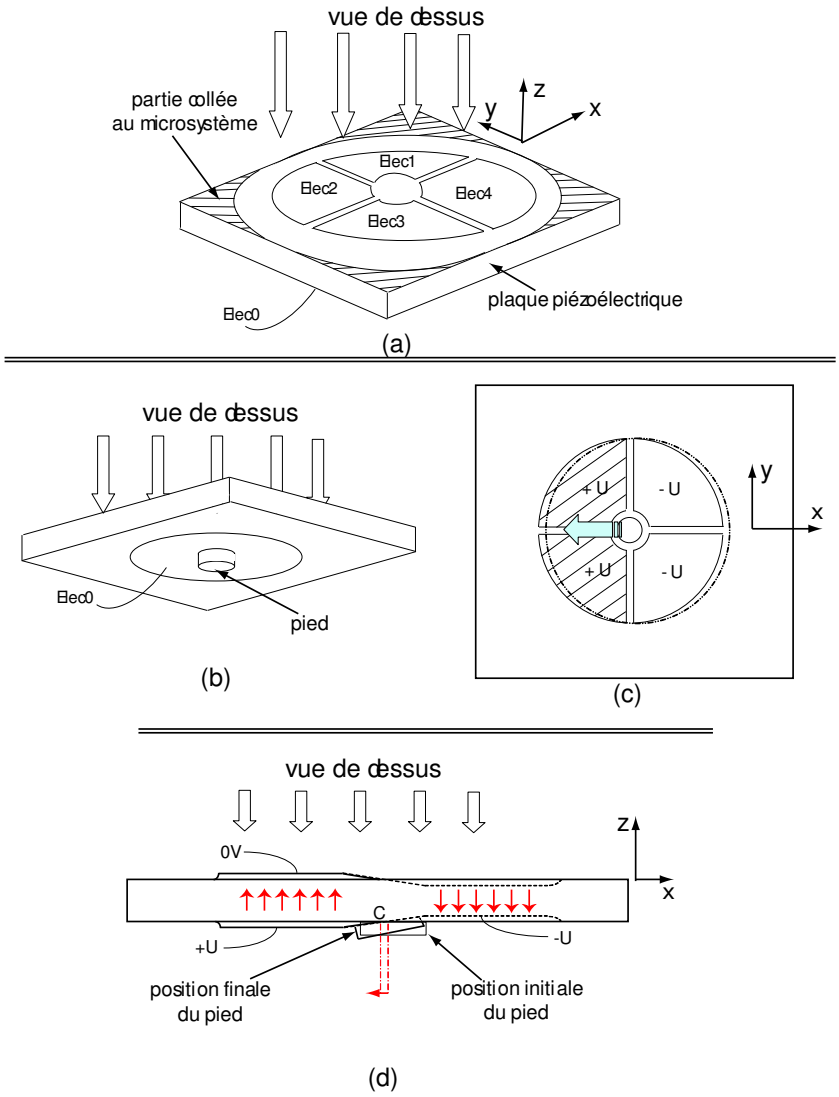


FIG. 4.3 – a et b : le microactionneur avec sa configuration 2ddl. c et d : déplacement et rotation du pied lorsqu'on applique des potentiels électriques sur les électrodes.

La Fig. 4.4-a montre le microactionneur avec son pied en place sur la base (tube). La masse M est égale à un sixième de la masse du corps du microsystème. Elle est fixée sur les côtés de la plaque, supposés éloignés des parties actives. Soit le repère local $\Re_1$ formé par le trièdre orthonormé direct $(Cx_1y_1z_1)$ qui est lié au pied. Le but de cette partie est d'étudier le déplacement des côtés externes de la plaque, donc de la masse M, par rapport à ce repère. Pour cela, nous appliquons l'équation de déformation des

matériaux piézoélectriques aux deux parties actives.

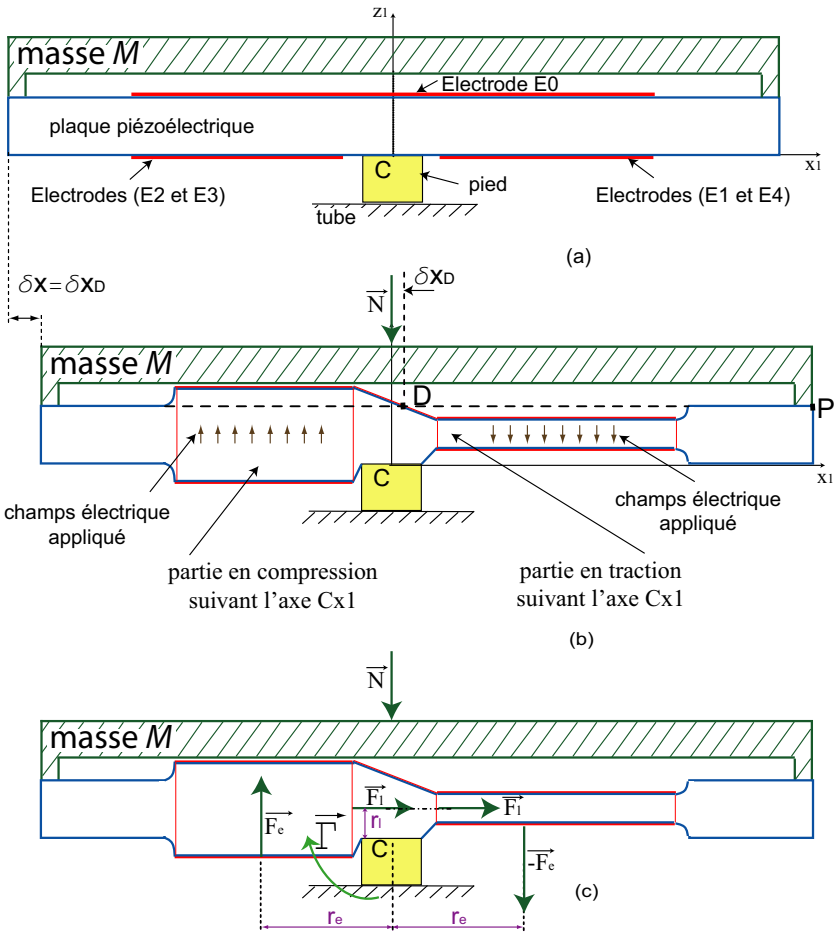


FIG. 4.4 – a : microactionneur placé sur une base (tube). b et c : déformée de la plaque piézoélectrique obtenue lorsqu'on applique deux tensions électriques opposées.

Quand on applique deux tensions opposées $+U$ et $-U$ au microactionneur, les parties actives de la plaque piézoélectrique se déforme. La déformée est indiquée par la Fig. 4.4-b. Nous prenons l'hypothèse que la force radiale $\vec{N}$ est suffisante pour maintenir la surface inférieure du pied toujours en contact avec la base : le pied n'effectue donc pas de roulement.

En isolant la plaque piézoélectrique, nous pouvons résumer les grandeurs importantes comme suit :

- le torseur des forces extérieures relatif au point C qui est composé de la résultante $\vec{F}$ des forces extérieures et de la résultante $\vec{\Gamma}$ des moments des forces extérieures,

- les champ scalaires δx, δy et δz qui indiquent respectivement le champ de déplacement à l'intérieur de la poutre piézoélectrique par rapport à Cx_1, Cy_1 et Cz_1. Pour obtenir le déplacement de la masse suivant l'axe x, on pourra étudier le déplacement d'un point du coté de la plaque, par exemple le point P (Fig. 4.4-b). Or, à cause de la symétrie, le déplacement du point P est égale au déplacement du point D. Soient δx_D, δy_D et δz_D les valeurs du champ de déplacement au point D. La symétrie de la plaque piézoélectrique permet encore de dire que $\delta y_D = 0$. En revanche, nous supposons que $\delta z_D = 0$. En effet, la répartition des microactionneurs autour de l'axe du tube minimise les déplacements δz_D de chaque microactionneur.

La résultante $\vec{F}$ des forces extérieures est composée de :

- la force radiale $\vec{N}$, que nous appelons force normale. En fait, $\vec{N}$ est répartie sur les surfaces collées sur la masse M mais peut être réduite au point D. Comme δx_D est négligeable devant les dimensions de la plaque, on suppose que $\vec{N}$ reste toujours co-axiale à l'axe principal du pied quelque soit la valeur de δx_D,

- la réaction normale $\overrightarrow{-N}$ appliquée à la plaque piézoélectrique au point C par le pied,

- deux forces équivalentes $\overrightarrow{F_e}$ et $\overrightarrow{-F_e}$ appliquées aux deux parties actives de la plaque piézoélectrique (Fig. 4.4-c). Elles sont parallèles au champ électrique appliqué. Chaque force se trouve à une distance équivalente r_e de l'axe principal du pied. On suppose que r_e est constante quelque soit la déformation de la plaque piézoélectrique. En effet, le champ δx est très petit devant r_e,

- une force latérale $\overrightarrow{F_l}$ appliquée à chaque partie de la plaque piézoélectrique (Fig. 4.4-c). Cette force est perpendiculaire au champ électrique et se trouve à une distance équivalente r_l de la surface supérieure du pied. On supposera que r_l est constante quelque soit la déformation de la plaque piézoélectrique. En effet, le champ δz est très petit devant r_l.

Les forces équivalents $\overrightarrow{F_e}$, $\overrightarrow{-F_e}$ et $\overrightarrow{F_l}$ sont dues au fait que le pied est contraint en rotation. Il existe donc un couple résistant générant ces forces équivalentes.

Donnons d'abord les équations de déformation dans les deux parties actives. On note Sx la contraction (ou l'allongement) suivant l'axe Cx_1 d'une partie active. Dans le cas où l'on a une plaque parallélépipédique de dimensions $L \times w \times e$ (Fig. 4.5-a), nous

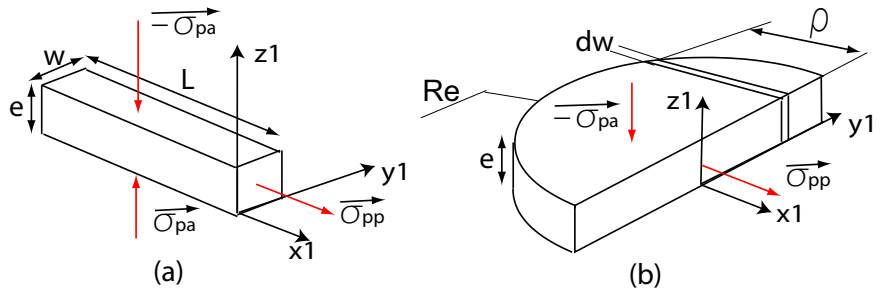


FIG. 4.5 – a : cas d'une partie active parallélépipédique. b : cas d'une partie active hémicylindrique.

avons l'équation suivante qui est issue de la première expression du système d'équations tensorielles (A.13) :

$$Sx = d_{31}.\frac{L}{e}.U + s_{13}.L.\sigma_{pa} + s_{11}.L.\sigma_{pp} \tag{4.1}$$

où :

- $d_{31} < 0$, $s_{13} > 0$ et $s_{11} > 0$ indiquent respectivement le coefficient piézoélectrique de charge transversal, le coefficient élastique transversal et le coefficient élastique axial,
- σ_{pa} et σ_{pp} représentent les contraintes mécaniques parallèles et perpendiculaires au champ électrique appliqué au parallélépipède (Fig. 4.5-a). Le champ électrique est parallèle à l'axe $z1$,
- e est l'épaisseur au repos de la plaque piézoélectrique tel que $\frac{U}{e} \approx E$, E étant le champ électrique appliqué.

Or, la forme de la partie active du microactionneur utilisé est hémicylindrique de rayon R_e, on peut considérer que celle-ci est équivalente à l'intégrale de parallélépipèdes de largeur dw et de longueur $\rho(y1)$ (Fig. 4.5-b). Nous utilisons donc l'équation (4.1) à la quelle un coefficient de forme c_{oeff} est ajouté :

$$Sx = c_{oeff}.\left(d_{31}.\frac{R_e}{e}.U + s_{13}.R_e.\sigma_{pa} + s_{11}.R_e.\sigma_{pp}\right) \tag{4.2}$$

Pour rappel : le coefficient c_{oeff} est le même si l'excitation est électrique (tension électrique U) ou si l'excitation est mécanique (contraintes σ_{pa} et σ_{pp}). En effet, d'après l'équation (4.1), on a :

$$Sx = d_{31}.\frac{R_e}{e}.\left(U + s_{13}.\frac{e}{d_{31}}.\sigma_{pa} + s_{11}.\frac{e}{d_{31}}.\sigma_{pp}\right) \tag{4.3}$$

Dans l'expression précédente, le terme $\left(U + s_{13}.\frac{e}{d_{31}}.\sigma_{pa} + s_{11}.\frac{e}{d_{31}}.\sigma_{pp}\right)$ signifie que les contraintes mécaniques se comportent comme une contrainte électrique. L'introduc-

tion du coefficient de forme s'applique à ce terme. Lorsque le comportement de la plaque piézoélectrique n'est plus linéaire, les assertions précédentes ne sont plus assurées.

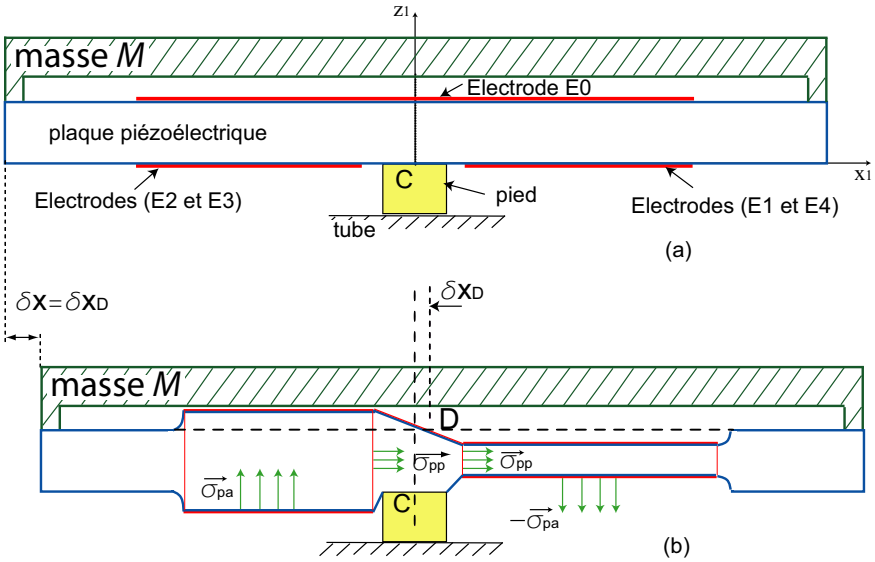


FIG. 4.6 – Chaque partie active est soumise aux contraintes σ_{pa} et σ_{pp}.

Reprenons maintenant l'ensemble du microactionneur (Fig. 4.6). Le déplacement du point D, et donc de la masse M, est construit à partir des déformations des deux parties actives. En usant l'équation (4.2) associée à une seule partie active, nous introduisons un coefficient de correction c_{orr} afin d'obtenir le déplacement δ du point D relativement au point C :

$$\delta x = c_{orr}.c_{oeff}.\left(d_{31}.\frac{R_e}{e}.U + s_{13}.R_e.\sigma_{pa} + s_{11}.R_e.\sigma_{pp}\right) \tag{4.4}$$

Pour simplifier, remplaçons le terme $c_{orr}.c_{oeff}$ par q :

$$\delta x = q.\left(d_{31}.\frac{R_e}{e}.U + s_{13}.R_e.\sigma_{pa} + s_{11}.R_e.\sigma_{pp}\right) \tag{4.5}$$

Evaluons maintenant les contraintes σ_{pa} et σ_{pp}. Soit A_a la moitié de la surface supérieure du microactionneur (Fig. 4.7-a). Soit A_l la surface sur laquelle la force latérale $\overrightarrow{F_l}$ est appliquée (Fig. 4.7-b).

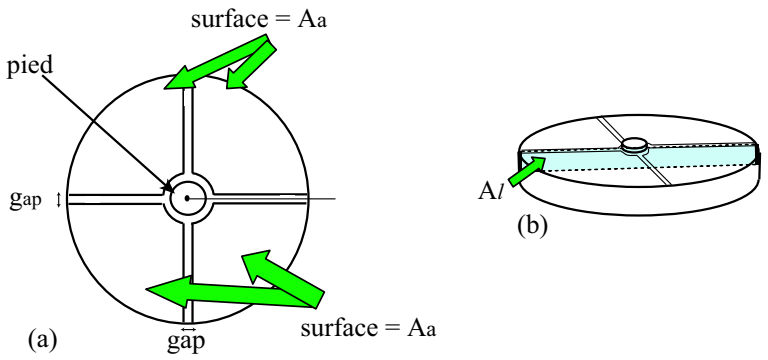


FIG. 4.7 – Représentations des surfaces A_a et A_l.

On peut déduire alors les contraintes :

$$\sigma_{pa} = \frac{F_e}{A_a} \tag{4.6}$$

$$\sigma_{pp} = \frac{F_l}{A_l} \tag{4.7}$$

Cherchons à remplacer F_e et F_l. Nous savons que le moment résultant appliqué au microactionneur est :

$$\Gamma = 2.r_e.F_e + 2.r_l.F_l \tag{4.8}$$

Nous savons également que lorsqu'on isole le pied, son équilibre est défini par :

$$F_{mp} = -2.F_l \tag{4.9}$$

$$\Gamma_{mp} = F_{mp}.h_c \tag{4.10}$$

où :

- F_{mp} et Γ_{mp} indiquent respectivement la force et le moment de force appliqués au pied par la plaque piézoélectrique. On notera que $\Gamma_{mp} = -\Gamma$,
- h_c indique la hauteur du pied.

En utilisant les équations (4.5)-(4.10), on déduit le déplacement du point D (ou de la masse M) :

$$\delta x = q.\frac{\mathrm{R}_e}{e}.\left[d_{31}.U - e.k.F_{mp}\right] \tag{4.11}$$

avec :

$$k = \frac{h_c.s_{13}}{2.r_e.A_a} + \frac{s_{11}}{2.A_l} - \frac{r_l.s_{13}}{2.r_e.A_a} \tag{4.12}$$

L'équation (4.11) est un modèle statique. Pour compléter celle-ci, nous supposons que la dynamique de la plaque piézoélectrique peut être approximée par un second ordre linéaire. C'est une approximation suffisante pour beaucoup d'applications de matériaux piézoélectriques [Low95] [Had00]. L'équation de fonctionnement de la partie électromécanique est alors :

$$\frac{d\dot{\delta}x}{dt} = \frac{q.\mathrm{R}_e}{a.e}.\left[d_{31}.U - e.k.F_{mp}\right] - \frac{b}{a}.\dot{\delta}x - \frac{1}{a}.\delta x \tag{4.13}$$

où a et b sont respectivement l'inertie de déformation et le coefficient visqueux de déformation de la plaque piézoélectrique.

4.2.3 Equations de fonctionnement de la partie mécanique

Nous avons déterminé ci-dessus le déplacement du point D par rapport au point C. Il indique le déplacement de la surface supérieure de la plaque piézoélectrique, c'est-à-dire le déplacement du corps du microsystème, relativement au point C durant la phase *stick*. Dans cette section, nous allons déterminer le déplacement du pied, c'est-à-dire du point C, par rapport à la base, donc par rapport à $\Re_0$.

Si l'on considère la loi de frottement de *Coulomb*, il n'y a pas de déplacement du pied par rapport à la base durant la phase *stick*. Dans ce cas, il n'y a pas de vitesse d'entraînement du repère local $\Re_1$ par rapport à $\Re_0$ et l'équation du corps du microsystème dans ce dernier repère est directement l'équation (4.13).

Lorsque nous analysons ce qui se passe au contact entre le pied et la base, le fléchissement moyen des aspérités en phase *stick* ou en phase *slip* provoque un petit déplacement x_{as} qui s'ajoute à δx pour donner le mouvement du corps du microsystème par rapport à $\Re_0$. Il est intéressant de prendre en compte ce fléchissement dans notre modélisation. En effet, x_{as} peut ne pas être négligeable par rapport à l'ordre de grandeur de δx. Par ailleurs, la connaissance de l'état x_{as} en phase *stick* peut mener à la connaissance du frottement statique (force d'adhérence) à tout moment. Ainsi, on pourrait réaliser par exemple une commande en force d'adhérence pour éviter d'atteindre la limite d'adhérence et maintenir ainsi le microsystème à travailler dans la phase *stick*.

Les modèles de frottement existants sont nombreux et le choix d'un modèle dépend de l'application [AH94]. Nous choisissons le modèle élasto-plastique [Dup02] car il intègre à la fois la limite d'adhérence et l'existence du déplacement x_{as} durant la phase *stick*.

4.2.3.1 1.2.3.1 - Rappel du modèle de frottement élasto-plastique

Dans ce modèle, comme dans certains modèles, on modélise le contact entre un bloc et le sol par une aspérité moyenne (Fig. 4.8).

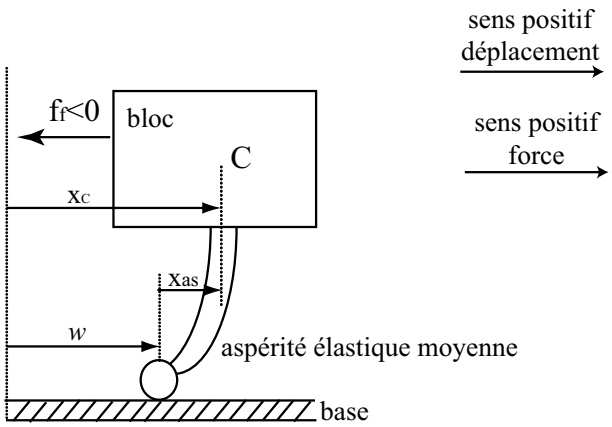


FIG. 4.8 – Un bloc en mouvement. L'aspérité possède une déflexion x_{as}.

Lorsqu'on applique une force extérieure au bloc, l'aspérité commence à fléchir et on a $x_C = x_{as}$ où x_c indique le déplacement du bloc. C'est la phase d'adhérence. Elle est élastique : la suppression de la force provoque le retour de x_C à sa position initiale. Lorsque la force extérieure dépasse une certaine valeur (limite d'adhérence) correspondant à $x_{as} = x_{as}^{ba}$ (break-away), l'extrémité de l'aspérité commence à glisser et sa valeur est égale à w. Tandis que $\dot{w} \neq 0$, x_{as} continue à varier. C'est la phase élastique et plastique : élastique à cause de x_{as} et plastique à cause de w. En augmentant encore la force, x_{as} arrive à une déflexion de saturation x_{as}^{ss} (steady-state) et la vitesse $\dot{x}_C$ devient égale à $\dot{w}$. C'est la phase plastique. Les équations décrivant le modèle élasto-plastique sont :

$$x_C = x_{as} + w \tag{4.14}$$

$$f_f = -N.\left(\rho_0.x_{as} + \rho_1.\dot{x}_{as} + \rho_2.\dot{x}_C\right) \tag{4.15}$$

$$\dot{x}_{as} = \dot{x}\left(1 - \alpha(x_{as}, \dot{x}_C)\frac{x_{as}}{x_{as}^{ss}(\dot{x}_C)}\right) \tag{4.16}$$

où :

- f_f est le frottement,
- N désigne l'effort normal appliqué au bloc,
- ρ_0 et ρ_1 sont respectivement le paramètre de Coulomb et le paramètre visqueux du frottement et ρ_2 le coefficient d'amortissement de la compliance tangentielle,
- $\alpha(x_{as}, \dot{x_C})$ est une fonction qui selon le choix de celle-ci et de paramètres ρ_i $(i = 0, 1, 2)$, on aboutit à d'autres modèles de frottement, par exemple le modèle de Lugre [dW95].

La phase d'adhérence ou *stick* est également appelée phase 'stiction' (STatic frICTION). La déflexion de saturation x_{as}^{ss} obtenue à $\dot{x_{as}} = 0$ ($\forall\ x_C$) dépend de la vitesse $\dot{x_C}$. La fonction $\alpha(x_{as}, \dot{x_C})$ est définie comme suit :

$$\alpha(x_{as}, \dot{x}_C) = \left\{ \begin{array}{ccc} 0, & |x_{as}| \leq x_{as}^{ba} & \\ 0 < \alpha(.) < 1, & z_{ba} < |x_{as}| < z_{ss}(\dot{x}_C) & \\ 1, & |x_{as}| \geq x_{as}^{ss}(\dot{x}_C) & \\ & 0 \quad si \quad \text{sgn}\,(\dot{x}_C) \neq \text{sgn}\,(x_{as}) & \end{array} \right\} \text{sgn}\,(\dot{x}_C) = \text{sgn}\,(x_{as}) \tag{4.17}$$

L'expression suivante est un exemple de la fonction $\alpha(x_{as}, \dot{x_C})$ [Dup02] :

$$\alpha(x_{as}, x_{as}^{ba}, x_{as}^{ss}) = \frac{1}{2} \cdot \sin\left(\pi \cdot \frac{x_{as} - \left(\frac{x_{as}^{ss} + x_{as}^{ba}}{2}\right)}{x_{as}^{ss} - x_{as}^{ba}}\right) + \frac{1}{2} \tag{4.18}$$

La Fig. 4.9 montre l'allure de $\alpha(x_{as}, \dot{x_C})$ de l'exemple précédent :

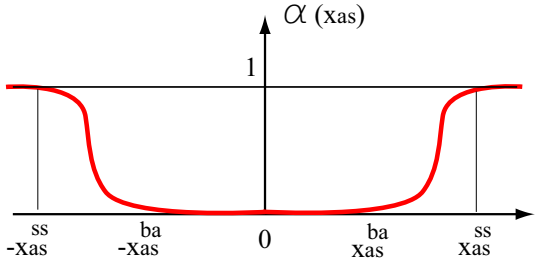


FIG. 4.9 – Exemple la fonction α [Dup02].

L'Annexe-B donne une comparaison du modèle de frottement élasto-plastique par rapport à quelques modèles classiques.

4.2.3.2 1.2.3.2 - Déduction de l'équation de fonctionnement

Dans notre cas, il n'y a pas de glissement car il s'agit de la phase *stick*. On a donc $\dot{w} = 0$. Par ailleurs, les coefficients ρ_1 et ρ_2 sont négligeables car nous travaillons en frottement sec (sans lubrification). En supposant que la condition initiale est $w = 0$, les équations décrivant la partie mécanique sont alors :

$$f_f = -N \cdot \rho_0 \cdot x_{as} \tag{4.19}$$

$$x_C = x_{as} \tag{4.20}$$

$$\dot{x}_C = \dot{x}_{as} \tag{4.21}$$

4.2.4 Equations d'état

Quand on applique une tension en rampe telle que le microsystème reste dans la phase *stick*, nous obtenons la Fig. 4.10-a. Elle donne un schéma simplifié qui sépare l'ensemble du système en deux masses : la masse m_p du pied et la masse m (Fig. 4.10-b). Cette dernière est composée de la masse de la plaque piézoélectrique et de la masse M vue auparavant. On considère que le point D coïncide avec le centre de gravité de m. La force $\vec{R}$ indique la réaction du sol : elle est composée de la force normale $\overrightarrow{-N}$ et de la force tangentielle $\vec{T}$. Dans la figure, la taille de l'aspérité a été agrandie pour bien visualiser sa déflexion. Les variables mises en jeu sont :

- le déplacement x_C du pied ou du point C par rapport au repère $\Re_O$,
- le déplacement plastique w de l'extrémité du pied que l'on suppose nul pour simplifier les conditions initiales,
- le déplacement δx du point D relativement au point C, c'est-à-dire par rapport au repère $\Re_1$,
- le déplacement x_{ip} du point D par rapport au repère $\Re_O$.

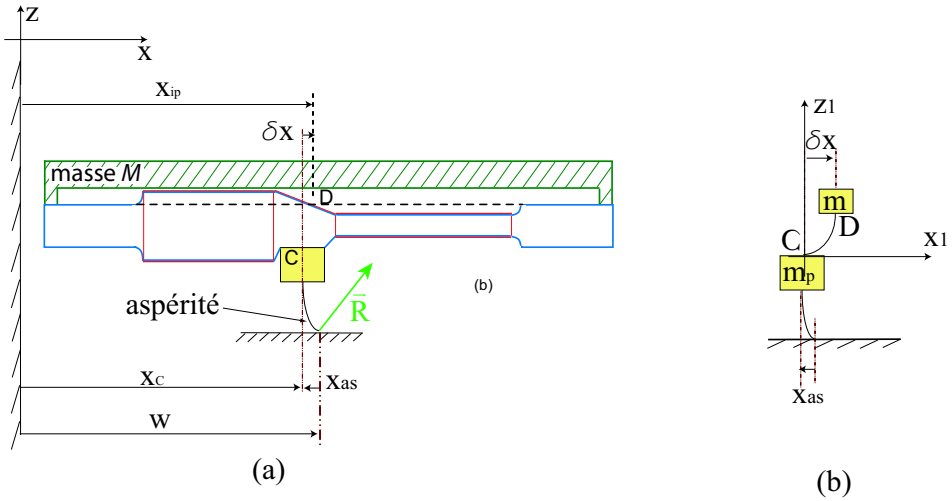


FIG. 4.10 – Schéma de la phase *stick*. La taille de l'aspérité a été agrandie pour mieux visualiser sa flexion.

Nous supposerons qu'il n'existe aucune composante en rotation ni pour la masse m ni pour la masse m_e durant le mode translation. Comme les déplacements x_{as} et δx sont très faibles par rapport au rayon du tube, cette simplification est valable pour le mode rotation. Les équations d'état dans les deux modes sont donc identiques.

Etudions d'abord la dynamique de la masse m. Pour cela, la première équation du principe fondamental de la dynamique :

$$\sum \overrightarrow{F_{ext,m}} = m.\overrightarrow{J^0(D)} \tag{4.22}$$

où $\overrightarrow{F_{ext,m}}$ est la somme des force extérieures appliquées à la masse m. Le terme $\overrightarrow{J^0(D)}$ est l'accélération du point D dans le repère $\Re_0$. Elle est déterminée par la composition des accélérations de Coriolis :

$$\overrightarrow{J^0(D)} = \overrightarrow{J_1^0(D)} + \overrightarrow{J^1(D)} + 2.\overrightarrow{\Omega_1^0} \wedge \overrightarrow{V^1(D)} \tag{4.23}$$

telles que :

- le terme $2.\overrightarrow{\Omega_1^0} \wedge \overrightarrow{V^1(D)}$ représente l'accélération de Coriolis. Elle est déterminée par la vitesse $\overrightarrow{V^1(D)}$ de D dans le repère $\Re_1$ et de la vitesse de rotation $\overrightarrow{\Omega_1^0}$ du repère $\Re_1$ dans le repère $\Re_0$,
- le terme $\overrightarrow{J^1(D)}$ représente l'accélération de D dans le repère $\Re_1$ (accélération relative),
- $\overrightarrow{J_1^0(D)}$ représente l'accélération du point D_1 lié au repère $\Re_1$ et coïncidant avec le point D à l'instant t (accélération d'entraînement). Elle est composée de l'accélération du point C dans $\Re_0$, de l'accélération tangentielle $\left(\frac{d^0}{dt}\overrightarrow{\Omega_1^0}\right) \wedge \overrightarrow{CD}$ et de l'accélération normale $\overrightarrow{\Omega_1^0} \wedge \left(\overrightarrow{\Omega_1^0} \wedge \overrightarrow{CD}\right)$:

$$\overrightarrow{J_1^0(D)} = \overrightarrow{J^0(C)} + \left(\frac{d^0}{dt}\overrightarrow{\Omega_1^0}\right) \wedge \overrightarrow{CD} + \overrightarrow{\Omega_1^0} \wedge \left(\overrightarrow{\Omega_1^0} \wedge \overrightarrow{CD}\right) \tag{4.24}$$

La rotation $\overrightarrow{\Omega_1^0}$ étant nulle, on déduit l'accélération du point D :

$$\overrightarrow{J^0(D)} = \begin{pmatrix} \ddot{x}_{ip} \\ \ddot{y} \\ \ddot{z} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \ddot{x}_{as} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \ddot{\delta}x \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \tag{4.25}$$

Les forces extérieures $\overrightarrow{F_{ext,m}}$ appliquées à m sont la force appliquée par le pied notée $F_{pm} = -F_{mp}$ et la force extérieure au microsystème (force de manipulation des objets) notée $\overrightarrow{F_{man}}$. Si on néglige la force F_{man} par rapport à $\overrightarrow{F_{pm}}$, on obtient la projection suivant l'axe Ox comme suit :

$$\ddot{x}_{as} + \ddot{\delta}x = \frac{-F_{mp}}{m} \tag{4.26}$$

Par ailleurs, la dynamique du pied est déterminée par la force F_{mp} appliquée par la masse m et par la résistance au mouvement (résistance à la déflexion) définie par l'équation (4.19), c'est-à-dire :

$$\ddot{x}_{as} = \frac{1}{m_p}.\left(F_{mp} - N.\rho_0.x_{as}\right) \tag{4.27}$$

A partir de l'équation de fonctionnement (4.13) de la partie piézoélectrique, de l'équation (4.26) de la dynamique de m et de l'équation (4.27) de la dynamique du pied, on obtient les deux équations suivantes :

$$\frac{d\dot{\delta}x}{dt} = \frac{1}{m_{equ}}.\left(q.\frac{\mathrm{R}_e}{e}.d_{31}.U - k_1.x_{as} - b.\dot{\delta}x - \delta x\right) \tag{4.28}$$

$$\frac{d\dot{x}_{as}}{dt} = \frac{k_m}{m_{equ}}.\left(-q.\frac{\mathrm{R}_e}{e}.d_{31}.U + k_2.x_{as} + b.\dot{\delta}x + \delta x\right) \tag{4.29}$$

avec :

$$\begin{cases} k_m = \frac{m}{(m_p+m)} \\ m_{equ} = a - m_p.k_m.q.\mathrm{R}_e.k \\ k_1 = k_m.q.\mathrm{R}_e.k.N.\rho_0 \\ k_2 = k_1 - \frac{N.\rho_0.m_{equ}}{m} \end{cases} \tag{4.30}$$

Mode translation : en utilisant les deux équations (4.28) et (4.29), on obtient l'équation d'état du microsystème en phase *stick* du mode translation :

$$\frac{d}{dt}\begin{pmatrix} \delta x \\ \dot{\delta}x \\ x_{as} \\ \dot{x}_{as} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{m_{equ}} & -\frac{b}{m_{equ}} & -\frac{k_1}{m_{equ}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ \frac{k_m}{m_{equ}} & \frac{b\cdot k_m}{m_{equ}} & \frac{k_2\cdot k_m}{m_{equ}} & 0 \end{pmatrix} . \begin{pmatrix} \delta x \\ \dot{\delta}x \\ x_{as} \\ \dot{x}_{as} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ \frac{q\cdot \mathrm{R}_e\cdot d_{31}}{e\cdot m_{equ}} \\ 0 \\ -\frac{k_m\cdot q\cdot \mathrm{R}_e\cdot d_{31}}{e\cdot m_{equ}} \end{pmatrix} .U \tag{4.31}$$

Mode rotation : l'équation d'état du mode rotation est équivalente à l'équation d'état du mode translation durant la phase *stick*. Soit l'axe Ds, l'axe qui porte le mouvement du point D lorsqu'il effectue un mouvement en mode rotation (4.26). Notons respectivement par δs et s_{as} le mouvement de D relativement à C et l'état interne du frottement suivant l'axe Ds. L'équation d'état en rotation est donc :

$$\frac{d}{dt}\begin{pmatrix} \delta s \\ \dot{\delta}s \\ s_{as} \\ \dot{s}_{as} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{m_{equ}} & -\frac{b}{m_{equ}} & -\frac{k_1}{m_{equ}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ \frac{k_m}{m_{equ}} & \frac{b\cdot k_m}{m_{equ}} & \frac{k_2\cdot k_m}{m_{equ}} & 0 \end{pmatrix} . \begin{pmatrix} \delta s \\ \dot{\delta}s \\ s_{as} \\ \dot{s}_{as} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ \frac{q\cdot \mathrm{R}_e\cdot d_{31}}{e\cdot m_{equ}} \\ 0 \\ -\frac{k_m\cdot q\cdot \mathrm{R}_e\cdot d_{31}}{e\cdot m_{equ}} \end{pmatrix} .U \tag{4.32}$$

4.2.5 Equations de sortie

Durant la phase *stick*, on s'intéresse à deux variables de sortie : le frottement T et la position linéaire x_{ip} ou la position angulaire θ du point D. En isolant le pied, on peut écrire que $T = F_{pm}$. La force $F_{pm} = -F_{mp}$ est déterminée à partir de l'équation (4.26).

Mode translation : l'équation de sortie est

$$\begin{pmatrix} T \\ x_{ip} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{m\cdot(1-k_m)}{m_{equ}} & -\frac{m\cdot b\cdot(1-k_m)}{m_{equ}} & -\frac{m\cdot(k_1-k_2\cdot k_m)}{m_{equ}} & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \delta x \\ \dot{\delta} x \\ x_{as} \\ \dot{x}_{as} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{m\cdot q\cdot \mathrm{R}_e\cdot d_{31}\cdot(1-k_m)}{e\cdot m_{equ}} \\ 0 \end{pmatrix} .U \tag{4.33}$$

Mode rotation : la Fig. 4.11 présente le schéma simplifié du mouvement du point D durant le mode rotation. On peut faire l'approximation que $s_{ip} = R_D.\theta$ où R_D est la distance entre le point D, lorsque le microactionneur est au repos, et l'axe du tube. s_{ip} le déplacement tangent du point D et sa valeur est égale à x_{ip}.

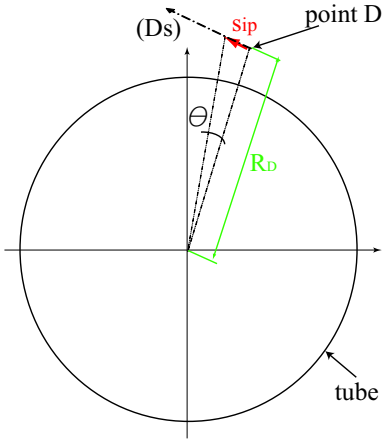


FIG. 4.11 – Prise en compte de l'angle θ à partir du déplacement s_{ip}.

L'équation de sortie est alors :

$$\begin{pmatrix} T \\ \theta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{m\cdot(1-k_m)}{m_{equ}} & -\frac{m\cdot b\cdot(1-k_m)}{m_{equ}} & -\frac{m\cdot(k_1-k_2\cdot k_m)}{m_{equ}} & 0 \\ \frac{1}{R_D} & 0 & \frac{1}{R_D} & 0 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \delta s \\ \dot{\delta} s \\ s_{as} \\ \dot{s}_{as} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{m\cdot q\cdot \mathrm{R}_e\cdot d_{31}\cdot(1-k_m)}{e\cdot m_{equ}} \\ 0 \end{pmatrix} .U \tag{4.34}$$

4.2.6 Identification des paramètres et validation du modèle

Nous avons proposé un modèle semi-physique dans la section précédente. L'entrée est la tension d'alimentation U tandis que les sorties sont l'adhérence T et la position en sous-pas x_{ip}. L'intérêt du modèle est multiple :

– facilité la synthèse de contrôleurs pour asservir x_{ip} pour le nanopositionnement ;

- estimation en temps réel de l'adhérence T et commande de celle-ci pour éviter de quitter la stiction et rester toujours en phase *stick* ;
- optimisation de la conception des microactionneurs par modèle inverse, c'est-à-dire, connaissant le gain statique et la bande passante souhaités, on peut concevoir les microactionneurs.

Les paramètres connus sont indiqués ci-dessous (Table 4.1). La plupart ne sont qu'estimatifs, notamment la force radiale N et le paramètre de Coulomb ρ_0. La connaissance précise de ce dernier nécessite une tribo-analyse. Nos analyses et validations resteront donc sur la position x_{ip}. Les paramètres inconnus sont le coefficient correcteur q et les coefficients dynamiques a et b de la plaque piézoélectrique.

TAB. 4.1 – *Paramètres physiques et géométriques.*

Dimensions :	
e	$0,5mm$
h_c	$0,5mm$
r_e	$0,5mm$
r_l	$0,25mm$
R_e	$3mm$
gap	$0,2mm$
A_l	$5mm^2$
A_a	$0,367mm^2$
Autres paramètres :	
d_{31}	$-210\times10^{-12}m/V$
s_{11}	$19\times10^{-12}m^2/N$
s_{13}	$15\times10^{-12}m^2/N$
m	$1g$
m_e	$1,562mg$
ρ_0	$1,583\times10^9m^{-1}$
N	$1N$

A partir de l'équation d'état (4.31) et de l'équation de sortie (4.33), on obtient la fonction de transfert suivante :

$$G_{x_{ip}U} = \frac{x_{ip}(p)}{U(p)} = \frac{q.\,\mathrm{Re}\,.d_{31}}{e}.\frac{\left(b_2^{num}.p^2+1\right)}{\left(a_4^{den}.p^4+a_3^{den}.p^3+a_2^{den}.p^2+a_1^{den}.p+1\right)} \tag{4.35}$$

où p est la variable de Laplace et :

$$\begin{cases} b_2^{num} = \dfrac{m_{equ}.\,(1-k_m)}{k_m.\,(k_1-k_2)} \\ \\ a_4^{den} = \dfrac{m_{equ}^2}{k_m.\,(k_1-k_2)} \\ \\ a_3^{den} = \dfrac{b.m_{equ}}{k_m.\,(k_1-k_2)} \\ \\ a_2^{den} = \dfrac{m_{equ}.\,(1-k_2)}{k_m.\,(k_1-k_2)} \\ \\ a_1^{den} = b \end{cases} \tag{4.36}$$

Recherchons d'abord le paramètre statique q.

4.2.6.1 Paramètre statique

D'après la fonction de transfert (4.35), nous avons :

$$q = \frac{x_{ip}.e}{d_{31}.\,\mathrm{R}_e\,.U} \tag{4.37}$$

L'identification de q est faite avec une analyse statique par éléments-finis de la plaque piézoélectrique seulement. La tension appliquée est de $150V$ et le déplacement final correspondant est de $142,0439nm$. On obtient donc $q = 0,7515$. Pour la validation, nous avons effectué des expérimentations avec plusieurs valeurs de U. La courbe de simulation de l'équation (4.37) et le résultat expérimental sont représentés par la Fig. 4.12.

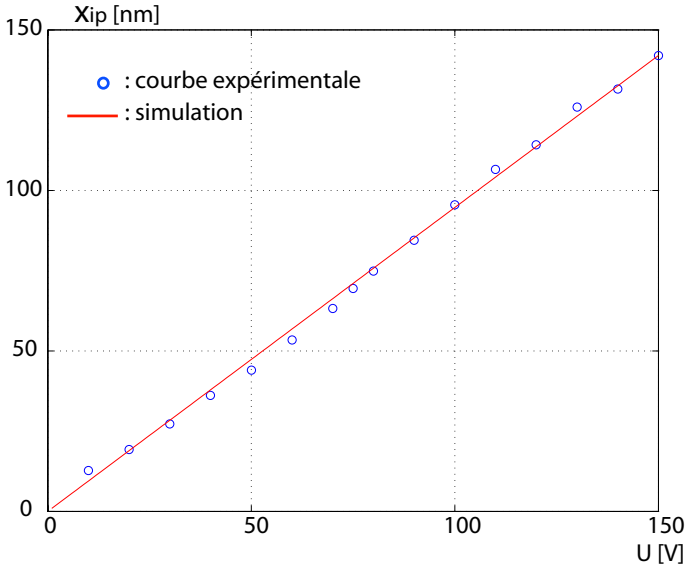


FIG. 4.12 – Courbes pour la validation du paramètre statique identifié.

4.2.6.2 Paramètres dynamiques

Compte tenu de la très petite taille des actionneurs, il ne nous a pas été possible de les isoler pour réaliser les expérimentations nécessaires à la détermination de a et b. Nous avons alors fait une analyse harmonique par éléments-finis (avec ANSYS). On déduit que $a = 9,77 \times 10^{-10} s^2$ et b $= 200 \times 10^{-6} s$.

Pour valider le modèle complet avec les paramètres identifiés, nous avons effectué une analyse harmonique expérimentale. Au lieu d'utiliser une amplitude $U = 150V$ pour le signal sinusoïdal d'entrée, nous avons utilisé $U = 75V$. Pour une amplitude $U = 150V$, une dérive apparaît aux environs de f $\approx$ 2kHz (Fig. 4.13-a) alors qu'elle commence à partir de $17kHz$ pour $U = 75V$. La Fig. 4.13-b montre un exemple obtenu avec $U = 75V$ et $f = 5kHz$.

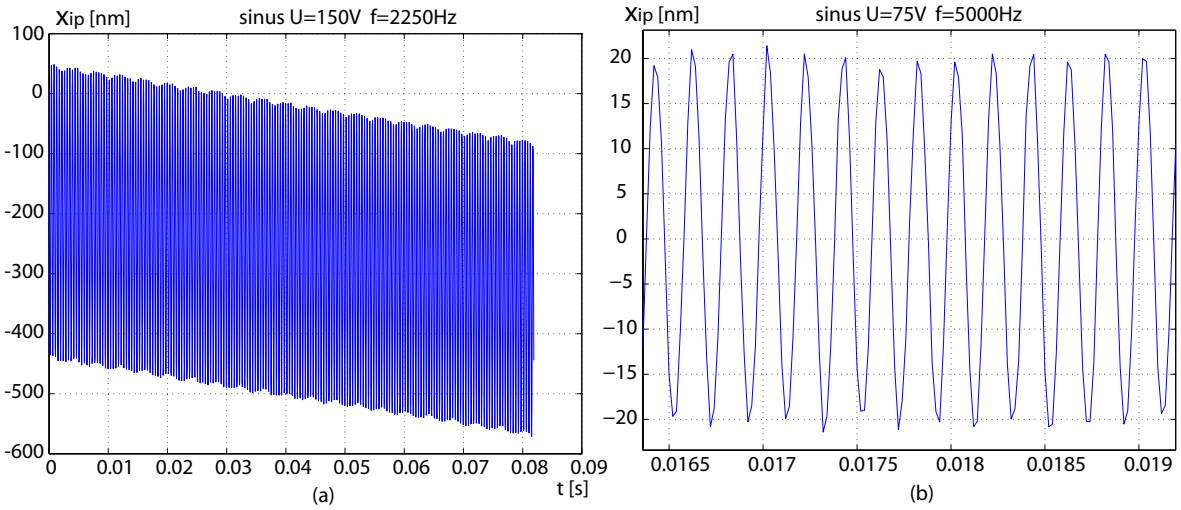


FIG. 4.13 – Déplacement x_{ip} obtenu par alimentation sinusoïdale. a : $U = 150V$ et $f = 2250Hz$. b : $U = 75V$ et $f = 5kHz$.

La Fig. 4.14 présente les magnitudes de la simulation et des résultats expérimentaux. Elle montre que la structure du modèle développé ainsi que les paramètres identifiés sont convenables.

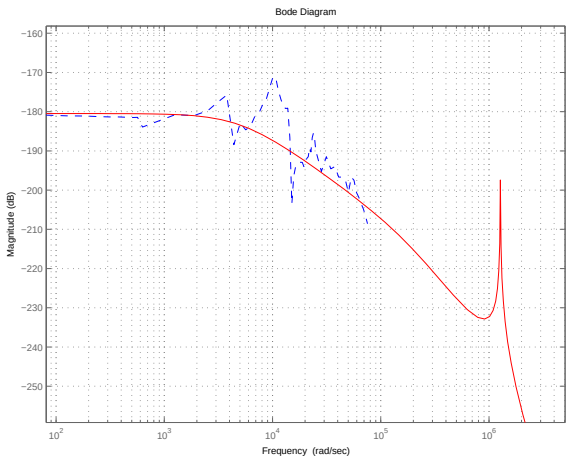


FIG. 4.14 – Magnitude du système réel et du modèle développé pour la validation du modèle dynamique.

4.2.6.3 Expression numérique du modèle

Après identification du paramètre q et validation du modèle complet, nous avons l'expression suivante :

$$G_{xip} = \frac{1,511 \times 10^{-3}.\left(p^2 + 1,013 \times 10^{15}\right)}{\left(p + 1,941 \times 10^5\right).\left(p + 5132\right)\left(p^2 + 5431.p + 1,624 \times 10^{12}\right)} \tag{4.38}$$

4.3 Commande en sous-pas

La commande en sous-pas consiste à améliorer les performances du microsystème lors d'une manipulation ou d'un positionnement nécessitant des précisions nanométriques. Pour travailler en sous-pas, la dérivée $\frac{dU}{dt}$ de la tension d'alimentation ($\forall t > 0$) doit être inférieure à une pente maximale notée $\dot{U}_{\max}$ pour éviter la phase *slip*. La structure de la boucle fermée utilisée est donc donnée par la Fig. 4.15-a, où l'on a introduit un limiteur de pente. Nous prenons une saturation de pente [1] $\dot{U}_{\max} = 4800kV/s$. Nous étudions ci-dessous uniquement la commande en translation car les capteurs en rotation avec les précisions nécessaires n'existent pas encore. Cependant, les principes de commande sont identiques. Les équipements d'expérimentations sont composés de (Fig. 4.15-b) :

- un joystick pour la consigne,
- un interféromètre de résolution $1,24nm$ pour la mesure,
- le logiciel Labview sous Windows-XP pour l'implémentation du correcteur.

[1] Pente correspondant à la rampe d'un signal dents-de-scie d'amplitude $\pm 150V$ et de fréquence $16kHz$.

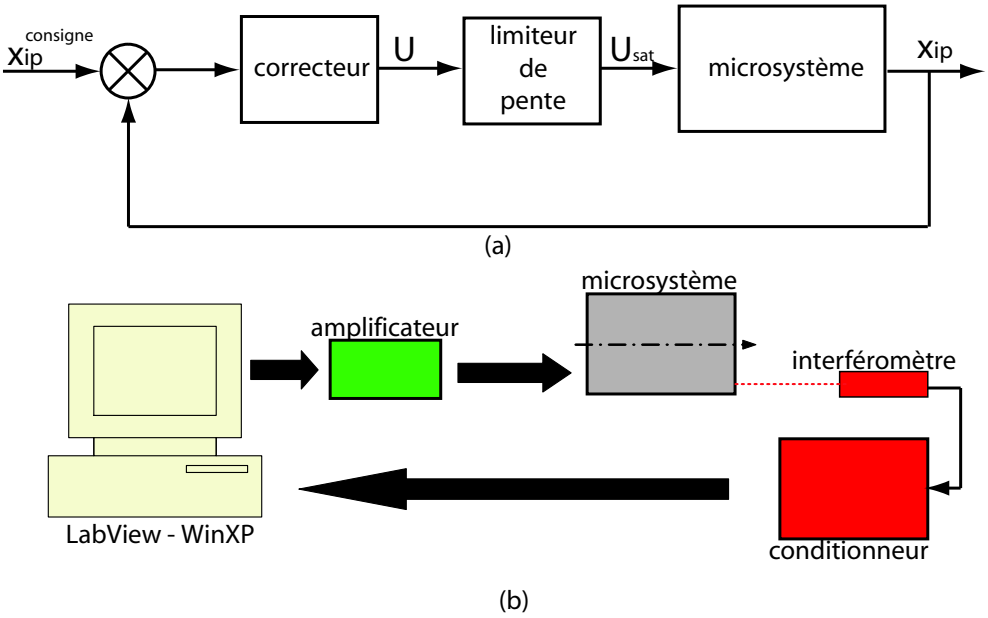


FIG. 4.15 – Commande en sous-pas.

Nous avons d'abord appliqué un correcteur proportionnel. A cause de l'erreur statique non-négligeable, nous introduisons ensuite un intégrateur. Soient K_p et $Ki = 1/T_i$ les paramètres du correcteur. Nous souhaitons obtenir une marge de retard de phase de 60° sur le système bouclé. Cette marge assurera la stabilité vis-à-vis des dynamiques négligées de la partie piézoélectrique et qui sont supposées équivalentes à un retard. D'abord, traçons le diagramme de Black de Gx_{ip} (Fig. 4.16).

La marge de retard de phase voulue est obtenue en faisant couper $K_{PI}.Gx_{ip}$ [2] avec l'axe horizontal $0dB$ à l'abscisse 240°. Or la présence d'un intégrateur conduit à un retard de phase φ_i. On prend donc un point de Gx_{ip} ayant une phase supérieure à 240°, prenons le point $Gx_{ip}(j\omega_0)$ ayant pour coordonnées $(310^\circ, -181dB)$ (obtenue avec une pulsation $\omega_0 = 2,89 \times 10^3 rad/s$), auquel on applique deux opérations :

- ajout d'un gain de $181dB$ correspondant à un rapport de 1122018454,
- application du retard lié à l'intégrateur de $310^\circ - 240^\circ = 70^\circ$.

La réalisabilité de la marge de retard de phase nécessite que $Mp{+}180 < \arg\left(Gx_{ip}(j\omega_0)\right) < Mp + 270$ car l'intégrateur apporte un retard $0^\circ < \varphi_i < 90^\circ$.

A partir des données précédentes, on a [Bou06] :

$$T_i = \frac{1}{\omega_0 . \tan(\varphi_i)} = 125,94 \times 10^{-6} \tag{4.39}$$

[2] $K_{PI} = K_p . \left(1 + K_i . \frac{1}{p}\right)$

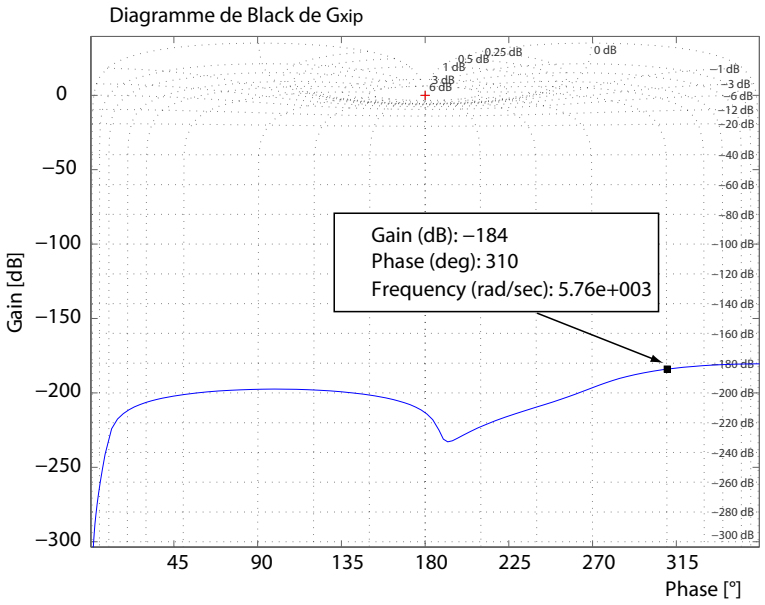


FIG. 4.16 – Diagramme de Black de $G_{x_{ip}}$.

$$\gamma = \frac{Ti.\omega_0}{\sqrt{1 + (Ti.\omega_0)^2}} = 0,3420 \tag{4.40}$$

où γ est le gain haute fréquence. On obtient directement :

$$K_p = \gamma.1122018454 = 383749529V/m \tag{4.41}$$

$$K_i = \frac{1}{T_i} = 7940V/m/s \tag{4.42}$$

Le résultat est donné sur la Fig. 4.17-a. La précision reste inférieure à $\pm 5nm$. Les bruits sont liés à la sensibilité des mesures à la moindre vibration du lieu d'expérimentation. En micromanipulation et microassemblage de très haute précision, les performances fournies apparaîssent suffisantes. On remarque également le temps de réponse très rapide du microsystème. Durant l'application de la rampe, le déplacement x_{ip} s'ajuste pratiquement avec la consigne. Le diagramme de Black de $K_{PI}.Gx_{ip}$ est présenté sur la Fig. 4.17-b sur lequel on peut apprécier la marge de retard de phase.

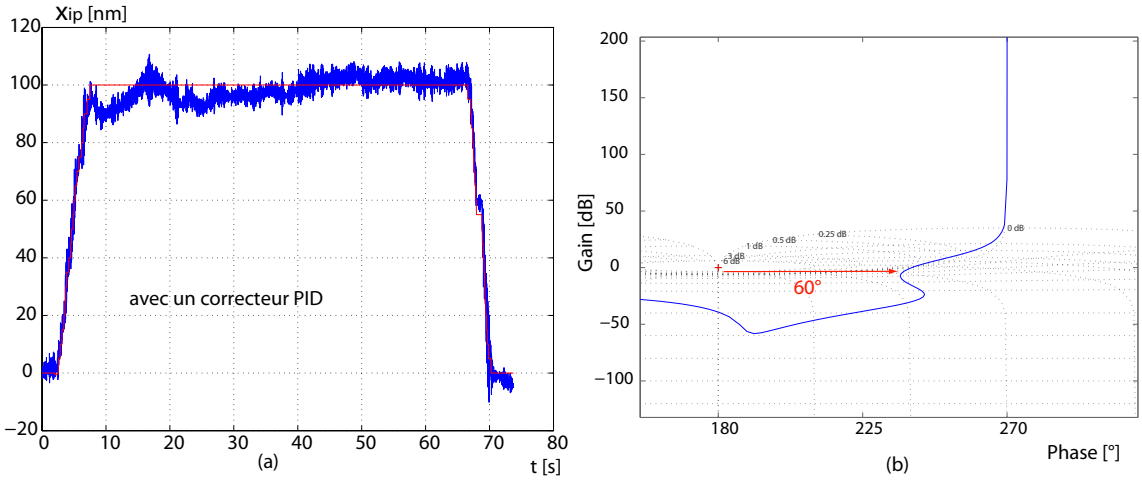


FIG. 4.17 – a : commande PI en sous-pas. b : diagramme de Black de $K_{PI}.Gx_{ip}$.

4.4 Modélisation pour les déplacements en grande distance

Le but de cette section est de donner un modèle du microsystème fonctionnant en grands déplacements, c'est-à-dire en *stick-slip*. Sans perte de généralité, on limite la modélisation au mode translation. Tout microsystème pas à pas, notamment ceux utilisant le principe *stick-slip* [3], peut être commandé en fréquence $f = \frac{1}{T_{per}}$ ou en amplitude U (Fig. 4.18).

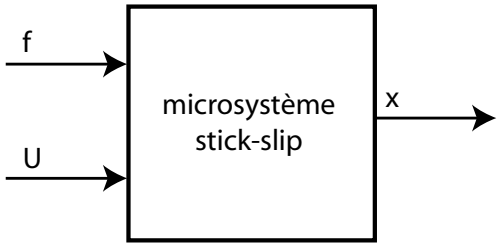


FIG. 4.18 – Un système *stick-slip* est commandable par la fréquence ou par l'amplitude.

Lorsqu'on applique une tension en rampe allant de $-U$ à U pendant une durée T_{per} au microsystème, cela correspond à la partie rampe d'un signal dents de scie de fréquence $f = 1/Tper$, nous supposons qu'on obtient un déplacement à l'intérieur d'un pas comme suit :

$$x_{ip} = K_{xip}.U \tag{4.43}$$

[3] Dans le reste du document, nous simplifions par 'microsystème *stick-slip*' l'expression 'microsystème utilisant le principe *stick-slip*'.

où K_{xip} est une constante et U l'amplitude du signal.

Au moment où on supprime brusquement l'amplitude U pour obtenir une phase *slip*, le microsystème fait un retour Δ_{ret} (Fig. 4.19-a).

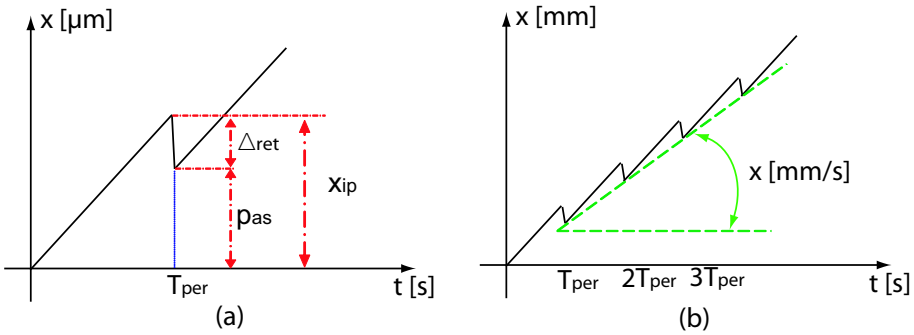


FIG. 4.19 – Le pas n'est pas égal à x_{ip} car il y a un retour Δ_{ret}.

Le pas p_{as} du microsystème n'est donc pas égal au déplacement x_{ip} correspondant à U appliquée avant le slip mais il s'écrit comme suit :

$$p_{as} = x_{ip} - \Delta_{ret} \tag{4.44}$$

Si nous faisons l'hypothèse que Δ_{ret} est linéaire à l'amplitude U, alors le pas est également linéaire par rapport à celle-ci, c'est-à-dire :

$$p_{as} = \alpha.U \tag{4.45}$$

où α est un coefficient de proportionnalité à identifier.

En grande distance, la vitesse moyenne du microsystème est directement liée au pas et à la fréquence de la tension d'alimentation (Fig. 4.19-b), c'est-à-dire :

$$v = \frac{p_{as}}{T_{per}} = p_{as}.f \tag{4.46}$$

où T_{per} est la période du signal dents de scie. On a alors :

$$v = \alpha.U.f \tag{4.47}$$

Or, les expérimentations en boucle ouverte ont montré qu'il existe une zone morte en tension dans laquelle la vitesse est nulle (Chapitre-3). Si $U_0 > 0$ indique le seuil de la zone morte, nous obtenons le modèle final suivant :

$$\begin{cases} v = 0 & si \quad |U| < U_0 \\ v = \alpha.f.\left(U - \operatorname{sgn}(U).U_0\right) & si \quad |U| \geq U_0 \end{cases} \tag{4.48}$$

L'identification a montré que $\alpha = 15,65 \times 10^{-7}$ et $U_0 \approx 35V$. La Fig. 4.20 montre la simulation et les courbes expérimentales de la vitesse v en fonction de l'amplitude U pour trois fréquences différentes.

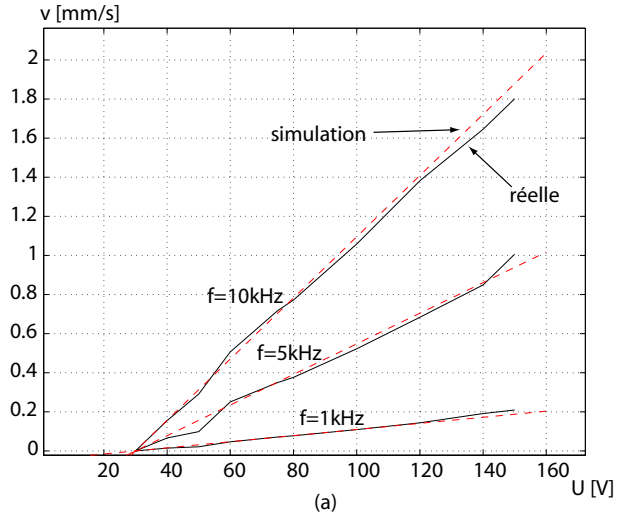


FIG. 4.20 – Comparaisons des expérimentations et des simulations : vitesse en fonction de l'amplitude.

La Fig. 4.21 montre la vitesse v en fonction de la fréquence f. La simulation et les courbes expérimentales sont proches jusqu'à $f \approx 10kHz$, fréquence à partir de laquelle on a une saturation et des fluctuations. En fait, la constance de K_{xip} est valide en dessous de cette fréquence.

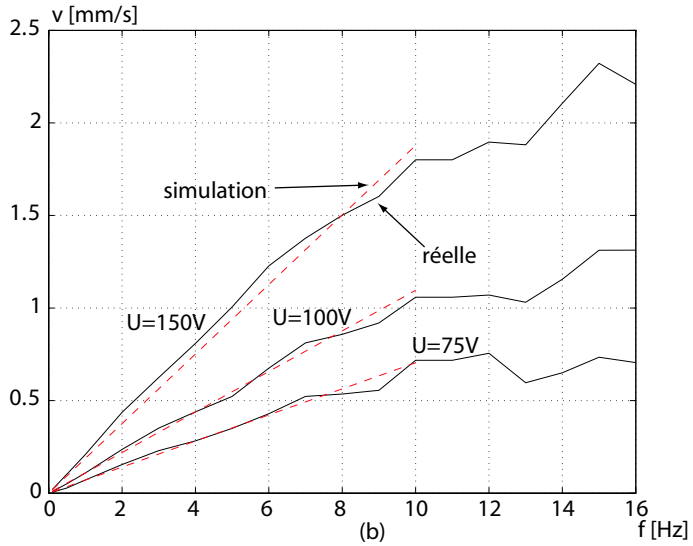


FIG. 4.21 – Comparaison des expérimentations et des simulations : vitesse en fonction de la fréquence.

Par ailleurs, nous avons émis l'hypothèse que le retour Δ_{ret} était linéaire par rapport à l'amplitude U, telle que $\Delta_{ret} = K_{ret}.U$ où K_{ret} est le coefficient de proportionnalité. En fait, si nous reprenons les équations (4.43)(4.44)(4.48), nous obtenons :

$$K_{ret} = K_{xip} - \alpha.\left(1 - \frac{sgn(U).U_0}{U}\right) \tag{4.49}$$

D'après l'équation précédente, le retour Δ_{ret} est pseudo-linéaire par rapport à U à cause de la présence du seuil U_0.

4.5 Commande pour les déplacements en grande distance

4.5.1 Rappel des techniques existantes

Le principe stick-slip est un principe pas-à-pas. Cependant, la commande en boucle ouverte par comptage de pas, comme dans les moteurs pas-à-pas, n'est pas applicable pour les raisons données ci-dessous.

- Les pas ne sont pas toujours identiques le long du déplacement à cause des non-linéarités dans le frottement et parfois dans certains actionneurs piézoélectriques. Cela génère donc des erreurs d'estimation du pas.
- Les pas des systèmes stick-slip sont très petits devant les déplacements à effectuer. Ils sont généralement inférieurs au micromètre alors que les courses peuvent atteindre quelques centimètres. Comme le nombre de pas à effectuer est très élevé, quelques petites erreurs de comptage, pour différentes raisons, peuvent causer une grande erreur statique.

- Contrairement aux moteurs pas-à-pas, les erreurs s'accumulent pour les systèmes stick-slip.
- Enfin, les perturbations (vibrations, forces d'adhésion, dilatation thermique, etc.) et surtout les charges extérieures influencent grandement les précisions.

Ainsi, la commande en boucle fermée classiquement utilisée est représentée par l'algorithme suivant :

$$\begin{array}{l} TantQue \quad |x_c - x| \geq step \quad Faire \\ \quad apply \quad one \quad step \\ FinTantQue \end{array} \tag{4.50}$$

où x_c est la position à atteindre, x la position actuelle et $step$ le pas. La résolution d'une telle commande est limitée à la valeur d'un pas comme c'est le cas en boucle ouverte (à fréquence et à amplitude constantes) [Bre00a]. Si la précision du capteur n'est pas meilleure que la valeur d'un pas, une petite modification est apportée à l'algorithme précédent :

$$\begin{array}{l} TantQue \quad |x_c - x| \geq n \times step \quad Faire \\ \quad apply \quad n \times step \\ FinTantQue \end{array} \tag{4.51}$$

où $n \times step$ borne la précision du capteur.

Une autre technique a été proposée dans [Bre98]. Il combine les deux modes de fonctionnement (mode sub-pas et mode grand déplacement) de manière simple. L'erreur de position est convertie en un signal d'horloge dont la fréquence est proportionnelle à celle-ci. Selon le signe de l'erreur, le signal incrémente ou décrémente un compteur à 8-bits connecté à un convertisseur CNA. Un signal dents de scie est automatiquement généré. Sa fréquence est proportionnelle à l'erreur et tend vers zéro lorsque la position du système *stick-slip* tend vers la consigne. Tout au long du déplacement, la résolution est constante puisque l'amplitude est constante.

Enfin, une technique basée sur la théorie des systèmes dynamiques hybrides a été proposée dans [Sed03]. Il s'agit d'approcher le modèle hybride des systèmes stick-slip par un modèle continu puis d'appliquer une commande continue classique (l'auteur utilise un correcteur PD). L'approximation, appelée déhybridation, consiste à mettre en série avec le système stick-slip une commande hybride. La commande du processus approché sera faite par une seconde boucle qui est de type continue. Un avantage de cette technique est qu'il est possible d'atteindre la position voulue sans utiliser deux commandes séparées, c'est-à-dire une commande grande distance d'abord puis une commande sous-pas. En revanche, comme la déhybridation nécessite une commande hybride, cette technique est plus complexe que les algorithmes classiques.

La commande que nous proposons est simple à implanter et permet une précision et une résolution meilleures que les algorithmes classiques. Par ailleurs, elle inclue

quelques commandes classiquement utilisées, notamment la commande proportinnelle en fréquence précédemment citée.

4.5.2 La commande proportionnelle U/f

Nous avons vu aux sections précédentes qu'un système stick-slip possède deux entrées de commande : la fréquence et l'amplitude de la tension d'alimentation. On pourrait donc appliquer une commande sur chacune de ces entrées. Nous proposons d'utiliser une commande proportionnelle à l'erreur pour chacune d'entre elles. Nous appelons commande proportionnelle U/f le contrôleur résultant.

La Fig. 4.22 donne le schéma de principe. La saturation en tension permet d'éviter la destruction des microactionneurs tandis que la saturation en fréquence permet de travailler dans la zone fréquentielle linéaire. Les gains proportionnels $K_U > 0$ et $K_f > 0$ sont à ajuster comme dans la commande proportionnelle classique.

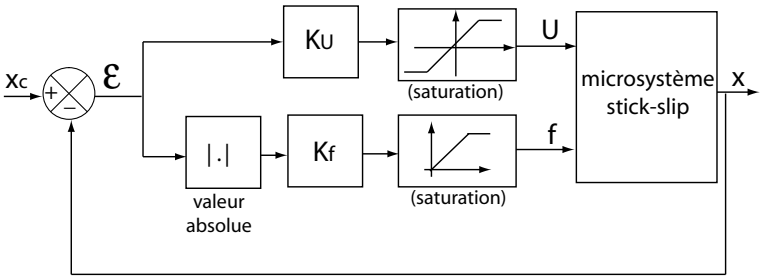


FIG. 4.22 – Principe de la commande proportionnelle U/f.

Selon les valeurs des gains proportionnels et de l'erreur $\varepsilon = x_c - x$, la commande proportionnelle U/f revient à des commandes plus simples dont certaines sont connues. Dans les sections suivantes, nous analyserons les différents cas possibles et nous montrerons que la stabilité en boucle fermée est toujours assurée.

4.5.3 Equations et analyse

Nous exprimons ci-dessous la vitesse en fonction des gains K_U et K_f. Soient $U_s > 0$ et $f_s > 0$ les valeurs de saturation prises respectivement pour l'amplitude et la fréquence.

cas a : $si \quad K_U.\,|x_c - x| > U_s \quad et \quad K_f.\,|x_c - x| > f_s$

D'après la Fig. 4.22 et le modèle en grande distance (4.48), on obtient l'équation suivante :

$$\dot{x} = \alpha.f_s.\,(U_s - U_0)\,.\mathrm{sgn}(x_c - x) \tag{4.52}$$

Ce cas est équivalent à une commande plus-ou-moins (Fig. 4.23-a). La fréquence et l'amplitude des oscillations causées par la commande plus-ou-moins dépend du temps

de réponse total t_r, du temps de rafraîchissement t_s et pour notre cas de la fréquence de saturation f_s (Fig. 4.23-b). C'est pourquoi un matériel de commande travaillant en temps réel donne de meilleurs performances.

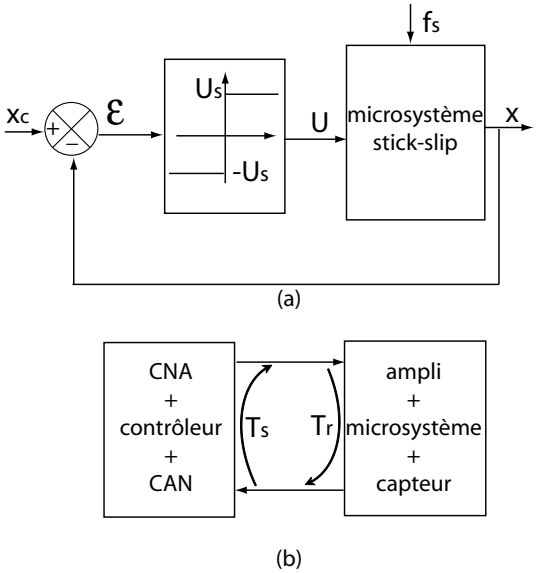


FIG. 4.23 – a : commande tout-ou-rien. b : les oscillations en tout-ou-rien.

cas b : $si \quad U_s > K_U.|x_c - x| \quad \forall \quad f_s = K_f.|x_c - x|$

nous avons :

$$\dot{x} = 0 \tag{4.53}$$

cas c : $si \quad U_s \geq K_U.|x_c - x| \geq U_0 \quad et \quad K_f.|x_c - x| > f_s$

Ici, le contrôleur est équivalent à une commande proportionnelle en amplitude (Fig. 4.24), c'est-à-dire la commande proportionnelle classique.

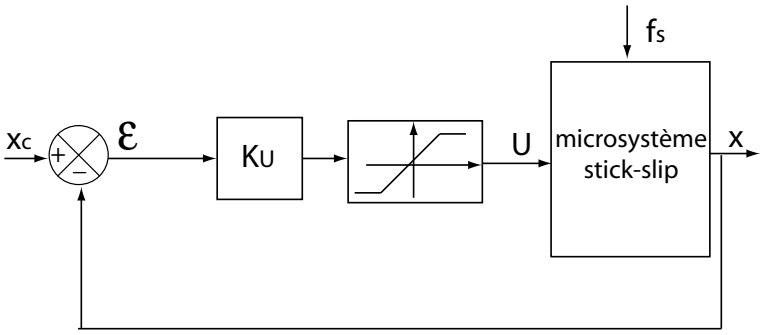


FIG. 4.24 – Commande proportionnelle en amplitude.

L'équation en boucle fermée est :

$$\dot{x} = \alpha.f_s.\left(K_U.\left(x_c - x\right) - \mathrm{sgn}(x_c - x).U_0\right) \tag{4.54}$$

Pour la simplification mais sans perte de généralité, prenons une consigne x_c positive et une valeur initiale $x(t = 0)$ égale à zéro. On obtient l'expression suivante en transformée de Laplace :

$$X(p) = \frac{1}{1 + \frac{1}{\alpha.f_s.K_U}.p}.Xc(p) - \frac{\frac{1}{K_U}}{1 + \frac{1}{\alpha.f_s.K_U}.p}.U_0.\frac{1}{p} \tag{4.55}$$

Cette expression indique que le procédé en boucle fermée a le comportement d'un système du premier ordre avec un gain statique unitaire et est soumis à une perturbation $U_0 = 35V$. Plus le gain proportionnel en amplitude K_U est grand, meilleure est la précision.

cas d : $si \quad K_U.\left|x_c - x\right| > U_s \quad et \quad f_s \geq K_f.\left|x_c - x\right|$

Ce cas est équivalent à une commande proportionnelle en fréquence (Fig. 4.25).

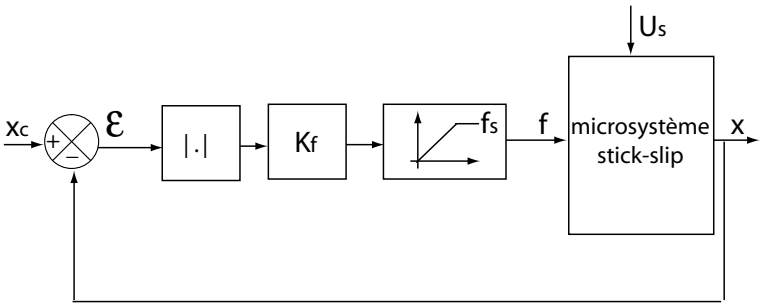


FIG. 4.25 – Commande proportionnelle en fréquence.

On obtient l'équation suivante :

$$\dot{x} = \alpha.K_f.\left|x_c - x\right|.\left(U_s - U_0\right).\mathrm{sgn}(x_c - x) \tag{4.56}$$

Lorque la consigne x_c est positive et la valeur initiale $x(t = 0)$ égale à zéro, on a :

$$\frac{X}{X_c} = \frac{1}{1 + \frac{1}{\alpha.K_f.(U_s - U_0)}.p} \tag{4.57}$$

Le cas d indique donc que le procédé en boucle fermée est équivalent à un système du premier ordre de gain statique unitaire.

cas e : $si \quad U_s \geq K_U.\left|x_c - x\right| \geq U_0 \quad et \quad f_s \geq K_f.\left|x_c - x\right|$

La fréquence et l'amplitude sont toutes les deux proportionnelles à l'erreur. D'après la Fig. 4.22 et l'équation (4.48), on a l'expression suivante :

$$\dot{x} = \alpha.K_f.\left|x_c - x\right|.\left(K_U.\left(x_c - x\right) - \mathrm{sgn}(x_c - x).U_0\right) \tag{4.58}$$

Cette expression est équivalente à :

$$\frac{dx}{dt} = \left(\alpha.K_f.U_0 - \alpha.K_f.K_U.\left|x_c - x\right|\right).x + \left(-\alpha.K_f.U_0 + \alpha.K_f.K_U.\left|xc - x\right|\right).x_c \tag{4.59}$$

C'est la forme d'un système pseudo-linéaire du premier ordre, c'est-à-dire :

$$\frac{dx}{dt} = A(x_c, x).x + B(x_c, x).x_c \tag{4.60}$$

4.5.4 Stabilité

Selon les valeurs choisies des gains et selon l'évolution de l'erreur $\varepsilon = x_c - x$, les différents cas ci-dessus peuvent apparaître dans un même déplacement du microsystème. Prenons les conditions $x_c = 0$ et $x(t = 0) > 0$. Le déplacement peut être divisé en deux phases (Fig. 4.26) :

- **phase-1** ; l'erreur $\varepsilon = x_c - x < 0$ est initialement grande de sorte que l'amplitude U et la fréquence f sont en saturation. La vitesse est alors constante et elle est déterminée par l'équation (4.52) du cas a,
- **phase-2** ; l'erreur devient plus petite et la vitesse n'est plus constante, voire nulle, ce qui correspond au reste des cas.

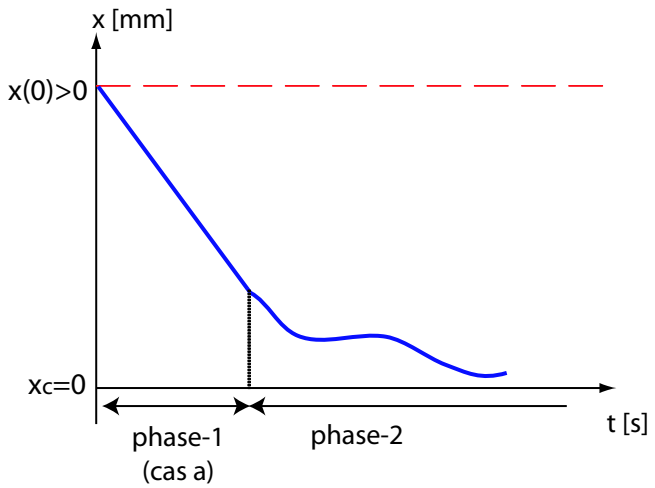


FIG. 4.26 – Séparation du déplacement en deux phases.

Or, le déplacement est quasi-statique, c'est-à-dire qu'il n'y a pas d'accélération, un cas n'influence pas le cas suivant. Les conditions de vitesse initiale ne sont pas nécessaires. On peut donc étudier la phase-2 indépendamment de la phase-1. Dans la phase-2, deux sous-phases se succèdent :

- **phase-2.1** ; soit la fréquence est en saturation mais non l'amplitude (équivalent au cas c), soit l'amplitude est en saturation mais non la fréquence (équivalent au cas d),
- **phase-2.2** ; ni la fréquence ni l'amplitude ne sont en saturation (cas b ou cas e).

Ici, la phase-2.1 n'influence pas la phase-2.2. Comme les deux possibilités de la phase-2.1 sont équivalentes à un système du premier ordre, il n'y a pas de dépassement sur le déplacement x depuis la position initiale $x(t = 0)$. La stabilité du microsystème stick-slip peut donc être analysée à partir du cas b et du cas e seulement tout en ayant $\varepsilon = x_c - x < 0$. Nous étudions d'abord le cas e. Pour cela, nous utiliserons la méthode direct de Lyapunov.

Un système dynamique $\frac{d\vec{x}}{dt} = f\left(\vec{x}, \vec{e}, t\right)$, où $\vec{x}$ et $\vec{e}$ sont le vecteur d'état et le vecteur d'entrée, est stable au sens de Lyapunov s'il existe une fonctionnelle $V(x)$ telle que :

$$V(x = 0) = 0 \tag{4.61}$$

$$V(x) > 0 \quad \forall \quad x \neq 0 \tag{4.62}$$

$$\frac{dV(x)}{dt} \leq 0 \quad \forall \quad x \neq 0 \tag{4.63}$$

Les trois conditions précédentes sont des conditions suffisantes pour conclure sur la stabilité du système mais la recherche de la fonctionnelle de Lyapunov $V(x)$ n'est pas toujours évidente.

A partir de l'équation (4.59) et des conditions $x(t = 0) > 0$ et $x_c = 0$, on obtient le modèle suivant :

$$\frac{dx}{dt} = -\alpha.K_f.x.\left(K_U.x - U_0\right) \tag{4.64}$$

Prenons la fonctionnelle quadratique suivante :

$$V(x) = x^2 \tag{4.65}$$

Les conditions (4.61) et (4.62) sont remplies. A partir des équations (4.64) et (4.65), on obtient :

$$\frac{dV(x)}{dt} = -2.\alpha.K_f.x^2.\left(K_U.x - U_0\right) \tag{4.66}$$

Comme $(K_U.x - U_0) \geq 0$, la condition (4.63) est vérifiée. Le cas e présente alors une stabilité asymptotique. Quand le microsystème rentre dans la zone morte en tension, c'est-à-dire $(K_U.x - U_0) < 0$ (cas b), il s'arrête et la stabilité est évidente. L'erreur statique est donnée par $\varepsilon_s = (K_U.x - U_0)$.

4.5.5 Expérimentations

Les expérimentations ont été faites avec un capteur optique ayant une résolution de $0,5\mu m$ et une précision de $10\mu m$. La commande proportionnelle U/f a été implantée dans *Labview* sous un système d'exploitation qui ne tourne pas en temps-réel (Windows-XP).

Le choix de K_U est un compromis. Si K_U est trop faible, l'erreur statique sera grande. S'il est trop élevé, il y a un risque d'oscillation si le temps de rafraîchissement T_s n'est pas faible (voir cas a). Pour les expérimentations, nous prenons $x_c = 10mm$ et $x(t = 0) = 0mm$.

Le premier test consiste à utiliser des gains K_U et K_f élevés de sorte que la phase-2 n'est jamais atteinte avec le capteur utilisé [4]. Cela correspond au cas a. La Fig. 4.27 donne les résultats expérimentaux et simulés. Du fait que le matériel utilisé ne tourne pas en temps réel, il apparaît des oscillations sur l'expérimentation (Fig. 4.27-en trait continu).

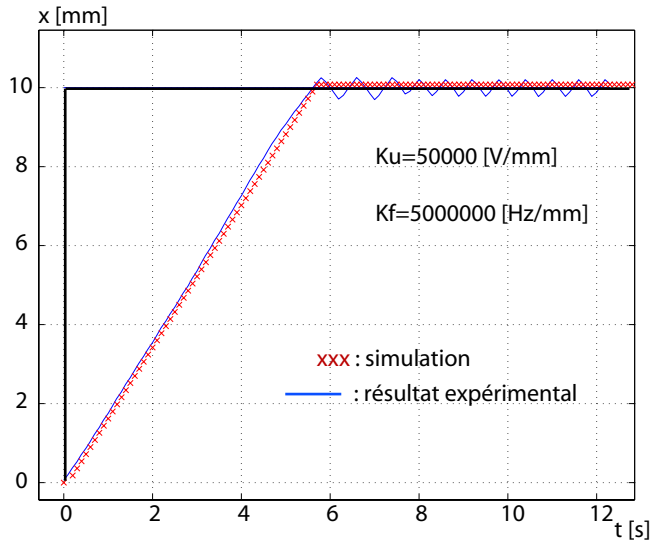


FIG. 4.27 – Utilisation de gains K_U et K_f élevés : équivalent au cas a.

Nous allons maintenant utiliser un gain K_U faible et un gain K_f élevé. L'amplitude et la fréquence sont d'abord en saturation et la vitesse est constante (phase-1). Dès que

[4] Plus la précision du capteur est grande, plus les gains K_U et K_f à prendre sont élevés.

l'erreur devient inférieure à une valeur $x_{Us} = U_s/K_U$ (Fig. 4.28), l'amplitude devient proportionnelle à l'erreur tandis que la fréquence reste en saturation. Cela est équivalent au cas c. Comme indiqué par la figure, il y a une erreur statique. Sa valeur est donnée par $\varepsilon_s = U_0/K_U$.

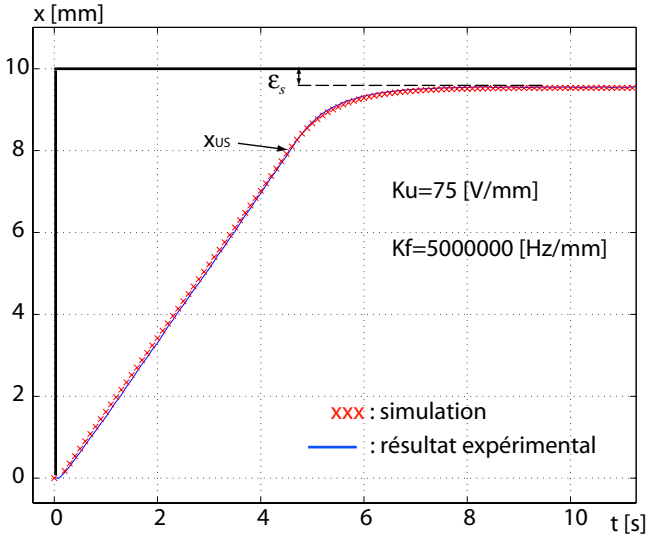


FIG. 4.28 – Utilisation de gains K_U faible et K_f élevé : équivalent au cas a d'abord puis cas c.

Quant à l'utilisation de gains K_U élevé et K_f faible, le décrochage par rapport à la saturation est obtenu à $= x_{fs} = f_s/K_f$ (Fig. 4.29). A partir de ce point, la commande est équivalente à une commande proportionnelle en fréquence (cas d). Il n'y a pas d'erreur statique dans ce cas.

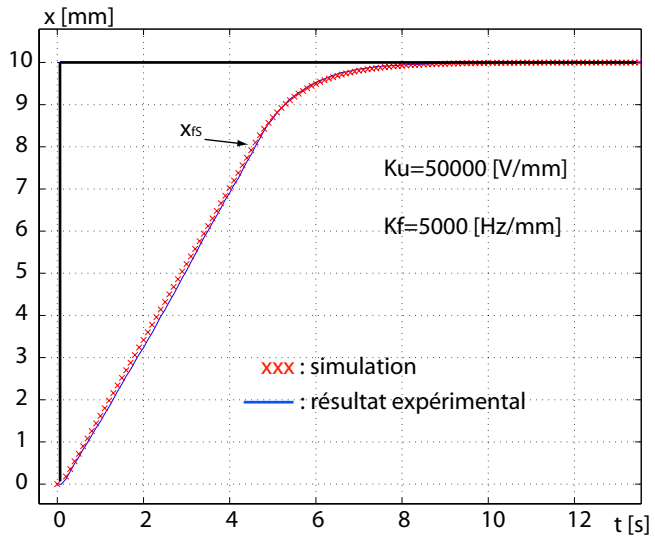


FIG. 4.29 – Utilisation de gains K_U élevé et K_f faible : équivalent au cas a d'abord puis cas d.

Enfin, nous testons des gains K_U et K_f faibles (Fig. 4.30). D'abord, la fréquence quitte la saturation à $x = x_{fs} = f_s/K_f$. Puis, quand $x = x_{Us} = U_s/K_U$, l'amplitude quitte la saturation. Selon les valeurs prises pour les deux gains, la circonstance inverse peut être aussi obtenue. L'erreur statique est choisie telle que $\varepsilon_s = U_0/K_U$.

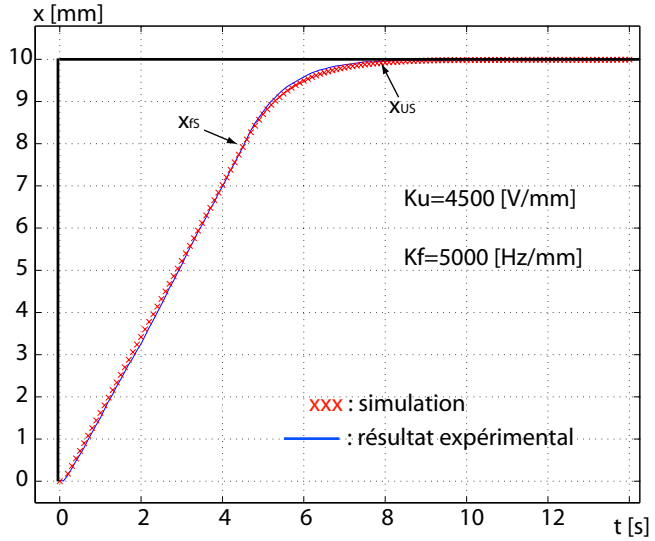


FIG. 4.30 – Utilisation de gains K_U et K_f faibles : équivalent au cas a d'abord puis au cas d et enfin au cas c.

4.5.6 Discussions

La commande proportionnelle U/f englobe quelques commandes classiquement utilisées : la commande plus-ou-moins, la commande proportionnelle et la commande proportionnelle en fréquence utilisée pour les systèmes *stick-slip*. Par rapport à cette dernière, l'avantage supplémentaire est le fait d'augmenter la résolution. Par rapport à la commande habituellement utilisée représentée par l'algorithme (4.50), la commande proportionnelle U/f est plus précise si le capteur utilisé le permet. En effet, la diminution de l'amplitude $U = K_U.\varepsilon$ conformément à l'erreur fait également diminuer la valeur du pas. De plus, la diminution de la fréquence $f = K_f.\varepsilon$ réduit le nombre de pas et donc le nombre de phases où il y a des vibrations.

Nous avons testé la commande classique de l'algorithme (4.50) ainsi que la commande proportionnelle U/f avec un capteur interférométrique de résolution $1,24nm$. Les installations utilisées ont un temps de rafraîchissement T_s et un temps de réponse T_r relativement importants : le conditionneur de l'interféromètre et le PC (Labview sous Windows-XP). Une faible fréquence est donc utilisée pour l'algorithme (4.50) afin d'éviter les oscillations autour de la valeur finale.

Les Fig. 4.31 montrent les résultats obtenus avec la commande classique en utilisant une consigne de $10\mu m$. L'agrandissement (Fig. 4.31-b) montre que l'erreur statique est de $130nm$ environs. Comme on le voit sur la figure, la résolution du mouvement juste avant l'arrêt est égale à la moitié d'un pas au lieu d'un pas. En fait nous utilisons un signal en dents-de-scie de valeur crête-à-crête ($\pm 150V$) de telle sorte qu'au moment de couper l'alimentation, seule la moitié de celle-ci est supprimée ($150V \rightarrow 0V$).

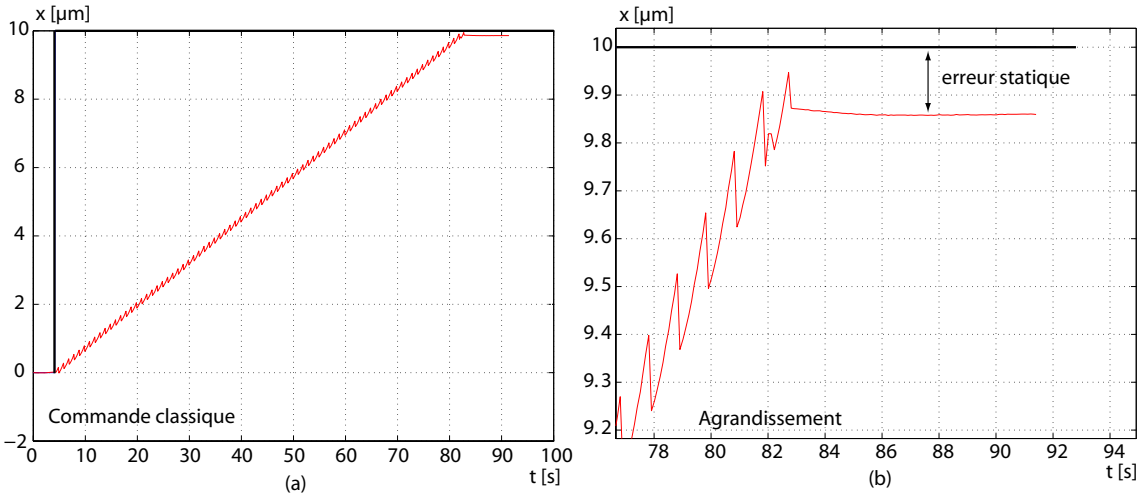


FIG. 4.31 – Commande proportionnelle U/f en utilisant un interféromètre. a : déplacement à grande distance. b : agrandissement de la position finale.

Les Fig. 4.32 montrent les résultats obtenus avec la commande proportionnelle U/f avec une consigne de $1mm$. L'agrandissement (Fig. 4.32-b) indique que l'amplitude et la fréquence deviennent de plus en plus petites. L'erreur statique devient également de plus en plus petite. En revanche, le rendement η_{pas} devient de plus en plus faible. Cela est causé par la diminution de l'amplitude U. L'accélération résultante durant la phase *slip* diminue également, ce qui réduit la force générée pour réaliser le glissement.

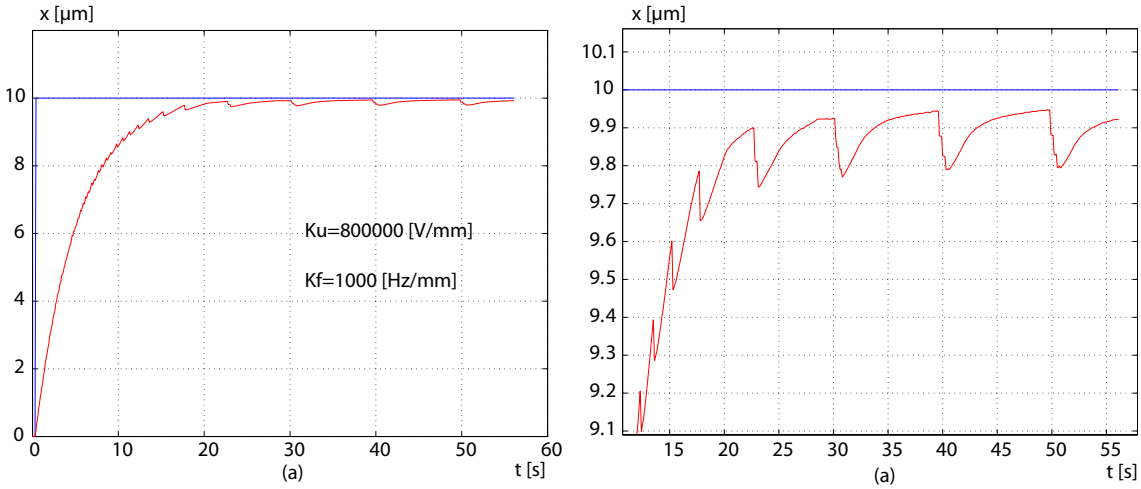


FIG. 4.32 – Commande classique en utilisant un interféromètre. a : déplacement à grande distance. b : agrandissement de la position finale.

4.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons établi deux types de modèles correspondant respectivement au fonctionnement en sous-pas et en grande distance. Nous avons également mis en oeuvre des lois de commande pour l'asservissement des positions linéaires et angulaires.

Dans un premier temps, le comportement du système à l'intérieur d'un pas (fonctionnement en sous-pas) a été modélisé par deux réalisations d'état correspondant au fonctionnement en translation et en rotation. Ces modèles ont été obtenus à partir des équations de la piézoélectricité associées aux actionneurs utilisés et du modèle de frottement élasto-plastique à simple état. Ce dernier a été choisi car il prend en compte l'état interne du contact durant la phase stick. La mise en oeuvre d'un contrôleur proportionnel et intégral (PI) a permis d'atteindre des performances suffisantes pour la réalisation de tâches de micro-assemblage de haute précision.

Dans un deuxième temps, un modèle pour les déplacements à grande distance à été élaboré. Dans ce modèle, la vitesse est bi-affine par rapport aux entrées considérées (fréquence f et amplitude U). Nous avons alors proposé une commande appelée « com-

mande proportionnelle U/F » dans laquelle ces deux grandeurs sont proportionnelles à l'erreur. L'analyse effectuée a montré que si le temps de rafraîchissement T_s du contrôleur est convenable, le système bouclé est toujours stable. Les avantages de ce nouveau contrôleur sont sa simplicité (comparable à celle d'une commande proportionnelle) et une amélioration de la résolution (diminution des vibrations et diminution de la valeur du pas quand le microsystème s'approche de la position consigne).

Chapitre 5

Modélisation et commande des poutres piézoélectriques

Ce chapitre est consacré à la commande des poutres piézoélectriques. Deux études sont menées : commande en déflexion et commande en force. Le déroulement du chapitre est le suivant. Pour la commande en déflexion, nous modélisons le transfert tension-déflexion avec l'approximation multilinéaire. Puis, un correcteur PID, un correcteur par placement de pôles robuste (RST) et deux correcteurs multivariables robustes (H_∞ et μ-synthèse) sont appliqués. Pour la commande en force, une estimation plus précise de celle-ci est d'abord présentée. L'estimation se base sur une modélisation non-linéaire complète (prenant en compte l'hystérésis et la dérive) du transfert tension-force-déflexion. La force étant connue, nous reprenons la technique d'approximation multilinéaire pour avoir un modèle tension-force à partir duquel les lois de commande seront synthétisées. Nous utiliserons les commandes PID et H_∞ pour la commande en force. La Fig. 5.1 résume le déroulement du chapitre. Dans un but d'utiliser des calculateurs numériques embarqués pour les poutres piézoélectriques, les contrôleurs synthétisés et l'estimateur de force présentées ici sont discrets.

5.1 Introduction

5.1.1 Motivation sur l'utilisation de poutres piézoélectriques

Une poutre piézoélectrique, utilisée comme effecteur au bout d'un microsystème, a trois fonctions principales : l'amélioration de la stratégie de micromanipulation, la mesure de la force de micromanipulation et l'actionnement pour la commande de cette force. Nous détaillons d'abord l'apport des poutres piézoélectriques en stratégie de micromanipulation.

A cause des effets d'échelle, principalement des forces d'adhésion, les méthodes de manipulation et d'assemblage dans le macromonde ne sont pas efficaces pour le micromonde. Le principe de prise-dépose classique pose des problèmes lorsqu'il est directement

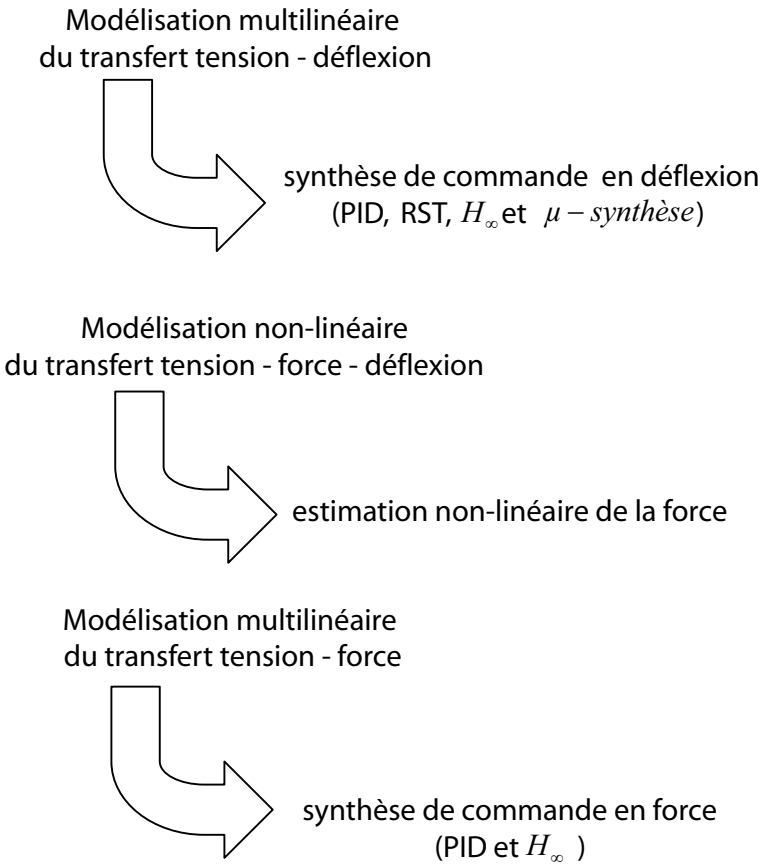


FIG. 5.1 – Déroulement du chapitre.

appliqué à un micro-objet. Il est donc nécessaire d'associer au principe de prise-dépose classique des stratégies convenables à la micromanipulation pour que le microassemblage soit réussi. Rappelons tout d'abord les méthodes existantes en stratégie de micromanipulation, principalement en dépose, avant de donner les raisons de l'utilisation de poutres piézoélectriques.

Une des stratégies les plus utilisées pour bien réussir un microassemblage ou une micromanipulation est de diminuer les forces d'adhésion entre les micromanipulateurs et les micro-objets. Par exemple, la mise en place d'un environnement contrôlé le permet [Zho01]. Son avantage majeur est que l'ensemble de la plate-forme bénéficie du même avantage : que ce soit les micro-objets en interaction entre eux ou les micro-objets en interaction avec les micromanipulateurs et effecteurs. Un autre moyen, plus ordinaire, est l'emploi d'organes terminaux à surface rugueuse et placés sur les effecteurs (Fig. 5.2-a et b). La force de Van der Waals se trouve diminuée dans ce cas. Des formes qui favorisent la décharge électrique peuvent également diminuer l'effet électrostatique. On peut aussi employer des organes terminaux à rugosité variable (Fig. 5.2-c et d) [Dio05]. Lors de

la prise et du transport d'un micro-objet, la surface en contact avec le micro-objet est plane, cela évite de le détruire. Quand on veut relâcher le micro-objet, deux autres doigts [1] de surface rugueuse initialement cachés viennent manipuler le micro-objet tandis que les doigts plans reculent (Fig. 5.2-d). Les forces d'adhésion lors de la dépose se trouvent ainsi réduites.

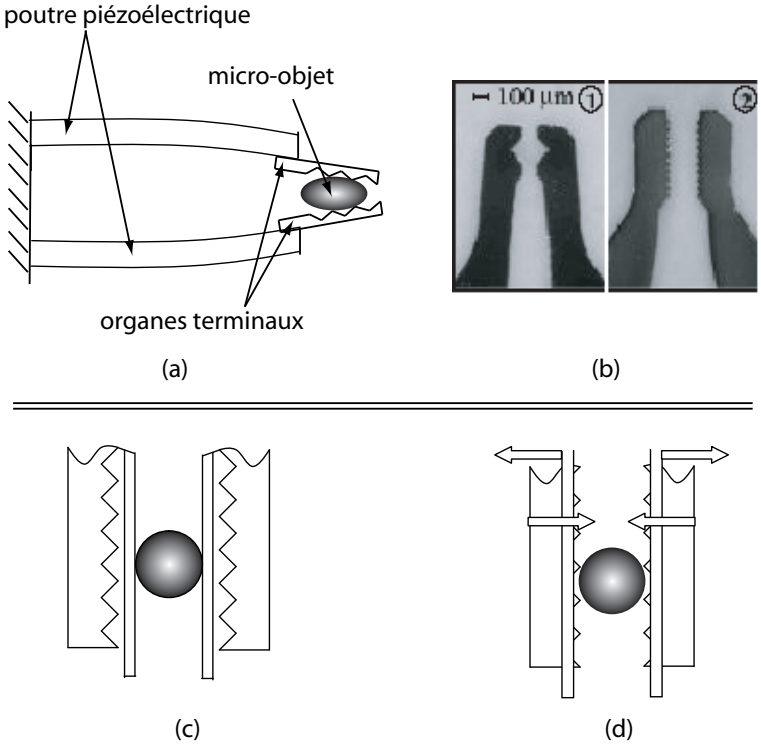


FIG. 5.2 – a : mise en place d'organes terminaux à rugosité élevée sur une micropince. b : exemple d'organes terminaux [Agn03b]. c et d : une micropince avec des effecteurs à rugosité variable [Dio05].

Une autre stratégie est de forcer le détachement du micro-objet de la micropince lors de la dépose. On pourra utiliser alors un troisième doigt qui le pousse verticalement (Fig. 5.3). Toutefois, il faut que l'adhésion entre le micro-objet et ce doigt supplémentaire soit plus petite que le poids ou plus petite que l'adhésion entre le micro-objet et le sol.

[1] Doigts : poutres qui composent une micropince.

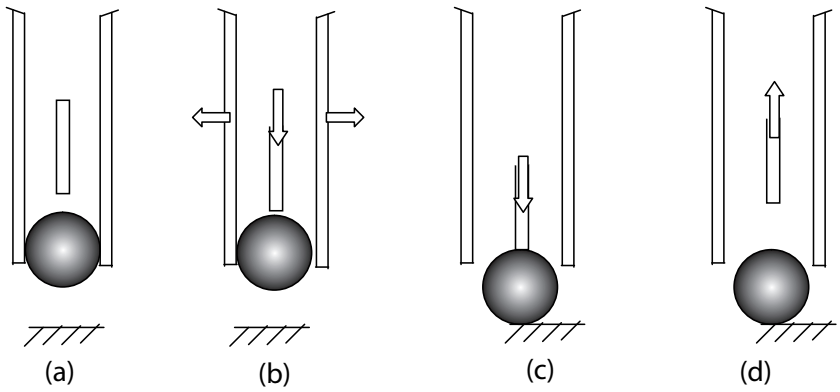


FIG. 5.3 – Utilisation d'un troisième doigt pour forcer la dépose.

Les forces d'adhésions sont très dominantes à partir d'une certaine taille si bien qu'un seul doigt, au lieu d'une micropince, suffit pour prendre et transporter les micro-objets. La dépose se complique dans ce cas. Si le micro-objet est une sphère ou un cylindre, il est possible de le déposer par roulement en la mettant en contact avec le sol puis en déplaçant l'effecteur horizontalement [Dio04](Fig. 5.4). L'angle que fait le doigt avec le plan horizontal peut aussi être exploité durant la dépose [Rol99]. C'est la dépose statique avec un angle donné.

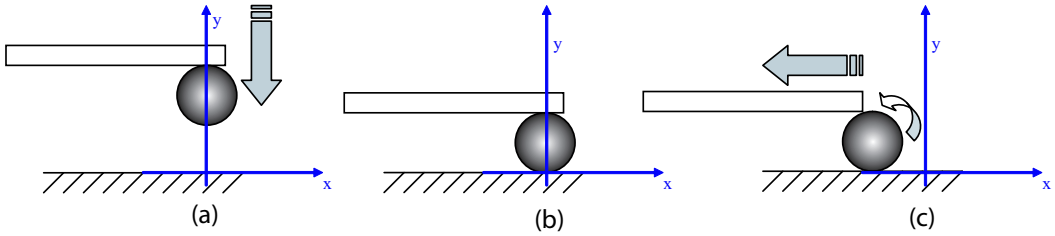


FIG. 5.4 – Dépose par roulement [Dio04].

Une autre stratégie développée consiste à exercer une accélération sur le doigt et le micro-objet [Hal03]. Lorsque la force d'inertie du micro-objet est suffisante, l'objet se détache (Fig. 5.5).

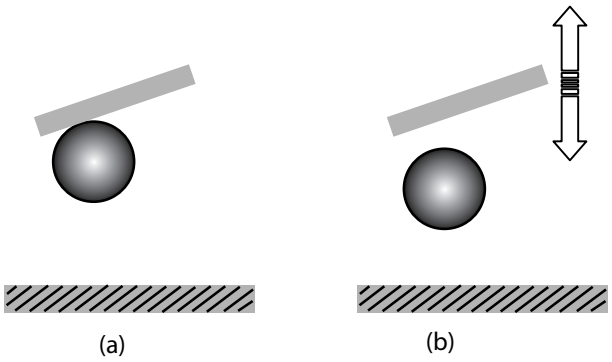


FIG. 5.5 – Dépose dynamique [Hal03].

Zhou et Nelson [Zho00b] ont montré expérimentalement que la dépose se fait plus facilement si on ondule ou si on augmente la force de maintien d'un micro-objet avant de le lâcher. Dans ce cas, l'utilisation de poutres actives contrôlées en force ou en déflexion serait très appréciée.

Pour notre station, une raison supplémentaire à l'ajout d'un effecteur actif au microsystème à 2ddl que nous avons présenté dans les chapitres précédents est de lui conférer une meilleure adaptabilité aux tâches de micromanipulation. Par exemple, lors d'une dépose dynamique, il se peut que l'amplitude d'oscillation soit supérieure à un micromètre. Dans ce cas, au lieu d'osciller à l'intérieur d'un pas (limité à 250nm), le microsystème doit faire un aller-retour sur quelques dizaines de pas. Or, les oscillations dues à la phase *slip* de chaque pas et la discontinuité des mouvements peuvent influencer la stratégie adoptée. Par ailleurs, le microsystème est trop lent pour générer de telles oscillations. En effet, pour effectuer $50\mu m$ d'amplitude, un doigt piézoélectrique bien dimensionné et contrôlé aurait un temps de réponse inférieur à $10ms$ alors que notre microsystème *stick-slip* nécessiterait $25ms$[2]. Pour les mêmes raisons, il est plus facile de contrôler en force une poutre active que de contrôler en force le microsystème *stick-slip*.

Enfin, lors d'une insertion d'un micro-objet dans un trou, si les microsystèmes qui l'ont transporté n'arrivent pas à la position exacte, il y a risque de détérioration soit des microsystèmes soit du micro-objet à cause de forces d'insertion élevées. Pour éviter cela, on peut améliorer le contrôle du positionnement des microsystèmes. Une seconde solution plus simple consiste à mettre une compliance passive sur les microsystèmes [Lee03]. L'avantage de l'utilisation de poutres actives est donc multiple.

5.1.2 Choix des poutres piézoélectriques

La rapidité et la densité de force des poutres piézoélectriques nous ont conduit à choisir ce type de matériau. Afin de permettre un alignement large et des stratégies de micromanipulation à grandes déflexions, nous avons choisi des poutres ayant une étendue

[2]Calculé avec la vitesse maximale du microsystème de $2mm/s$.

de déflexion de $-50\mu m \leqslant \delta \leqslant 50\mu m$ (Fig. 5.6-c). Pour cela, nous avons utilisé des poutres piézoélectriques unimorphes de dimensions actives $L \times l \times h = 15mm \times 2mm \times 0,3mm$ (Fig. 5.6).

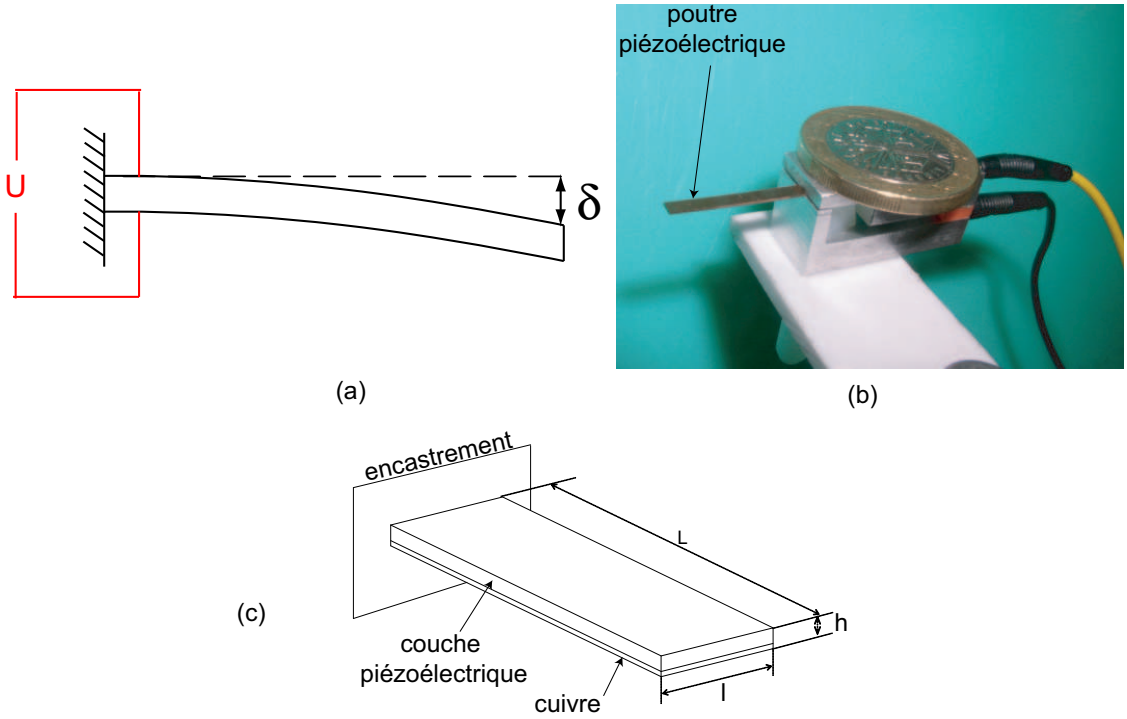


FIG. 5.6 – a : dimensions des poutres piézoélectriques. b : photographie d'une poutre.

Une poutre piézoélectrique unimorphe est composée d'une couche piézoélectrique et d'une couche mince métallique. La couche piézoélectrique est faite de PZT tandis que la couche métallique est en cuivre. L'épaisseur de cette dernière est de $0.1mm$.

5.2 Modélisation du transfert tension-déflexion

La modélisation des poutres piézoélectriques que nous allons développée ici doit :

- prendre en compte les phénomènes de non-linéarité,
- être simple pour un intérêt de la modularité, pour la facilité de l'identification et de la synthèse de contrôleur,
- mener à une consommation de calcul plus faible.

Nous rappelons d'abord les méthodes de modélisation existantes.

5.2.1 Etat de l'art sur la modélisation des poutres piézoélectriques

5.2.1.1 Modélisation linéaire

Le comportement linéaire statique d'une poutre piézoélectrique soumise à des contraintes mécanique, électrique et thermique est étudié depuis longtemps [IS78]. Cependant la modélisation physique a réellement commencé avec les travaux de *Smits and Choi* [Smi91]. Ils formulèrent la pente α à l'extrémité, la déflexion δ, le volume déplacé v et la charge Q en fonction du moment mécanique M, de la force F, de la charge uniforme p et de la tension électrique U pour les poutres bimorphes (Fig. 5.7) en utilisant les calculs énergétiques. La température fût introduite dans les équations quelques années plus tard [Smi93]. Dans le cas d'une excitation électrique U, *Rogacheva et al.* [Rog98] puis *Chang and Chou* [Cha99] ont montré que la dérivée partielle $\frac{\partial \delta}{\partial U}$, c'est-à-dire la constante piézoélectrique d, était dépendante de la fréquence d'alimentation. Enfin, *Weinberg* [Wei99] a étendu la formulation physique des poutres piézoélectriques aux poutres multicouches.

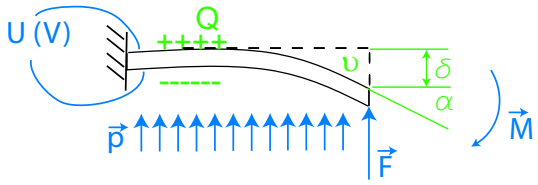


FIG. 5.7 – Une poutre piézoélectrique soumise à des excitations externes.

5.2.1.2 Modélisation non-linéaire

Lorsque le champ électrique appliqué devient supérieur à 15% du champ maximal, le modèle linéaire n'est plus convenable car les phénomènes d'hystérésis et de dérive deviennent perceptibles [Zho](Fig. 5.8). La dérive (fluage ou '*creeping*') est définie comme la perte en déflexion dans le temps sans cause extérieure. Pour modéliser les non-linéarités d'un matériau piézoélectrique, il existe trois approches : la modélisation microscopique, la modélisation semi-macroscopique et la modélisation macroscopique.

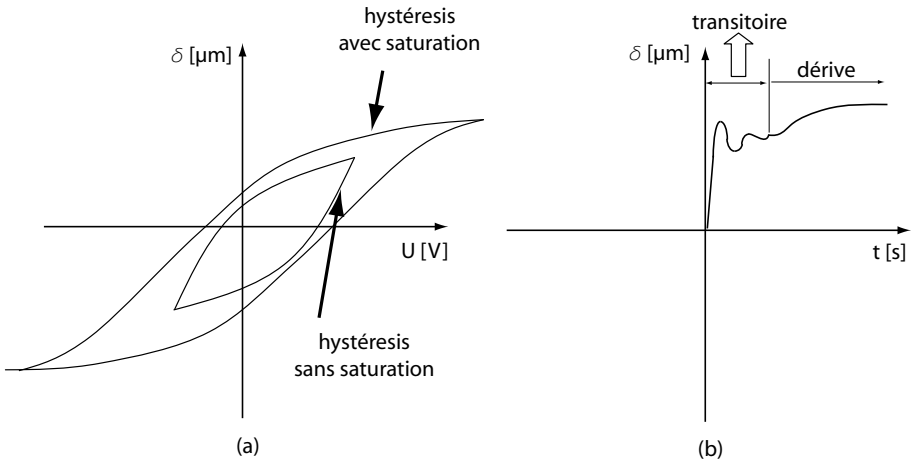


FIG. 5.8 – a : phénomène d'hystéresis. b : phénomène de dérive.

La modélisation microscopique est fondée sur les relations d'énergie appliquées au niveau atomique ou moléculaire [Omu91]. Cette approche présente un degré de détail élevé et son implémentation est très difficile à cause du nombre de paramètres mis en jeu. C'est l'approche la moins utilisée pour notre domaine d'application.

La modélisation semi-macroscopique des hystéresis des matériaux piézoélectriques utilise en même temps les relations d'énergie et l'approche moyenne macroscopique. Elle fournit un nombre de paramètres moins élevé. Son principe est basé sur les principes de Boltzman, la théorie des domaines et quelques ajustements de paramètres à partir d'expérimentation [Smi99] [Smi01].

Enfin, la modélisation macroscopique, ou modélisation phénoménologique, est basée sur des expressions mathématiques avec des paramètres à déterminer empiriquement. Pour modéliser les non-linéarités des matériaux piézoélectriques, de telles approches ont été développées dans les années 90 [Zha93] [Ge95] [Gol97a]. La célébrité et le développement de l'analyse concernant l'opérateur de Preisach ont mené la plupart des auteurs à l'utiliser vers la fin des années 90 et le début du millénaire [Ge97] [Gal97] [Rob01] [Mra02] [Dub05]. Enfin, la notion de '*tuning voltage*' a été abordée pour modéliser l'hystéresis [Low95] [Lin04]. Il s'agit d'un modèle dont quelques paramètres décident de la forme de l'hystéresis (modèle de *Bouc-Wen*).

Pour modéliser la dérive et avoir ainsi un modèle complet des non-linéarités des matériaux piézoélectriques, *Jung et al.* [Jun00] proposa d'utiliser une formulation fondée sur la fonction logarithmique. Dans le même concept, la notion d'opérateur de dérive linéaire a été introduite [Kuhb] [Gol97b] [Cro01]. L'opérateur de dérive linéaire consiste à considérer la dérive comme une combinaison de solutions de systèmes dynamiques linéaires du premier ordre.

5.2.2 Modélisation statique

La modélisation linéaire d'une poutre piézoélectrique n'est plus suffisante dès que la déflexion devient grande. Des auteurs ont proposé alors des modèles de comportement et appliquent une compensation par inversion de modèles pour que le comportement final devienne linéaire.

Notre proposition consiste à approximer la courbe non-linéaire par une courbe multi-linéaire [3] [Gil00]. La modélisation que nous déduisons avec une telle approximation est simple et ne nécessite aucun modèle non-linéaire ce qui facilite la synthèse du correcteur. Un autre avantage est la simplicité d'identification du modèle. Enfin, la consommation de puissance de calcul et de mémoire se voit réduite car aucune inversion ou compensation n'est nécessaire.

Dans la modélisation multilinéaire, la courbe d'hystéresis est brisée en segments de droite (Fig. 5.9-a). Si l'on prend une droite (D_r) variable, sa pente et sa valeur à l'origine sont dépendantes du passé et du présent de l'entrée U. Notons-les respectivement [4] $\alpha(.)$ et $\delta_{U0}(.)$. Comme il s'agit de représenter le phénomène dans le plan $(OU\delta)$, le modèle issu est un modèle statique. L'approximation multilinéaire de l'hystéresis est alors donnée par la formule pseudo-linéaire suivante :

$$\delta(\mathrm{t}) = \alpha(.).U(t) + \delta_{U0}(.) \tag{5.1}$$

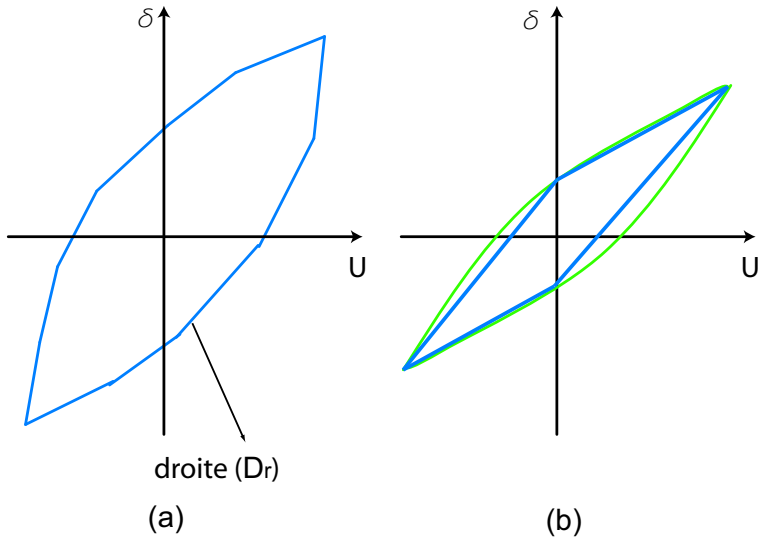


FIG. 5.9 – a : approximation multilinéaire. b : approximation quadrilatérale.

[3] Appelée aussi plurilinéaire, linéaire par morceaux ou encore courbe brisée.
[4] La notation $v(.)$ indique la dépendance du paramètre v à des grandeurs non-précisées.

Or, on sait qu'en modèle linéaire classique, si les excitations externes sont la force $F(t)$ et la tension $U(t)$, les équations d'une poutre piézoélectrique est de la forme suivante [Smi91] [Wei99] [Had00] :

$$\delta(\mathrm{t}) = c_p.U + c_e.F \tag{5.2}$$

où c_p indique une constante piézoélectrique et c_e indique une constante élastique de la poutre.

Tant que l'on ne passe pas en déformation plastique (grandes déformations), l'hystérésis provient seulement du champ électrique [Pon05]. En effet, les piézocéramiques sont des matériaux ferroélectriques dont le comportement est similaire aux matériaux ferromagnétiques. Si l'on intègre la force F dans l'équation pseudo-linéaire (5.1), on obtient :

$$\delta(\mathrm{t}) = \alpha(.).U + \delta_{U0}(.) + c_e.F \tag{5.3}$$

Pour prendre en compte la dérive, nous proposons de la considérer comme une déflexion supplémentaire due à une force fictive $F_c(t)$ variant dans le temps. L'approximation pseudo-linéaire finale incluant l'hystéresis et la dérive est donc :

$$\delta(\mathrm{t}) = \alpha(.).U + \delta_{U0}(.) + c_e.F + c_{ec}.F_c \tag{5.4}$$

où c_{ec} indique le coefficient élastique pour la force fictive.

Si on regroupe la dérive $c_{ec}.F_c$, la partie mécanique $c_e.F$ et la valeur à l'origine $\delta_{U0}(.)$ dans une valeur à l'origine générale notée δ_{G0}, on a :

$$\delta(\mathrm{t}) = \alpha(.).U + \delta_{G0}(.) \tag{5.5}$$

Supposons pour le moment que l'hystérésis est statique. Supposons également qu'on n'atteint pas la saturation de l'hystérésis. Dans ce dernier cas, une approximation quadrilatérale est suffisante (Fig. 5.9-b). L'hystérésis est statique (*rate-indépendant*) si sa forme est indépendante de la fréquence de l'alimentation U, sinon, il est dynamique.

Dans l'approximation quadrilatérale, soient D_{rM} et D_{rm} les deux droites ayant respectivement la pente maximale α_M et la pente minimale α_m sur les quatre droites du quadrilatère telles que :

$$\left\{ \begin{array}{lcl} (D_{rM}) & : & \delta(\mathrm{t}) = \alpha_M.U + \delta_M(.) \\ (D_{rm}) & : & \delta(\mathrm{t}) = \alpha_m.U + \delta_m(.) \end{array} \right. \tag{5.6}$$

dans lesquelles $\delta_M(.)$ (respectivement $\delta_m(.)$) indique la valeur à l'origine générale maximale (respectivement minimale) comme dans l'équation (5.5).

Soient α_O la moyenne et α_E le rayon des pentes α_M et α_m :

$$\begin{cases} \alpha_O = \frac{\alpha_M + \alpha_m}{2} \\ \alpha_E = \frac{\alpha_M - \alpha_m}{2} \end{cases} \tag{5.7}$$

Notre approche consiste à utiliser une droite nominale ayant une pente nominale α_O et une valeur à l'origine nominale δ_0 :

$$\delta(\mathrm{t}) = \alpha_0.U + \delta_0(.) \tag{5.8}$$

Par ailleurs, le système réel, c'est-à-dire l'hystérésis, peut s'écrire comme suit :

$$\begin{cases} \delta(\mathrm{t}) = \alpha_{system}.U + \delta_0(.) \\ \alpha_0 - \alpha_E \leq \alpha_{system} \leq \alpha_0 + \alpha_E \end{cases} \tag{5.9}$$

L'équation (5.8) correspond à un système linéaire statique soumis à une perturbation $\frac{\delta_0(.)}{\alpha_0}$ (Fig. 5.10).

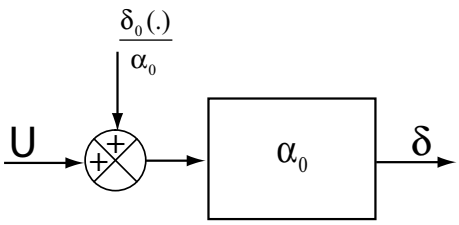


FIG. 5.10 – Modèle nominal statique.

5.2.3 Modélisation dynamique

Pour introduire la partie dynamique, nous analysons d'abord l'hystérésis dans le plan statique, c'est-à-dire plan ($OU\delta$). Nous vérifions si l'hystérésis lui-même est statique ou dynamique. Pour cela, on applique une tension sinusoïdale à la poutre piézoélectrique et on trace l'amplitude de la déflexion δ en fonction de l'amplitude de la tension U. Il apparaît que l'hystérésis est dynamique (Fig. 5.11) [May91].

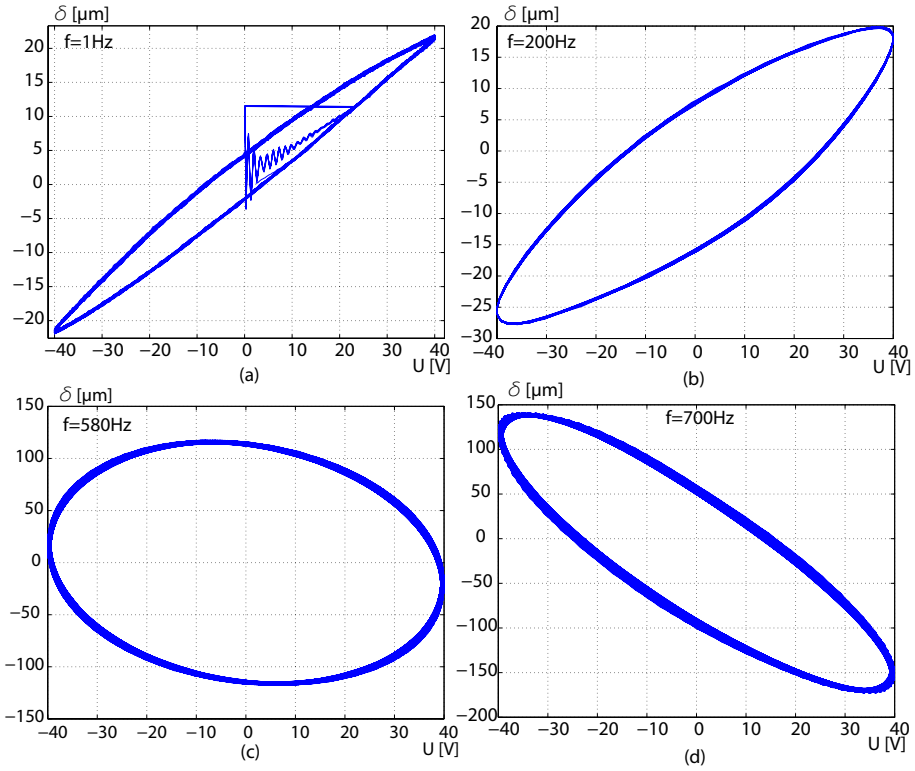


FIG. 5.11 – L'hystérésis de la poutre piézoélectrique est dynamique (*rate-dependant*).

Quand la fréquence est inférieure à une certaine valeur, la forme de l'hystérésis reste inchangée et l'amplitude de la déflexion atteint $23\mu m$ pour une amplitude d'entrée de $40V$ (Fig. 5.11-a). En augmentant la fréquence, la forme change. On aperçoit le déphasage sur la forme obtenue. Par exemple, aux environs de $f = 580Hz$, le déphasage est de 90° (Fig. 5.11-c). Il apparaît aussi qu'une résonance apparaît au voisinages de $700Hz$, l'amplitude est maximale à cette valeur (Fig. 5.11-d).

On remarque aussi que pour une fréquence donnée, les axes des boucles internes présentent une petite orientation par rapport aux axes des boucles externes (Fig. 5.12). Lors de l'identification des paramètres statiques α_O et α_E, nous utilisons seulement la boucle majeure et nous supposerons que les petites différences par rapport aux boucles mineures sont prises en compte par la robustesse du contrôleur que nous synthétisons.

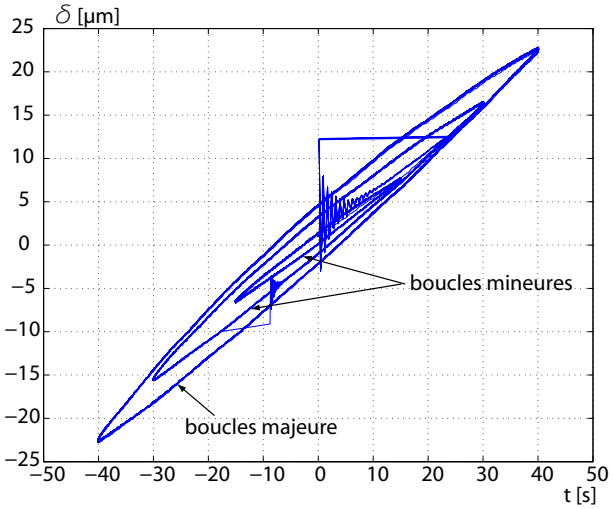


FIG. 5.12 – Orientation des boucles internes par rapport aux boucles externes.

Notons $H_d(U)$ l'opérateur qui modélise le comportement de la poutre piézoélectrique (Fig. 5.13-a). Il est assimilé à un opérateur d'hystérésis dynamique. Comme la modélisation multilinéaire (et donc quadrilatérale) ne fonctionne qu'avec un hystérésis statique, il est intéressant de vérifier si l'opérateur $H_d(U)$ peut être écrit en fonction d'un opérateur d'hystérésis statique. Nous montrons ci-dessous que l'expérimentation nous le permet. En fait, l'hystérésis dynamique $H_d(U)$ est équivalente à la mise en série d'un hystérésis statique $H_i(U)$ et d'une partie dynamique $D(p)$ où p est la variable de *Laplace* (Fig. 5.13-b). $H_i(U)$ dépend de l'amplitude de U mais non de la fréquence tandis que $D(p)$ dépend de la fréquence mais non de l'amplitude. L'hystérésis n'influence donc que sur le gain statique. Détaillons les étapes d'expérimentation et de validation de ce principe de séparation.

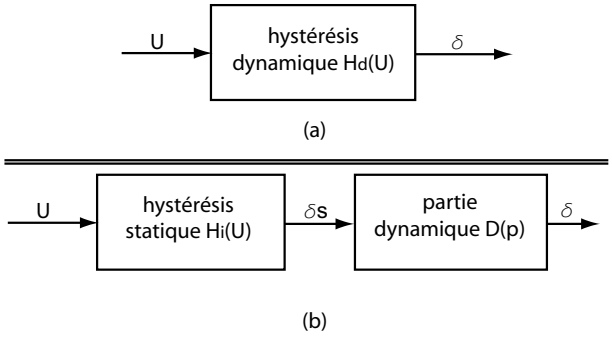


FIG. 5.13 – a : la poutre piézoélectrique a le comportement d'un hystérésis dynamique noté $H_d(U)$. b : l'hystérésis dynamique $H_d(U)$ est équivalente à la mise en série d'un hystérésis statique $H_i(U)$ et d'une partie dynamique linéaire $D(p)$.

5.2.3.1 Validation du principe de séparation

Etape 1 : on réalise une étude harmonique sur le doigt piézoélectrique, c'est-à-dire à $H_d(U)$. La Fig. 5.14 donne le tracé de sa magnitude.

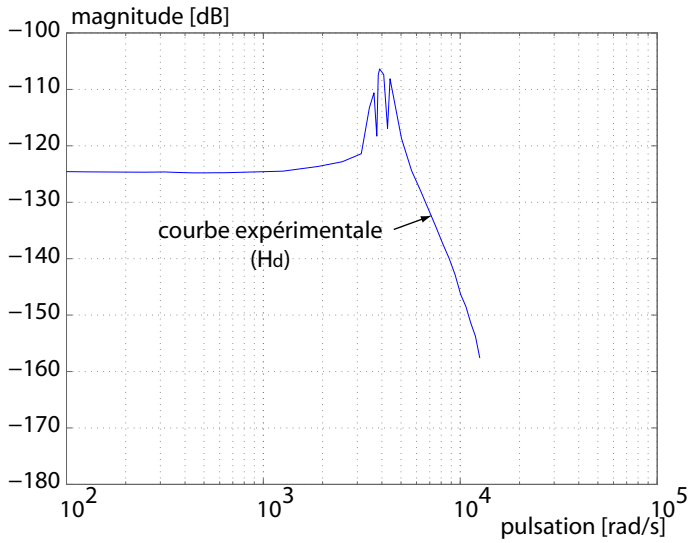


FIG. 5.14 – Magnitudes de $H_d(U)$.

Etape 2 : on applique une tension rectangulaire au doigt avec une amplitude et une fréquence définies. On peut remarquer le phénomène de dérive (Fig. 5.15-a). On constate que les parties dynamiques des réponses en échelon sont similaires ce qui nous indique que la dynamique est invariante dans le temps.

Etape 3 : on applique ensuite une tension rectangulaire mais de fréquence et d'amplitude variables. On remarque toujours l'invariance des parties transitoires.

Etape 4 : compte tenu de l'invariance des parties transitoires, on peut identifier la dynamique $D(p)$ du doigt à partir de n'importe quel échelon (Fig. 5.15-b). Son expression peut être approximée par un système du second ordre [Low95] [Had00] :

$$D(p) = \frac{1}{a.p^2 + b.p + 1} \tag{5.10}$$

Après identification, on obtient $a = 4,722 \times 10^{-8}$ et $b = 1,304 \times 10^{-5}$.

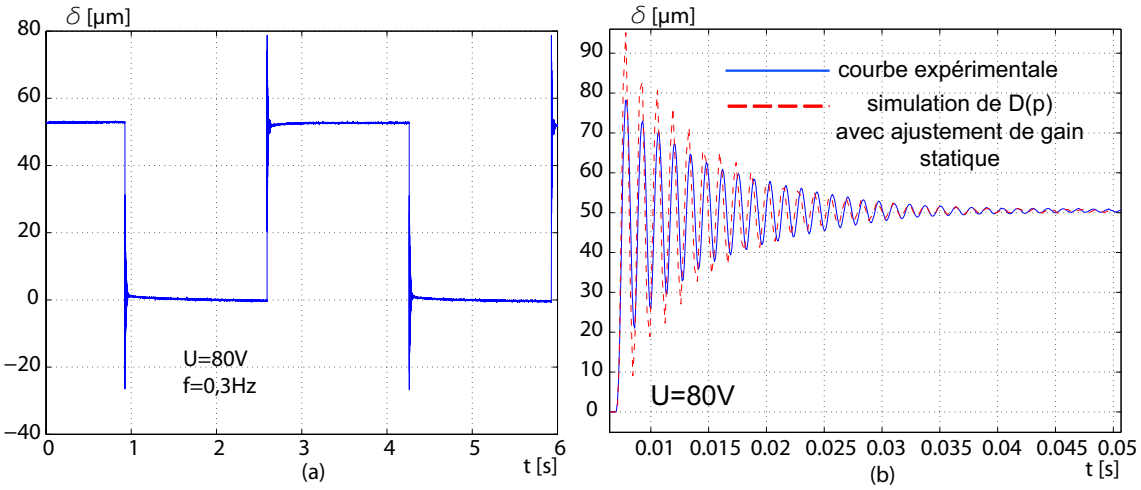


FIG. 5.15 – a : réponse de la poutre piézoélectrique à un signal rectangulaire. b : agrandissement sur une partie transitoire (avant le début de la dérive) afin d'identifier $D(p)$.

Etape 5 : on trace la magnitude de $D(p)$ de l'équation (5.10) sur le même graphe que la magnitude du système réel $H_d(U)$. Après ajustement du gain statique de $D(p)$, on remarque que les deux magnitudes coïncident approximativement (Fig. 5.16). Si on choisit un ordre plus élevé pour $D(p)$, on améliore la qualité de l'approximation. La courbe en trait-x de la Fig. 5.16 donne le résultat, après ajustement du gain statique, d'un modèle d'ordre six identifié par ARMAX dont l'équation est :

$$D(p) = \frac{\begin{array}{l} -\left(2,426\times10^{-6}.p-1\right).\left(50\times10^{-6}.p+1\right) \\ \left(6,862\times10^{-9}.p^2-3,38\times10^{-6}.p+1\right).\left(7,5\times10^{-10}.p^2-4,2\times10^{-6}.p+1\right) \end{array}}{\begin{array}{l} \left(6.8\times10^{-6}.p+1\right).\left(169\times10^{-6}.p+1\right) \\ \left(46\times10^{-9}.p^2+20,93\times10^{-6}.p+1\right).\left(5,14\times10^{-9}.p^2+97,5\times10^{-6}.p+1\right) \end{array}} \tag{5.11}$$

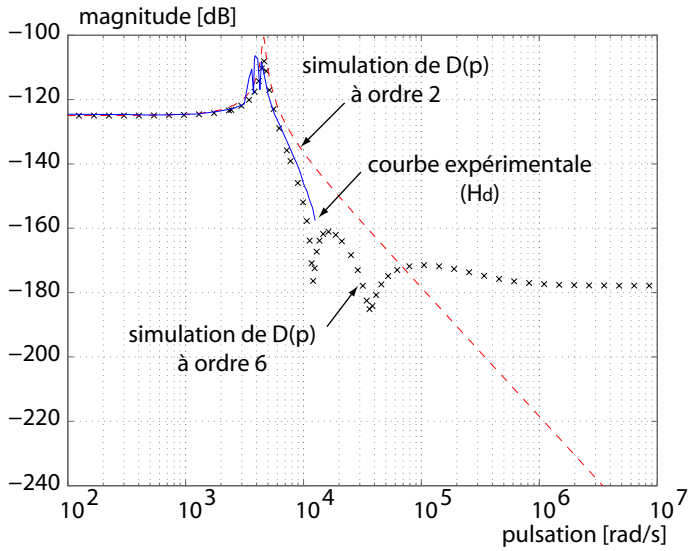


FIG. 5.16 – Magnitudes de H_i (trait continu), de $D(p)$ avec l'équation (5.10) (trait caché) et de $D(p)$ avec l'équation (5.11) (trait-x).

Etape 6 : pour vérifier la validité du principe de séparation proposée, il faut utiliser un modèle d'hystérésis statique H_i. Nous choisissons le modèle d'hystérésis de Bouc-Wen (rappelé dans la Section-5.2.3.2 en raison de sa simplicité. La proximité des courbes obtenues avec le système réel $H_d(U)$ et la simulation $H_i(U).D(p)$ nous permet de valider le principe de séparation (Fig. 5.17). Nous utilisons l'équation (5.11) pour $D(p)$ pour cette validation car elle est plus précise. Le modèle du second ordre dans l'équation (5.10) sera utilisé pour la synthèse des contrôleurs pour des raisons de simplicité.

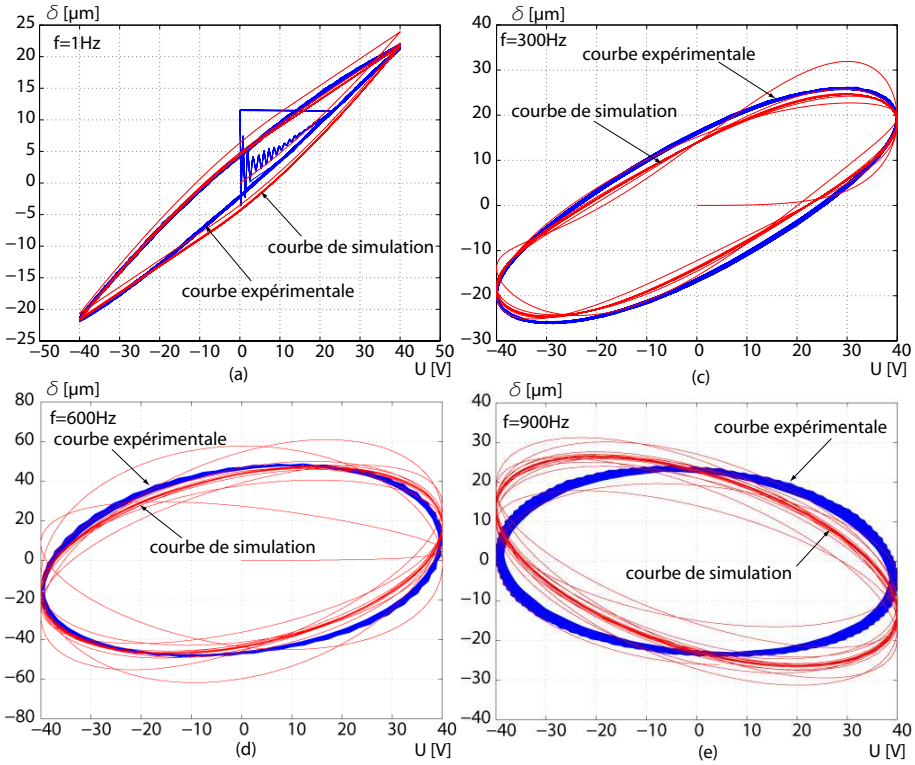


FIG. 5.17 – Comparaison de la simulation de $H_i\,(U)\,.D(p)$ et de la courbe expérimentale $(H_d\,(U))$.

Etape 7 : les valeurs de α_0 et α_E sont obtenues avec une courbe expérimentale effectuée à très basse fréquence. Nous avons utilisé une fréquence de $f = 0,2Hz$. On obtient $\alpha_O = 502 \times 10^{-9}$ et $\alpha_E = 64 \times 10^{-9}$.

5.2.3.2 Modèle de Bouc-Wen appliqué aux poutres piézoélectriques

Le modèle d'hystérésis de Bouc [Bou67] amélioré par Wen [Wen76], initialement introduit en analyse vibratoire en mécanique non-linéaire, possède une simplicité mathématique intéressante et est capable de représenter une large classe d'hystérésis [Sai97]. C'est un système d'équations différentielles non-linéaires. Le modèle statique adapté pour les poutres piézoélectriques décrites par la Fig. 5.18 s'écrit comme suit [Jou92] [Low95] :

$$\delta = s_p.F + (d_p.U - h) \tag{5.12}$$

$$\dot{h} = A^{bw}.\dot{U} - B^{bw}.\left|\dot{U}\right|.h - \Gamma^{bw}.\dot{U}.\left|h\right| \tag{5.13}$$

dans lesquelles :

- s_p représente la susceptibilité élastique de la poutre piézoélectrique,
- d_p est le coefficient piézoélectrique de charge de la forme *Strain-Charge*,
- F représente la force extérieure appliquée à la poutre piézoélectrique. Elle est nulle durant cette expérimentation.
- h est une variable interne,
- U est la tension appliquée,
- A^{bw} est un paramètre qui détermine l'ampleur de l'hystérésis,
- B^{bw} et Γ^{bw} sont des paramètres qui déterminent la forme de l'hystérésis.

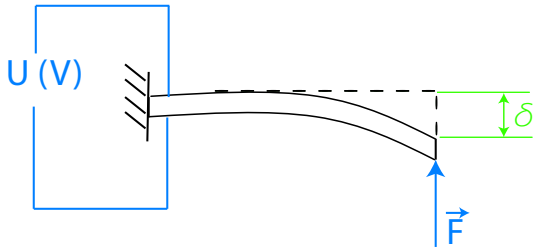


FIG. 5.18 – Une poutre piézoélectrique soumise à des excitations mécanique et électrique.

Des études ont été faites pour faciliter la recherche des paramètres d'hystérésis A^{bw}, B^{bw} et Γ^{bw} [Bab81] [Won94a] [Won94b] [Erl04]. On obtient :

$$\begin{cases} d_p = 1,0773 \times 10^{-6} m/V \\ A^{bw} = 6,0648 \times 10^{-7} m/V \\ B^{bw} = 0,00833 V^{-1} \\ \Gamma^{bw} = 0,00833 V^{-1} \end{cases} \tag{5.14}$$

5.2.4 Conclusion sur le modèle à commander

Le modèle du transfert tension-déflexion que nous utilisons pour la synthèse de contrôleur est le suivant :

$$\delta(p) = \frac{\alpha_0}{a.p^2 + b.p + 1}.U(p) + \frac{1}{a.p^2 + b.p + 1}\delta_0 \tag{5.15}$$

Rappelons que ce modèle a été basé sur l'approximation multilinéaire, plus précisément quadrilatérale. La force appliquée à la poutre piézoélectrique et le phénomène de dérive sont compris dans δ_0 qui est considéré comme une perturbation. Par ailleurs, l'hystérésis est compris dans δ_0 et dans α_0. Ainsi, le système réel est équivalent au modèle nominal (5.15) dont le gain statique α_{reel} est équivalent à α_0 associée à une incertitude tel que :

$$\alpha_0 - \alpha_E \leqslant \alpha_{reel} \leqslant \alpha_0 + \alpha_E \tag{5.16}$$

Le schéma du système nominal est représenté par la Fig. 5.19

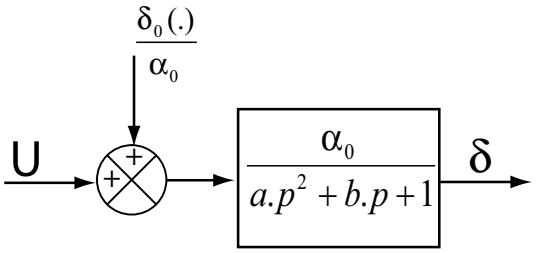


FIG. 5.19 – Système à commander.

5.3 Commande en déflexion

Dans cette section, nous synthétisons un contrôleur pour la déflexion de la poutre piézoélectrique. Le cahier des charges choisi pour la synthèse est comme suit :

- temps de réponse inférieur ou égal à $10ms$,
- dépassement inférieur à $0,1\%$,
- rejet des perturbations convenable. L'erreur statique due à la perturbation doit être inférieure à $\frac{1}{300}\mu m/mN$,
- le correcteur étant dédié à un microcontrôleur embarqué, une attention particulière doit être affectée à la simplicité du correcteur discret synthétisé,
- aptitude à intégrer les variations des modèles.

Prenant en compte la bande-passante des poutres piézoélectriques, le temps de réponse voulu et la puissance de calcul des microcontrôleurs, nous choisissons comme période d'échantillonnage $T_s = 0,2ms$. Nous envisageons quatre types de commandes : la commande PID, la commande RST, la commande H_∞ standard et la μ-synthèse. Les performances issues de ces correcteurs seront comparées à la fin de la section. Faisons d'abord un rappel des méthodes existantes en commande des systèmes piézoélectriques.

5.3.1 Etat de l'art sur la commande des poutres piézoélectriques

5.3.1.1 Commande en boucle-ouverte

Les matériaux piézoélectriques, notamment les structures de type poutre, présentent des caractéristiques non-linéaires. La répétabilité de leur sortie est donc mauvaise. Les auteurs essayent de linéariser le comportement non-linéaire en boucle-ouverte. Deux méthodes co-existent : la compensation de modèle et la compensation de charge.

Compensation de modèle : on inverse un opérateur d'hystéresis et on le place devant le système (Fig. 5.20). Le système final ainsi obtenu est linéaire mais la qualité des résultats dépend de l'exactitude du modèle, de la méthode d'inversion utilisés et de

l'invariance dy système (vieillissement, effets de la température, etc.). Pour exemples, [Gal97] [Hu03] [Dub05] utilisent l'opérateur de Preisach. [Jun00] [Cro01] [Kuha] [Jun01] ajoutent à l'opérateur de preisach un modèle de dérive pour compléter la prise en compte des non-linéarités. Par ailleurs, *Cruz-Hernandez and Hayward* [CH97] [CH98] considèrent que l'hystéresis peut être approximé par un déphaseur et introduit la notion de variables phaseurs pour réduire l'hystéresis. Enfin, *lining et al.* [Lin04] inversent le modèle qu'ils ont développé pour linéariser l'hystéresis.

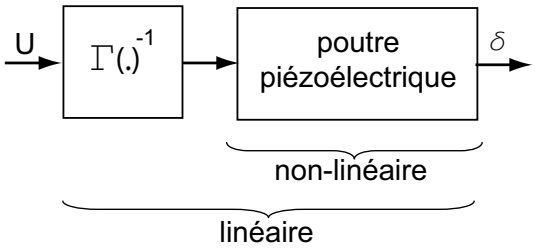


FIG. 5.20 – Linéarisation par compensation de modèle.

Compensation de charge (Q-charge compensation) : tandis que la déformation d'un matériau piézoélectrique est non-linéaire par rapport à la tension appliquée, le lien entre déformation et charge électrique est pratiquement linéaire. Quelques auteurs exploitent cette caractéristique en convertissant d'abord la tension d'entrée en charge électrique à l'aide de circuits électroniques [Com81] [Mai95](Fig. 5.21). Cette méthode considère seulement l'hystéresis. On utilise alors la conversion du courant au lieu de la tension pour prendre en compte la dérive [New82] [New96] [Jan]. Cependant, cette dernière méthode n'est pas efficace en industrie car il est impossible de maintenir la charge indéfiniment constante [Agn03b]. *Agnus et Chaillet* [Agn03a] proposent alors la commande Q/V combinant à la fois la commande en charge et la commande en tension.

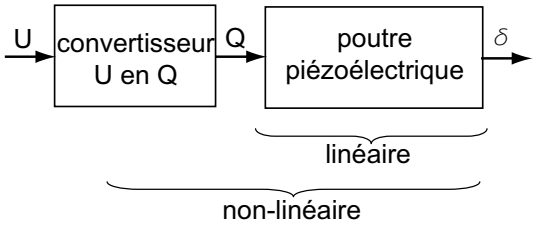


FIG. 5.21 – Linéarisation par compensation de charge (Q-charge compensation).

5.3.1.2 Commande en boucle-fermée

Quand un système commandé en boucle ouverte est soumis à des perturbations, la précision, voire la stabilité, sont influencées. La nécessité d'une commande en boucle fermée est primordiale dans ce cas. Dans le cas de faibles déformations où la considération

linéaire est suffisante, les contrôleurs PID ont donné de bonnes performances. Quand les déformations deviennent grandes, d'autres méthodes sont utilisées. Par exemple, *Ge et Jouaneh* [Ge97] et *Choi et al.* [Cho04] combinent inversion de modèle d'hystéresis et contrôleur PID. D'autres auteurs [Jan99] [Ge96] utilisent des contrôleurs robustes avec les inversions de modèles. Quant à Chen [Che99], il emploie une linéarisation stochastique du modèle employé dans [Low95] et applique ensuite un correcteur H_∞. *Zhong et al.* [Zho] emploient un modèle semi-macroscopique et synthétisent un contrôleur optimal. *Gorbet et al.* [Gor01] emploient le modèle de Preisach et établissent un correcteur par passivité. Enfin, d'autres auteurs proposent des contrôleurs adaptatifs. La plupart de ces auteurs emploient de l'intelligence artificielle pour modéliser en temps réel le système et associent un contrôleur PID adaptatif. La modélisation en temps réel est fondée soit sur des méthodes d'apprentissage [Li] [Yu92] [Ras94] soit sur des réseaux de neurones [Cet93] [Xu] [Son].

5.3.2 Commande par PID discret

Un correcteur PID classique discret est élaboré (Fig. 5.22). Les paramètres sont initialement déterminés par la méthode de *Takahashi* puis affinés pendant les expériences. Le correcteur est :

$$K_{PID} = K_p + K_i.\frac{T_s}{z-1} + K_d.\frac{z-1}{(z-0,0001)\,.T_s} \tag{5.17}$$

où T_s est la période d'échantillonnage. $K_p = 160065$, $K_i = 125541818$ et $K_d = 59$.

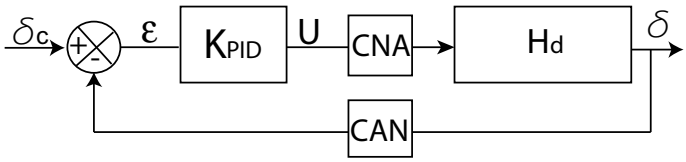


FIG. 5.22 – Mise en place d'un correcteur PID.

Afin de visualiser les effets de l'hystérésis, les consignes en échelon que nous appliquons sont de grande amplitude : $50\mu m$. Le meilleur compromis, temps de réponse - dépassement, obtenu avec le PID donne $t_r \approx 35ms$ et un dépassement quasiment nul (Fig. 5.23).

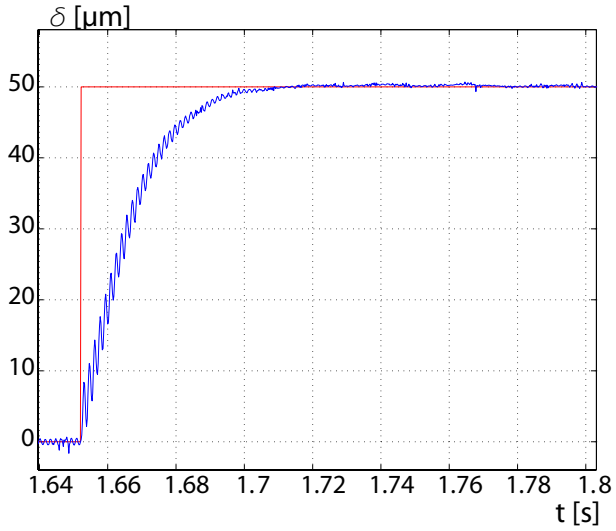


FIG. 5.23 – Résultat expérimental avec un correcteur PID.

5.3.3 Commande par placement de pôles robuste (RST)

5.3.3.1 Principe

Dans cette partie, nous utiliserons une commande par placement de pôles robuste du type RST. Malgré le fait que cette approche a été systématiquement décrite pour la commande numérique, nous calculons d'abord le régulateur dans le domaine pseudo-continu avant de le mettre en discret. Nous utiliserons donc la transformation bilinéaire. Un rappel de celle-ci est faite dans la Section-5.3.4.4. Le schéma de principe est représenté par la Fig. 5.24, dans lequel R, S et T sont les polynômes qui composent le régulateur, $G = \frac{B}{A}$ est le modèle du système à commander et d une perturbation.

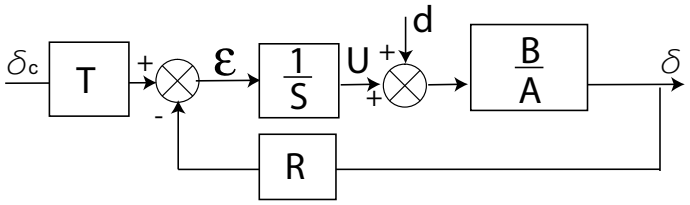


FIG. 5.24 – Schéma de principe de la commande RST.

D'après la figure précédente, on obtient la relation suivante :

$$\delta = \frac{B.T}{A.S + B.R}.\delta_c + \frac{B.S}{A.S + B.R}.d \tag{5.18}$$

Ayant un polynôme de référence A_m, le but est de calculer S et R tel que :

$$A.S + B.R = A_m \tag{5.19}$$

L'équation précédente est appelée problème de Diophante ou équation de Bezout. Pour la resoudre, elle est mise sous la forme du système de Sylvester (pour plus de détails, voir par exemple [dL96] [Tho02] ou [Bou06]).

Dans le cas où la perturbation est une constante, elle sera rejetée si :

$$S = p.S_i(p) \tag{5.20}$$

Par la suite, pour garantir une poursuite de consigne de type constante, la condition suivante doit être vérifiée :

$$T(0) = R(0) \tag{5.21}$$

Pour que l'équation (5.19) possède une solution unique, on doit avoir :

$$\deg(R) = \deg(A) \tag{5.22}$$

Le degré du polynôme de référence A_m, c'est-à-dire le nombre de pôles de référence, doit être au moins égal à $2.n$, où n est le degré de A. S'il est égal à n, le régulateur sera propre ($\deg(S) = \deg(R)$), s'il est égal à $n+1$, le régulateur sera strictement propre ($\deg(S) = \deg(R) + 1$).

5.3.3.2 Cahier des charges

Rappelons que le cahier des charges contient les spécifications suivantes :

- temps de réponse inférieur ou égal à $10ms$,
- dépassement inférieur à 0.1%
- rejet de perturbation du type constant,
- poursuite de consigne du type constant.

Rappelons également le modèle nominal du système à commander :

$$\delta(p) = \frac{\alpha_0}{a.p^2 + b.p + 1}.U(p) + \frac{1}{a.p^2 + b.p + 1}\delta_0 \tag{5.23}$$

où :

- δ est la déflexion,
- U est la tension d'alimentation,
- $\alpha_0 = 502 \times 10^{-9}$ est le gain statique,
- δ_0 une grandeur qui comprend la force appliquée à la poutre piézoélectrique, le phénomène de dérive et la valeur à l'origine des droites lors de l'approximation multilinéaire de l'hystérésis. δ_0 est considérée comme une perturbation ici,
- $a = 4,722 \times 10^{-8}$ et $b = 1,304 \times 10^{-5}$ sont les paramètres de la partie dynamique.

D'abord, rappelons que le gain statique α_0 est entaché d'incertitude par rapport au gain statique réel. D'après l'approximation quadrilatérale, si α_{reel} est le gain statique réel, on a :

$$\alpha_0 - \alpha_E \leqslant \alpha_{reel} \leqslant \alpha_0 + \alpha_E \tag{5.24}$$

Par ailleurs, sur la partie dynamique $D(p)$ [5] du modèle nominal utilisé, il existe des dynamiques négligées. En effet, il a été montré qu'un modèle d'ordre 6 (identifié par ARMAX) était largement plus précis que celui à ordre 2 utilisé.

Soit, G_c le modèle à partir duquel le correcteur est calculé, tel que :

$$G_c = \frac{502 \times 10^{-9}}{4,722 \times 10^{-8}.p^2 + 1,304 \times 10^{-5}.p + 1} \tag{5.25}$$

Pour une période d'échantillonage $T_s = 0,2ms$, on obtient le modèle discrétisé :

$$G_d = \frac{B_d}{A_d} = \frac{1,945 \times 10^{-7}.\,(z + 0,9812)}{(z^2 - 1,179.z + 0,9463)} \tag{5.26}$$

Le modèle pseudo-continu correspondant, obtenu par transformation bilinéaire de Tustin, est :

$$G_w = \frac{B}{A} = \frac{-1,168 \times 10^{-9}.\left(p + 1,056 \times 10^6\right).\left(p - 10^4\right)}{(p^2 + 344.p + 2,456 \times 10^7)} \tag{5.27}$$

Un régulateur RST continu est d'abord calculé à partir de ce dernier modèle, et sera ensuite traduit en discret par transformation bilinéaire inverse.

5.3.3.3 Calcul du polynôme de référence

Une méthode de choisir la structure de A_m est présentée dans [Bou06]). Dans le cas d'un système à déphasage non-minimale [6], c'est le cas de G_w ici, A_m prend la forme suivante :

$$A_m = A_c.B^*.F \tag{5.28}$$

Où A_c est un polynôme unitaire de degré $n+1$. B^*, de même degré que B, est un polynôme construit à partir de B. F est un polynôme de degré $\deg(F) = \deg rl\left(\frac{A}{B}\right) + dgo - 1$ et dont les racines sont dans le demi-plan gauche. Le terme $\deg rl(.)$ indique le degré relatif tandis que dgo est défini comme suit :

$$\deg rl\left(\frac{R}{S}\right) \geqslant dgo \tag{5.29}$$

Soit z_b une racine de B. Alors z_b sera une racine de B^* si sa partie réelle est strictement négative. Si z_b possède une partie réelle strictement positive, on choisira $-z_b$.

[5] $D(p) = \frac{1}{a.p^2+b.p+1}$

[6] $\frac{B}{A}$ est à déphasage **non-minimal** si B a au moins une racine instable.

Enfin, si z_b est imaginaire pure ou très proche de l'axe imaginaire, on prendra $-z_b - r_b$ avec $r_b > 0$. On obtient donc :

$$B^* = \left(p + 1,056 \times 10^6\right) . \left(p + 10^4\right) \tag{5.30}$$

On prendra, en pseudo-continu, un régulateur strictement propre. On a donc $\deg(F) = 0$. Il reste maintenant à trouver le polynôme A_c. Soit A_i le polynôme défini par :

$$A_i = p.A \tag{5.31}$$

Alors, les racines de A_c sont obtenues par transformation des racines de A_i dans une région Ω du plan complexe. La région Ω est précisée à partir des spécifications du cahier des charges.

Les racines de A_c sont déduites comme suit (Fig. 5.25) :

- (1) les racines instables de $A_i(p)$ sont remplacées par leur symétriques par rapport à l'axe imaginaire,
- (2) les racines trop lentes (à droite de la verticale d'abscisse $-1/T_c$ sont ramenées sur cette verticale,
- (3) les racines complexes peu amorties sont déplacées à gauche parallèlement à l'axe réel. Atteindre la région Ω n'est pas nécessaire. Il faut faire un compromis entre la rapidité du système bouclé et la robustesse. Plus on déplace un pôle à gauche, plus on gagne en performance (rapidité) mais plus on perd en robustesse. Pour cela, quelques essais-erreurs sur le placement de ces pôles suivis d'une vérification de la réponse indicielle ainsi que des marges de gain et de phase issues sont à faire,
- (4) les racines restantes demeurant inchangées.
- NB - un même racine peut subir plusieurs transformations successives.

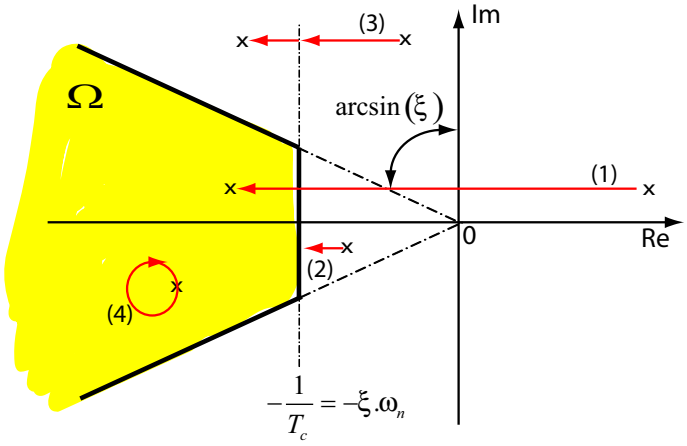


FIG. 5.25 – Construction des racines de A_c à partir des racines de A_i.

Calculons d'abord les caractéristiques de la région Ω. Si dep indique le dépassement et t_r le temps de réponse à $n\%$ sur le modèle de référence, alors on a les relations suivantes :

$$dep = e^{-\pi.\frac{\xi}{\sqrt{1-\xi^2}}} \tag{5.32}$$

$$t_r = \frac{1}{\xi.\omega_n}.\ln\left(\frac{100}{n}\right) \tag{5.33}$$

dans lesquelles ξ et ω_n indiquent respecitvement le coefficient d'amortissement et la pulsation naturelle.

D'après les cahiers des charges, on a $t_r = 0,01s$, $dep = 0,001$ et $n = 5$ (temps de réponse à 5%). On obtient donc :

$$\xi = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{\pi}{-\ln(dep)}\right)^2 + 1}} = 0,91 \tag{5.34}$$

$$\omega_n = \frac{1}{t_r.\omega_n}.\ln\left(\frac{100}{n}\right) = 330rad/s \tag{5.35}$$

Déterminons maintenant les racines de A_c notées p_{ac0}, p_{ac1} et p_{ac2}.

D'après les équations (5.27) et (5.31), on a :

$$A_i = p.\left(p - p_{ai1}\right).\left(p - p_{ai2}\right) \tag{5.36}$$

où $p_{ai1} = -171,95 + 4953.i$ et $p_{ai2} = -171,95 - 4953.i$. Soit la Fig. 5.26 une représentation des transformations que subissent les racines de A_i.

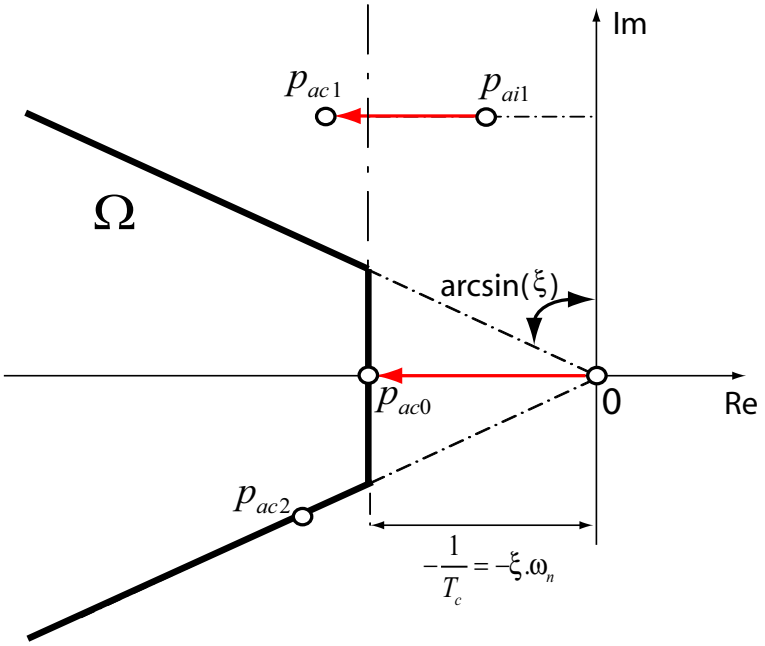


FIG. 5.26 – Transformations des trois racines de A_i.

A partir de la figure précédente, on déduit que $p_{ac0} = -\xi.w_n = -300$. Si p_{ai1} est un point ayant les coordonnées suivantes :

$$p_{ai1} : \begin{cases} \mathrm{Re}\,(p_{ai1}) \\ \mathrm{Im}\,(p_{ai1}) \end{cases} \tag{5.37}$$

alors, le point p_{ac1} a les coordonnées suivantes :

$$p_{ac1} : \begin{cases} \mathrm{Re}\,(p_{ac1}) \\ \mathrm{Im}\,(p_{ac1}) = \mathrm{Im}\,(p_{ai1}) \end{cases} \tag{5.38}$$

Par ailleurs, on a :

$$p_{ac2} : \begin{cases} \mathrm{Re}\,(p_{ac2}) = \mathrm{Re}\,(p_{ac1}) \\ \mathrm{Im}\,(p_{ac2}) = -\,\mathrm{Im}\,(p_{ac1}) \end{cases} \tag{5.39}$$

Si $\mathrm{Im}\,(p_{ac1}) = 4953$, nous essayerons plusieurs valeurs de $\mathrm{Re}\,(p_{ac1})$. Ainsi :

$$A_m = \left(p + 1,056 \times 10^6\right).\left(p + 10^4\right).(p + 300).(p - p_{ac1}).(p - p_{ac2}) \tag{5.40}$$

5.3.3.4 Régulateur RST à un élément

Un régulateur à un élément est d'abord testé. Dans celui-ci, on a $T = R$. On a donc la Fig. 5.27-a en pseudo-continu et Fig. 5.27-a en discret.

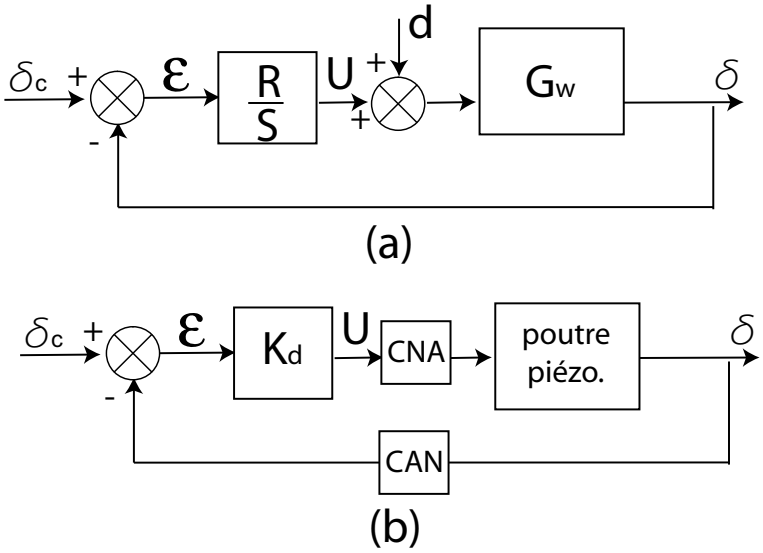


FIG. 5.27 – Schéma du système bouclé avec un régulateur RST à un élément. a : en pseudo-continu. b : en réel (implémentation du régulateur discret dans un calculateur numérique).

Quelque soit la valeur de $\mathrm{Re}\,(p_{ac1})$ choisie, le résultat expérimental, réponse à une consigne échelon d'amplitude $50\mu m$, présente toujours une partie transitoire avec un ventre comme le montre la Fig. 5.28. Ce phénomène est non-souhaité dans notre application. En fait, la dynamique finale de $\frac{B_w.T}{A.S+B_w.R}$, avec $T = R$, est également conditionnée par la présence de R au numérateur. Or ce dernier étant déjà calculé à partir de l'équation de Bezout, les modifications apportées par R ne peuvent plus être compensées.

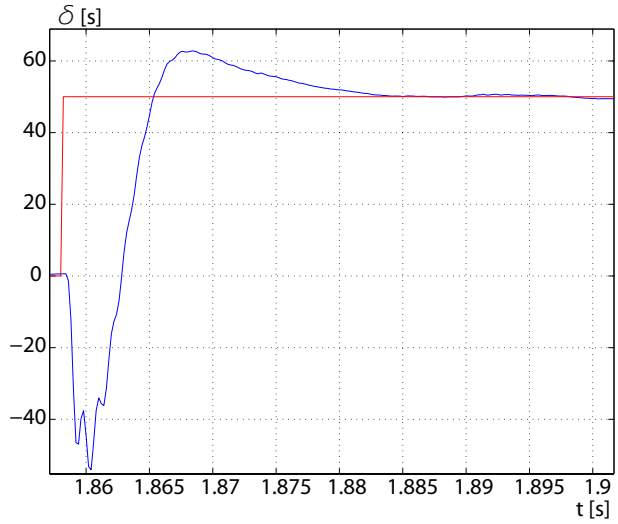


FIG. 5.28 – Résultat expérimental avec un régulateur RST à un élément.

Pour resoudre ce problème, on se propose d'utiliser un correcteur RST complet (à trois éléments).

5.3.3.5 Régulateur RST complet

Son schéma de principe est représenté par la Fig. 5.24. Celui-ci n'étant pas réalisable, on utilise le schéma de la Fig. 5.29, dans laquelle V est un polynôme de degré $\max\{\deg(R), \deg(T)\} \leqslant \deg(V) \leqslant \deg(S)$ et de racines appartenant au demi-plan gauche.

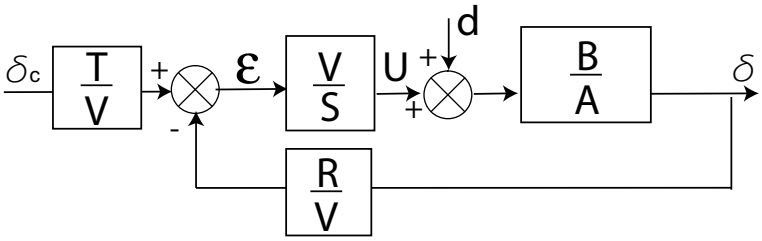


FIG. 5.29 – Schéma d'implantation du correcteur RST complet en continu.

Nous prendrons $\deg(V) = 2$. Les racines de V, notées p_{v1} et p_{v2}, sont choisies pour qu'elles soient contenues dans la région Ω. On prendra $p_{v1} = p_{v2} = 2.p_{ac0} = -600$.

Plusieurs valeurs de $\mathrm{Re}(p_{ac1})$ ont été essayées, donnant ainsi plusieurs possibilités du polynôme de référence A_m. Les diagrammes de Black du transfert en boucle ouverte $K_S.G_d.K_R$ (voir équation (5.26) et Fig. 5.31) ont été comparés afin d'apprécier les robustesses des régulateurs calculés. En même temps, les réponses en échelon ont été

également comparées afin d'évaluer les performances fournies.

La Table 5.1 résume les différentes marges obtenues tandis que la Fig. 5.30 montre les diagrammes de Black correspondants. On mentionne que les valeurs de $\mathrm{Re}\,(p_{ac1})$ essayées vont de $-\xi.\omega_n = -300$ jusqu'à l'intérieur de la région Ω dont le passage à la frontière se trouve à $\mathrm{Re}\,(p_{ac1}) = -2257$.

TAB. 5.1 – *Marge de gain et marge de phase.*

$\mathrm{Re}\,(p_{ac1})$	**Marge de gain (dB)**	**Marge de phase (degré)**
-300	33,3	157,7 (obtenue à $w = 4,88krad/s$)
-780	23,8	102,4 (obtenue à $w = 5,11krad/s$)
-5103	9,55	58 (obtenue à $w = 6,53krad/s$)
-10103	6	43 (obtenue à $w = 7,51krad/s$)
-30000	2,66	25 (obtenue à $w = 9,66krad/s$)

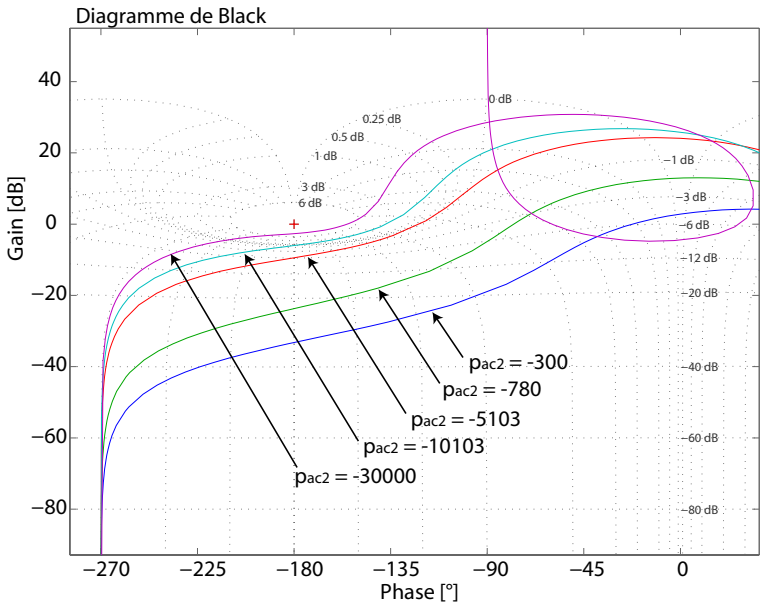


FIG. 5.30 – Diagrammes de Black de $K_S.G_d.K_R$.

En ce qui concerne les réponses en échelon, nous déduisons deux remarques :

– quelque soit la valeur de $\mathrm{Re}\,(p_{ac1})$, les régulateurs calculés offrent toujours la même rapidité, c'est-à-dire un temps de réponse de $10ms$,

– il apparaît qu'en expérimentation, le système bouclé présente un léger dépassement tandis qu'en simulation, cela n'apparaît pas du tout et ce quelque soit la valeur de $\mathrm{Re}\,(p_{ac1})$.

Pour $\mathrm{Re}\,(p_{ac1}) = -5103$, on a les trois éléments du régulateur en pseudo-continu comme suit :

$$\frac{T}{V} = \frac{1,47 \times 10^{19}}{(p+600)^2} \tag{5.41}$$

$$\frac{R}{V} = \frac{10 \times 10^{12}.\left(p^2 - 2161.p + 1,47 \times 10^6\right)}{(p+600)^2} \tag{5.42}$$

$$\frac{V}{S} = \frac{(p+600)^2}{p.\,(p+1,55 \times 10^6)\,.\,(p+3,06 \times 10^4)} \tag{5.43}$$

Le régulateur réel, implanté dans le calculateur numérique, est représenté par la Fig. 5.31.

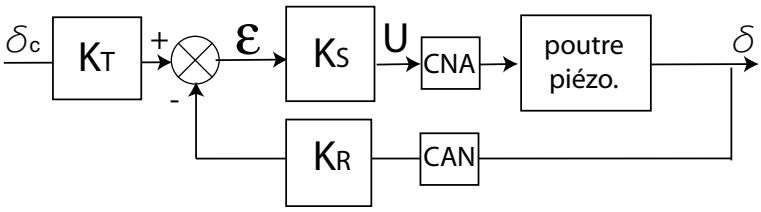


FIG. 5.31 – Schéma d'implantation du correcteur RST complet en discret.

Dans la figure précédente, les éléments K_T, K_R et K_S du régulateur discret sont respectivement obtenus par transformation bilinéaire inverse de $\frac{T}{V}$, de $\frac{R}{V}$ et de $\frac{V}{S}$. On a :

$$K_T = \frac{130 \times 10^9.\,(z+1)^2}{(z-0,89)^2} \tag{5.44}$$

$$K_R = \frac{7,1 \times 10^{12}.\left(z^2 - 2,47.z + 1,54\right)}{(z-0,89)^2} \tag{5.45}$$

$$K_S = \frac{1,78 \times 10^{-7}.\,(z+1)\,.\,(z-0,89)^2}{(z-1)\,.\,(z+0,99)\,.\,(z+0,51)} \tag{5.46}$$

Le résultat expérimental ainsi que la courbe de simulation, réponse à une consigne échelon d'amplitude $50\mu m$, sont présentés sur la Fig. 5.32. On peut y remarquer la présence du dépassement d'environs $3,4\%$ en expérimentation.

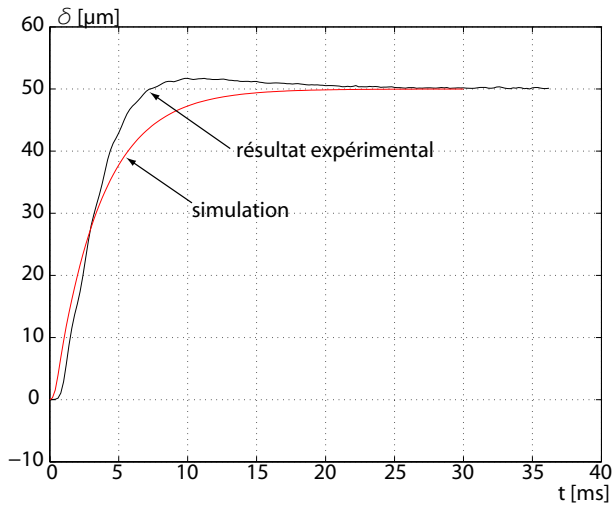


FIG. 5.32 – Réponse en échelon avec un régulateur calculé à $\mathrm{Re}\,(p_{ac1}) = -5103$.

5.3.4 Commandes H_∞ standard et μ-synthèse discrètes

5.3.4.1 Rappels sur la commande H_∞ standard continue

L'explication se fera dans le cas monovariable. Le cas multivariable est fondé sur le même principe. Soit un système G à asservir grâce à un correcteur K (Fig. 5.33). Dans ce schéma, y_c représente la consigne ou la référence, y représente la sortie, U est la commande en sortie du contrôleur, ε l'erreur et b est une perturbation.

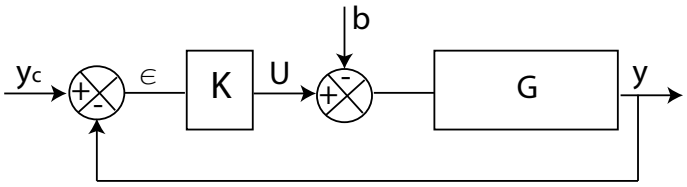


FIG. 5.33 – Un système G commandé par le contrôleur K.

Nous savons que les performances temporelles d'un système asservi peuvent être déterminées à partir de ses diagrammes de bode. Les fonctions de transfert correspondant à ces diagrammes sont :

- la fonction de sensibilité $S(j\omega) = \frac{1}{1+K(j\omega).G(j\omega)} = \frac{\varepsilon(j\omega)}{y_c(j\omega)}$,
- la fonction de transfert $S(j\omega).G(j\omega) = \frac{y(j\omega)}{b(j\omega)}$,
- la fonction de transfert $K(j\omega).S(j\omega) = \frac{U(j\omega)}{y_c(j\omega)}$,

– et la fonction de sensibilité complémentaire $K(j\omega).S(j\omega).G(j\omega) = \frac{y(j\omega)}{y_c(j\omega)}$.

Ainsi, pour imposer des performances, on peut utiliser des gabarits fréquentiels (Fig. 5.34). Ces gabarits dépendent des filtres $W_1(p)$, $W_2(p)$ et $W_3(p)$.

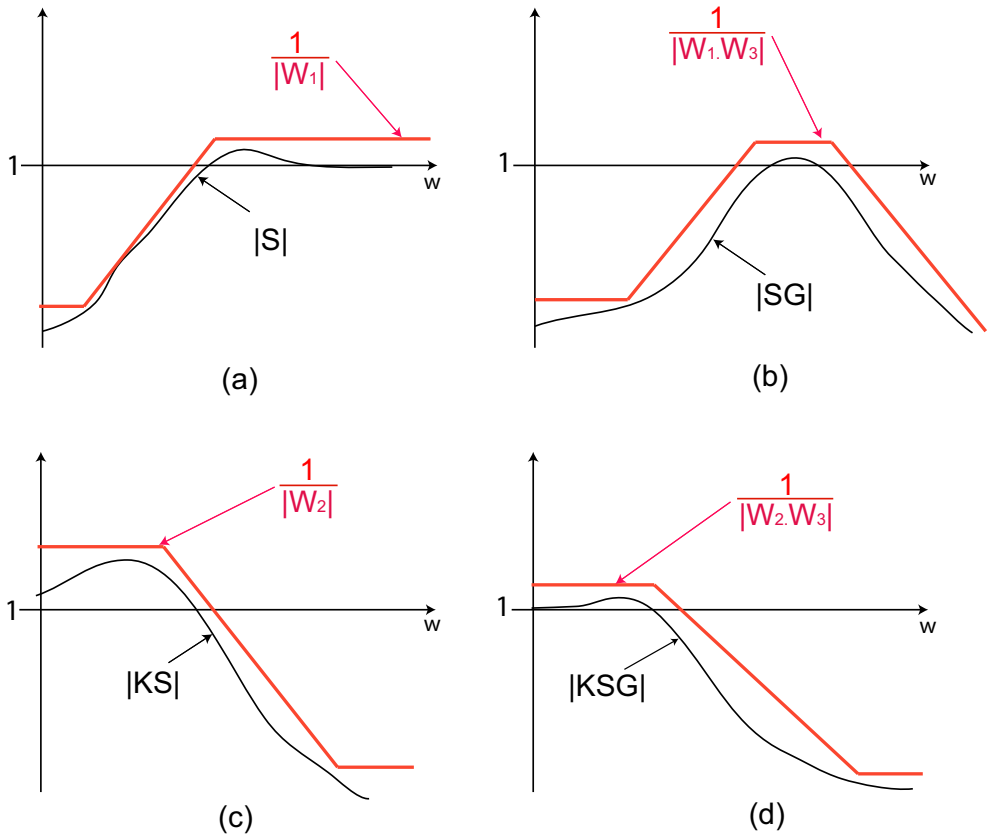


FIG. 5.34 – Gabarits fréquentiels et fonctions de transfert du système bouclé.

Connaissant les performances voulues $W_1(p)$, $W_2(p)$ et $W_3(p)$, on cherche un correcteur $K(p)$ tel que :

$$\begin{aligned} |S| &< \frac{\gamma}{|W_1|} \\ |S.G| &< \frac{\gamma}{|W_1.W|_3} \\ |K.S| &< \frac{\gamma}{|W_2|} \\ |K.S.G| &< \frac{\gamma}{|W_2.W_3|} \end{aligned} \tag{5.47}$$

où $\gamma > 0$ représente un niveau de performance.

D'après les propriétés de la norme H_∞, ces conditions sont elles-mêmes équivalentes aux conditions suivantes :

$$\begin{array}{l} \|W_1.S\|_\infty < \gamma \\ \|W_1.S.G.W_3\|_\infty < \gamma \\ \|W_2.K.S\|_\infty < \gamma \\ \|W_2.K.S.G.W_3\|_\infty < \gamma \end{array} \tag{5.48}$$

Sous ces dernières formes, on retrouve quatre nouvelles fonctions de transfert d'un nouveau système P, appelé système augmenté, bouclé par un correcteur K. Il s'agit de l'ancien système G augmenté des pondérations fréquentielles (filtres) W_1, W_2 et W_3 (Fig. 5.35).

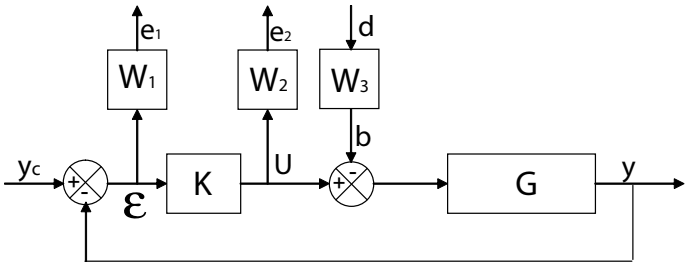


FIG. 5.35 – Schéma systémique du système augmenté.

La synthèse H_∞ nécessite de mettre les schémas sous la forme de systèmes interconnectés. Cela revient à mettre la Fig. 5.35, qui est équivalente à la Fig. 5.36-a, sous la forme standard (Fig. 5.36-b). Dans cette forme, on regroupe dans i les entrées de critère du système P, dans o les sorties qui pour caractériser le bon fonctionnement du système, dans m les mesures disponibles pour élaborer la commande et dans u les signaux de commande.

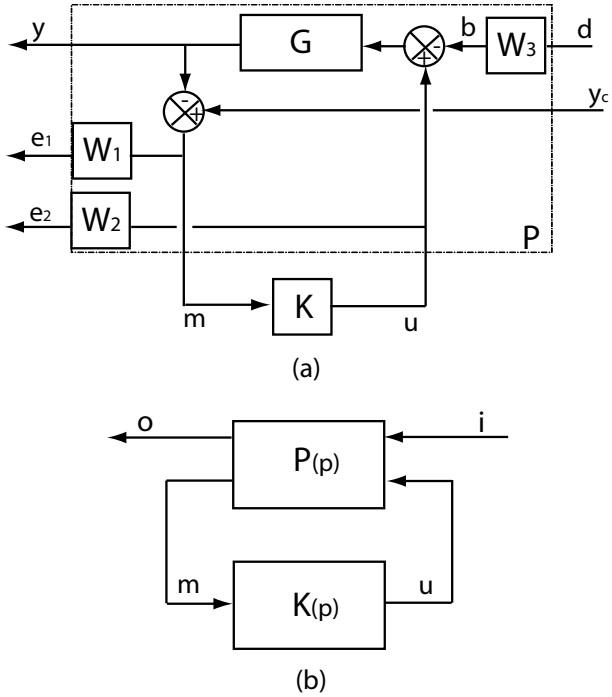


FIG. 5.36 – a : le système G augmenté des filtres W_1, W_2, W_3 et bouclé par K. b : forme standard correspondante.

La matrice P peut être partitionnée comme suit :

$$P(p) = \begin{pmatrix} P_{oi}(p) & P_{ou}(p) \\ P_{mi}(p) & P_{mu}(p) \end{pmatrix} \tag{5.49}$$

Alors on peut calculer la matrice de transfert $F_l\left(P(p), K(p)\right)$ entre le vecteur d'entrée exogène i et le vecteur de sortie o du système bouclé. Cette matrice est appelée LFT-l ou Transformation Fractionnaire Linéaire inférieure (Linear Fractionnal Transformation-lower) [7] telle que :

$$F_l\left(P, K\right) = P \bigstar K = P_{oi} + P_{ou}.K.\left(I - P_{mu}.K\right)^{-1}.P_{mi} \tag{5.50}$$

avec :

$$O(p) = F_l\left(P(p), K(p)\right).I(p) \tag{5.51}$$

La synthèse H_∞ du correcteur est alors définie par le problème suivant :

Problème H_∞ standard : $P(p)$ et $\gamma > 0$ étant donnés, déterminer $K(p)$ qui stabilise le système bouclé de la Fig. 5.36-b et qui assure $\left\|F_l\left(P(p), K(p)\right)\right\|_\infty < \gamma$.

[7] L'opérateur $\bigstar$ indique le produit de Rhedeffer.

Les correcteurs qui assurent la plus petite valeur de γ possible seront dits "optimaux".

Pour résoudre le problème H_∞ standard, la méthode la plus utilisée est l'algorithme de *Glover-Doyle* qui est basée sur des équations de Riccati [Glo88] [Doy89]. Nous utiliserons cette méthode. Le contrôleur K issu est robuste en stabilité et en performance vis-à-vis des incertitudes sur le modèle. La limite de la robustesse peut être déterminée a posteriori à l'aide de l'outil μ-analyse mais nous ne nous intéresserons pas à cette analyse.

5.3.4.2 Rappels sur la μ-synthèse continue

Lorsqu'il est possible de formuler a priori les incertitudes sur le modèle, la μ-synthèse permet de trouver un correcteur optimal $K(p)$ et la valeur optimale de γ qui assurent les performances correspondantes dans le domaine d'incertitude ainsi formulé. Les incertitudes sont rassemblées dans une matrice $\Delta(p)$ ayant la structure générale suivante :

$$\Delta = diag\{\Delta_1(p), .., \Delta_q(p), \partial_1 \cdot I_{r1}, .., \partial_r I_{rr}, \varepsilon_1 I_{c1}, .., \varepsilon_c I_{cc}\} \tag{5.52}$$

où :

- $\Delta_i(p) \in \mathbb{R}H_\infty$ indique les incertitudes dynamiques,
- $\partial_i \in \mathbb{R}$ indique les incertitudes paramétriques,
- $\varepsilon_i \in \mathbb{C}$ indique les incertitudes sur le gain et sur la phase.

Les conditions de normalisation suivantes doivent être également vérifiées :

$$\|\Delta\|_\infty < 1 \Leftrightarrow (\|\Delta_i(p)\| < 1; -1 < \partial_i < 1; |\varepsilon_i| < 1) \tag{5.53}$$

La Fig. 5.37-a montre le système augmenté $P(p)$ connecté par LFT-inférieur au contrôleur $K(p)$ et connecté par LFT-supérieur à la matrice d'incertitudes $\Delta(p)$. Supposons que le niveau γ à satisfaire est égal à un (on peut toujours se ramener à ce cas en intégrant γ dans $P(p)$ [Duc99]. Alors le problème est le suivant :

Problème 5.1. *$\forall\Delta(p)$ du type (Equ 5.52) tel que $\|\Delta(p)\|_\infty < 1$, déterminer $K(p)$ tel que la norme H_∞ du transfert liant l'entrée i et la sortie o soit inférieure à 1.*

Selon le théorème du petit gain [Doy85] [Zho96] (voir Annexe-E), le problème (Prob 5.1) est équivalent à rechercher un correcteur K qui stabilise le modèle de la Fig. 5.37-b pour toute incertitude fictive et non-structurée $\Delta_f(p)$ telle que $\|\Delta_f(p)\|_\infty < 1$.

Ce dernier problème est équivalent à rechercher un correcteur $K(p)$ qui vérifie :

$$\forall\omega, \quad \mu_{\bar{\Delta}'}\left(F_l\left(P(j\omega), K(j\omega)\right)\right) \leq 1 \tag{5.54}$$

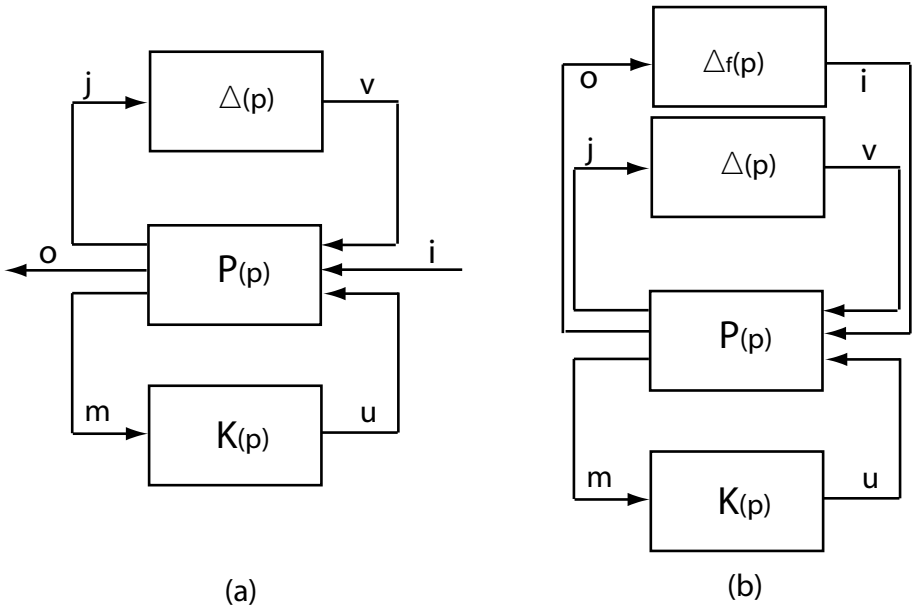


FIG. 5.37 – a : problème de la synthèse robuste. b : mise en forme pour la μ-synthèse.

où $\mu_A(B)$ indique la valeur singulière structurée de B relative à l'ensemble A et l'ensemble $\bar{\Delta}'$ est défini comme suit :

$$\bar{\Delta}' = \left\{ \ \Delta' = diag\left\{\Delta, \Delta_f\right\} \quad avec \quad \Delta \in \bar{\Delta} \quad et \quad \Delta_f \in \mathbb{C}^{n_f \times n_f} \ \right\} \tag{5.55}$$

C'est le problème de μ-synthèse [Doy85] [Doy91]. Une des résolutions donnant une solution approchée est l'approche par $D-K$ itération [Doy85] [Zho96] (voir Annexe-E). Nous utiliserons cette méthode qui est la plus utilisée.

5.3.4.3 Remarque

Parfois, la solution d'une synthèse de correcteur ne répond pas aux exigences du cahier des charges initialement formulé. Pour trouver un compromis entre la faisabilité et le cahier des charges, on utilise la méthode indiqué par la Fig. 5.38.

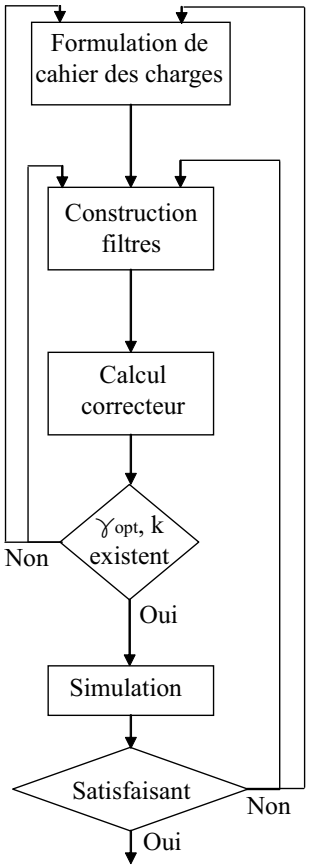


FIG. 5.38 – Méthode de conception de la commande.

5.3.4.4 Synthèse discrète

Le contrôleur étant dédié à des calculateurs numériques, une synthèse discrète doit être considérée. La synthèse discrète du problème H_∞ a déjà été abordée (voir [Mir97] et références). Cependant, une autre méthode d'obtention de correcteur discret consiste à passer par la transformation bilinéaire. Cette méthode, plus simple, est jugée comme un moyen intéressant pour synthétiser un correcteur basé sur la norme H_∞ [Zho96] [Che] [Mir97].

Il s'agit de synthétiser un correcteur continu à partir d'un modèle continu équivalent au modèle discret du processus (Fig. 5.39). Les raisons principales sont le fait que l'analyse continue est plus simple, plus standard et possède des sens physiques.

La transformation bilinéaire est définie comme un difféomorphisme $w = f(z)$ où w est "analogue" à la variable de Laplace p et z indique la variable de *Laplace* et l'opérateur discret telle que [Bou06] :

$$w = \lambda.\frac{z-1}{z+1}, \quad \lambda > 0 \tag{5.56}$$

Dans le cas de la transformation bilinéaire de *Tustin*, on a $\lambda = \frac{2}{T_s}$. Nous utilisons cette transformation pour la synthèse du correcteur H_∞ ainsi que pour la μ-synthèse. Dans la suite, nous garderons la notation p au lieu de w puisque les propriétés structurelles (stabilité, commandabilité, observabilité, etc.) se définissemnt de la même manière [Bou06].

A partir d'un modèle discret, la transformation bilinéaire inverse de *Tustin* donne un modèle pseudo-continu à partir duquel on peut synthétiser un correcteur (Fig. 5.39). Le fait de discrétiser le système continu, puis de revenir en continu par transformation bilinéaire inverse, permet de prendre en compte la période d'échantillonnage. Le système pseudo-continu obtenu a les mêmes propriétés structurelles (stabilité, commandabilité et observabilité) que le système discret [Bou06].

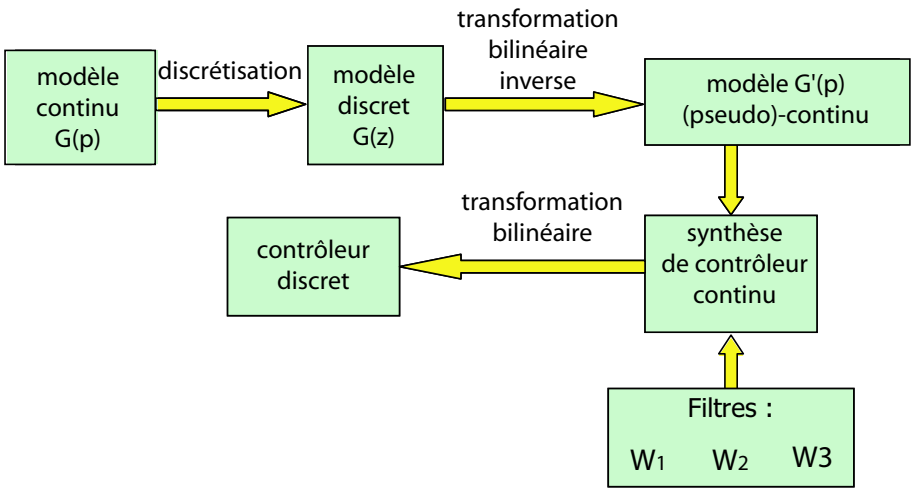


FIG. 5.39 – Les étapes de synthèse d'un correcteur discret en utilisant la transformation bilinéaire.

5.3.4.5 Résultats expérimentaux avec H_∞

Les caractéristiques des poutres piézoélectriques choisies imposent que la tension d'alimentation ne dépasse pas $150V$ (limite de sécurité pour les poutres piézoélectriques utilisées). Nous avons donc décidé de ne pas considérer le gabarit fréquentiel $1/W_2$ qui devrait limiter la tension puisque celle-ci est déjà convenable. La Fig. 5.40 montre le schéma systémique.

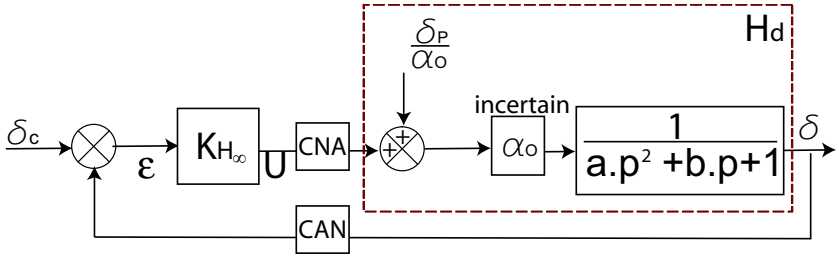


FIG. 5.40 – Schéma systémique pour la commande H_∞.

En partant du cahier des charges énoncé au début de la section, on propose les deux gabarits fréquentiels suivants (voir Annexe-F) :

$$\frac{1}{W_1} = 10^{-3} \times \frac{(3.p+1)}{0,003.p+1} \tag{5.57}$$

$$\frac{1}{W_1.W_3} = 10^{-7} \times \frac{(0,1.p+1)}{0,001.p+1} \tag{5.58}$$

Les calculs ont été faits sous Matlab ('Robust Control Toolbox'). Le contrôleur $K_{H\infty}$ obtenu a une structure d'ordre 5. L'ordre du correcteur étant grand, nous choisissons de le réduire. Nous utilisons la méthode de réduction équilibrée [Moo81] qui utilise les valeurs singulières de *Hankel*, elle est simple et est la plus utilisée (voir Annexe-E). L'ordre final utilisé est de 3 car en dessous de celui-ci, le système bouclé fait apparaître des oscillations importantes. Le correcteur finalement utilisé est donc :

$$\begin{cases} K_{H_\infty} = \dfrac{305526.\,(\mathrm{z}\text{ - }0{,}998)\,.\,\left(\mathrm{z}^2\text{ - }1{,}37.\mathrm{z}+1{,}03\right)}{(\mathrm{z}+0{,}7416)\,.\,(\mathrm{z}\text{ - }0{,}998)\,.\,(\mathrm{z}\text{ - }1)} \\ \gamma_{opt-H_\infty} = 1{,}045151 \end{cases} \tag{5.59}$$

Les expérimentations à partir de trois ordres du correcteur (5, 4 et 3) donnent quasiment les mêmes résultats. La Fig. 5.41 montre la réponse à un échelon d'amplitude $50\mu m$ obtenue avec le correcteur d'ordre 3. Le temps de réponse est d'environ $10ms$ et le dépassement négligeable. La tension d'alimentation U n'excède pas $100V$.

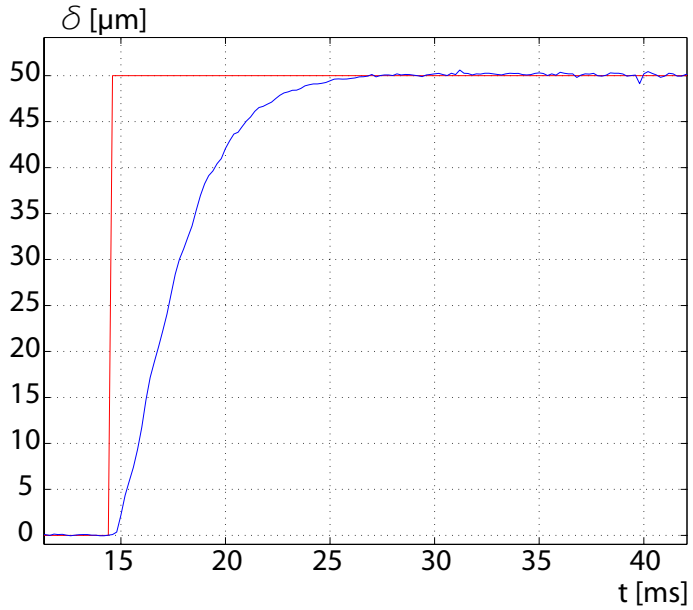


FIG. 5.41 – Résultats avec un correcteur H_∞ discret.

5.3.4.6 Résultats expérimentaux avec μ-synthèse

De même que précédemment, le gabarit fréquentiel $1/W_2$ n'est pas considéré. Les mêmes gabarits $1/W_1$ et $1/(W_1.W_3)$ ont été appliqués pour les performances souhaitées. A partir de l'équation (5.16) concernant la présence d'incertitude sur le gain nominal α_0 par rapport à α_{system} du système réel, on construit automatiquement une incertitude réelle :

$$\alpha_{system} \in [\alpha_0 - r.\alpha_E, \alpha_0 + r.\alpha_E] \tag{5.60}$$

$$\Delta = \left\{ \ r : \quad -1 < r < 1 \ \right\} \tag{5.61}$$

Cependant, le calcul de la valeur singulière structurée μ est très délicat quant il s'agit d'incertitudes réelles car la fonction μ n'est pas toujours continue lorsqu'on parcourt la pulsation ω. Au lieu d'utiliser une perturbation réelle r, on prend une perturbation complexe telle que [Bal01] :

$$\alpha_{system} \in [\alpha_0 - c.\alpha_E, \alpha_0 + c.\alpha_E] \tag{5.62}$$

$$\Delta = \left\{ \ c \quad | \quad |c| \leqslant 1 \ \right\} \tag{5.63}$$

En utilisant un paramètre complexe, le modèle incertain obtenu représente un système stable de caractéristiques similaires au gain statique α_{system} mais qui dévie dans les hautes fréquences. La Fig. 5.42 donne le schéma utilisé.

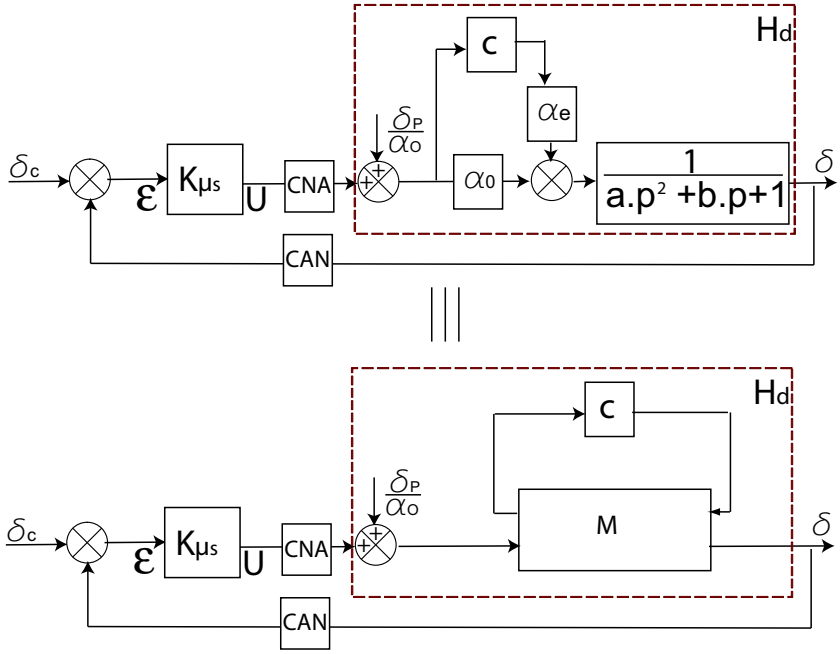


FIG. 5.42 – Schéma systémique pour la commande μ-synthèse.

Les calculs ont été réalisés avec Matlab ('Mu-Analysis and Synthesis Toolbox'). Quatre itérations ont suffi pour atteindre une stabilité sur la valeur de γ. Le correcteur $K_{\mu s}$ obtenu est d'ordre 9. De manière similaire à la commande H_∞, nous avons réduit le correcteur. L'ordre final utilisé est 4. Lorsque l'ordre est inférieur à cette valeur, la boucle fermée devient instable. Lorsque l'ordre est supérieur à 6, il y a aussi des instabilités (de basse fréquence) mais cette fois dues à la puissance limitée de la machine D-Space utilisée.

$$\begin{cases} K_{\mu s} = \frac{660228.(z-0{,}998).(z-0{,}9601).(z^2-1{,}758.z+1{,}151)}{(z+0{,}4028).(z-0{,}9592).(z-0{,}998).(z-1)} \\ \gamma_{\text{opt}-\mu s} = 1.2471 \end{cases} \tag{5.64}$$

Les résultats sont montrés sur la Fig. 5.43. Comme en H_∞, le temps de réponse est d'environ $10ms$. En revanche, quelque soit l'ordre utilisé, on remarque la présence d'oscillations.

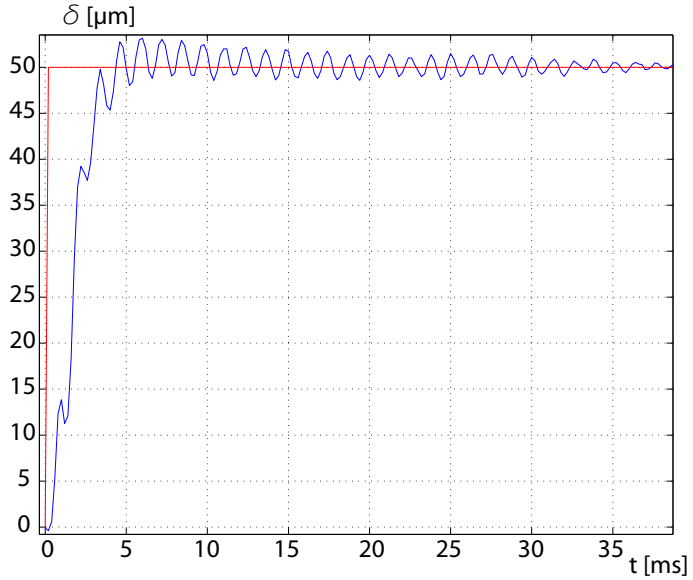


FIG. 5.43 – Résultats avec un correcteur μ-synthèse discret.

5.3.5 Conclusion et comparaison des résultats

La figure Fig. 5.44 présente les résultats expérimentaux, réponse en une consigne échelon, obtenu avec les quatre régulateurs : PID, RST à trois éléments, H_∞ et μ-synthèse. Les commandes robustes (RST, H_∞ et μ-synthèse) assurent le temps de réponse à 5% contrairement à la commande PID. Par ailleurs, la commande RST génère un léger dépassement tandis que les oscillations obtenues avec la μ-synthèse sont mal amorties.

Afin de mieux analyser les performances apportées par chaque commande, nous avons effectué une analyse harmonique de chacune des quatre boucles fermées. Le diagramme de bode tracé concerne toujours la magnitude de la fonction de sensibilité complémentaire (Fig. 5.45).

La bande-passante obtenue avec le correcteur PID est approximativement $13Hz$, celles avec le correcteur H_∞ et le correcteur RST sont de $70Hz$ et celle avec la μ-synthèse approximativement $100Hz$. Pour le PID, la résonance se trouve à $630Hz$ et elle dépasse $0dB$. Le correcteur μ-synthèse conduit également à une résonance mais d'amplitude plus faible.

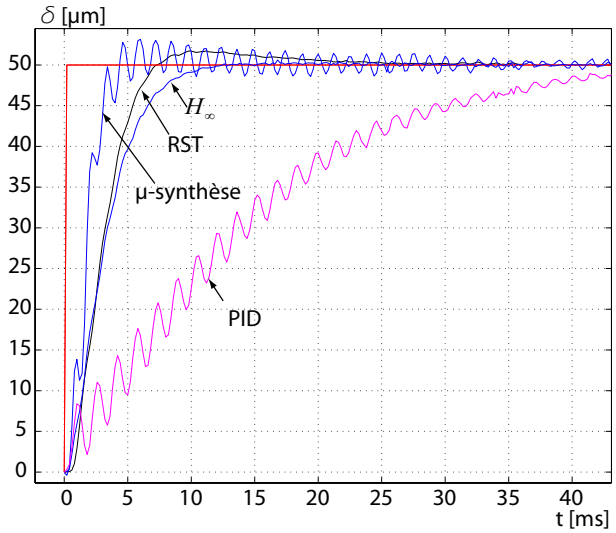


FIG. 5.44 – Résultat expérimental de la réponse en échelon.

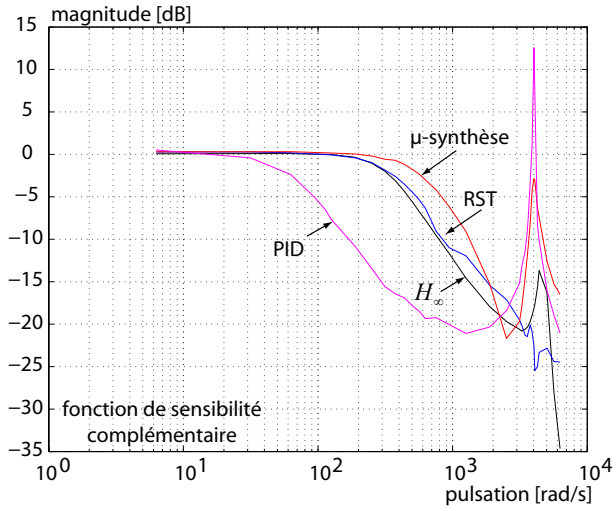


FIG. 5.45 – Résultat expérimental de la fonction de sensibilité complémentaire.

Pour apprécier les marges de stabilité, nous traçons le diagramme de Black de $L(j\omega) = K_i(j\omega).G_d(j\omega)$ où G_d est le système nominal discrétisé et $K_i \in \{K_{PID}, K_R.K_S, K_{H_\infty}, K_{\mu s}\}$. En ce qui concerne le régulateur RST, comme toutes les valeurs du pôle $\mathrm{Re}\,(p_{ac1})$ offrent les mêmes performances, nous prendrons le régulateur qui offre les meilleures marges de robustesse, c'est-à-dire le régulateur calculé avec $\mathrm{Re}\,(p_{ac1}) = -300$.

Les résultats sont présentés sur la Fig. 5.46 tandis que la Table 5.2 résume les différentes marges obtenues.

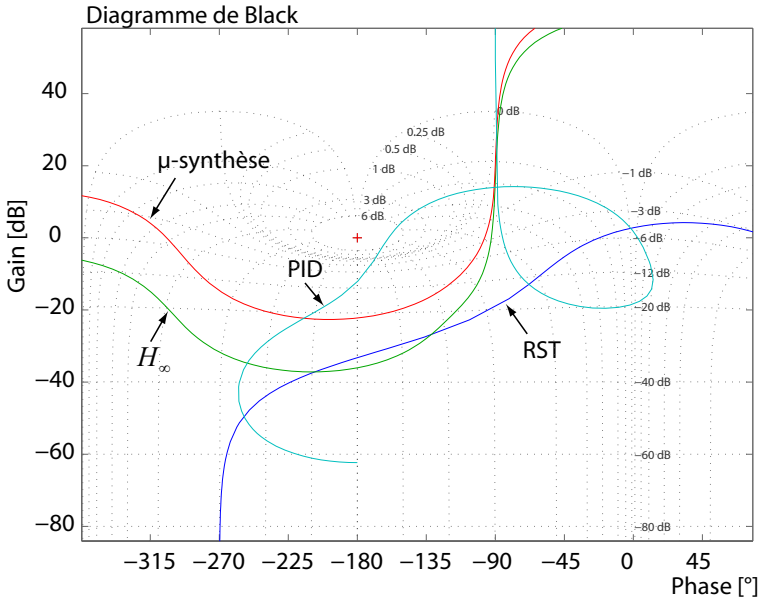


FIG. 5.46 – Lieu de Black de $L(j\omega) = K_i(j\omega).G_d(j\omega)$.

TAB. 5.2 – *Marge de gain et marge de phase pour les différents régulateurs.*

régulateur	**Marge de gain (dB)**	**Marge de phase (degré)**
PID	15	20 (obtenue à $w = 5,19krad/s$)
RST	33,3	157,7 (obtenue à $w = 4,88krad/s$)
H_∞	36	87,3 (obtenue à $w = 358rad/s$)
μ-synthèse	23,7	83 (obtenue à $w = 561rad/s$)

Nous allons maintenant nous intéresser à un intérêt particulier de la robustesse des régulateurs dans le projet micro-usine modulaire.

La notion de modularité, associée au projet micro-usine au LAB, consiste à avoir des stocks de micro-systèmes et de pouvoir remplacer les microsystèmes défaillants sur la plate-forme lorsqu'une production est en cours. Ici, ces microsystèmes sont des poutres piézoélectriques. Malgré la fabrication en série des poutres piézoélectriques, il arrive que leurs dimensions soient faiblement différentes. Une petite modification sur ces dimensions engendre une grande modification sur les paramètres du modèle. La structure de $D(p)$ peut également changer. La robustesse des régulateurs joue donc un rôle très important dans ce cas. Cependant, une identification et une synthèse de correcteur à chaque changement de poutre ne sont pas souhaitées. Cela perd du temps. Ainsi, la robustesse des

lois de commande joue un rôle capital.

Dans certains cas, la marge de gain et la marge de phase ne sont plus suffisantes car des dynamiques négligées non modélisables en un retard peuvent exister. Pour cela, nous avons pris les correcteurs précédemment synthétisés et les avons appliqués à une nouvelle poutre piézoélectrique dont l'épaisseur est de $0,275mm$ ($e_{pizeo} = 0,2mm$ et $e_{Cu} = 0,075$) au lieu de $0,3mm$ ($e_{pizeo} = 0,2mm$ et $e_{Cu} = 0,1$). Le correcteur PID entraîne directement une instabilité. Les trois correcteurs robustes (RST, H_∞ et μ-synthèse) gardent pratiquement les performances qu'ils ont fournis lors de l'utilisation du doigt nominal (Fig. 5.47). L'identification de la nouvelle poutre a donné les paramètres ci-dessous, avec ceux-ci peuvent s'ajouter des dynamiques négligées.

$$\begin{aligned} a &= 6,751 \times 10^{-8} \\ b &= 1,559 \times 10^{-5} \\ \alpha_0 &= 2050 \times 10^{-9} \end{aligned} \tag{5.65}$$

A partir de ces différents résultats, il apparaît clairement que le régulateur H_∞, suivi du régulateur RST, offrent les meilleures performances.

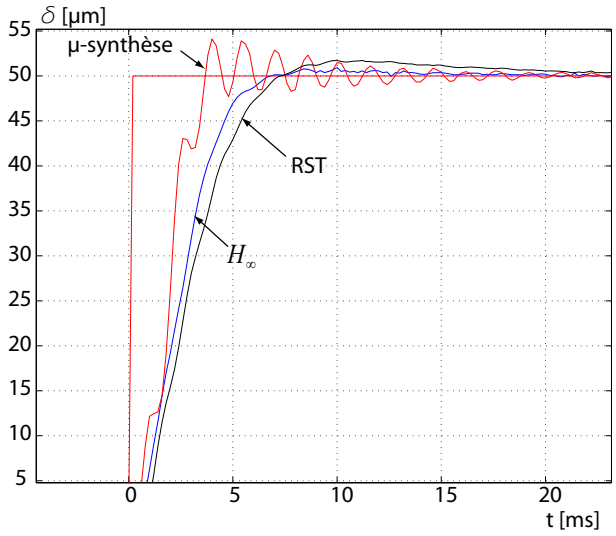


FIG. 5.47 – Résultats de l'utilisation des précédents correcteurs avec une autre poutre piézoélectrique de caractéristique dimensionnelle différente.

5.4 Estimation de la force

La connaissance de la force appliquée au micro-objet est très importante en micro-manipulation. En effet, elle permet la maîtrise de la force afin d'éviter la destruction de l'objet. Elle est également essentielle dans les travaux de caractérisation mécanique.

Il est difficile d'intégrer des capteurs de force à l'extrémité des effecteurs à cause des faibles dimensions nécessaires. Les méthodes existantes consistent à estimer la force à partir de la déflexion de la poutre piézoélectrique et de la tension à ses bornes (Fig. 5.48).

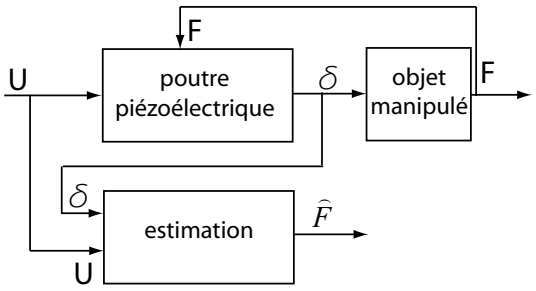


FIG. 5.48 – Estimation de la force appliquée par une poutre piézoélectrique.

Dans la littérature, différents types de matériels sont utilisés pour mesurer la déflexion (le déplacement ou encore la déformation axiale) afin d'en déduire la force. L'équation d'estimation utilisée est de type linéaire. Dans un premier temps, nous rappellerons ces méthodes. Nous proposons ensuite d'utiliser une estimation de la force en prenant en compte les non-linéarités (hystérésis et dérive).

5.4.1 Systèmes de mesure existants

5.4.1.1 Jauges extensométriques

Les jauges extensométriques sont des éléments dont les résistances électriques changent quand elles sont déformées par pression mécanique. Un pont de *Wheatstone* est placé pour convertir la résistance en tension (Fig. 5.49). Ces jauges sont constituées soit de feuilles métalliques soit de matériaux semiconducteurs. Ces derniers offrent une meilleure sensibilité. Dans les utilisations habituelles, la tension de sortie du pont est considérée linéaire par rapport à la force appliquée à la poutre sur laquelle est placée la jauge. Dans ces conditions, la poutre doit travailler dans le domaine linéaire. Par ailleurs, les jauges sont très fragiles et délicates à placer sur les micropinces. En outre, elles peuvent modifier les caractéristiques mécaniques de la poutre. On retrouve dans la littérature des jauges multiaxiales [Ara98] permettant la mesure de force dans plusieurs directions. A cause de leur dimension réduite et de leur faible coût, les jauges ont de nombreuses applications en micromanipulation [Gol99] [Fah02] [Men03] [Ber03c].

5.4.1.2 Capteurs piézoélectriques

On parle de capteur piézoélectrique quand l'élément transducteur fournit une tension lorsqu'il est déformé sous l'action d'une pression externe. Leur intérêt est qu'on peut réaliser directement les poutres des micropinces avec ces matériaux ce qui élimine les problèmes de collage comme dans le cas des jauges. Ces capteurs possèdent une bande

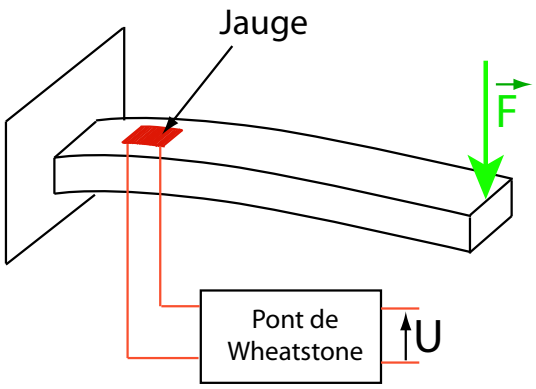


FIG. 5.49 – Principe de la mesure de force par jauge extensométrique sur une poutre piézoélectrique.

passante élevée [Mot05a]. En revanche, d'après [Fun02], les capteurs piézoélectriques ne conviennent pas pour la mesure de force statique à cause de problèmes de dérive. Les capteurs piézoélectriques peuvent être des matériaux piézoélectriques classiques [Cam03] [Mot05b] (Fig. 5.50) ou des PVDF (PolyVinylidine DiFluoride) [aS05] [Kim03].

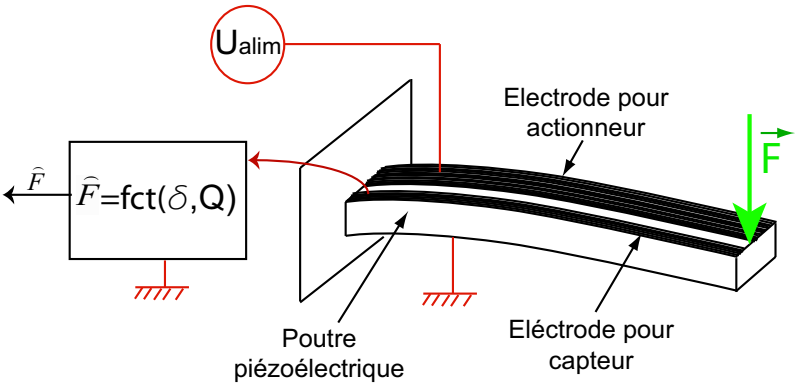


FIG. 5.50 – Exemple d'utilisation d'une poutre piézoélectrique à la fois en capteur et en actionneur [Cam03]. L'électrode du capteur permet de mesurer la charge sur sa surface et de la convertir en tension pour une estimation de la force. Dans cet exemple, un capteur pour la mesure de la déflexion est nécessaire.

5.4.1.3 Capteurs capacitifs

Quand une force est appliquée sur les systèmes comportant des capteurs capacitifs, la distance qui sépare deux plaques ou leur surface effective varie [Lu]. La capacitance entre ces deux plaques étant donnée par $C = A.\varepsilon/d$, où ε est la permittivité du milieu, ce principe peut être exploité pour reconstituer la force appliquée (Fig. 5.51). Les capteurs capacitifs ne présentent pas d'hystérésis et sont plus sensibles par rapport aux jauges

extensométriques et aux capteurs piézoélectriques [aS05]. Un exemple de capteur de force bi-axes est présenté dans [Sun02].

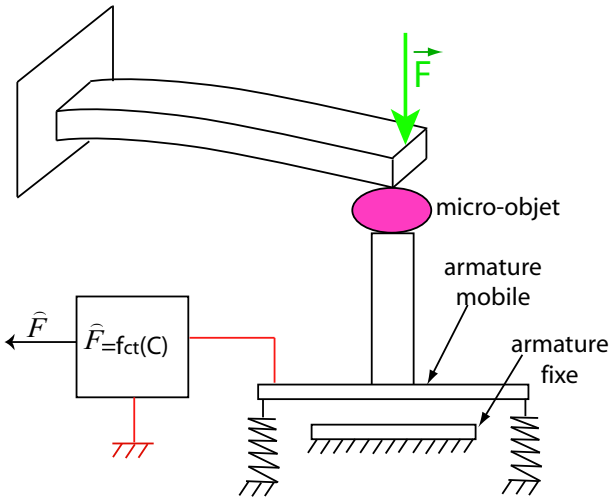


FIG. 5.51 – Principe de la mesure de force par capteur capacitif.

5.4.1.4 Capteurs optiques

Les capteurs optiques sont parmi les plus utilisés en micromanipulation à cause de leur haute résolution, leur utilisation sans contact et leur compatibilité électromagnétique [Lu] [Nel98]. Il s'agit de mesurer la déflexion de la poutre (à raideur connue) sous l'effet d'une force que l'on peut déduire par la loi de Hooke (Fig. 5.52). Leurs seuls inconvénients sont la taille occupée et le coût élevé. Ils sont très utilisés en micromanipulation et principalement pour les MFA (microscope à force atomique) [Res98] [Li03] [Res98].

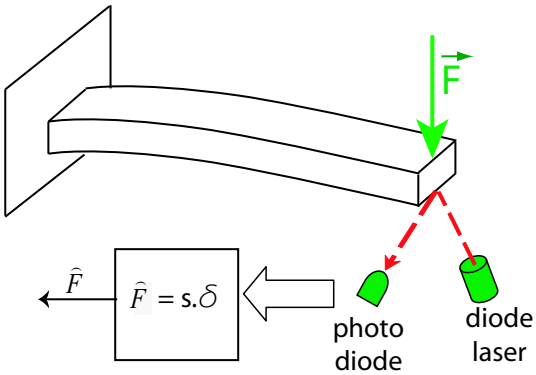


FIG. 5.52 – Principe de la mesure de force par mesure optique.

5.4.1.5 Capteurs piézomagnétiques

Comme les capteurs piézoélectriques, il s'agit d'utiliser des transducteurs qui change de magnétisation (effet *Villari*) lors de l'application de contraintes mécaniques [Mot05a]. Un exemple de capteur de force de type piézomagnétique est donné dans [Loh02].

5.4.1.6 Capteurs par traitement d'images

A la différence du capteur optique précédemment cité, la déformation de la poutre, menant à l'estimation de la force, est déterminée par vision (caméra-microscope) et par traitement d'image [Ani06].

5.4.2 Nécessité de l'estimation non-linéaire

Nous avons vu que les non-linéarités (hystérésis et dérive) ne sont pas négligeables pour la poutre piézoélectrique utilisée. Comme l'équation liant la déflexion, la force et la tension aux bornes de la poutre est non-linéaire, il s'ensuit que l'estimation de la force doit aussi être non-linéaire, c'est-à-dire :

$$F = f^{ct}\left(\delta, U\right) \tag{5.66}$$

où f^{ct} est une fonction non-linéaire prenant en compte l'hystérésis et la dérive. Cela reste valable quelque soit le type de capteur utilisé : optique ou jauge extensométrique. Pour le reste de l'étude (chapitre-4), nous utiliserons un capteur optique.

Modélisons tout d'abord les non-linéarité entre la déflexion et la tension. Nous verrons ensuite la contribution de la force.

5.4.3 Modélisation du transfert tension-déflexion en non-linéaire

Pour cette étude, la force est mise à zéro ($F = 0$). Nous avons vu dans les sections précédentes que l'hystérésis était une mise en série d'une hystérésis statique $H_i(U)$ et d'une dynamique $D(p)$ (Fig. 5.13-b). Lors de l'application d'un échelon, la dérive commence après la fin de la partie transitoire due à $D(p).H_i$, telle que H_i détermine le gain statique (Fig. 5.53-a). Comme la durée t_{trans} de la partie transitoire est négligeable devant la durée t_{dr} de la dérive, on peut faire l'approximation que la dérive a commencé en même temps que l'échelon (Fig. 5.53-b).

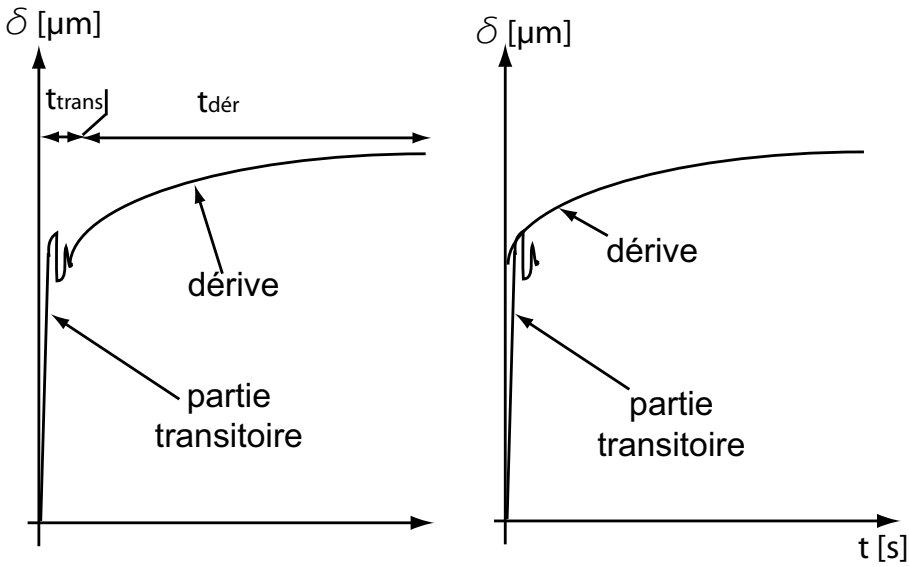


FIG. 5.53 – a : la partie transitoire est de durée négligeable devant la dérive. b : le début de la dérive est supposé à $t = 0$.

A partir des remarques précédentes, le schéma présentant la dynamique $D(p)$, l'hystérésis statique $H_i(.)$ et la dérive C_r est indiqué par la Fig. 5.54.

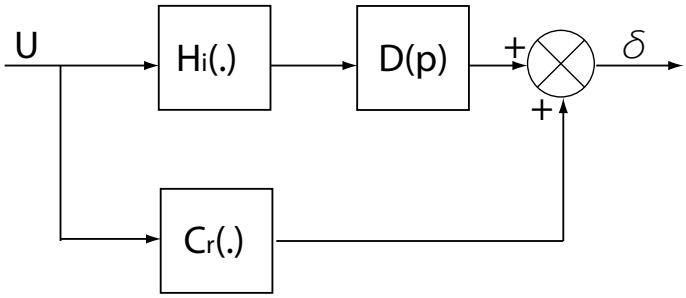


FIG. 5.54 – Schéma systémique de l'hystérésis statique, de la dérive et de la partie dynamique.

5.4.3.1 Modèle de l'hystérésis statique H_i

Nous utilisons le modèle d'hystérésis de *Bouc-Wen* introduit auparavant, avec force nulle :

$$\delta = (d_p.U - h) \tag{5.67}$$

$$\dot{h} = A^{bw}.\dot{U} - B^{bw}.\left|\dot{U}\right|.h - \Gamma^{bw}.\dot{U}.\left|h\right| \tag{5.68}$$

dans lesquelles :

$$\begin{cases} d_p = 1,0773 \times 10^{-6} m/V \\ A^{bw} = 6,064810^{-7} m/V \\ B^{bw} = 0,00833 V^{-1} \\ \Gamma^{bw} = 0,00833 V^{-1} \end{cases} \tag{5.69}$$

5.4.3.2 Modèle de la dérive C_r

Dans l'état de l'art, il a été montré que plusieurs modèles peuvent représenter la dérive (modèle logarithmique, modèle de *Voigt-Kelvin*, etc.). Nous utilisons ici le modèle de *Voigt-Kelvin* à cause de sa simplicité (écriture en fonction de transfert) et de son adéquation dans diverses applications [Cro01]. Le modèle sous sa forme généralisée est équivalent à la mise en série de plusieurs ressorts-amortisseurs en parallèle (Fig. 5.55).

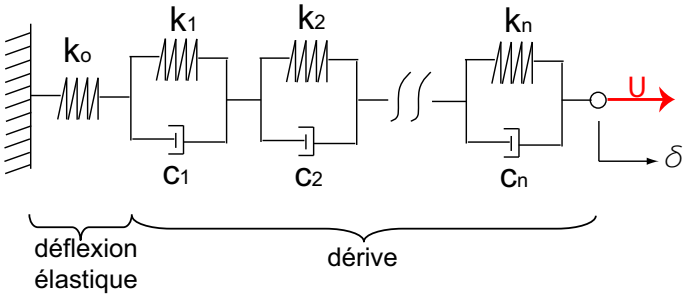


FIG. 5.55 – Modèle de Voigt-Kelvin.

L'équation correspondante est :

$$\frac{\delta(p)}{U(p)} = \frac{1}{k_o} + \sum_{i=1}^{n} \frac{1}{c_i.p + k_i} \tag{5.70}$$

Dans la quelle, k_o représente la déflexion élastique à basse fréquence et basse amplitude, k_i et c_i ($i \in \{1, n\}$) sont la raideur et le coefficient visqueux du i-ème système ressort-amortisseur et n le nombre de systèmes. Selon [Cro01], k_o n'est pas inclus dans la dérive C_r. Le modèle de la dérive que nous utiliserons, sans k_o, revient à l'expression suivante :

$$C_r(p) = \frac{b_n^{cr}.p^n + \cdots + b_2^{cr}.p^2 + b_1^{cr}.p + b_0^{cr}}{a_n^{cr}.p^n + \cdots + a_2^{cr}.p^2 + a_1^{cr}.p + a_0^{cr}} \tag{5.71}$$

L'identification de la dérive se fait à faible amplitude afin que l'hystérésis n'intervienne pas [Cro01]. Pour cela, nous appliquons un échelon de $10V$ au doigt piézoélec-

trique et observons l'évolution de la déflexion sur une longue durée (plus de 3 minutes). La Fig. 5.56 montre l'évolution de la déflexion. On y aperçoit que la durée de la partie transitoire est négligeable devant la durée de la dérive.

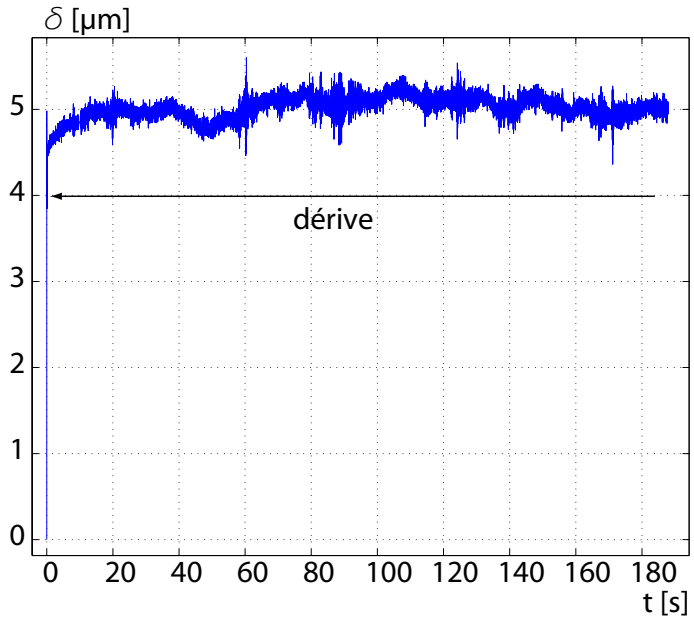


FIG. 5.56 – Application de $U = 10V$ sur la poutre.

Le gain statique k_o (voir Fig. 5.55) donne la valeur finale de la partie transitoire. Cette valeur finale est d'environ $4,4\mu m$ (Fig. 5.56) et correspond à la valeur initiale de la dérive. L'identification a été faite avec différente valeur de n et effectuée avec la méthode ARMAX. Deux critères sont ensuite utilisés pour le choix de l'ordre n du modèle final employé : l'écart-type σ_{cr} sur l'évolution de la dérive et l'écart-type σ_{tot} sur l'évolution totale (incluant dérive et transitoire). Ils sont définis comme suit :

$$\sigma_{cr} = \sqrt{\frac{1}{N_{cr}^{\text{point}} - 1} \cdot \sum_{j=1}^{N_{cr}^{\text{point}}} \left(\delta_j^{cr} - \bar{\delta}_j^{cr}\right)^2} \tag{5.72}$$

$$\sigma_{tot} = \sqrt{\frac{1}{N_{tot}^{\text{point}} - 1} \cdot \sum_{j=1}^{N_{tot}^{\text{point}}} \left(\delta_j^{tot} - \bar{\delta}_j^{tot}\right)^2} \tag{5.73}$$

dans lesquelles :

- δ_j^{cr} indique la déflexion, obtenue par expérimentation, dans la partie dérive,
- $\bar{\delta}_j^{cr}$ est la déflexion obtenue par simulation de C_r identifié,

– N_{cr}^{point} indique le nombre de points mesurés sur δ_j^{cr},

– δ_j^{tot} indique la déflexion, obtenue par expérimentation, incluant la partie transitoire et la dérive,
– $\bar{\delta}_j^{tot}$ est la déflexion obtenue par simulation de $k_o.D(p) + C_r(p)$,
– N_{tot}^{point} indique le nombre de points mesurés sur δ_j^{tot}.

Les résultats pour les cinq premiers ordres sont donnés sur la Table. 5.3.

TAB. 5.3 – Ecart-type σ_{cr} et σ_{tot} pour $n \in \{1, ..., 5\}$.

n	σ_{cr}	σ_{tot}
1	0,0905	0,1213
2	0,1119	0,1404
3	0,0965	0,1267
4	0,0946	0,1252
5	0,0900	0,1212

Si on regarde l'évolution des écarts-types présenté dans le tableau précédent, on s'aperçoit qu'un modèle C_r du premier ordre est suffisant pour modéliser la dérive. Le modèle correspondant est :

$$C_r(p) = 0,068.\left(\frac{225 \times 10^{-6}.\mathrm{p} + 1}{15,56.\mathrm{p} + 1}\right) \tag{5.74}$$

La Fig. 5.57-a montre la simulation ($\bar{\delta}_j^{cr}$) et la courbe expérimentale (δ_j^{cr} filtrée) pour la dérive. La Fig. 5.57-b montre la simulation ($\bar{\delta}_j^{tot}$) et la courbe expérimentale (δ_j^{tot}) de la déflexion incluant la partie transitoire et la dérive.

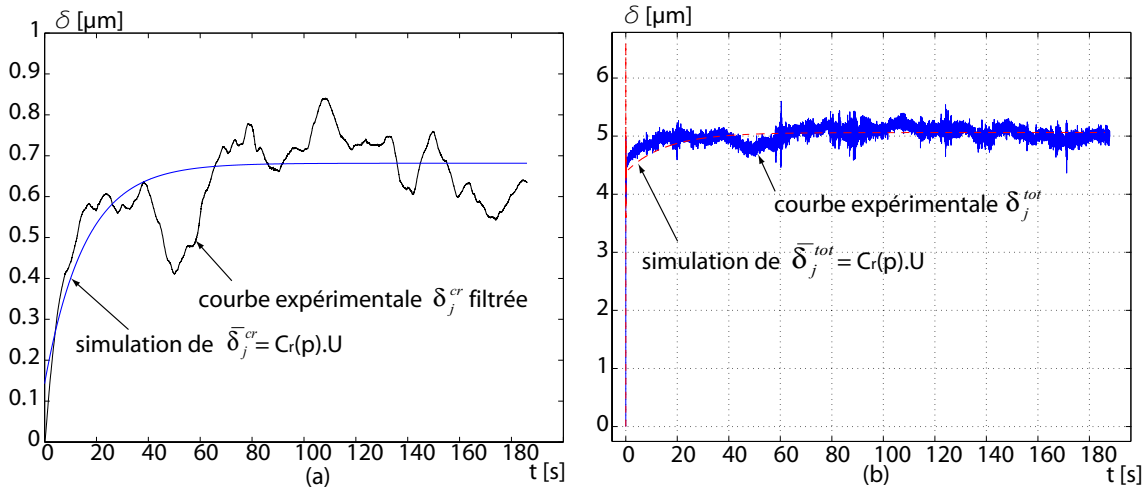


FIG. 5.57 – Simulation et résultat expérimental sur la dérive.

5.4.4 Caractéristiques du transfert force-déflexion

Nous vérifions s'il existe ou non des non-linéarités (hystérésis et dérive) entre la force et la déflexion. Pour l'hystérésis, nous vérifons si le domaine d'utilisation $[-50\mu m, 50\mu m]$ n'est pas dans le domaine de déformation plastique. Pour la dérive, il s'agit de vérifier si la température d'utilisation, qui est la température de la salle, est assez faible pour que la poutre piézoélectrique ne flue pas sous les forces constantes appliquées. Pour toutes les expérimentations, on court-circuite les deux électrodes d'alimentation de la poutre piézoélectrique de façon à avoir $U = 0$.

5.4.4.1 Hystérésis

Pour vérifier si le domaine d'utilisation $[-50\mu m, 50\mu m]$ conduit à un comportement hystérétique ou non, on suspend une masse sur la poutre, on la retire et on la suspend à plusieurs reprises (Fig. 5.58-a). Les résultats indiquent qu'il n'y a pas de déformations permanentes (Fig. 5.58-b). Il n'y a donc pas d'hystérésis entre la force et la déflexion. Notons que ce que l'on voit sur la figure n'est pas la dérive mais le délai de la mise en place, de façon manuelle, de la masse.

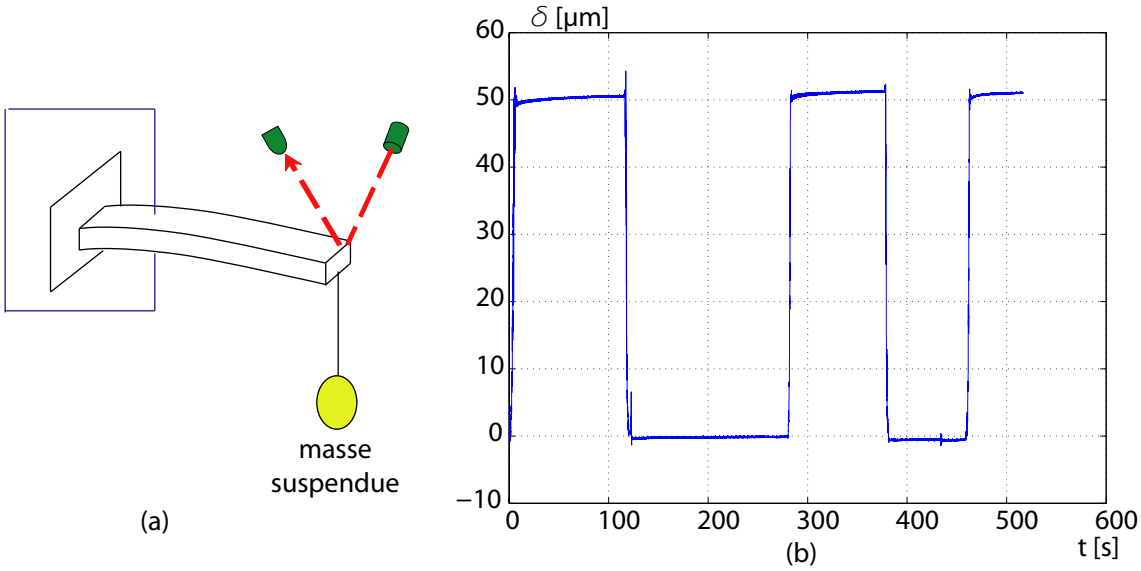


FIG. 5.58 – Vérification de l'hystérésis.

5.4.4.2 Dérive

Pour vérifier la présence ou non de la dérive, on suspend une masse au bout de la poutre et on observe la déflexion sur un temps plus long (jusqu'à $3min$). Les résultats indiquent qu'il n'y a pas de dérive entre la force et la déflexion (Fig. 5.59).

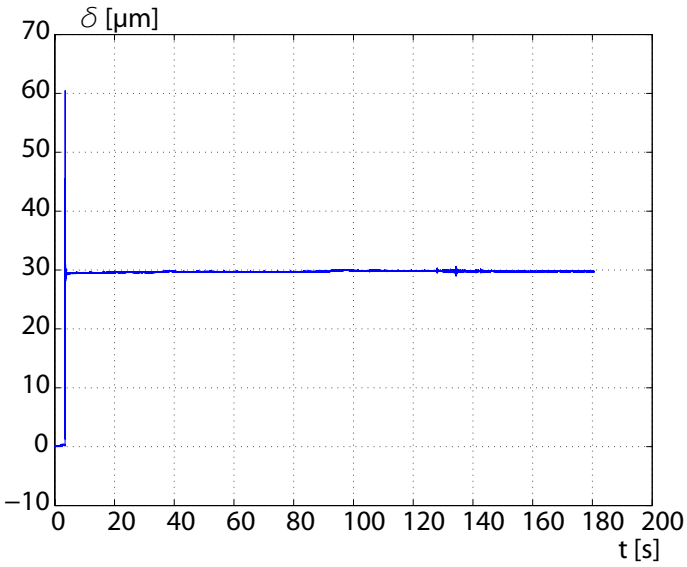


FIG. 5.59 – Vérification de la dérive.

5.4.4.3 Caractéristique statique du transfert force-déflexion

Comme il n'y a pas d'hystérésis, le gain statique s_f (susceptibilité élastique) de la poutre piézoélectrique est constant. Pour l'identifier, les électrodes sont court-circuitées et on suspend un poids de valeur connue à l'extrémité de la poutre.

La Fig. 5.60 donne le résultat. On obtient :

$$s_p = 1,931 \mu m/mN \tag{5.75}$$

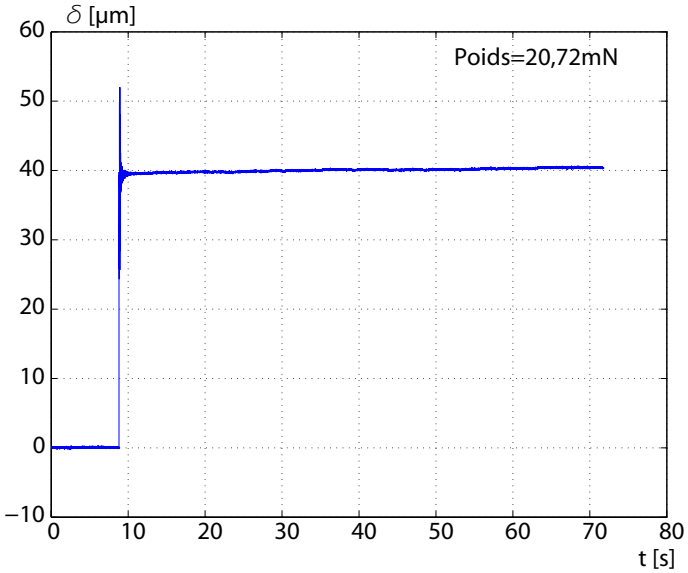


FIG. 5.60 – Identification du gain statique avec un poids de $20,72mN$.

5.4.4.4 Caractéristique dynamique du transfert force-déflexion

Nous vérifions ci-dessous si la dynamique de la déflexion lors de l'application de la force F est similaire à la dynamique $D(p)$ de la déflexion lors de l'application d'une tension U. Pour cela, nous court-circuitons les deux électrodes. Comme il est impossible d'avoir un échelon mécanique idéal par la mise en place d'une masse suspendue, nous appliquons une impulsion mécanique [8]. Le résultat obtenu est présenté sur la Fig. 5.61-a (en trait continu). Un modèle d'ordre élevé (nous choisissons 6), noté $G_{F\delta}$, est ensuite

[8] En appliquant un choc sur la poutre.

identifié avec la méthode par erreur de prédiction (Fig. 5.61-a en trait caché). Son expression est :

$$G_{F\delta} = \frac{61736.(\mathrm{p} + 9651).(\mathrm{p}^2 + 2408.\mathrm{p} + 9{,}3 \times 10^6).(\mathrm{p}^2 - 5000.\mathrm{p} + 1{,}4 \times 10^8)}{(\mathrm{p}^2 + 609.\mathrm{p} + 1{,}667 \times 10^6).(\mathrm{p}^2 + 117.\mathrm{p} + 2.4 \times 10^7).(\mathrm{p}^2 + 1882.\mathrm{p} + 9{,}5 \times 10^7)} \tag{5.76}$$

Ensuite, nous comparons ce modèle avec le modèle $D(p)$ liant la tension et la déflexion. La comparaison est faite avec les magnitudes des fonctions de transferts. Pour $D(p)$, nous utilisons les deux modèles calculés en Section-5.2.3.1, c'est-à-dire d'ordre 2 et d'ordre 6. La Fig. 5.61-b montre les résultats. Il apparaît que la dynamique force - déflexion est équivalente à la dynamique tension - déflexion, du moins pour une plage de fréquence.

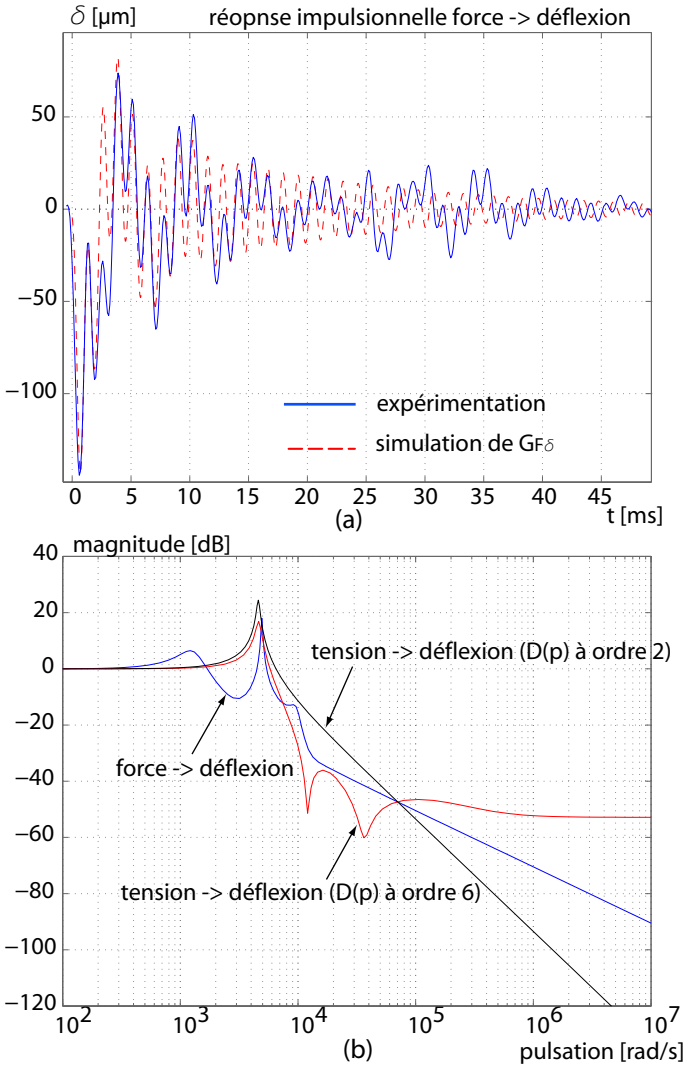


FIG. 5.61 – a : réponse impulsionnelle. b : comparaison du transfert force-déflexion et du transfert $D(p)$ (ordre 2 et ordre 6).

5.4.5 Modélisation du transfert force-tension-déflexion en non-linéaire

Plusieurs études ont donné une indication sur l'équation statique non-linéaire entre la force, la déflexion et la tension en [Low95] [Pon05] :

$$\delta = s_p.F + \Omega\,(U) \tag{5.77}$$

où $\Omega\,(U)$ est un opérateur qui comprend les non-linéarités statiques de la poutre piézoélectrique à modéliser. La linéarité de la force a été montrée expérimentalement

dans les étapes précédentes.

A partir du schéma de la Fig. 5.54 concernant le transfert tension-déflexion ainsi que des conclusions sur la force précédemment déduites, nous obtenons l'expression de la déflexion en fonction de la force et de la tension :

$$\delta = \left(s_p.F + H_i(U)\right).D(p) + U.C_r(p) \tag{5.78}$$

c'est-à-dire :

$$\begin{cases} \delta = \left(s_p.F + d_p.U - h\right).D(p) + U.C_r(p) \\ \dot{h} = A^{bw}.\dot{U} - B^{bw}.\left|\dot{U}\right|.h - \Gamma^{bw}.\dot{U}.\left|h\right| \end{cases} \tag{5.79}$$

5.4.6 Déduction de la force

A partir du système d'équations (5.79), on déduit la force :

$$\begin{cases} F = \frac{1}{s_p}.\left[\left(\delta - U.C_r(p)\right).D(p)^{-1} - d_p.U + h\right] \\ \dot{h} = A^{bw}.\dot{U} - B^{bw}.\left|\dot{U}\right|.h - \Gamma^{bw}.\dot{U}.\left|h\right| \end{cases} \tag{5.80}$$

L'utilisation de l'inverse de $D(p)$ nécessite que ce dernier soit bicausal et bistable [9]. Son identification se fait à partir de la dynamique de la caractéristique tension-déflexion, vue dans la Section-5.2.3.

Les expérimentations ont été faites en utilisant le logiciel LabView sous Windows-Xp. Comme le temps de rafraîchissement d'un tel système est très élevé par rapport à la constante de temps de $D(p)$, nous avons omis ce dernier puisque sa partie transitoire ne sera pas visible par le calculateur. L'équation d'estimation utilisée durant les expérimentations est donc :

$$\begin{cases} \widehat{F}(p) = \dfrac{1}{s_p}.\left[\delta(p) - U(p).C_r(p) - d_p.U(p) + z(p)\right] \\ \dot{z} = A^{bw}.\dot{U} - B^{bw}.\left|\dot{U}\right|.z - \Gamma^{bw}.\dot{U}.\left|z\right| \end{cases} \tag{5.81}$$

La Fig. 5.62 montre le schéma-bloc correspondant.

[9] $D(p)$ est bicausal (respectivement bistable) s'il est causal (respectivement stable) et son inverse est également causal (respectivement stable).

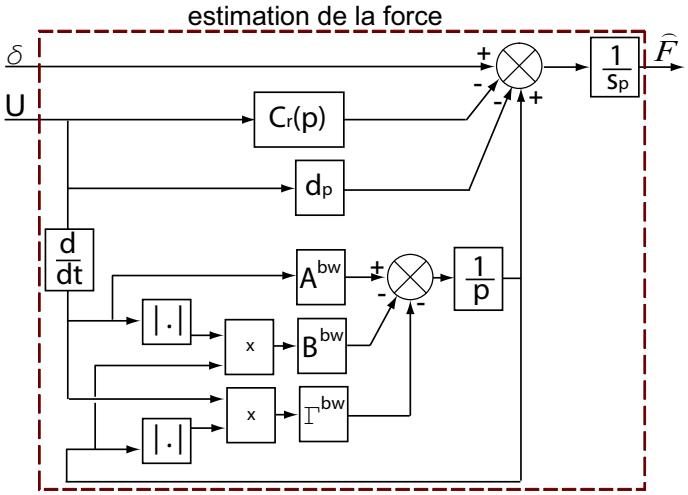


FIG. 5.62 – Schéma-bloc de l'estimation de la force.

Deux types d'expérimentations ont été menées :

- estimation d'une force nulle lorsqu'on applique une tension non-nulle,
- estimation d'une force non-nulle toujours avec une tension non-nulle.

5.4.6.1 Estimation d'une force nulle

La tension appliquée est un échelon d'amplitude élevée ($60V$) (Fig. 5.63-a) afin de visualiser l'effet de l'hystérésis. La déflexion correspondante est présentée sur la Fig. 5.63-b. Sur la Fig. 5.63-c, on montre la force estimée selon quatre types d'estimation :

- estimation linéaire (Fig. 5.63-c-Lin),
- estimation avec prise en compte de la dérive mais non l'hystérésis (Fig. 5.63-c-Der),
- estimation avec prise en compte de l'hystérésis mais pas la dérive (Fig. 5.63-c-Hyst),
- et estimation avec prise en compte de l'hystérésis et de la dérive (Fig. 5.63-c-Nlin).

Il apparaît clairement que l'estimation linéaire fait apparaître à la fois les effets de la dérive et de l'hystérésis sur la force mesurée. La présence de l'hystéréris est indiquée par une valeur initiale d'environ $1,8mN$ avant que la dérive ne commence.

Quant à l'estimation incluant la dérive mais pas l'hystérésis, cette valeur statique est également visible. La constance de la courbe, après avoir atteint la valeur statique, dépend de la précision du modèle C_r utilisé par rapport à la dérive réelle.

En ce qui concerne l'estimation incluant l'hystérésis mais pas la dérive, la valeur initiale est pratiquement nulle. En revanche, on aperçoit clairement la dérive.

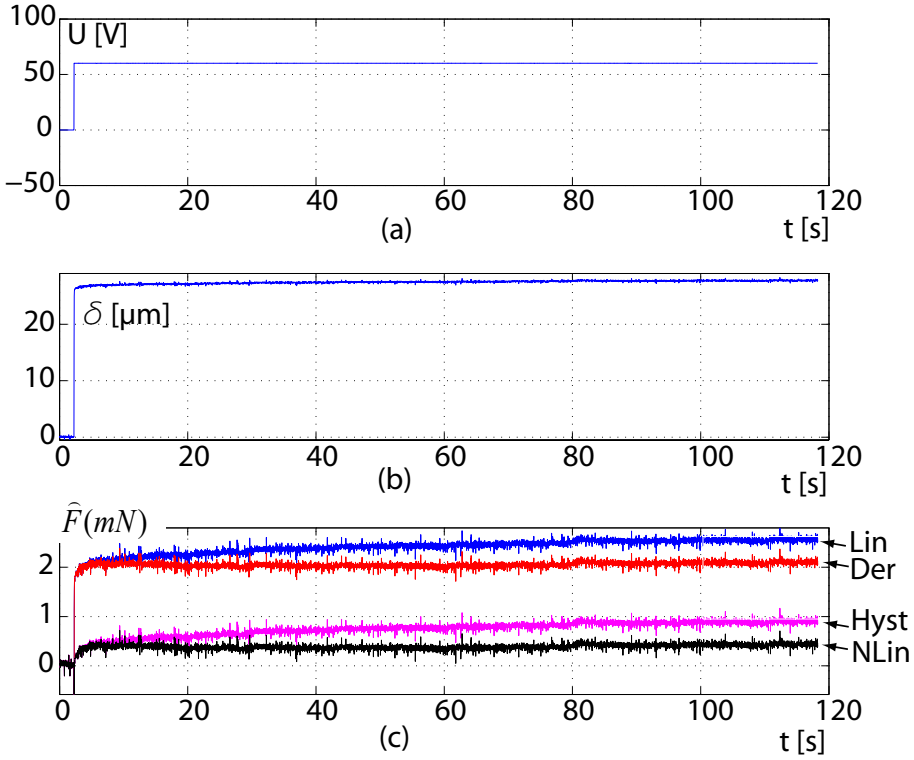


FIG. 5.63 – Estimation d'une force nulle.

Enfin, l'estimation non-linéaire minimise les effets de l'hystérésis et de la dérive dans la force estimée. La précision de l'estimation est inférieure à $0,5mN$ tandis qu'elle est environ $2,5mN$ pour l'estimation linéaire.

5.4.6.2 Estimation d'une force non-nulle

Dans cette expérimentation (Fig. 5.64), une tension de $-30V$ est d'abord appliquée (à $t = 3s$). Puis, on introduit un poids d'environs $20mN$ (à $t = 13s$).

Lors de l'application d'un échelon de tension sur la poutre, on aperçoit un pic très important dans les estimations avec prise en compte de l'hystérésis à cause de la dérivée $\dot{U}$. Ce phénomène était aussi visible sur l'expérimentation à force nulle. On aperçoit également une partie transitoire très lente pour la déflexion δ et pour la force estimée F (Fig. 5.64-b et c) à cause de la méthode (manuelle) utilisée pour mettre en place le poids. Enfin, sur les quatre estimations, l'estimation non-linéaire présente toujours la meilleure précision.

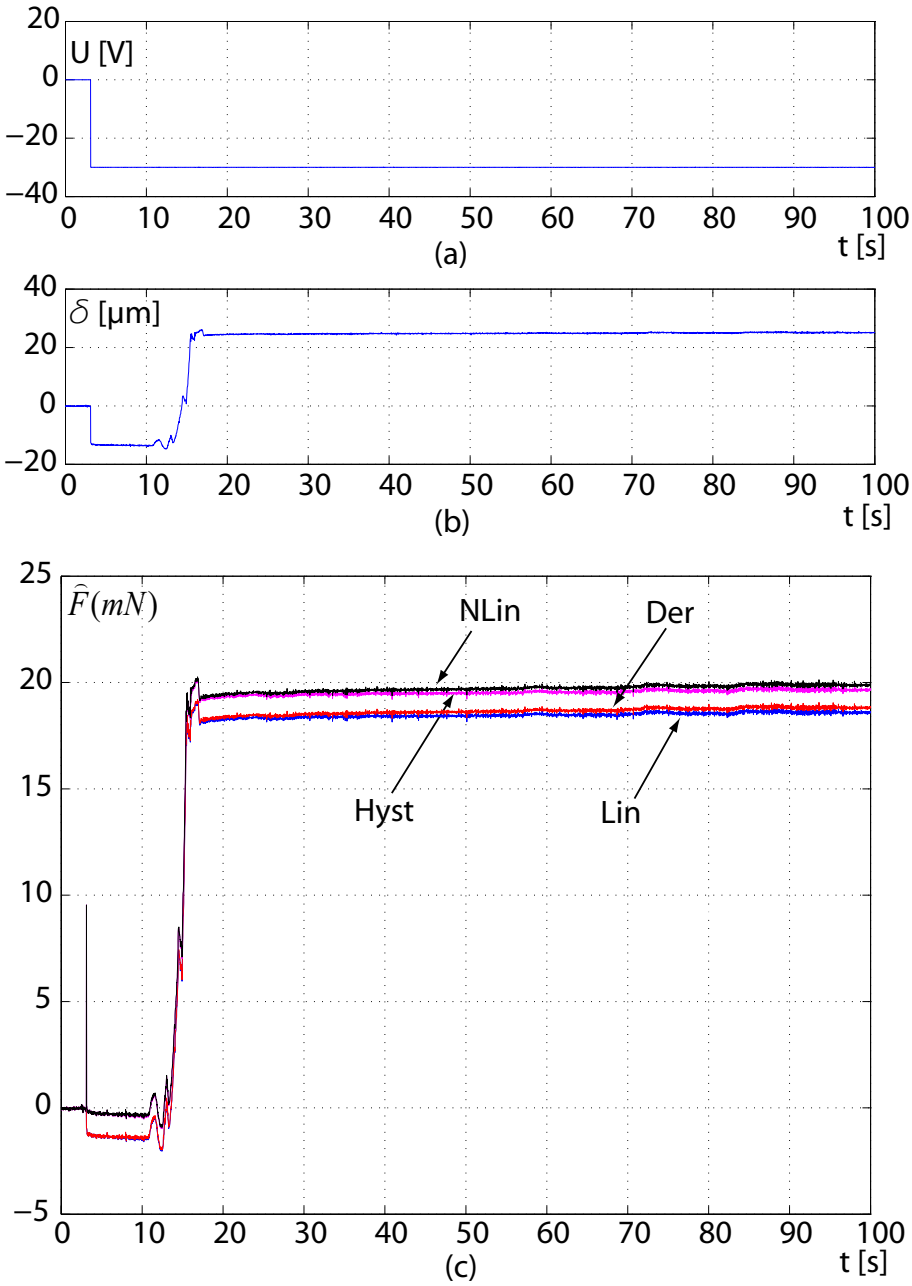


FIG. 5.64 – Estimation d'une force de $20mN$.

5.4.7 Remarque

L'estimation linéaire peut être plus précise si les paramètres statiques (gain statique en force et gain statique en tension) sont adaptés en temps réel. Dans ce cas, il s'agit de l'utilisation d'un modèle linéaire statique à paramètre variant (LPV). En ce qui concerne

l'estimation non-linéaire, les paramètres peuvent être identifiés hors-ligne par un algorithme qui minimise l'erreur de la déflexion estimée par rapport à la déflexion réelle.

La Fig. 5.65 présente le principe utilisable pour une estimation linéaire à adaptation paramétrique en ligne ou pour une estimation non-linéaire à adaptation paramétrique hors-ligne. Dans la figure, $\hat{F}$ et $\hat{\delta}$ sont la force et la déflexion estimées,

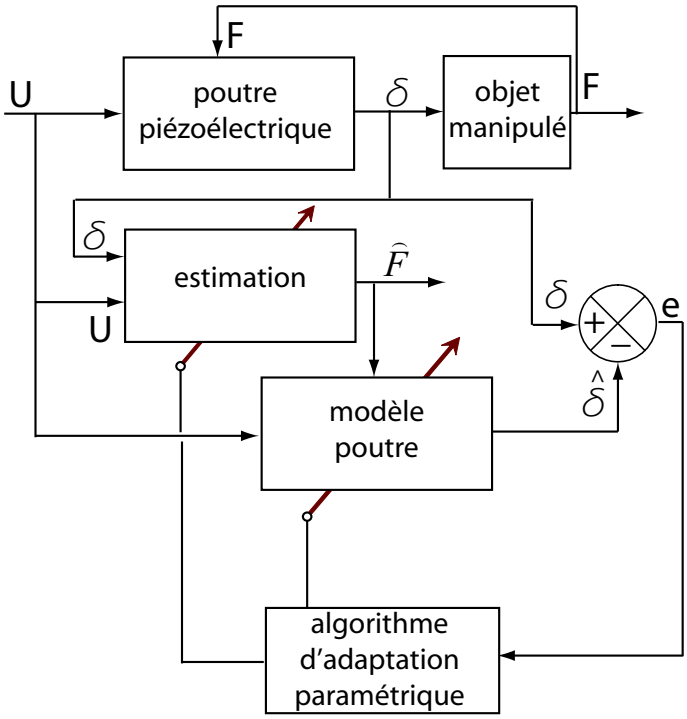


FIG. 5.65 – Schéma de principe de l'estimation de force à adaptation paramétrique.

L'estimation de la force à partir de la déflexion δ et de la tension U, en non-linéaire comme dans notre cas ou en linéaire [Had00], n'est valable que si l'on impose U, c'est-à-dire, la poutre doit fonctionner en tant qu'actionneur pour la méthode utilisée. L'équation initiale pour notre cas est l'équation (5.78) tandis que dans le cas linéaire, elle est représentée par la première équation de (A.13) (dans Annexe-A). Dans cette équation, la tension se comporte comme une force à un coefficient près : elles sont toutes les deux des excitations externes.

Dans le cas où la poutre fonctionne comme un capteur mais non comme un actionneur, l'équation utilisée pour le cas linéaire est la seconde équation de (A.13). Dans ce cas, on mesure la quantité de charge qui s'est créée sur la surface de la poutre et on déduit la force. La technique classiquement utilisée est de convertir la charge en tension par l'utilisation d'un amplificateur de charge.

5.5 Modélisation du transfert tension-force

Nous supposerons que la force est mesurée, elle est notée F. Reprenons l'expression tension-déflexion-force de l'équation (5.78) :

$$\delta = (s_p.F + H_i(U)).D(p) + U.C_r(p) \tag{5.82}$$

On peut encore la réécrire comme suit :

$$\delta = (s_p.F + \psi(U)).D(p) \tag{5.83}$$

telle que :

$$\psi(U) = H_i(U) + C_r(p).D(p)^{-1}.U \tag{5.84}$$

Soit le schéma de la Fig. 5.66 qui représente la poutre piézoélectrique en contact avec un objet. Un modèle suffisant de l'objet ainsi que de l'environnement en contact avec l'autre extrémité de l'objet est un modèle composé d'une masse effective m_e, d'une raideur effective k_e et d'un coefficient visqueux effectif c_e [Epp86]. Dans le cas d'une micropince, cet environnement en contact avec l'objet serait l'autre doigt (poutre piézoélectrique) de la pince.

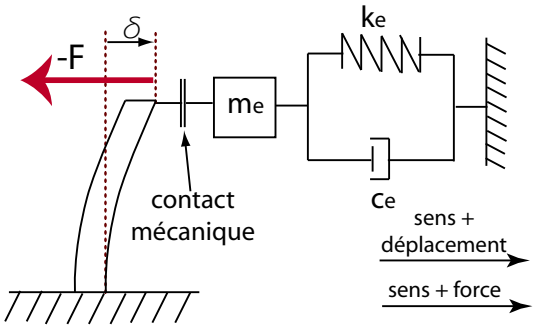


FIG. 5.66 – Poutre piézoélectrique en contact avec son environnement.

La susceptibilité élastique s_p et la constante piézoélectrique d_p étant prises positives depuis le début, les sens positifs pour la force et pour le déplacement sont similaires. La force F indique la force appliquée sur la poutre par l'objet tandis que la force $F_m = -F$ (F de manipulation) est celle appliquée par la poutre sur ce dernier.

D'après la Fig. 5.66 et l'équation (5.83), on obtient le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} \delta = (s_p.F + \psi(U)).D(p) \\ \delta = -s_e.F.D_e(p) \end{cases} \tag{5.85}$$

tel que :

$$\begin{aligned} s_e &= \tfrac{1}{k_e} \\ D_e(p) &= \tfrac{1}{\frac{m_e}{k_e}.p^2+\frac{c_e}{k_e}.p+1} \end{aligned} \tag{5.86}$$

On déduit donc la force appliquée à l'objet :

$$F_m = \frac{1}{(s_e+s_p)}.\psi(U).D(p).\frac{1}{\left(\frac{s_e.D_e(p)+s_p.D(p)}{(s_e+s_p)}\right)} \tag{5.87}$$

avec :

$$\frac{s_e.D_e(p=0)+s_p.D(p=0)}{(s_e+s_p)} = 1 \tag{5.88}$$

Lorsqu'il n'y a pas d'objet en contact avec la poutre, les coefficients m_e, c_e et k_e sont nuls et d'après l'équation (5.87), la force tend vers zéro. En revanche, si l'objet est infiniment rigide (k_e et c_e infinis), l'équation devient celle d'une poutre piézoélectrique à déformation nulle.

A chaque nouvel objet, les caractéristiques dynamique $D_e(p)$ et statique s_e sont différentes. Il n'est cependant pas pratique de synthétiser un correcteur à chaque nouvel objet. Nous allons donc négliger la partie dynamique $\frac{1}{\left(\frac{s_e.D_e(p)+s_p.D(p)}{(s_e+s_p)}\right)}$. Par ailleurs, nous n'allons plus utiliser un modèle d'hystérésis pour H_i, nous reprenons l'approximation quadrilatérale de l'équation (5.8). A partir de l'équation de la force (5.87), de l'équation de la partie électrique (5.84) et de l'approximation quadrilatérale de l'hystérésis (5.8), on obtient :

$$F_m = \frac{\alpha_0}{(s_e+s_p)}.U.D(p) + F_{pert}.D(p) \tag{5.89}$$

où la force de perturbation F_{pert} est donnée par :

$$F_{pert} = \frac{1}{(s_e+s_p)}.\left(C_r(p).U.D(p)^{-1} + \delta_0(.)\right) \tag{5.90}$$

Le gain statique de $C_r(p)$ est très petit devant α_0, ce qui veut dire que le fait de considérer $C_r(p).U$ comme une perturbation est faisable malgré la dépendance de celui-ci par rapport à U. La dynamique $D(p)$ a déjà été identifiée dans la modélisation du transfert déflexion-tension. Nous utiliserons le modèle le plus simple, c'est-à-dire le modèle du second ordre :

$$D(p) = \frac{1}{a.p^2+b.p+1} \tag{5.91}$$

avec : $a = 4,722 \times 10^{-8}$ et $b = 1,304 \times 10^{-5}$.

On a également $s_p = 1,931 \mu m/mN$ et $\alpha_0 = 502 \times 10^{-3} \mu m/V$. Le gain statique $\frac{\alpha_0}{(s_e+s_p)}$ n'est pas constant pour deux raisons :

- changement de s_e lors du changement de type de l'objet manipulé,
- variation du paramètre α_0 à cause de l'hystérésis dans le plan déflexion-tension.

Vérifions expérimentalement l'équation (5.87) : dépendance de la caractéristique dynamique et de la caractéristique statique selon la pièce en contact et présence de la dérive.

5.5.1 Vérification des parties statique et dynamique

Nous vérifions expérimentalement que la relation entre la force et la tension appliquée dépend de la pièce en contact. Nous utilisons deux objets différents : une table compliante de raideur très faible (Fig. 5.67) et une poutre ayant une raideur proche de la poutre piézoélectrique utilisée en actionneur. Nous déterminons ensuite le modèle par la méthode ARMAX et traçons la magnitude de chaque modèle.

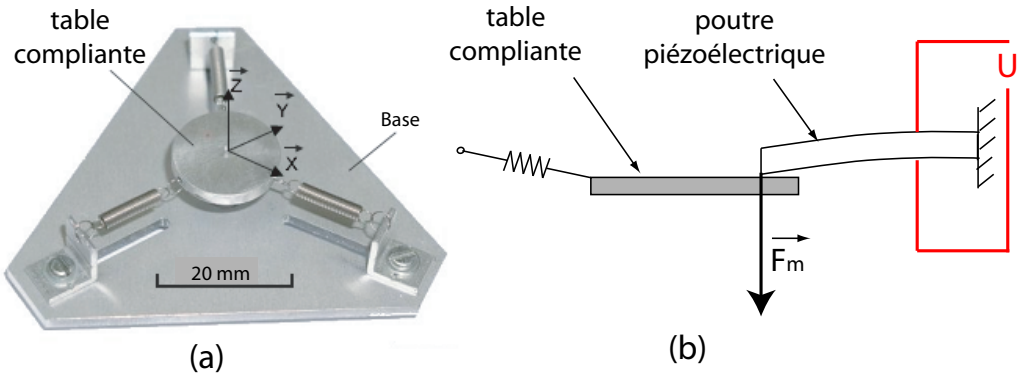


FIG. 5.67 – a : mini-table compliante [Clé05]. b : test sur une table compliante.

La Fig. 5.68 montre les magnitudes pour les deux modèles obtenus avec les deux pièces. On y trace également la magnitude du modèle tension-déflexion $D(p)$. On s'aperçoit que les dynamiques sont différentes en utilisant deux pièces différentes et qu'elles diffèrent de celle de $D(p)$. On s'aperçoit également que les gains statiques diffèrent entre eux pour chacune des manipulations des deux pièces.

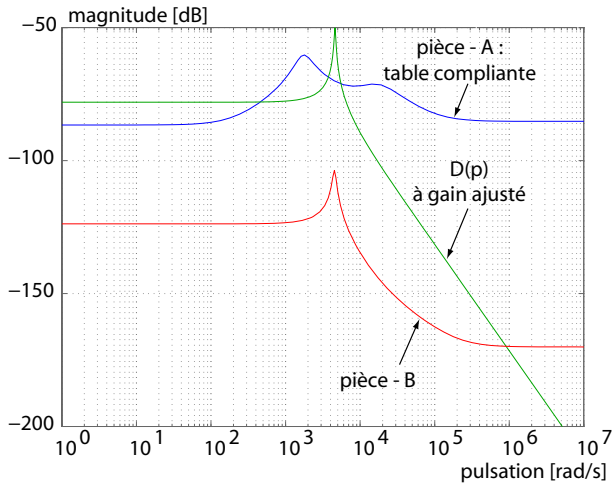


FIG. 5.68 – Magnitudes entre force et tension pour deux objets différents et magnitude de $D(p)$.

5.5.2 Vérification de la présence de la dérive

Nous appliquons une tension constante à la poutre piézoélectrique qui est en contact avec un objet. Lorsqu'on observe la force appliquée à l'objet, on voit apparaître la dérive (Fig. 5.69).

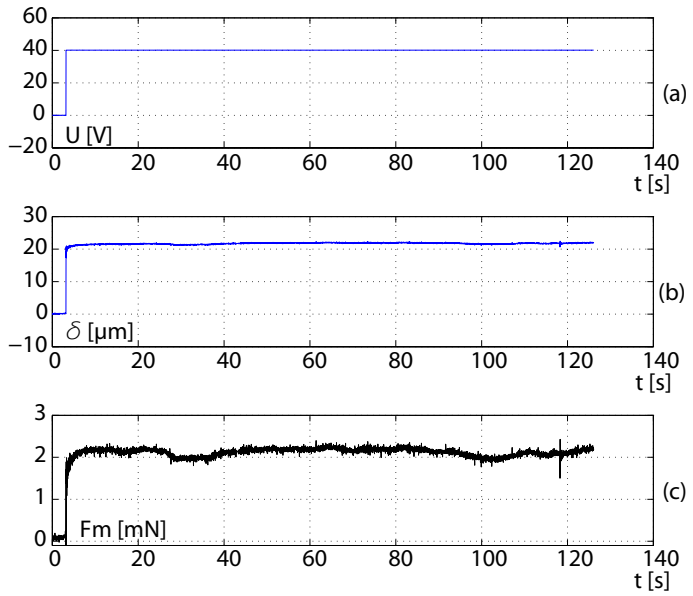


FIG. 5.69 – Vérification de la dérive entre force-tension.

5.5.3 Modèle final à commander

Pour la synthèse des correcteurs, nous partirons d'un modèle où la compliance de la pièce s_e est nulle car on ne la connaît pas a priori. On se penchera sur la robustesse du correcteur pour le rejet de l'effet des paramètres inconnus. On utilise donc le modèle suivant :

$$F_m = \frac{\alpha_0}{s_p}.\frac{1}{a.p^2 + b.p + 1}.U + \frac{1}{a.p^2 + b.p + 1}.F_{pert} \tag{5.92}$$

La Fig. 5.70 montre le schéma systémique de la boucle ouverte.

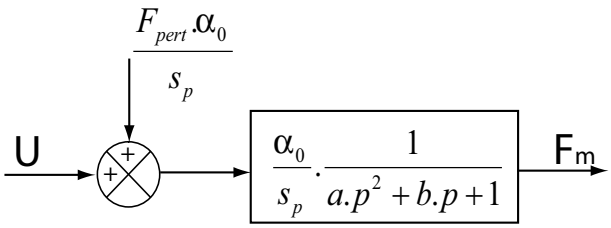


FIG. 5.70 – Schéma du système à commander en force.

La période T_s d'échantillonnage utilisée pour tous les correcteurs est de $0,2ms$. On utilise Simulink et Dspace pour le logiciel et le matériel de calcul.

5.6 Commande en force

Nous supposerons que l'objet à manipuler ainsi que la poutre piézoélectrique sont déjà en contact. Nous supposerons également que la force est mesurée. En fait, nous utilisons l'estimation non-linéaire précédemment étudiée. Le fait d'utiliser un correcteur discret nécessite de discrétiser l'équation d'estimation non-linéaire. Le schéma final utilisé pour la mesure en discret est indiqué sur la Fig. 5.71 dans lequel z représente l'opérateur discret, $C_r(z)$ est la transformée en z de la dérive et T_s est la période d'échantillonnage.

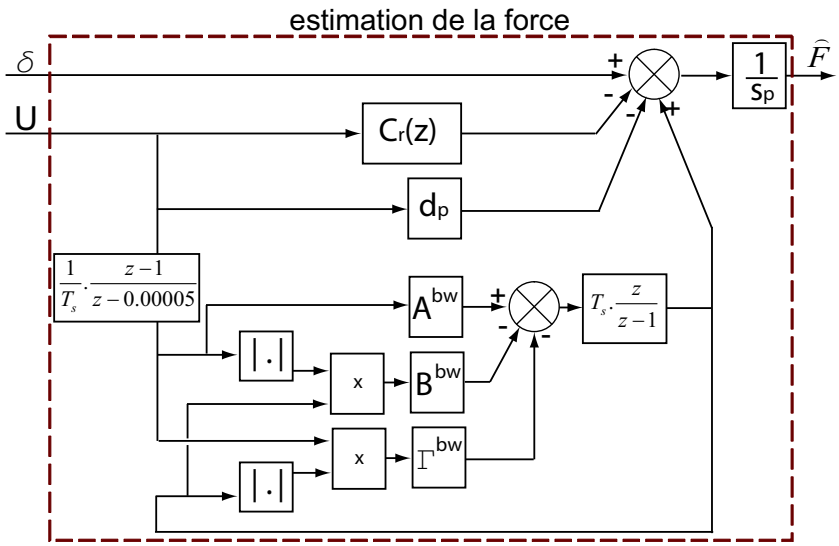


FIG. 5.71 – Schéma-bloc de l'estimation de la force utilisé en discret.

5.6.1 Commande PID discrète

Les paramètres du correcteur sont réglés avec la méthode de *Takahashi*. On retrouve :

$$\begin{aligned} \mathrm{K_p} &= 274,0248 \\ \mathrm{K_i} &= 521952 \\ \mathrm{K_d} &= 0,050971875 \end{aligned} \tag{5.93}$$

tel que :

$$K_{PID} = K_p + K_i.\frac{T_s}{z-1} + K_d.\frac{z-1}{(z-0,0001)\,.T_s} \tag{5.94}$$

La Fig. 5.72 montre le schéma systémique de la boucle fermée.

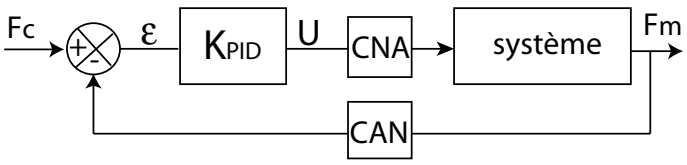


FIG. 5.72 – Mise en place d'un correcteur PID.

Les objets précédemment décrits ont été utilisés pour tester la commande en force. La Fig. 5.73 montre les résultats. Il apparaît que les mêmes performances de force ont été obtenues malgré la différence de propriétés mécaniques des objets. Par contre, les tensions d'alimentation U ainsi que les déflexions fournies sont différentes. L'objet le

plus compliant conduit à une déflexion plus grande et une tension d'alimentation plus grande pour une même consigne de force. Le temps de réponse est d'environ $22ms$.

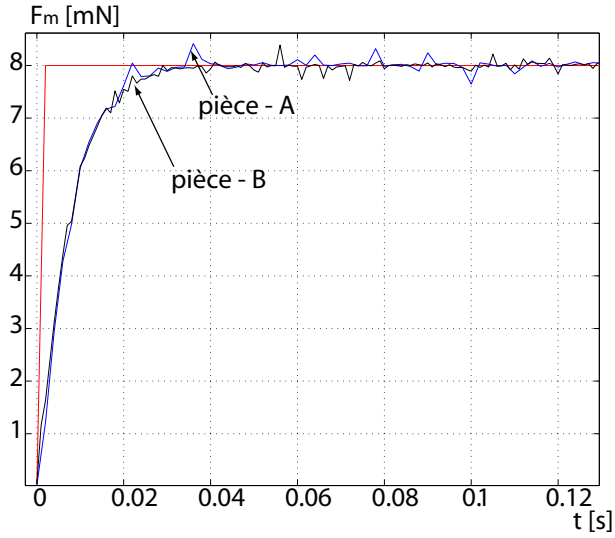


FIG. 5.73 – Commande PID en force pour deux objets manipulés différents.

5.6.2 Commande H_∞ discrète

Les mêmes techniques qu'en commande en déflexion ont été utilisées : transformation bilinéaire et réduction d'ordre. Le cahier des charges fixé comprend un temps de réponse maximal de $10ms$, un dépassement de 0%, une erreur statique de 0.1% et un filtre atténuant les perturbations de fréquence inférieure à $f_c = 160Hz$. On propose les gabarits fréquentiels suivant :

$$\begin{aligned} \frac{1}{W1} &= 10^{-3}\frac{3{,}33.p+1}{0{,}0033.p+1} \\ \frac{1}{W_1.W_3} &= 10^{-2}\frac{0{,}1.p+1}{0{,}001.p+1} \end{aligned} \tag{5.95}$$

Le correcteur à ordre complet obtenu est :

$$\begin{cases} K_{H\infty} = \frac{487{,}4.z^5-1033.z^4+513{,}7.z^3+599{,}1.z^2-1001.z+433{,}5}{z^5-1{,}272.z^4-1{,}326.z^3+1{,}816.z^2+0{,}4366.z-0{,}6539} \\ \gamma_{\text{opt}} = 1.036121 \end{cases} \tag{5.96}$$

Sa forme minimale, que nous avons implémentée, est :

$$K_{H\infty} = \frac{487,4.z^3-87,1.z^2-113,3.z+461,2}{z^3+0,6675.z^2-0,9715.z-0,6958} \tag{5.97}$$

La Fig. 5.74 montre le schéma systémique de la boucle fermée.

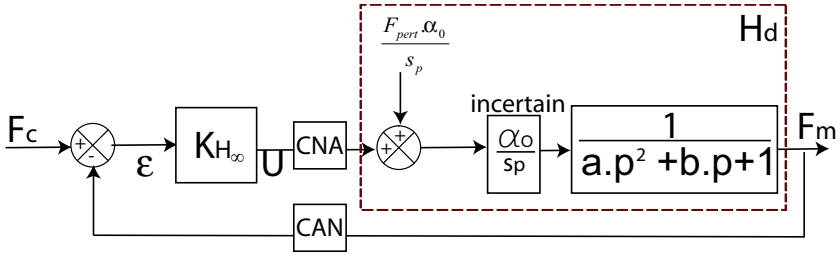


FIG. 5.74 – Schéma systémique pour la commande H_∞.

Pour les deux objets manipulés, les performances obtenues sont similaires (Fig. 5.75). Les mêmes effets qu'avec la commande PID ont été observés : tension et déflexion plus grande pour l'objet le plus compliant. En revanche, on obtient un temps de réponse meilleur : approximativement $11ms$.

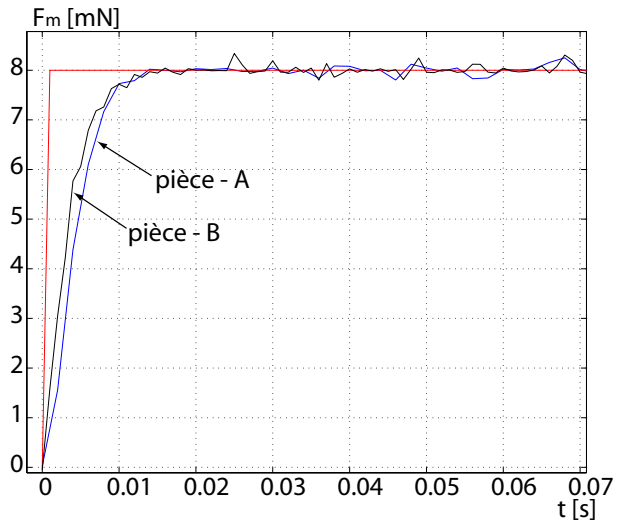


FIG. 5.75 – Commande H_∞ en force pour deux objets (objets) manipulés différents.

5.7 Conclusion

Dans le but d'améliorer les stratégies de micromanipulation dans la station de microassemblage réalisée et pour maîtriser les forces de micromanipulation, nous avons choisi d'utiliser des poutres piézoélectriques. Ce chapitre a détaillé la commande en déflexion, la commande en force, les modélisations nécessaires et la mesure de force sur les poutres piézoélectriques. Le domaine d'utilisation de la poutre conduit à des non-linéarités. Ce chapitre a donc pris en compte ces non-linéarités que sont l'hystérésis et la dérive.

Tout d'abord, pour la commande en déflexion, nous avons proposé la modélisation multilinéaire. Le principe est simple, on utilise un modèle linéaire dont le paramètre statique varie à cause de l'hystérésis. La dérive, comme la force exercée sur la poutre piézoélectrique, est considérée comme une perturbation. L'avantage de cette modélisation, par rapport à l'utilisation d'un modèle d'hystérésis (Presiach, etc.), est que moins de puissance de calcul est nécessaire. Par ailleurs, les techniques de synthèses de correcteurs pour systèmes linéaires sont applicables. Trois types de contrôleurs ont été synthétisés : la commande PID, la commande H_∞ et la μ-synthèse. Une analyse fréquentielle expérimentale a permis d'affiner les performances obtenues. La μ-synthèse offre la meilleure bande-passante, vient ensuite la commande H_∞ et enfin la commande PID.

Concernant microrobots et microsystèmes, certaines dimensions sont si petites qu'une petite modification de certaines caractéristiques dimensionnelles conduit à une modification non-négligeable des paramètres des modèles. En ce qui concerne les poutres piézoélectriques, il peut s'agir de modification mineure sur l'épaisseur ou sur la largeur ou encore de la mise en place d'un organe terminal à l'extrémité de la poutre. Lors de tâche d'assemblage, un défaut de fonctionnement ou une détérioration peuvent survenir ce qui conduit au remplacement d'une partie du système de micromanipulation. Comme il n'est pas intéressant d'effectuer une identification et une synthèse de contrôleur à chaque fois, la robustesse ou l'adaptation du correcteur prend tout son intérêt. Pour cela, nous avons testé les correcteurs précédemment synthétisés sur une autre poutre piézoélectrique d'épaisseur différente ($0,275mm$ au lieu de $0,3mm$). Le correcteur PID provoque une instabilité tandis que les correcteurs robustes synthétisés conservent toujours les performances voulues.

En ce qui concerne la commande en force, il faut d'abord connaître la force soit par mesure directe avec un capteur soit à l'aide d'un observateur. Une étude sur les capteurs de force existant montre qu'il faut toujours passer par la mesure de la déflexion et d'en extraire ainsi la force. Par ailleurs, les équations utilisées jusque maintenant pour la déduction de la force restent dans le domaine linéaire. Dans notre cas où l'hystérésis et la dérive sont non-négligeables, l'utilisation de formules non-linéaires est nécessaire. Nous avons donc déterminé la relation liant la déflexion, la tension et la force puis nous l'avons exploité pour connaître la force. L'hystérésis a été modélisé avec le modèle de Bouc-Wen pour sa simplicité tandis que la dérive avec un modèle Kelvin-Voigt. Les expérimentations ont montré que l'erreur de mesure avec la méthode proposée est largement inférieure par rapport à l'erreur de mesure avec une méthode linéaire classique. L'effet de l'hystérésis et de la dérive sont nettement visibles avec cette dernière. Enfin, nous avons synthétisé un correcteur PID et un correcteur H_∞ pour obtenir les performances voulues en force. Les tests ont été effectués sur différents objets et ont donné de bons résultats. Comme dans la commande en déflexion, la commande H_∞ offre de meilleures performances que le PID. Par ailleurs, sur deux objets de caractéristiques mécaniques différentes (un objet élastique et un objet rigide), un correcteur donne toujours les mêmes performances. En fait, le modèle nominal choisi fait que quelque soit l'objet, la stabilité est toujours assurée puisque la marge de gain va de $-\infty dB$ jusqu'à

une certaine valeur positive. En outre, les objets utilisés durant les expérimentations ont conduit à des pôles en boucle fermée toujours dans la région de performances. Lorsque les caractéristiques des objets à manipuler varient trop, il se peut que les régulateurs que nous avons synthétisés n'assurent plus les performances mêmes s'ils sont robustes. Dans ce cas, au lieu d'utiliser des régulateurs figés, nous proposons d'utiliser des régulateurs adaptatifs.

Chapitre 6

Applications

6.1 Introduction

Ce chapitre est consacré à des applications de manipulation avec les microsystèmes conçus. Du fait de la conception modulaire de la station de micromanipulation, les modules étant les poutres piézoélectriques et les microsystèmes à 2ddl, nous disposons d'un grand nombre d'organisations internes possibles. Du point de vue de la structure physique, une réorganisation se fait facilement. En revanche, la reconfiguration de la supervision peut s'avérer complexe. Ce chapitre propose une méthode de reconfiguration. Nous proposons ensuite des exemples de micromanipulation avec trois structures de station :

- une station destinée à la manipulation par adhésion ; elle utilise un seul microrobot (microsystème 2ddl) (Fig. 6.1-a) ;
- une station avec un microrobot pour les grands déplacements (microsystème 2ddl) couplé avec une micropince ;
- une station avec deux microsystèmes 2ddl permettant de manipuler des objets dans une large plage de dimensions (Fig. 6.1-b).

Les deux premières structures de stations sont téléopérées tandis que la troisième est complètement automatisée.

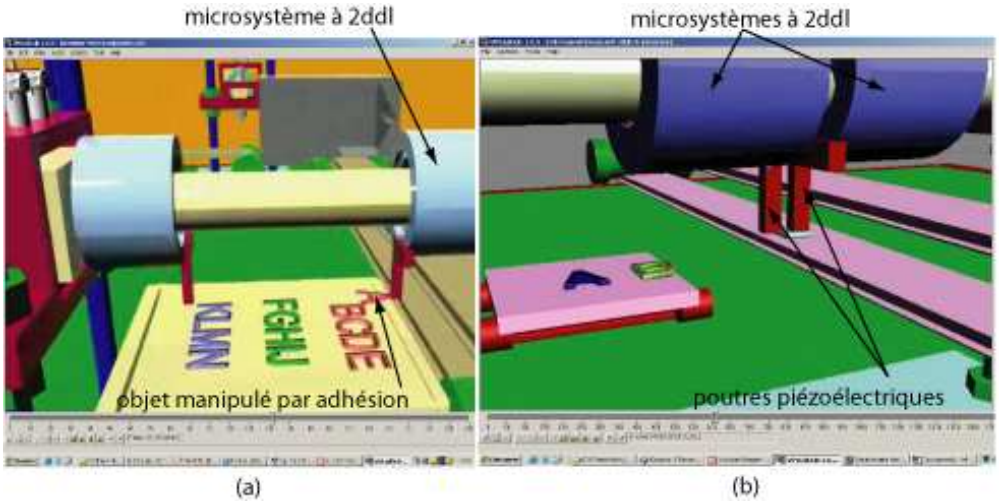


FIG. 6.1 – a : image de synthèse d'une manipulation par adhésion. b : image de synthèse d'une manipulation avec deux microsystèmes 2ddl.

6.2 Modularité et reconfiguration

Dans une structure, les modules sont les éléments ayant chacun une tâche propre. L'interaction de l'ensemble permet de réaliser une tâche globale. L'intérêt des systèmes modulaires est double :

- dans le cas général, si un module est en panne, il peut être retiré de la structure de sorte que le reste des modules reste fonctionnel ;
- chaque module est conçu et fabriqué indépendamment des autres modules.

Nous considérons que la manipulation ou l'assemblage dans la station sont toujours automatisés et que les microrobots et microsystèmes sont commandés en boucle fermée. Cela a déjà été défini lors de notre classification au Chapitre-3. Nous définissons donc trois classes de modules : les modules matériels, les modules de commande et les modules tâches.

6.2.1 Modules matériels

Les modules matériels sont les microsystèmes et les microrobots disponibles dans le stock (Fig. 6.2) et intégrés dans la station de micromanipulation et de microassemblage à monter. Nous désignons chacun de ces modules MM_i tel que $i \in \{1..n_m\}$ où n_m indique leur nombre total dans le stock. Le nombre n_m ne considère pas la multiplicité : deux microsystèmes identiques sont considérés comme deux modules différents. Chaque microrobot et microsystème a été conçu et réalisé de manière indépendante. A chaque

module MM_i, on associe une entrée de commande et une sortie notées respectivement de façon standard u et m.

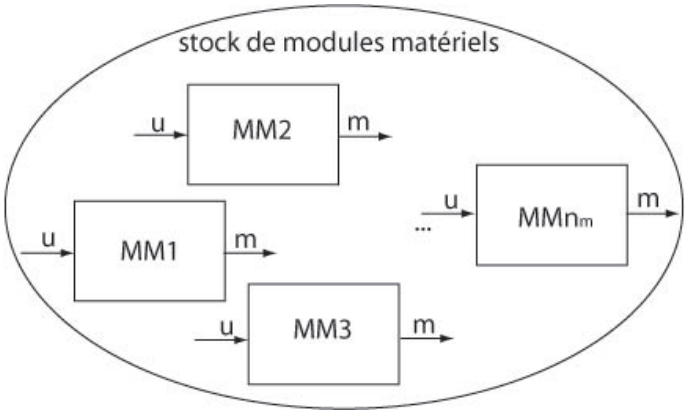


FIG. 6.2 – Représentation des modules matériels disponibles dans le stock.

6.2.2 Modules de commande

Les modules de commande sont des blocs, contenant des correcteurs, disponibles dans un stock. Nous appelons ces modules Mc_j tel que $j \in \{1..n_c\}$ et où n_c est leur nombre total dans le stock. Chaque module de commande est représenté schématiquement par une forme standard dont le système à commander est laissé vide (Fig. 6.3). A chaque module Mc_j, on associe une entrée exogène, une sortie exogène, une sortie de commande, une entrée de mesure (notées respectivement de façon standard r, y, u et m) et un correcteur K_j. Contrairement aux modules matériels, il ne peut y avoir de modules de commande identiques dans un stock. La conception d'un module de commande se fait souvent en connaissance d'un module matériel. Toutefois, plusieurs modules de commande peuvent être conçus à partir d'un seul module matériel et plusieurs modules matériels sont compatibles avec un module de commande.

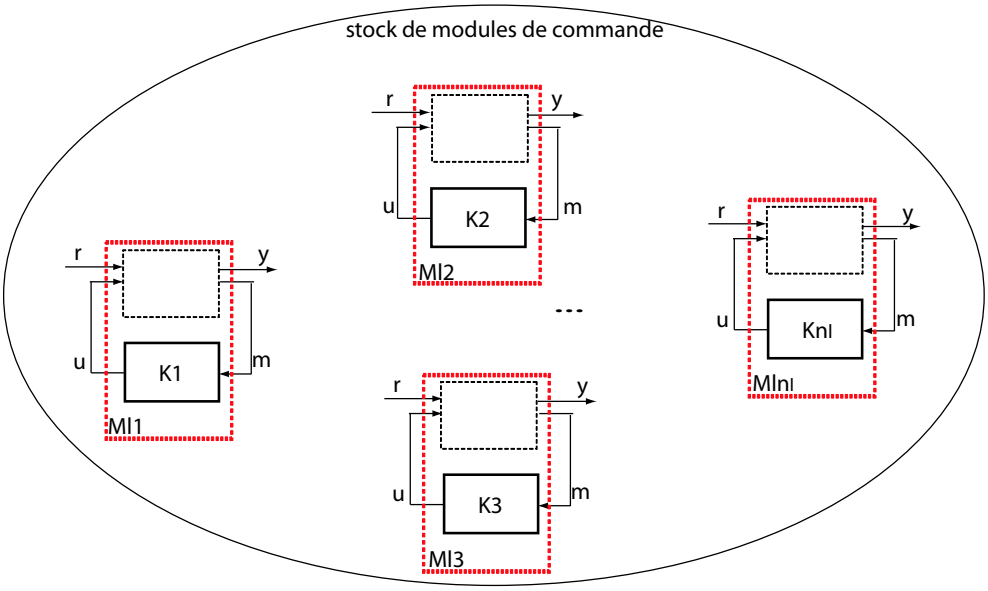


FIG. 6.3 – Représentation des modules de commande disponibles dans le stock.

6.2.3 Modules tâche

Les modules tâche sont des tâches élémentaires disponibles dans un stock. Nous appelons ces modules Mt_k tel que $k \in \{1..n_k\}$ et où n_k est leur nombre total dans le stock. Chaque module tâche est représenté par une boîte, un arc d'entrée et un arc de sortie (Fig. 6.4). Chaque arc d'entrée est muni d'une condition notée de façon standard ct_e permettant d'entrer dans un module tâche correspondant. De manière similaire aux modules de commande, il ne peut y avoir de modules tâche identiques dans un stock.

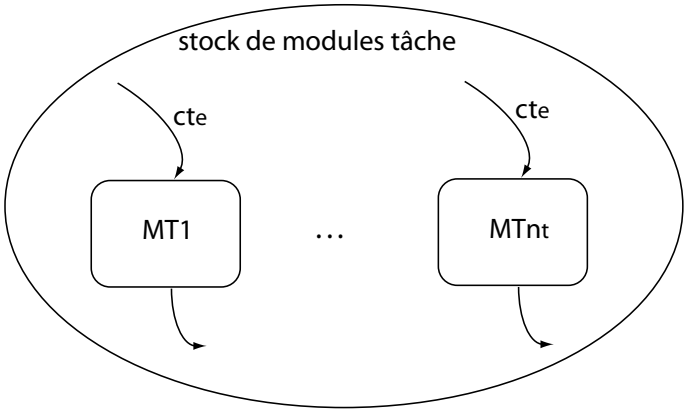


FIG. 6.4 – Représentation des modules tâche disponibles dans le stock.

6.2.4 Reconfiguration

La reconfiguration se divise en deux parties : la reconfiguration matérielle et la reconfiguration de la commande.

La reconfiguration matérielle consiste à placer, retirer ou changer des modules matériels sur la station. Elle peut être aussi une restructuration de la station, par exemple le déplacement d'un module matériel, etc.

Lorsque la reconfiguration matérielle est faite, vient l'étape de la reconfiguration de la commande. Deux étapes sont alors à effectuer : la planification des tâches et l'affectation des modules de commande.

La planification des tâches consiste à relier bout-à-bout des modules tâches. Par ailleurs, l'affectation des modules de commandes est la mise en place de modules de commande dans chaque module tâche ainsi que la définition du module matériel qui lui est affectée.

Remarque : dans un cycle d'automatisation un module tâche peut apparaître plusieurs fois. De même pour un module de commande. Un module de commande peut également apparaître plusieurs fois dans un module tâche.

Une fois la reconfiguration terminée, il suffit de transcrire la commande reconfigurée dans un calculateur (ordinateur, etc.) et de connecter celui-ci à la station pour exécuter l'ensemble. Un exemple est développé ci-dessous.

6.2.5 Exemple

On dispose de deux modules matériels identiques notés **(MG)** et **(MD)**, deux exemplaires du microsystème 2ddl développé au Chapitre-3. Le vecteur d'entrée est $u = \begin{pmatrix} U & f \end{pmatrix}^T$ tandis que la sortie est pour le moment laissée notée m.

On dispose également de deux modules de commande appelés commande en position et commande en force. La commande en position pour le module matériel **(MG)** (ou **(MD)**) a été présentée au Chapitre-4. Son entrée exogène est la position consigne x_c et sa sortie exogène est l'erreur $x_c - x$. La sortie de commande est $u = \begin{pmatrix} U & f \end{pmatrix}^T$ tandis que l'entrée de mesure est notée m. Pour la commande en force, nous supposons qu'elle est déjà disponible dans le stock. Son entrée exogène est la consigne de force de manipulation $u = F_m^c$ tandis que sa sortie exogène est l'erreur $F_m^c - F_m$.

Enfin, nous disposons des modules tâches suivants : mouvement, prise, transport, dépose.

Nous souhaitons réaliser une automatisation de la séquence suivante dans laquelle chaque tâche élémentaire sera appelée étape :

- **Etape Approche** : approche des microsystèmes **(MG)** et **(MD)** vers un objet,
- **Etape Prise** : lorsqu'ils sont au contact de l'objet, les microsystèmes le saisissent,
- **Etape Transport** : quand la force de maintien voulue est atteinte, les microsystèmes transportent l'objet à un lieu de traitement ou d'usinage,
- **Etape Traitement** : durant l'usinage, pendant que l'objet est maintenu par les microsystèmes, un outil laser vient effectuer des opérations de gravure sur l'objet,
- **Etape Transport** : l'usinage étant fini, l'objet est de nouveau transporté à un lieu d'assemblage où il sera déposé,
- **Etape Dépose** : arrivé au lieu d'assemblage, les microsystèmes laissent l'objet,
- **Etape Retour** : quand les microsystèmes auront déposé l'objet, ils rejoignent respectivement leur position de repos.

A partir de cet exemple, on déduit automatiquement les remarques suivantes.

- le module tâche 'mouvement' est utilisée pour les étapes suivantes : Approche et Retour,
- le module tâche 'prise' est utilisée pour l'étape Prise,
- le module tâche 'transport' est utilisée pour les étapes suivantes : Transport et Retour,
- le module tâche 'dépose' est utilisée pour l'étape Dépose,

- le module de commande 'commande en position' est utilisée à l'intérieur des étapes suivantes : Approche, Transport, Traitement, Dépose et Retour,
- le module de commande 'commande en force' est utilisée à l'intérieur des étapes suivantes : Prise, Transport et Traitement.

On remarque également que le module tâche dépose peut être étudiée spécifiquement pour éviter les problèmes liés aux forces d'adhésions. Ici, nous avons utilisé deux modules de commande en position, mais nous aurions pu mettre en oeuvre deux modules de commande en force. La Fig. 6.5 représente la séquence et les affectations de modules.

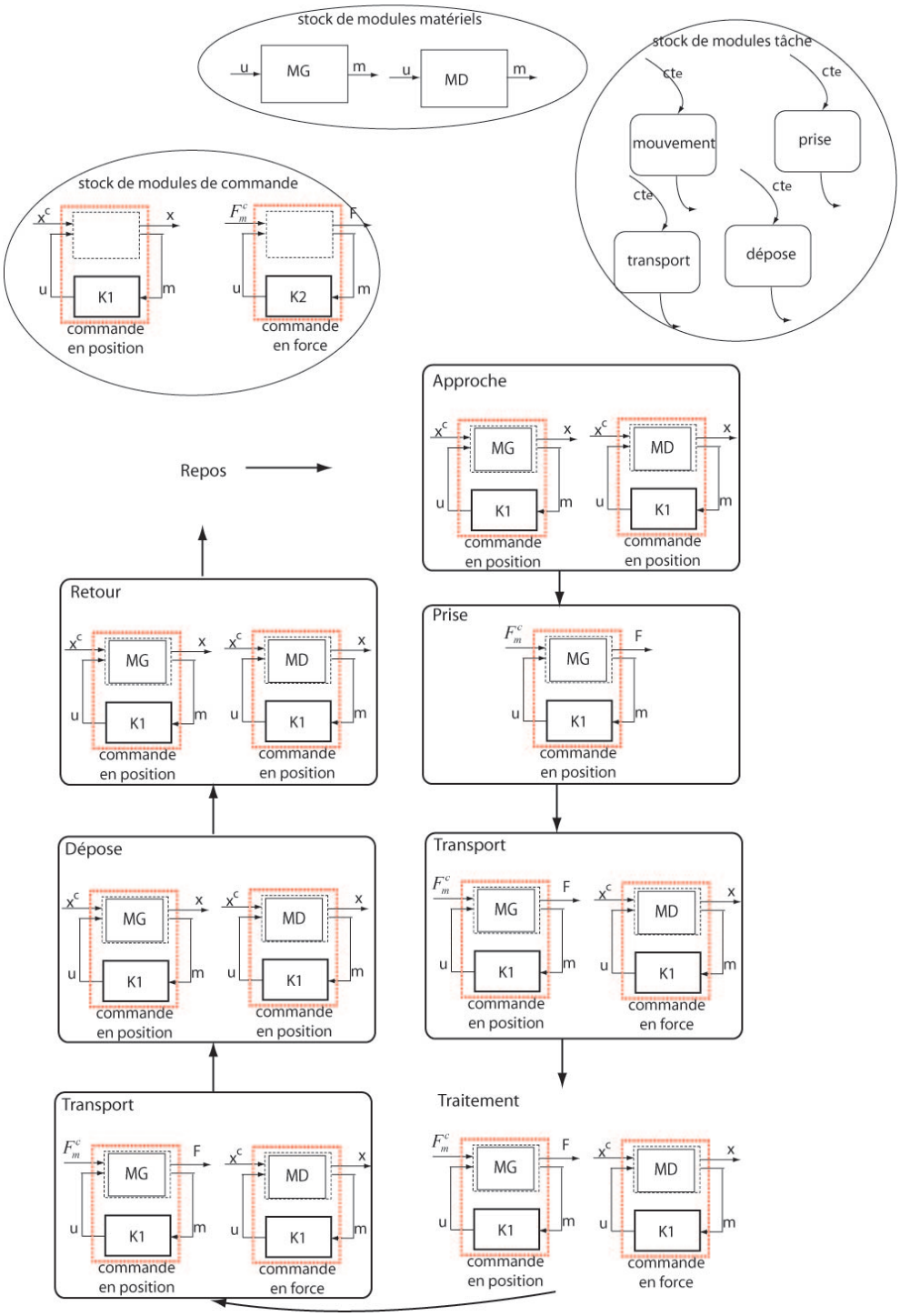


FIG. 6.5 – Diagramme d'une séquence de prise-transport-traitement-dépose.

6.3 Matériels mis en œuvre

Pour mesurer les déflexions des poutres piézoélectriques, nous utilisons des jauges extensométriques (Fig. 6.6) à la place des capteurs optiques en raison de l'encombrement occupé par ces derniers.

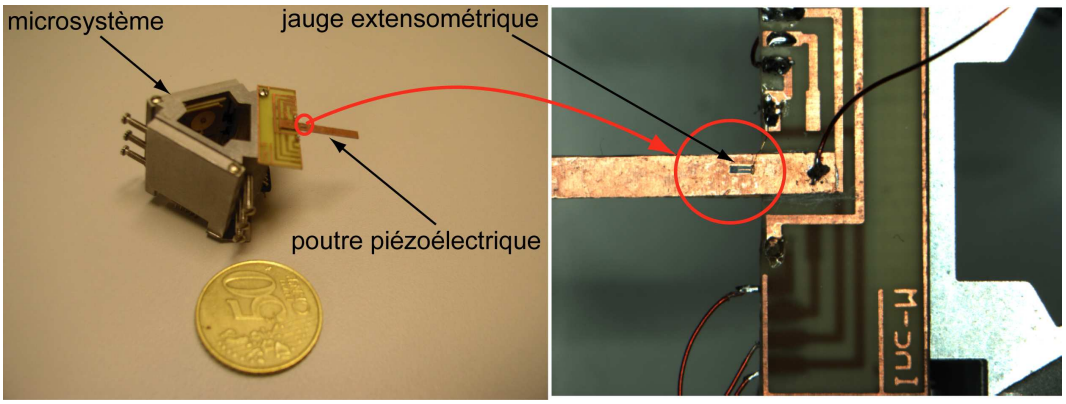


Fig. 6.6 – Utilisation de jauge extensométrique pour la mesure de déflexion des poutres piézoélectriques.

Les matériels et logiciels d'expérimentation (Fig. 6.7) sont composés de :

- la station de micromanipulation réalisée,
- le logiciel LabView sous Windows-XP pour l'acquisition des données mesurées et le calcul de la commande à générer,
- un joystick pour la téléopération,
- un amplificateur pouvant fournir $\pm 200V$,
- deux capteurs optiques pour la mesure des déplacements linéaires des microsystèmes à 2ddl et des jauges extensométriques pour la mesure des déflexions des poutres piézoélectriques.

A cause de la fréquence de rafraîchissement $f_s = \frac{1}{T_s}$ limitée (avec T_s supérieur à $10ms$) du système utilisé (Windows-XP et Labview), nous n'appliquons pas de commande sur les poutres piézoélectriques. Nous les utilisons seulement pour mesurer la force de manipulation. Pour cela, nous court-circuitons les électrodes des poutres et, d'après l'équation (5.77), on obtient directement une relation linéaire entre force et déflexion :

$$F_m = \frac{\delta_x}{s_p} \tag{6.1}$$

Dans cette situation, on ne fait plus d'estimation, on réalise une mesure de force à l'aide de la poutre piézoélectrique et une jauge. La précision de mesure de la force obtenue avec les jauges est d'environ $0,7mN$. Celle-ci pourrait être améliorée selon le nombre de jauges ainsi que la qualité du conditionneur utilisés. Comme il s'agit de premiers tests d'automatisation, nous n'avons utilisé qu'une seule jauge. Dans le futur, ce point doit être pris en compte.

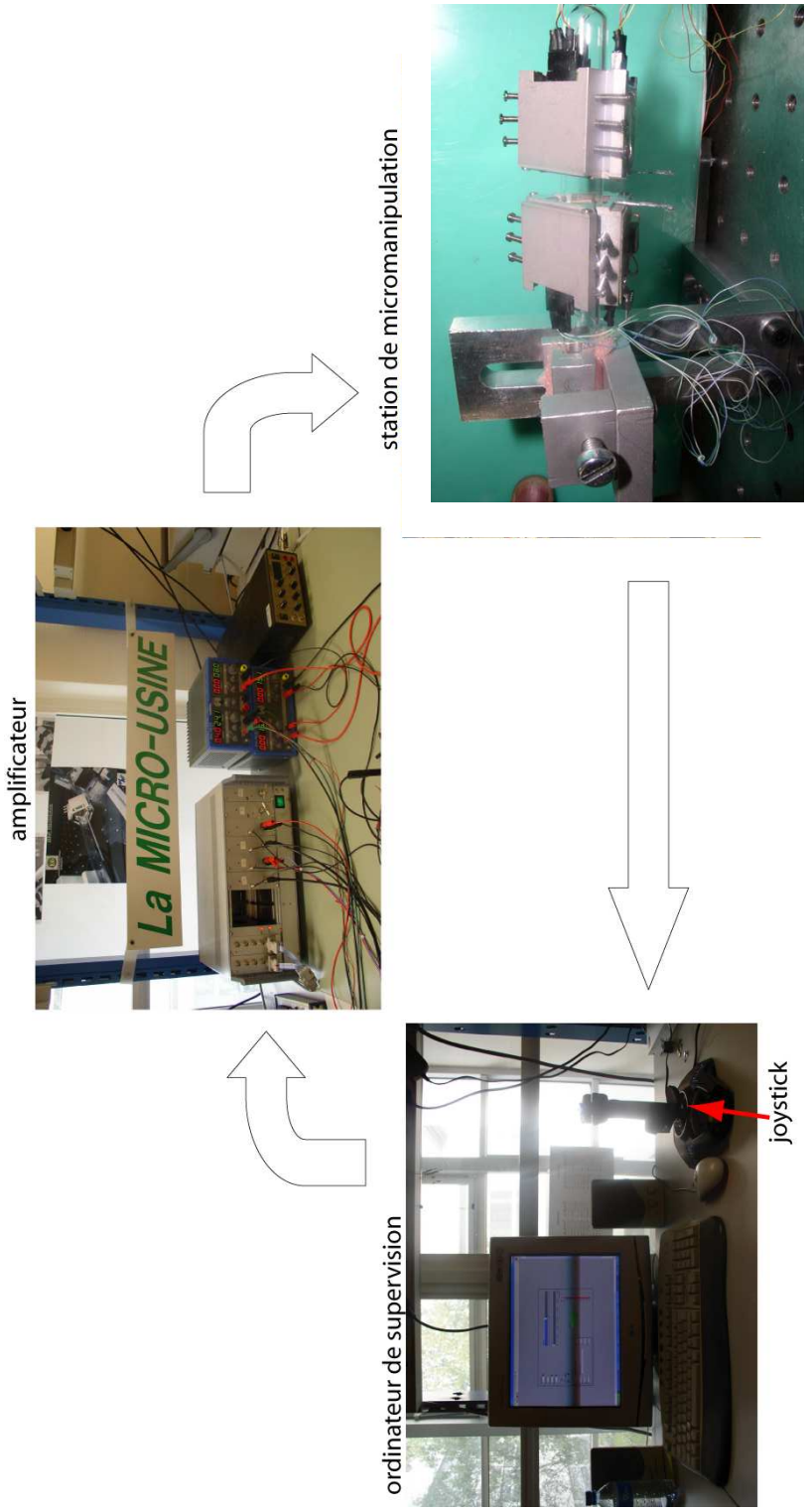


FIG. 6.7 – Schéma de l'installation.

6.4 Manipulation téléopérée par adhésion

Lorsque les dimensions des objets manipulés sont suffisamment petites pour que leur poids soit négligeable devant les forces d'adhésion, il est possible de les manipuler avec un seul doigt. Pour effectuer des tests, nous utilisons un microsystème 2ddl sur lequel est fixée une poutre piézoélectrique. Pour cette expérimentation, Le microsystème est commandé en boucle ouverte et on utilise le joystick pour la téléopération. Comme la précision du capteur de force est très mauvaise par rapport à l'ordre de grandeur des forces d'adhésion mises en jeu, la fonction de la poutre piézoélectrique est uniquement de faciliter le contact avec les objets. Ici, l'objet manipulé est un grain de polystyrène dont le volume est aux environs de $3mm^3$. Une telle dimension a été utilisé pour bien visualiser la scène sur vidéo. Par ailleurs, étant donné la densité volumique faible du polystyrène, les forces d'adhésion, surtout la force électrostatique, apparaissent déjà. Le déroulement de la manipulation est disponible en vidéo.

Dans cette expérimentation, on définit les modules suivants :

- un module matériel appelé **MG**, qui est le microsystème à 2ddl,
- aucun module de commande n'est utilisée puisque la manipulation est téléopérée,
- un module tâche appelé mouvement.

Trois étapes sont réalisées : Approche, Prise et Transport. Un module tâche mouvement et un module matériel **MG** sont associés à chacune de ces étapes. Le déroulement des expérimentations est le suivant.

Etape 1 : Approche. Tout d'abord, on approche le microsystème du lieu où se trouve l'objet à manipuler (Fig. 6.8-a).

Etape 2 : Prise. Quand le microsystème est au voisinage de l'objet, la vitesse d'avance est réduite. Au contact, quelques ajustements d'avance-recul permettent à l'objet de se coller sur la poutre piézoélectrique (Fig. 6.8-b). En fait, il faut que la surface de contact soit la plus grande possible pour augmenter les forces surfaciques.

Etape 3 : Transport. Quand il y a adhésion entre la poutre et l'objet, on peut le transporter (Fig. 6.8-c et d) pour un microassemblage ou pour un traitement sur un autre lieu.

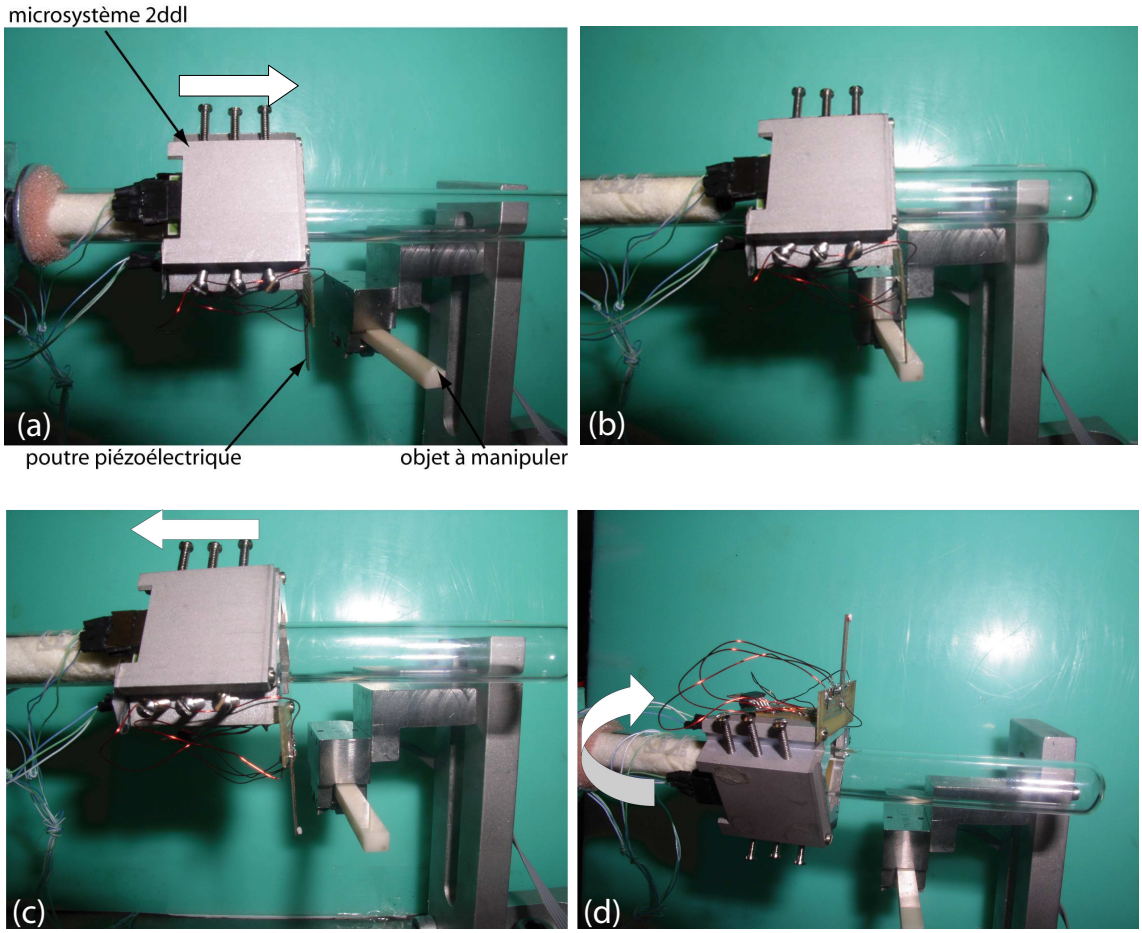
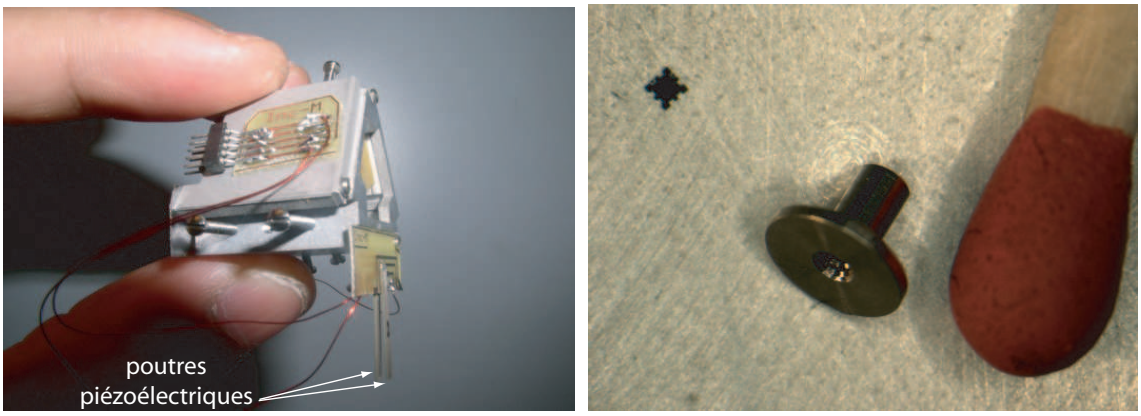


FIG. 6.8 – Les étapes. a : Approche ; b : Prise ; c et d : Transport.

6.5 Manipulation téléopérée avec une micropince sur le microsystème

Dans cette manipulation, on installe une micropince sur le microsystème 2ddl (Fig. 6.9-a). Dans cette expérimentation, le microsystème est commandé en boucle ouverte et un joystick est utilisé pour guider son déplacement (également en vidéo). Concernant la micropince, son écart au repos ainsi que les déflexions maximales déterminent les dimensions des objets manipulables. C'est pourquoi, en plus de la diminution des phénomènes d'adhésion, il est nécessaire d'ajouter des organes terminaux sur les poutres pour adapter l'écartement selon l'objet à manipuler. Nous n'utilisons pas d'organes terminaux dans notre cas. L'objet manipulé est un mini-essieu dont le diamètre de l'axe est de $1mm$ (Fig. 6.9-b). Les poutres piézoélectriques sont commandées en boucle ouverte, il n'y a pas de retour de force ni de déflexion.



(a) (b)

FIG. 6.9 – a : une micropince à deux poutres piézoélectriques sur le microsystème 2ddl. b : un mini-essieu.

Dans cette expérimentation, on définit les modules suivants :

- un module matériel appelé **MG**, qui est le microsystème à 2ddl,
- aucun module de commande n'est utilisé puisque la manipulation est téléopérée,
- trois modules tâche : mouvement, prise et transport.

Trois étapes sont à réaliser : Approche, Prise et Transport. Le module tâche mouvement est utilisé pour l'étape Approche, le module tâche prise est utilisée pour l'étape Prise et le module tâche transoprt est utilisée pour l'étape Transport. Le déroulement des expérimentations est le suivant.

Etape 1 : Approche. Partant de sa position initiale, le microsystème s'approche (Fig. 6.10-a) de l'objet. Quand il est proche de ce dernier, il prend une position favorable à la prise (Fig. 6.10-b).

Etape 2 : Prise. Le microsystème tourne de façon à ce que l'axe du mini-essieu rentre dans la micropince. On applique ensuite une tension de $100V$ sur chacune des poutres pour que l'objet soit pincé (Fig. 6.10-c).

Etape 3 : Transport. Lorsqu'on est sûr que l'objet est fermement maintenu, on le transporte (Fig. 6.10-d, e et f) vers un autre lieu où il pourrait subir d'autres traitements (micro-usinage, traitement chimique, etc.). Après traitement, le mini-essieu peut ensuite être amené sur un lieu où il est déposé pour subir une opération d'assemblage ou encore être transporté vers une autre station.

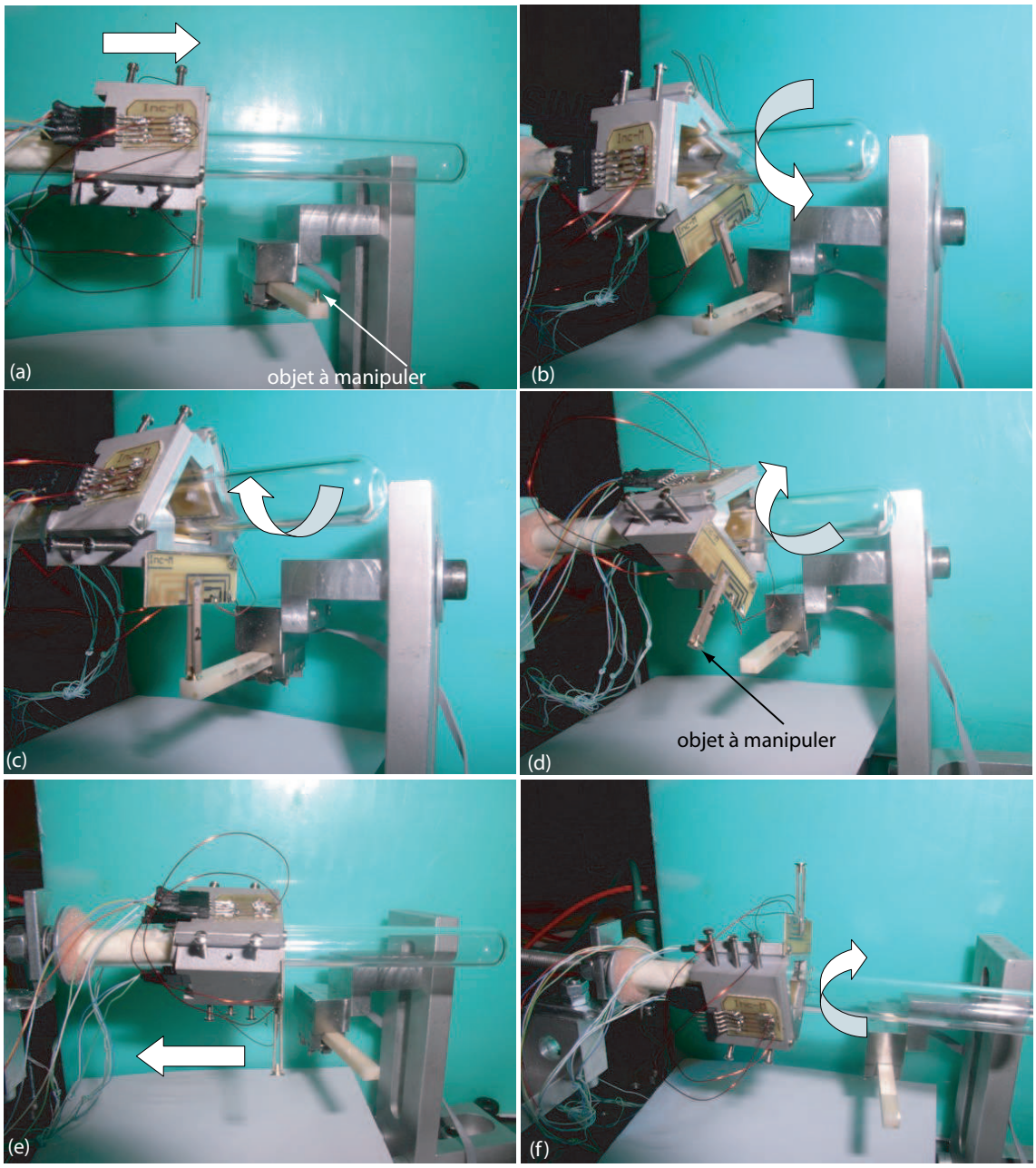


FIG. 6.10 – Les étapes d'expérimentations. a et b : approche du microsystème 2ddl. c et d : Prise. e et f : Transport.

6.6 Prise-dépose automatisée

Une expérimentation de prise-transport-dépose (*pick-tranport-place*) complètement automatisée est réalisée (également en vidéo). Pour cela, deux microsystèmes 2ddl sont

utilisés car nous allons mettre en oeuvre l'expérimentation pour les objets de "grande" taille (Fig. 6.11-a). Le premier microsystème est équipé d'une poutre piézoélectrique qui est commandée en force lorsqu'il y a contact avec l'objet. Le second microsystème est équipé d'une poutre rigide.

L'objet à manipuler est un empilement de trois résistances CMS faisant au total une taille de $2mm \times 1mm \times 1,5mm$ (Fig. 6.11-b). L'objet pris est suffisamment grand pour que les forces d'adhésion n'aient pas d'effet durant la manipulation.

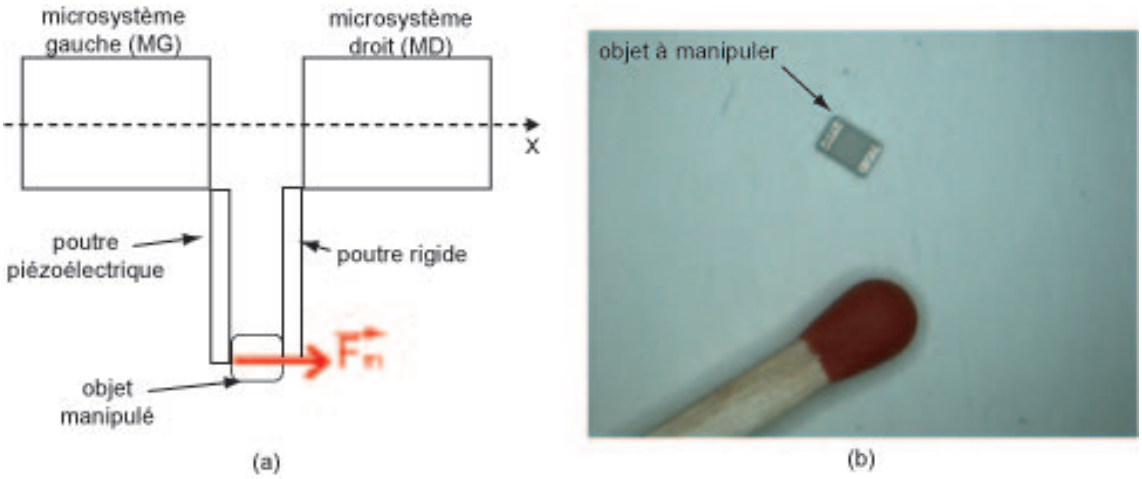


FIG. 6.11 – a : utilisation de deux microsystèmes 2ddl pour manipuler un objet. b : l'objet à manipuler.

6.6.1 Séquence

La séquence mise en oeuvre est détaillée ci-dessous. Dans l'ensemble de la séquence, les systèmes continus commandés sont supposés sans dépassement dans leur évolution.

Etape 1 : Position initiale. Les microsystèmes **(MG)** et **(MD)** sont initialement à leur position de repos notée respectivement [1] x_{gr} et [2] x_{dr}.

Etape 2 :Approche. Les microsystèmes s'approchent et s'arrêtent jusqu'au contact de l'objet. La position de l'extrémité gauche de l'objet étant [3] x_{ogr} et celle de l'extrémité droite [4] x_{odr}. Il s'agit donc de commander, par la commande proportionnelle U/f, les deux microsystèmes en position avec les consignes suivantes : x_{ogr} pour **(MG)** et x_{odr} pour **(MD)**.

[1] x_{gr} comme microsystème **g**auche - **r**epose
[2] x_{gr} comme microsystème **d**roit - **r**epose
[3] x_{odr} comme **o**bjet - extrémité **g**auche - **r**epos.
[4] x_{odr} comme **o**bjet - extrémité **d**roite - **r**epos.

Etape 3 : Prise. Lorsque les microsystèmes arrivent à leur consigne à une erreur statique ε_x près, le microsystème **(MG)** est commandé en force afin de réaliser une prise de l'objet tandis que le microsystème **(MD)** s'arrête. L'actionneur utilisé pour la commande en force n'est donc pas la poutre piézoélectrique mais le microsystème lui-même pour cette expérimentation. La poutre ne sert que pour la mesure de force. En effet, comme nous l'avons déjà mentionné, le calculateur numérique utilisé (Labview + Windows-XP) ne travaille pas en temps réel relativement à la poutre piézoélectrique.

Nous appliquons toujours la commande proportionnelle U/f pour la commande en force. En fait, les équations sont similaires à la commande en position si l'on suppose que la déformation δ_{obj} de l'objet et la déflexion δ de la poutre piézoélectrique par rapport à la force appliquée sont statiques (Fig. 6.12-a). L'hypothèse est admise vu que le calculateur numérique utilisé (Windows-XP et LabView), ne travaillant pas en temps-réel, ne voit pas la partie transitoire de ces déformations. Dans ce cas, le schéma de la commande est équivalent à la Fig. 6.12-b dans lequel k_{op} indique une raideur qui prend en compte l'objet manipulé et la poutre piézoélectrique.

Etape 4 : Transport. Lorsque la force de prise F_m^c souhaitée est atteinte (à une erreur statique ε_F près), le microsystème **(MD)** est commandé en position tandis que le microsystème **(MG)** est toujours commandé en force. Il s'agit ici de transporter l'objet maintenu à un lieu de dépose. Toutes les positions se réfèrent donc à la position x_d de **(MD)**. La consigne utilisée pour la dépose est notée [5] x_{odd}.

Etape 5 : Dépose. Quand le microsystème **(MD)** arrive à la position de dépose (à une erreur statique ε_x près), les deux microsystèmes s'écartent automatiquement de l'objet. Les consignes de position pour les écartements sont leurs positions de repos x_{ogr} et x_{odr}. Ici, **(MG)** et **(MD)** sont tous les deux commandés en position.

6.6.2 Représentation par automate hybride

Pour gérer la séquence des tâches ainsi que les commandes des systèmes continus de chaque tâche, une commande hybride est réalisée. La séquence ainsi que les systèmes continus bouclés correspondants peuvent être facilement représentés par un automate hybride [Hen98]. Un tel outil de représentation a été choisi car le nombre d'états, principalement discrets, est faible et il n'y a qu'une seule séquence à représenter. Dans le cas contraire, le modèle devient très rapidement complexe [Gue01] [Med06]. L'automate hybride, que nous appelons $\mathbb{H}$, est défini par la donnée $H = (Q, X, \Sigma, A, Inv, F, q_0, x_0)$ déterminée comme suit.

[5] x_{odd} comme **o**bjet - extrémité **d**roite - **d**épose.

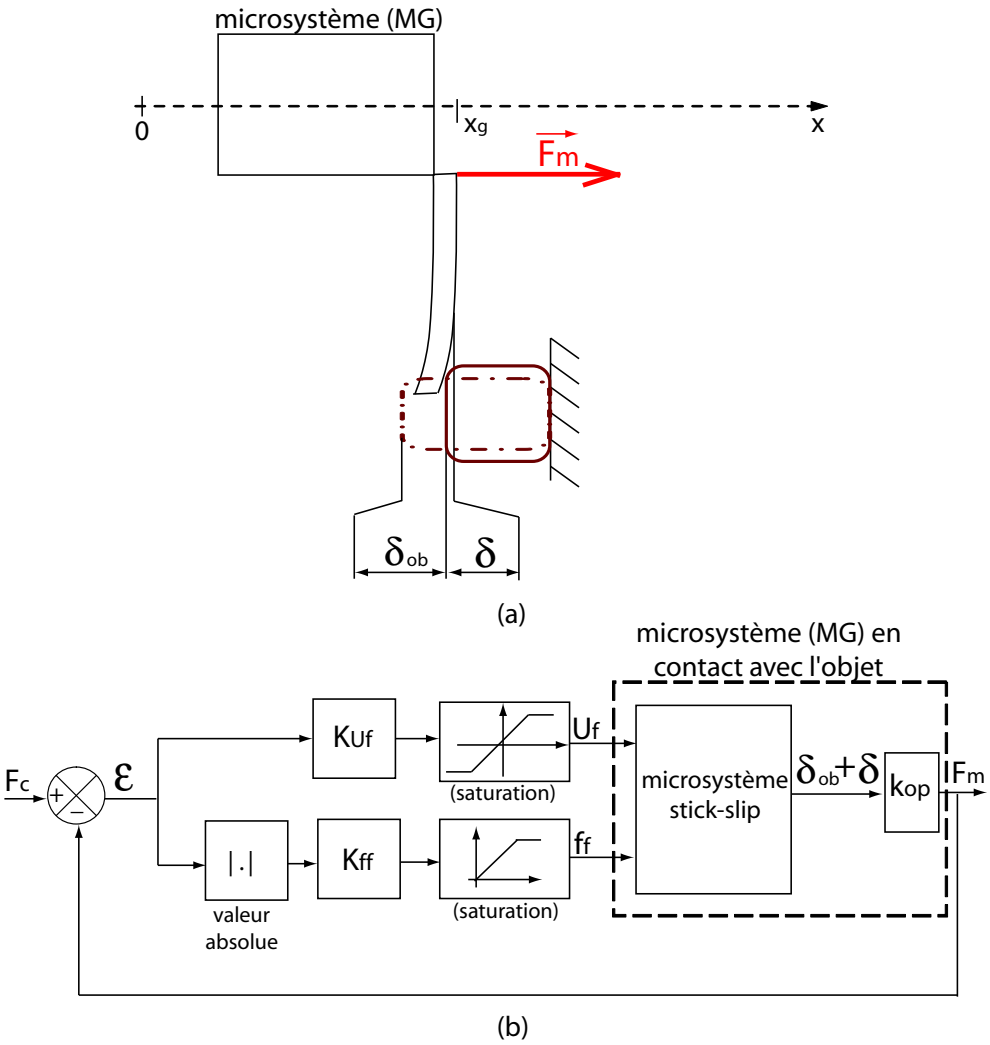


FIG. 6.12 – Schéma de la commande en force.

- Q est l'ensemble fini des sommets (ou places) :

$$Q = \{q_{repos}, q_{approche}, q_{prise}, q_{transport}, q_{depose}\} \tag{6.2}$$

- X est l'espace d'état continu :

$$X = \left\{ x_g, x_d, F_m / \; x_g \in \mathbb{R} \quad x_d \in \mathbb{R} \quad F_m \in \mathbb{R}^+ \right\} \tag{6.3}$$

où x_g et x_d sont respectivement la position du microsystème **(MG)** et la position du microsystème **(MD)** sur le tube que nous supposons théoriquement sans limite. La force F_m est la force de manipulation. Pour la simplification de la supervision, elle est

prise comme état malgré sa dépendance algébriquement à x_g et à x_d lorsqu'il y a contact [6].

- Σ est un ensemble d'événement. Dans notre cas, c'est un singleton dont l'élément est le départ-cycle dcy donné par l'environnement externe pour lancer le cycle :

$$\Sigma = \{dcy\} \tag{6.4}$$

- A est l'ensemble des arcs (transitions discrètes). Un arc est défini par un quintuplet de la forme $(q_i, Guard, \sigma, Jump, q_{i+1})$ où les sommets q_i et q_{i+1} sont les sommets source et but respectivement de l'arc. La transition est validée lorsque $x \in Guard$ où x est un état. $\sigma \in \Sigma$ (étiquette de la transition) est un événement qui peut être reçu ou généré. Lors du passage au sommet q_{i+1}, l'état x peut subir un saut défini par une relation dans $Jump$ déterminant ainsi sa nouvelle valeur initiale. Pour la facilité de lecture, nous mettons un crochet à chaque élément des arcs. Nous avons :

$$\begin{array}{l}
A = \{ \\
([q_{repos}], [], [dcy], [], [q_{approche}]), \\
([q_{approche}], [(x_{ogi} - x_g < \varepsilon_x), (x_d - x_{odi} < \varepsilon_x)], [], [], [q_{prise}]), \\
([q_{prise}], [F_m^c - F_m < \varepsilon_F], [], [], [q_{transport}]), \\
([q_{transport}], [|x_{odd} - x_d| < \varepsilon_x], [], [], [q_{depose}]), \\
([q_{depose}], [(x_g - x_{gr} < \varepsilon_x), (x_{dr} - x_d < \varepsilon_x)], [], [], [q_{repos}]) \\
\}
\end{array} \tag{6.5}$$

- $Inv = \left\{ Inv(q_i) \subset X / q_i \in Q \right\}$ est une collection d'ensemble appelés invariants de la place q_i. Lorsque le système est dans la place q_i, l'état continu doit vérifier $x \in Inv(q_i)$. Nous avons :

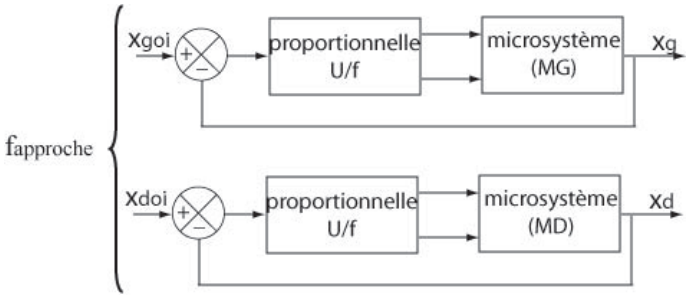
$$\begin{array}{l}
Inv = \{ \\
Inv(q_{repos}) = ((F_m = 0), (x_g < x_{ogi}), (x_d > x_{odi})), \\
Inv(q_{approche}) = ((F_m = 0), (x_g < x_{ogi}), (x_d > x_{odi})), \\
Inv(q_{prise}) = ((F_m \geqslant 0), (|x_{odi} - x_d| \leqslant \varepsilon_x)), \\
Inv(q_{transport}) = (F_m \geqslant 0), \\
Inv(q_{depose}) = (F_m = 0) \\
\}
\end{array} \tag{6.6}$$

- F est un ensemble de fonctions vectorielles telles que : tandis que l'automate est dans le mode de fonctionnement (sommet) q_i, l'état continu x évolue suivant la trajectoire différentielle $f_i(x)$ appelée activité du sommet. Ici, nous n'écrivons pas les équations différentielles correspondantes aux systèmes en boucle fermée (commande en position et

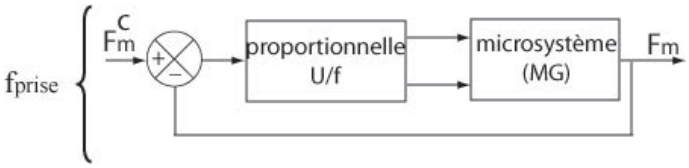
[6] On a $F_m = (l_{obj} - (x_d - x_g)).k_{op} \geqslant 0$ où l_{obj} indique la longueur initiale de l'objet.

commande en force). Nous représentons directement les fonctions différentielles par leurs schémas correspondants, puisque le but est de commander un système réel et non faire une simulation. On a donc :

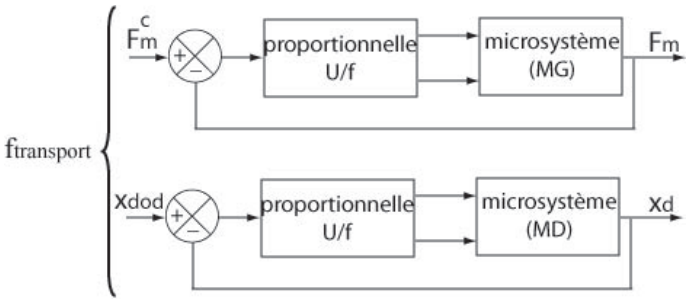
pour le sommet $q_{approche}$



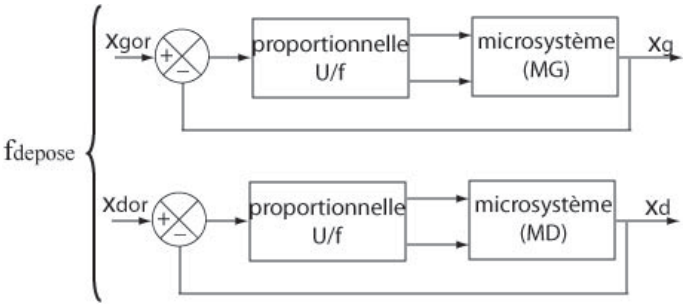
pour le sommet q_{prise}



pour le sommet $q_{transport}$



pour le sommet q_{depose}



- q_0 est le sommet initial :

$$q_0 = q_{repos} \tag{6.7}$$

- x_0 est l'état continu initial :

$$x_0 = \begin{pmatrix} x_{gr} \\ x_{dr} \\ 0 \end{pmatrix} \tag{6.8}$$

A partir des éléments précédents, on forme l'automate de la Fig. 6.13 représentant le cycle approche-prise-transport-dépose automatisé.

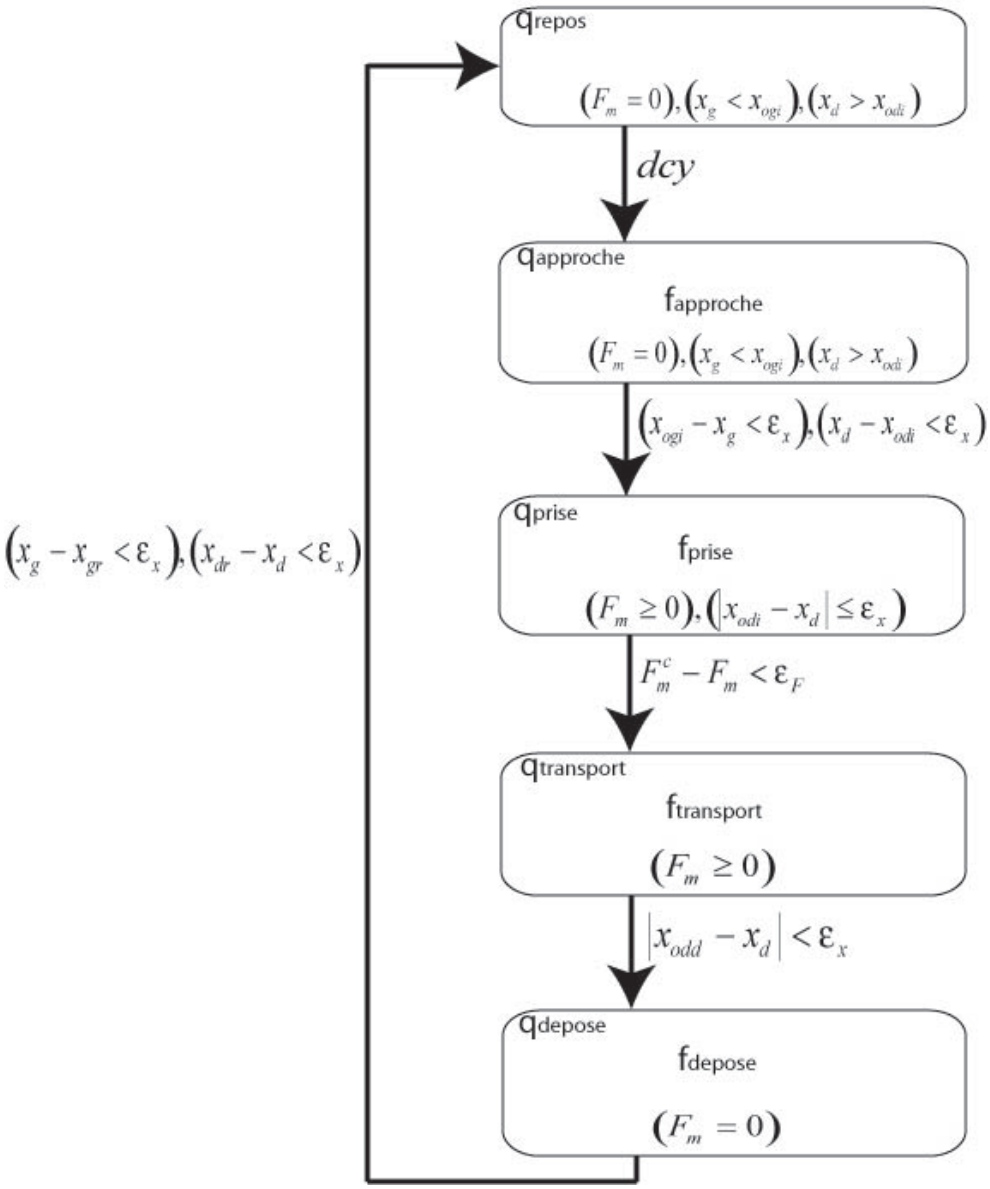


FIG. 6.13 – Automate représentant le cycle approche-prise-transport-dépose automatisé.

6.6.3 Résultats

Dans l'ensemble du cycle, les conditions des transitions choisies sont $\varepsilon_x = 0,5mm$ pour les positions et $\varepsilon_F = 1mN$ pour la force. Les gains proportionnels ont été choisis pour qu'aucun dépassement n'apparaisse sur les asservissements. Les positions des extrémités de l'objet ont été déterminés avant le départ-cycle en les mettant en contact avec les microsystèmes et en déduisant leurs positions. Dans la suite de ces travaux, elles

pourront être déterminées par vision.

La Fig. 6.14-a montre l'approche des deux microsystèmes qui sont commandés en position. La fréquence de saturation utilisée pour chacune des commande est $f_s = 10kHz$. Les gains proportionnels pour les deux commandes sont $K_U = 30kV/mm$ et $K_f = 100kHz/mm$ respectivement pour la tension et la fréquence.

Lors de la prise (Fig. 6.14-b), le microsystème **(MD)** s'arrête tandis que le microsystème **(MG)** est commandé en force. Afin d'éviter une éventuelle instabilité, nous avons choisi une fréquence de saturation $f_s = 1kHz$ limitant ainsi la vitesse maximale de prise de l'objet. Par ailleurs, les gains proportionnels sont $K_U = 100V/mN$ et $K_f = 100Hz/mN$.

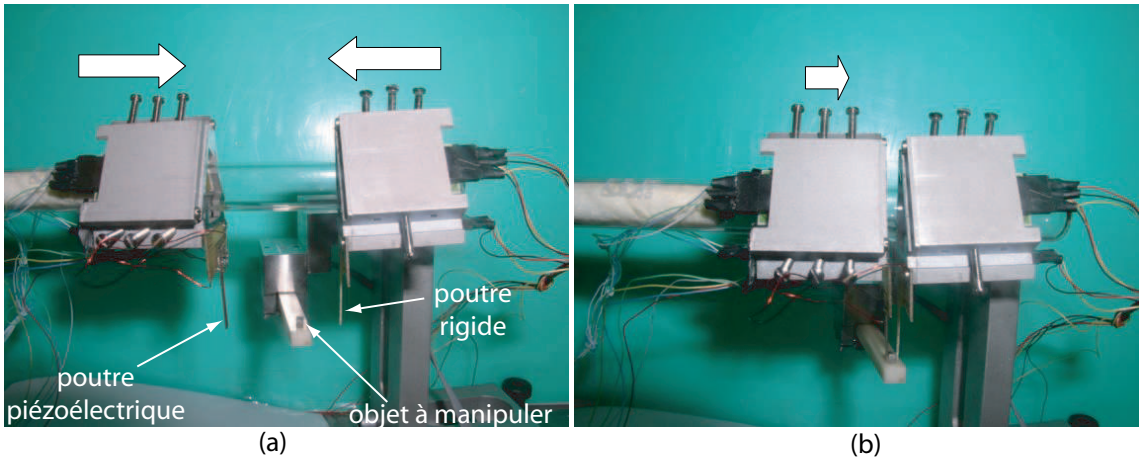


FIG. 6.14 – a : approche des deux microsystèmes **(MG)** et **(MD)**. b : prise de l'objet.

Lorsque l'objet est pris, les deux microsystèmes le transportent puis reviennent pour le déposer sur le lieu de prise (Fig. 6.15). La vitesse du transport a été choisie très faible afin d'éviter l'instabilité sur la régulation de la force. Nous avons donc donné une fréquence de saturation $f_s = 1kHz$ à la commande en position du microsystème **(MD)**.

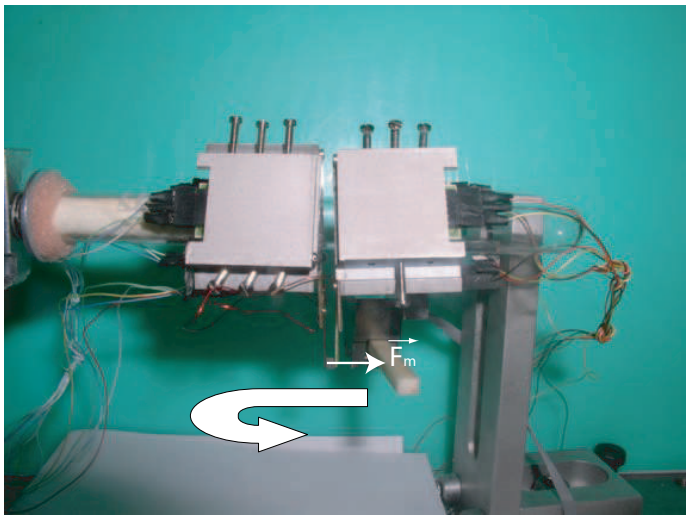


FIG. 6.15 – Transport de l'objet.

Arrivé sur le lieu de dépose (Fig. 6.16-a), les microsystèmes s'écartent brusquement de l'objet pour retourner à leur position de repos respective (Fig. 6.16-b). L'objet tombe automatiquement sur la plate-forme de dépose.

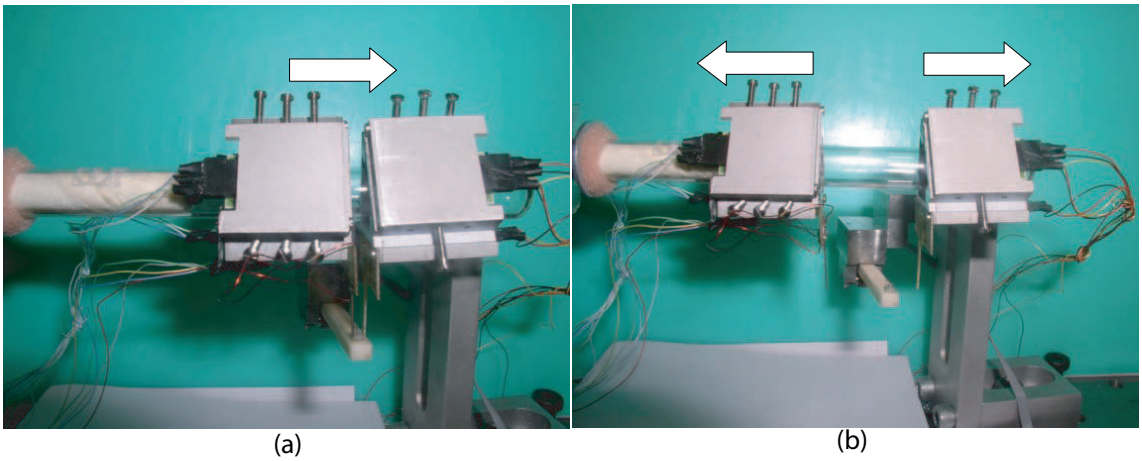


FIG. 6.16 – a : arrivé au lieu de dépose. b : écartement des microsystèmes.

La Fig. 6.17-a donne l'évolution des positions des deux microsystèmes durant le cycle prise-dépose automatisé. La Fig. 6.17-b donne l'évolution de la force de manipulation correspondante. Le capteur de position utilisé pour le microsystème **(MD)** et celui utilisé pour le microsystème **(MG)** possèdent des caractéristiques légèrement différentes, d'où les fluctuations sur la courbe de x_d (Fig. 6.17-a). La consigne de force de manipulation est de $F_m^c = 25mN$ afin de bien maintenir l'objet.

Lorsque l'objet est transporté vers le côté où se trouve le microsystème **(MG)**, une erreur statique positive de force apparaît tandis que lorsqu'il est transporté vers le côté opposé, une erreur statique négative apparaît (Fig. 6.17-b). Ces erreurs statiques sont des erreurs de régulation, la perturbation étant la variation du déplacement x_d.

On remarque également des oscillations sur la force lorsque le microsystème **(MD)** va vers le côté **(MG)**. En effet, dans ce cas, l'erreur statique de la force est positive donnant ainsi une force absolue supérieure à $25mN$. Or cette dernière est proche de la saturation ($33mN$) de la force mesurable par la jauge extensométrique utilisée.

Enfin, durant l'expérimentation, un léger couplage apparaît entre la translation et la rotation de chaque microsystème. L'effet de la rotation sur la translation ne pouvait être supprimé car nous n'avons utilisé aucun capteur en rotation. Toutefois, comme les dimensions choisies pour l'objet manipulé sont suffisamment grandes, cet effet a été négligeable.

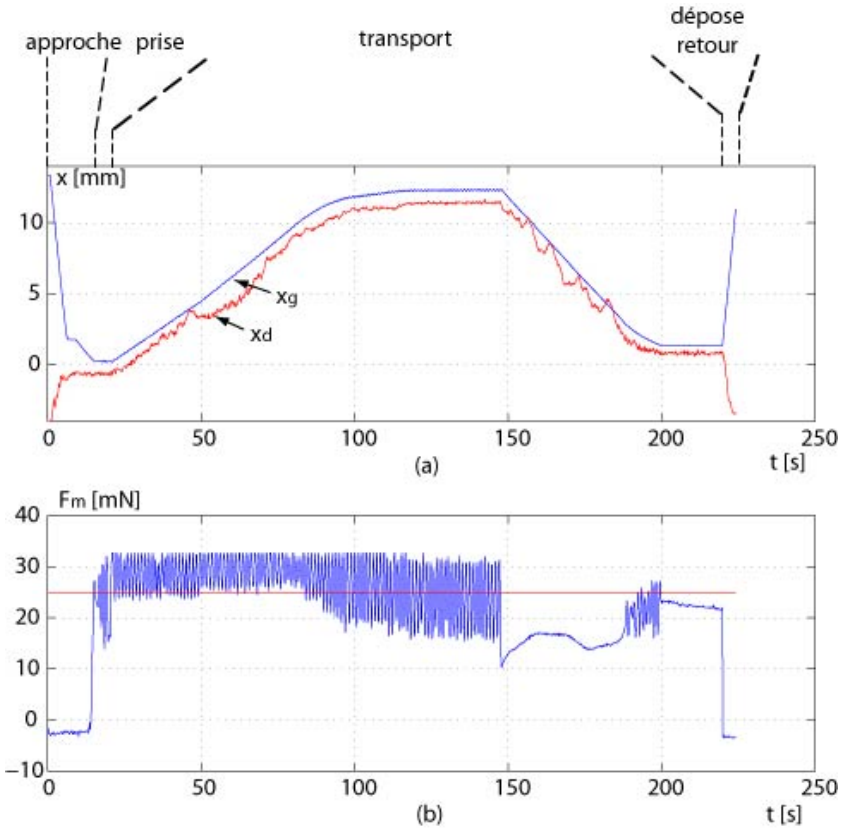


FIG. 6.17 – Résultats du cycle prise-dépose automatisée.

6.7 Conclusion

Avec les éléments développés dans les chapitres précédents, nous avons expérimenté trois structures de stations :

- une station pour la micromanipulation par adhésion, composée d'un microsystème 2ddl et d'une poutre piézoélectrique ;
- une station à microsystème grand déplacement couplé avec une micropince piézoélectrique ;
- et une station à deux microsystèmes 2ddl capable de manipuler des objets dans une large plage de dimensions.

Pour chaque structure de station montée, des expérimentations ont été effectuées. Les expérimentations des deux premières structures ont été faites par téléopération tandis que les expérimentations de la troisième structure, une prise-transport-dépose, a été complètement automatisée.

Nous avons également proposé dans ce chapitre une méthodologie basique pour la reconfiguration des stations modulaires automatisées. La reconfiguration d'une station consiste à apporter des modifications dans celle-ci que ce soit au niveau matériel, ou de la commande lorsqu'on souhaite que sa fonction change. Le but de la méthodologie est de faciliter la gestion des différents modules (matériels, de commande et tâche) quand leur nombre devient élevé.

Dans la méthodologie proposée, nous avons considéré trois types de modules mis en jeu : les modules matériels qui sont les microsystèmes et microrobots, les modules de commande qui sont des blocs incluant les contrôleurs continus, les modules tâche qui sont des blocs correspondant à des tâches élémentaires. Lors de la reconfiguration d'une station, il suffit de mettre sur la plate-forme les microsystèmes nécessaires, choisir et connecter les modules tâche (planification de tâches) et enfin affecter les modules de commande aux modules matériels à l'intérieur de chaque module tâche.

Chapitre 7

Conclusions générales

7.1 Conclusions

Depuis un peu plus d'une dizaine d'années, une forte demande concernant des petits systèmes comprenant plusieurs fonctions (électrique, mécanique, thermique, magnétique ou encore optique), appelés aussi 'microsystèmes', est apparue dans différents domaines : médical, automobile, aérospatial, optique, recherche, etc. Pour fabriquer ou assembler ces microsystèmes, les techniques et les systèmes de production classiques ne sont pas adaptés car, en plus des performances requises telle que la très haute précision, des phénomènes négligeables dans le macromonde deviennent prépondérants dans le micromonde. Ce sont les effets d'échelle. Pour prendre en compte ces caractéristiques, de nouveaux principes d'actionnement, de capteurs et de techniques de production doivent être étudiés. Ainsi sont néées les micro-usines, qui sont des systèmes de production de petite taille capable de fabriquer et d'assembler de petits objets.

Au Laboratoire d'Automatique de Besançon, un projet de 'micro-usine' pluristation, hautement modulaire et complètement automatisée est en cours. Il s'agit d'avoir une micro-usine, fiable, répétable, automatisée et flexible vis-à-vis de la productivité et vis-à-vis des types de produits eux-mêmes. Pour répondre à cet objectif général du projet, les apports des travaux effectués dans cette thèse ont été le développement d'une station de micromanipulation et de microassemblage, l'implantation de commande aux différents microsystèmes de cette station et un essai d'automatisation complète de celle-ci. Une ébauche de gestion des systèmes modulaires a été également proposée. Nous rappelons ci-dessous les points importants de ces travaux.

Développement et commande d'un microsystème à 2ddl pour la station

La station étant dédiée à des tâches micromanipulations et de microassemblage de très haute précision, nous avons développé un microsystème, fondé sur le principe *stick-slip*, de très haute résolution à 2ddl (rotation et translation) et ayant des courses théoriquement infinies. Deux modes de commande ont été abordés pour le microsystème

développé : commande en sous-pas pour améliorer les performances de nanopositionnement et commande pour les déplacements en grande distance afin d'aller vers l'automatisation complète de la station. La commande en sous-pas, réalisée avec la commande PI classique, a permis au microsystème d'atteindre des performances de précisions nanométriques montrant ainsi la possibilité de faire du nanopositionnement. Concernant la commande pour les déplacements en grande distance, nous avons proposé une commande, appelée proportionnelle U/f, permettant au microsystème de fournir encore de meilleures performances notamment en réduisant les vibrations et en augmentant la résolution.

Par ailleurs, nous avons développé une représentation d'état du microsystème pour le fonctionnement en sous-pas, c'est-à-dire en phase *stick*. Les intérêts du modèle sont nombreux. Tout d'abord, il permet de faciliter la synthèse de correcteur. On peut également, à partir du modèle, réaliser une commande en frottement d'adhérence pour que le microsystème travaille toujours en phase *stick*. Enfin, en utilisant le modèle inverse, on peut remonter à la conception des microactionneurs à partir de performances voulues pour le microsystème.

Les performances du microsystème 2ddl sont resumées ci-dessous.

- pas maximal en translation = $200nm$,
- pas maximal en rotation = $0,0025^{\circ}$,
- vitesse en translation = jusqu'à $2mm/s$,
- vitesse en rotation = jusqu'à $20^{\circ}/s$,
- force de blocage = $150mN$.

Modélisation et commande en déflexion des poutres piézoélectriques

Les poutres piézoélectriques sont des éléments très utilisés dans les stations de micromanipulation et de microassemblage. Pour la station réalisée dans le cadre des travaux de cette thèse, elles sont utilisées pour manipuler les micro-objets et sont donc commandées en déflexion et en force.

Les poutres piézoélectriques présentent des comportements non-linéaires (hystérésis et dérive) lorsque le champ électrique appliqué dépasse une certaine valeur ou lorsque leurs déflexions deviennent grandes. Ces non-linéarités diminuent dans une large mesure les précisions des microsystèmes si elles ne sont pas prises en compte. Dans le souci d'obtenir les précisions requises, nous avons tenu compte de ces non-linéarités lors de la synthèse des contrôleurs. De plus, une attention particulière a été donnée à la méthode de synthèses pour que la consommation en calculs des contrôleurs soit moindre. Ainsi, nous avons utilisé la modélisation multilinéaire, pour les commandes en force et en déflexion, couplée avec les commandes robustes H_{∞} et μ-synthèse.

La prise en compte de la force a été également abordée. Il s'agit d'estimer la force appliquée par les poutres piézoélectriques aux objets manipulés tout en tenant compte des non-linéarités.

Expérimentations téléopérées et automatisées

Les éléments développés dans les chapitres précédents ont été mis en oeuvres. Différentes formes de stations ont été montées : station pour la manipulation par adhésion, station pour la manipulation par micropince - microsystème 2ddl et station à deux microsystèmes 2ddl. Tandis que les expérimentations sur les deux premières ont été de manières téléopérées, celles de la troisième ont été complètement automatisées.

L'expérimentation d'automatisation présentée dans ce chapitre est une introduction à l'automatisation complète de la micro-usine développée au laboratoire. Toutefois des techniques de supervision prenant en compte les effets d'adhésion sont à inclure. Ce point est développé dans les perspectives ci-dessous.

Lorsque le nombre d'éléments, matériels ou logiciels, à introduire dans une station automatisée devient grand, il est difficile de gérer la supervision notamment lors de la phase de reconfiguration. Nous avons donc proposé une méthode qui consiste à classifier les éléments en trois types de modules : modules matériels, modules de commande et modules tâche. Cette classification est une ébauche d'une organisation générale qu'il conviendrait d'approfondir.

7.2 Perspectives

Les éléments développés dans cette thèse, microsystèmes - modélisations - lois de commande, ouvrent d'importantes perspectives pour de nombreuses applications, et ce non seulement dans le cadre du projet 'micro-usine' mais dans le microassemblage et la micromanipulation en général. Par ailleurs, des améliorations peuvent être apportées. Nous rappelons ci-dessous toutes ces perspectives. La plupart des images présentées sont disponibles en vidéos dans le CD joint.

Amélioration des performances du microsystème 2ddl

Le microsystème développé a un support en tube à essai. Les tubes à essai possèdent des défauts de cylindricité non-négligeables. Pour éviter les effets de ces défauts sur les performances de notre microsystème, nous y avons intégré un ressort adaptatif pour assurer un contact entre les microactionneurs et le tube. Le ressort utilisé est fabriqué manuellement et lorsqu'il est installé dans le microsystème, aucun réglage de sa raideur n'est possible. Ainsi, les performances du microsystème obtenues varient beaucoup en fonction de la qualité de fabrication du ressort. Pour éviter cela, il serait intéressant de

fabriquer un ressort avec des technologies précises et de mettre en place un système de réglage de raideur sur le microsystème, par exemple du type réglage par vis.

Utilisation de capteurs adaptés

Les performances du microsystème développé étant très intéressantes, précisions micrométriques et courses théoriquement sans limite pour deux degrés de liberté, l'utilisation de capteurs convenables permettrait de bénéficier de ces performances. Durant les expérimentations, la plupart de nos analyses et applications n'ont été faites que sur le mode translation car notre capteur de rotation n'a pas les précisions requises. Par ailleurs, les dimensions des capteurs restent toujours non-négligeables devant la taille des microsystèmes. L'utilisation de capteurs plus petits et ayant les précisions nécessaires serait d'une très grande utilité pour obtenir des stations plus compactes. Des travaux sont en cours au Laboratoire Roberval de l'Université de Technologie de Compiègne (UTC) pour l'étude et la réalisation d'un capteur dédié au microsystème que nous avons développé [Lam06].

Commande des poutres piézoélectriques

Les commandes robustes utilisées pour la commande en déflexion ou en force des poutres piézoélectriques ont prouvé leurs performances et leur intérêt dans la micromanipulation. Mêmes robustes, ces commandes figées ne peuvent contrer une variation trop importante des paramètres. C'est notamment le cas si les poutres piézoélectriques travaillent jusqu'à saturation ou si la mise en place des organes terminaux modifient fortement leurs caractéristiques. Dans ce cas, une extension des commandes robustes aux commandes robustes et adaptatives du type LPV (Linéaire à Paramètres Variants) pourrait être intéressante.

Utilisation du microsystème 2ddl dans une station

Il existe de nombreuses possibilités d'installation du microsystème à 2ddl développé dans une station. Nous ne pourrons pas toutes les citer ici car elles relèvent de l'imagination de l'utilisateur mais nous donnons quelques exemples.

Premièrement, l'application directe de la station développée est le microassemblage sériel. Cependant, on peut utiliser 4 microsystèmes 2ddl pour faire du microassemblage parallèle déterministe (Fig. 7.1). Dans cette figure, on utilise les microsystèmes pour prendre et transporter un plateau sur lequel sont posées des microstructures et faire un dépôt sur un autre plateau de microstructures. Les performances de précision des microsystèmes assurent donc l'alignement précis des deux plateaux ce qui permet d'effectuer un microassemblage déterministe.

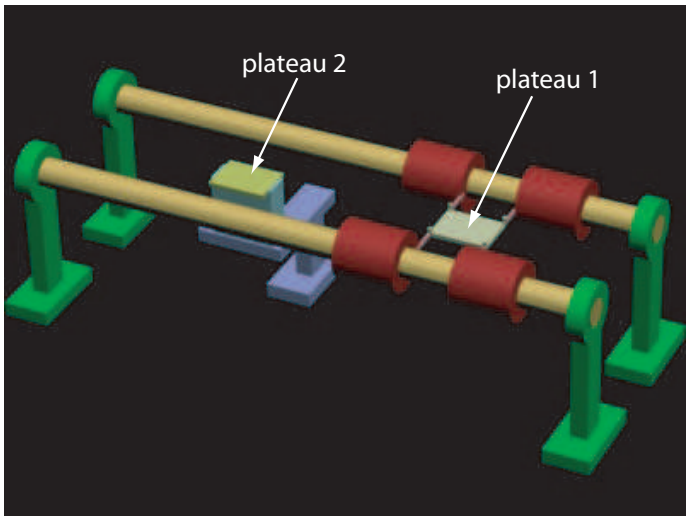


FIG. 7.1 – Microassemblage parallèle déterministe avec 4 microsystèmes.

On peut également utiliser le microsystème développé pour actionner un tapis roulant (Fig. 7.2) pour le convoyage précis de micro-objets entre différentes stations. Dans ce cas, on peut réaliser une commande en boucle fermée du convoyage en utilisant un système de vision qui détecte en temps réel la position du plateau portant les micro-objets.

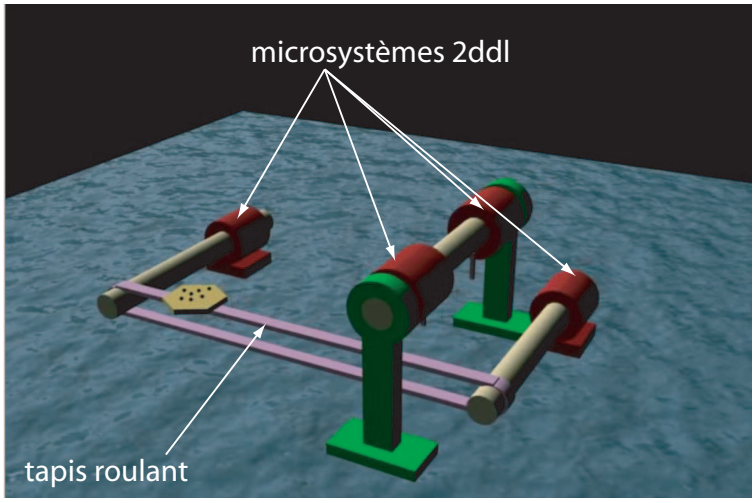


FIG. 7.2 – Utilisation du microsystème 2ddl pour l'actionnement d'un tapis très précis.

Plusieurs formes de stations

Le projet 'micro-usine' multistation et complètement automatisée consiste d'abord en la mise en coopération de plusieurs stations indépendantes. Les systèmes de convoyage et d'alimentation de micro-objets entre les stations peuvent être des microsystèmes conçus indépendamment des stations. Par ailleurs, si les stations sont proches les unes des autres, le convoyage peut être assuré par les éléments des stations elles-mêmes.

La Fig. 7.3 montre une micro-usine répartie sur deux niveaux : le niveau supérieur qui contient trois lignes ayant chacune deux microsystèmes 2ddl et le niveau inférieur contenant quatre lignes ayant chacune deux microsystèmes 2ddl. Aux extrémités de la micro-usine, on retrouve deux tapis roulants, eux mêmes pouvant être actionnés par des microsystèmes 2ddl. Les microsystèmes du niveau supérieur viennent prendre des micro-objets disponibles sur un tapis roulant. Les microsystèmes du niveau inférieur portent des mini-outils (laser, outil de découpe, etc.). Quand les objets transportés sur les lignes du niveau supérieur passent au dessus des outils, des traitements et des usinages sont réalisés. Puis, les objets sont déposés sur l'autre tapis roulant.

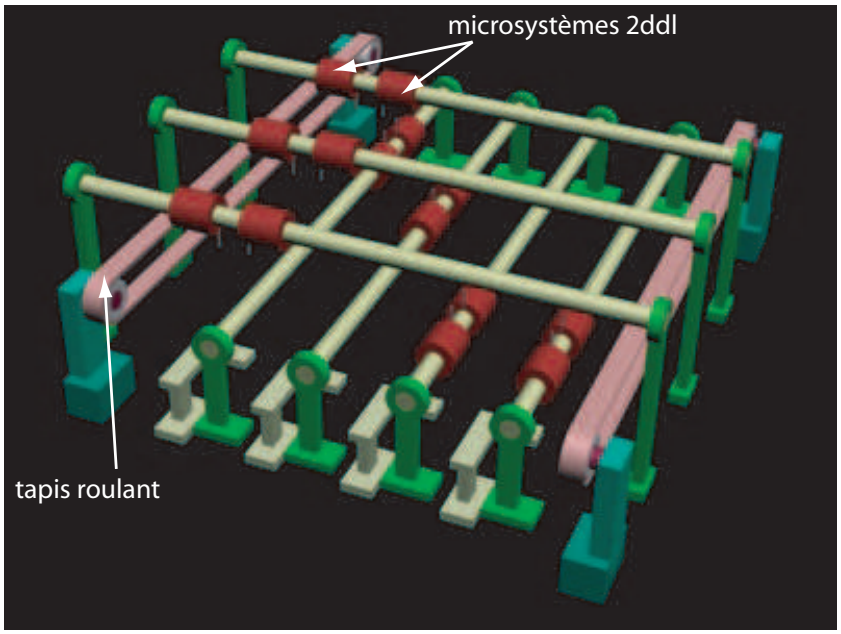


Fig. 7.3 – Une forme de micro-usine possible.

Supervision des stations et des micro-usines

Lors de la reconfiguration d'une station ou d'une micro-usine modulaire automatisée, la difficulté réside en particulier dans la partie supervision. Nous avons proposé une technique basique au Chapitre 6 pour faciliter la reconfiguration d'une station. Pour

cela, nous avons classifié en trois types de modules les éléments mis en jeu. Cette classification n'est peut-être pas suffisante mais le principe mérite d'être approfondi. En ce qui concerne l'automatisation, que ce soit de la station ou de la micro-usine, la prise en compte des effets d'adhésion dans la supervision est un défi à relever.

Annexe A

Equations de fonctionnement piézoélectriques

Lors de l'application d'un champs électrique ou d'une contrainte mécanique sur une direction, des déformations ou des déplacements électriques apparaissent sur toutes les direction orthogonales. Il est donc nécessaire de prendre un système d'axes $(0, 1, 2, 3)$, orthonormé et direct, [IS78](Fig. A.1) et d'écrire les équations de fonctionnement sous la forme tensorielle. L'axe de polarisation est toujours privilégié comme axe 3 (z).

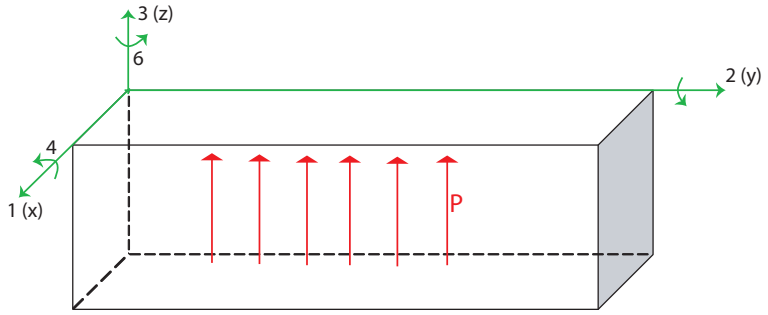


Fig. A.1 – Système d'axes pour les équations de fonctionnement piézoélectrique [IS78].

Comme certains matériaux piézoélectriques sont pyroélectriques, les variables mises en jeu sont :

- mécaniques : la déformation S et la contrainte T. Ce sont des tenseurs d'ordre 2,
- électriques : le champs électrique E et le déplacement électrique ou induction D. Ce sont des tenseurs d'ordre 1,
- thermiques : la température absolue θ et l'entropie σ. Ce sont des tenseurs d'ordre 0.

Ainsi, il existe 8 systèmes d'équations tensorielles correspondant à 8 jeux de variables indépendantes :

T, E et θ sont les variables indépendantes :

$$\begin{aligned} S &= fct(T, E, \delta\theta) \\ D &= fct(T, E, \delta\theta) \\ \delta\sigma &= fct(T, E, \delta\theta) \end{aligned} \tag{A.1}$$

T, D et θ sont les variables indépendantes :

$$\begin{aligned} S &= fct(T, D, \delta\theta) \\ E &= fct(T, D, \delta\theta) \\ \delta\sigma &= fct(T, D, \delta\theta) \end{aligned} \tag{A.2}$$

S, E et θ sont les variables indépendantes :

$$\begin{aligned} T &= fct(S, E, \delta\theta) \\ D &= fct(S, E, \delta\theta) \\ \delta\sigma &= fct(S, E, \delta\theta) \end{aligned} \tag{A.3}$$

S, D et θ sont les variables indépendantes :

$$\begin{aligned} T &= fct(S, D, \delta\theta) \\ E &= fct(S, D, \delta\theta) \\ \delta\sigma &= fct(S, D, \delta\theta) \end{aligned} \tag{A.4}$$

T, E et σ sont les variables indépendantes :

$$\begin{aligned} S &= fct(T, E, \delta\sigma) \\ D &= fct(T, E, \delta\sigma) \\ \delta\theta &= fct(T, E, \delta\sigma) \end{aligned} \tag{A.5}$$

T, D et σ sont les variables indépendantes :

$$\begin{aligned} S &= fct(T, D, \delta\sigma) \\ E &= fct(T, D, \delta\sigma) \\ \delta\theta &= fct(T, D, \delta\sigma) \end{aligned} \tag{A.6}$$

S, E et σ sont les variables indépendantes :

$$\begin{aligned} T &= fct(S, E, \delta\sigma) \\ D &= fct(S, E, \delta\sigma) \\ \delta\theta &= fct(S, E, \delta\sigma) \end{aligned} \tag{A.7}$$

S, D et σ sont les variables indépendantes :

$$\begin{aligned} T &= fct(S, D, \delta\sigma) \\ E &= fct(S, D, \delta\sigma) \\ \delta\theta &= fct(S, D, \delta\sigma) \end{aligned} \tag{A.8}$$

Les fonctions $fct\,(.,.,.)$ sont triaffines en les variables indépendantes concernées. Certains coefficients dans ces équations sont des tenseurs d'ordre supérieur à trois [Jor01] et il est préférable de les ramener à des expressions plus faciles à manipuler. Les tenseurs de contraintes et de déformations étant symétriques, ceux-ci sont réductibles en des vecteurs colonnes à 6 éléments [Roy96]. D'autre part, on peut considérer que la température est constante. On utilisera donc les variables suivantes :

$$S = \begin{pmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \\ S_4 \\ S_5 \\ S_6 \end{pmatrix} \tag{A.9}$$

$$T = \begin{pmatrix} T_1 \\ T_2 \\ T_3 \\ T_4 \\ T_5 \\ T_6 \end{pmatrix} \tag{A.10}$$

$$E = \begin{pmatrix} E_1 \\ E_2 \\ E_3 \end{pmatrix} \tag{A.11}$$

$$D = \begin{pmatrix} D_1 \\ D_2 \\ D_3 \end{pmatrix} \tag{A.12}$$

Où les composantes T_1, T_2, T_3 et S_1, S_2, S_3 représentent les contraintes et les déformations normales aux éléments de surface tandis que les composantes T_4, T_5, T_6 et S_4, S_5, S_6 sont les contraintes et déformations de tangentielles.

On aboutit alors aux 4 systèmes d'équations tensorielles linéaires suivantes [Jaf71] :

quand E et T sont les variables indépendantes, on a la forme d en *Strain-Charge* :

$$\begin{aligned} S_i &= \left[s_{ij}^E\right].T_j + \left[d_{mi}\right]^{t.}.E_m \\ D_m &= \left[d_{mj}\right].T_j + \left[\varepsilon_{mn}^T\right].E_n \end{aligned} \tag{A.13}$$

quand D et T sont les variables indépendantes, on a la forme g en *Strain-Voltage* :

$$\begin{aligned} S_i &= \left[s_{ij}^D\right].T_j + \left[g_{mi}\right]^t.D_m \\ E_m &= -\left[g_{mj}\right].T_j + \left[\beta_{mn}^T\right].D_n \end{aligned} \tag{A.14}$$

quand E et S sont les variables indépendantes, on a la forme e en *Stress-Charge* :

$$\begin{aligned} T_i &= \left[c_{ij}^E\right].S_j - [e_{mi}]^{t.}.E_m \\ D_m &= [e_{mj}].S_j + \left[\varepsilon_{mn}^S\right].E_n \end{aligned} \tag{A.15}$$

quand D et S sont les variables indépendantes, on a la forme h en *Stress-Voltage* :

$$\begin{aligned} T_i &= \left[c_{ij}^D\right].S_j - [h_{mi}]^t.D_m \\ E_m &= -[h_{mj}].S_j + \left[\beta_{mn}^S\right].D_n \end{aligned} \tag{A.16}$$

où :
- $\left[A^X\right]$ indique que la matrice A est définie à X constant ou nul,
- $[A]^t$ indique la transposée de la matrice A.

avec :
- $[s]$: compliance ou susceptibilité élastique,
- $[c]$: raideur ou constante élastique,
- $[\varepsilon]$: permittivité électrique,
- $[\beta]$: constante d'imperméabilité diélectrique,
- $[d]$: coefficient piézoélectrique de charge de la forme *Strain-Charge*,
- $[e]$: coefficient piézoélectrique de champs de la forme *Stress-Charge*,
- $[g]$: coefficient piézoélectrique de charge de la forme *Strain-Charge*,
- $[h]$: coefficient piézoélectrique de champs de la forme *Stress-Charge*.

Il est possible de passer d'une forme à une autre. Dans ce cas, les relations liant les coefficients piézoélectriques sont les suivantes [IS61] :

$$\begin{aligned} [d] &= \left[\varepsilon^T\right].[g] = [e].\left[s^E\right] \\ [g] &= \left[\beta^T\right].[d] = [h].\left[s^D\right] \\ [e] &= \left[\varepsilon^S\right].[h] = [d].\left[c^E\right] \\ [h] &= \left[\beta^T\right].[e] = [g].\left[c^D\right] \end{aligned} \tag{A.17}$$

En considérant la propriété de symétrie dans les cristaux piézoélectriciques, les coefficients ont des expressions simplifiées. Voici trois exemples :

cristal piézoélectrique de classe 2mm (système orthorhombique) :

$$\left\| \begin{array}{l} [c] = \begin{pmatrix} c_{11} & c_{12} & c_{13} & 0 & 0 & 0 \\ c_{12} & c_{22} & c_{23} & 0 & 0 & 0 \\ c_{13} & c_{23} & c_{33} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & c_{44} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & c_{55} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & c_{66} \end{pmatrix} \\ [d] = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & d_{15} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & d_{24} & 0 & 0 \\ d_{31} & d_{32} & d_{33} & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \\ [\varepsilon] = \begin{pmatrix} \varepsilon_{11} & 0 & 0 \\ 0 & \varepsilon_{22} & 0 \\ 0 & 0 & \varepsilon_{33} \end{pmatrix} \end{array} \right. \tag{A.18}$$

cristal piézoélectrique de classe 4mm (système tétragonal ou quadratique) :

$$\left\| \begin{array}{l} [c] = \begin{pmatrix} c_{11} & c_{12} & c_{13} & 0 & 0 & 0 \\ c_{12} & c_{11} & c_{13} & 0 & 0 & 0 \\ c_{13} & c_{13} & c_{33} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & c_{44} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & c_{44} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & c_{66} \end{pmatrix} \\ [d] = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & d_{15} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & d_{15} & 0 & 0 \\ d_{31} & d_{31} & d_{33} & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \\ [\varepsilon] = \begin{pmatrix} \varepsilon_{11} & 0 & 0 \\ 0 & \varepsilon_{11} & 0 \\ 0 & 0 & \varepsilon_{33} \end{pmatrix} \end{array} \right. \tag{A.19}$$

cristal piézoélectrique de classe 6mm (système hexagonal) dont les céramiques PZT :

$$\left\| \begin{array}{l} [c] = \begin{pmatrix} c_{11} & c_{12} & c_{13} & 0 & 0 & 0 \\ c_{12} & c_{11} & c_{13} & 0 & 0 & 0 \\ c_{13} & c_{13} & c_{33} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & c_{44} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & c_{44} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{c_{11}-c_{12}}{2} \end{pmatrix} \\ \\ [d] = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & d_{15} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & d_{15} & 0 & 0 \\ d_{31} & d_{31} & d_{33} & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \\ \\ [\varepsilon] = \begin{pmatrix} \varepsilon_{11} & 0 & 0 \\ 0 & \varepsilon_{11} & 0 \\ 0 & 0 & \varepsilon_{33} \end{pmatrix} \end{array} \right\| \tag{A.20}$$

Annexe B

Comparaison de quelques modèles de frottement

Ce qui différencie le modèle élasto-plastique des autres modèles est la prise en compte à la fois du phénomène de stiction et celui du pré-déplacement ou déplacement avant glissement. Le Table B.1 donne une comparaison [Dup00].

TAB. B.1 – *Comparaison des modèles de frottement [Dup00]*

MODELE	STICTION	Pré-déplacement
Coulomb	Oui	Non
Lugre	Non	Oui
Elasto-plastique	Oui	Oui

Pour expliquer ce tableau, prenons un bloc sur lequel on applique une force extérieure avec une allure comme présentée sur la Fig. B.1. La force est initialement nulle. On l'augmente jusqu'à dépasser la stiction $(0,1s)$, c'est-à-dire jusqu'à sortir de l'adhérence. Ensuite, elle atteint un maximum (aux environs de $0.15s$) puis décroît jusqu'à une valeur en dessous du frottement de *Coulomb* (à $t = 0,2s$). La valeur du frottement de *Coulomb* considérée est de $1N$ tandis que la valeur de la limite de stiction est de $1,1N$. Des oscillations de force sont appliquées à partir de $1,8s$.

Le modèle de *Coulomb* contient la partie stiction (Fig. B.2-a). Comme il ne contient pas le pré-déplacement, le déplacement x du bloc reste à zéro jusqu'à $t = 0.1s$ où l'on dépasse la stiction. Quand on revient en dessous du frottement de *Coulomb*, le bloc s'arrête de se déplacer. Cela est valable tant qu'on ne dépasse pas de nouveau la stiction.

Le modèle de *Lugre* comprend le pré-déplacement mais non la stiction (Fig. B.2-b). Dès qu'on applique la force extérieure, même inférieure à la limite d'adhérence, le bloc

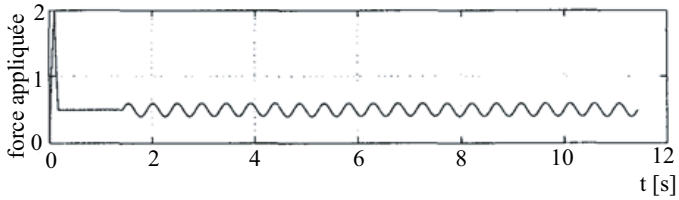


Fig. B.1 – Allure de la force appliquée.

fait un glissement en même temps que l'aspérité moyenne fléchit. De même, l'absence de la stiction provoque une dérive du déplacement pendant les oscillations.

Quant au modèle élasto-plastique, le résultat est présenté sur la Fig. B.2-c. Dès l'application de la force, même inférieure à la limite de stiction, un déplacement apparaît. Il correspond à la déflexion de l'aspérité. Dès la sortie de la stiction, le glissement vient contribuer au déplacement du bloc. Lorsqu'on diminue la force à une valeur inférieure au frottement de *Coulomb*, il y a de nouveau stiction et le glissement disparaît. L'application d'oscillations de force provoque les oscillations de la déflexion de l'aspérité sans qu'il y ait glissement.

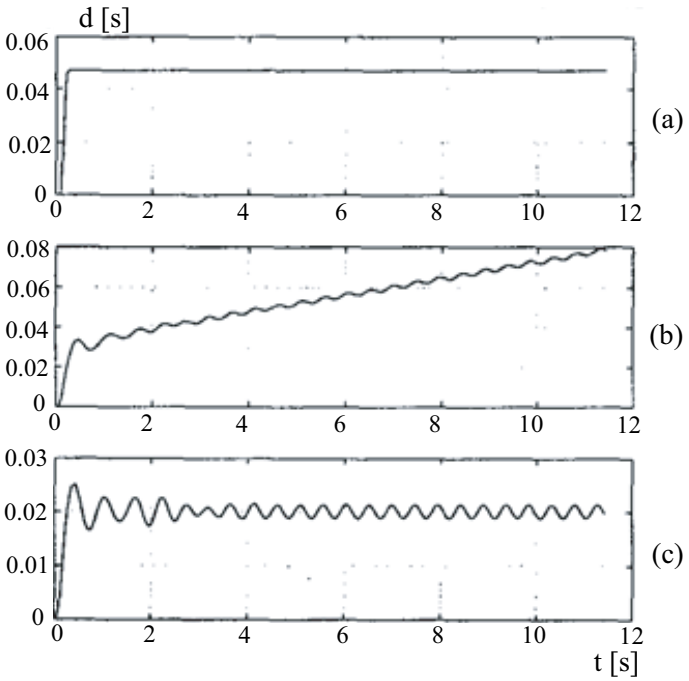


Fig. B.2 – a : réponse du modèle de *Coulomb*. b : réponse du modèle de *Lugre*. c : réponse du modèle élasto-plastique.

Annexe C

Calculs matriciels

C.1 Opérateur adjoint noté "*"

Soit $M \in \mathbb{C}^{n.m}$ une matrice complexe. L'adjoint d'une matrice complexe noté M^* est la matrice transconjuguée correspondante :

$$M(j)^* = M(-j)^t \tag{C.1}$$

C.2 Rayon spectral noté "$\rho(.)$"

Si le spectre indique l'ensemble des valeurs propres λ_i d'une matrice carrée $M \in \mathbb{C}^n$, le rayon spectral est le plus grand des modules de λ_i :

$$\rho\left(M\right) = \max\left|\lambda_i\left(M\right)\right| \tag{C.2}$$

C.3 Valeurs singulières et décomposition

Soit $M \in \mathbb{C}^{n.m}$ une matrice complexe avec $m \leq n$. Dans le cas où $m \geqslant n$, la décomposition se fait pareillement. La décomposition en valeurs singulières de M est définie comme le produit de trois matrices :

$$M = U.\sum.V^* \tag{C.3}$$

où $U \in \mathbb{C}^{m.m}$, $U.U^* = I_m$, $V \in \mathbb{C}^{n.n}$, $V.V^* = I_n$ et

$$\sum = \begin{pmatrix} \sigma 1 & 0 & ... & ... & 0 \\ 0 & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & ... & \sigma m & 0 & 0 \end{pmatrix}$$

avec $\sigma_1 \geqslant \sigma_2 \geqslant ... \geqslant \sigma_m \geqslant 0$.

Les scalaires réels positifs σ_i sont appelés valeurs singulières de M. D'autre part, on a : $\sigma_i^2 = \lambda_i\,(M^*.M)$.

C.4 Valeur singulière structurée

C.4.1 Cas d'une incertitude paramétrique réelle

Soit H l'hypercube unité dans l'espace des paramètres δ_i :

$$H = \left\{ \ \delta = [\delta_1 ... \delta_n] \quad | \quad \delta_i \in \mathbb{R} \quad et \quad |\delta_i| \leqslant 1 \ \right\} \tag{C.4}$$

Soit Δ une matrice d'incertitude structurée. Alors, la valeur singulière $\mu\,(M(j\omega))$ à la pulsation ω est définie comme :

$$\begin{aligned} \mu\,(M(j\omega)) &= \frac{1}{\min\left(\ k \quad | \quad \exists \delta \in H \quad avec \quad \Delta = diag\,(\delta_i.I_{qi}) \quad et \quad \det\,(I - k.\Delta.M(j\omega)) = 0 \ \right)} \\ \mu\,(M(j\omega)) &= 0 \quad si \quad \forall \Delta = diag\,(\delta_i.I_{qi})\,, \quad \det\,(I - k.\Delta.M(j\omega)) \neq 0 \end{aligned} \tag{C.5}$$

où k est un réel positif.

C.4.2 Cas d'une incertitude mixte

L'incertitude Δ est mixte si elle contient simultanément des blocs complexes pleins et des scalaires réels :

$$\Delta = diag\,(\delta_1.I_{r_1}, ..., \delta_m.I_{r_m}, \Delta_1, ..., \Delta_q) \tag{C.6}$$

Cette incertitude contient m scalaires réels δ_i (éventuellement répétés si $r_i > 1$), correspondant aux incertitudes paramétriques, et q matrices de transfert stables quelconques correspondant aux dynamiques négligées.

On introduit l'ensemble $\bar{\Delta}$ des incertitudes Δ de structure définie par (C.6) et qui sont normalisées, c'est-à-dire :

$$-1 \leqslant \delta_i \leqslant 1 \quad ; \quad \|\Delta_i\|_\infty \leqslant 1 \tag{C.7}$$

Alors, on définit la valeur singulière structurée comme suit :

$$\begin{aligned} \mu_{\bar{\Delta}}\,(M(j\omega)) &= \frac{1}{\min\left(\ k \quad | \quad \exists \Delta \in \bar{\Delta} \quad avec \quad \det\,(I - k.\Delta.M(j\omega)) = 0 \ \right)} \\ \mu_{\Delta}\,(M(j\omega)) &= 0 \quad si \quad \forall \Delta \in \bar{\Delta}, \quad \det\,(I - k.\Delta.M(j\omega)) \neq 0 \end{aligned}$$

Dans le cas où Δ correspond à un seul bloc complexe plein (reps. à un seul scalaire réel répété), il s'avère que la valeur singulière structurée $\mu_{\bar{\Delta}}(M(j\omega))$ coïncide avec la valeur singulière maximale $\sigma_{\max}(M)$ (reps. le rayon spectral réel $\rho(M)$).

Annexe D

Normes

Une norme détermine, par une seule valeur, la taille d'un scalaire, d'un vecteur, d'une matrice, d'un signal ou d'un système.

D.1 Norme induite de matrices

La norme induite est une norme matricielle définie par l'expression suivante :

$$\|A\|_{ij} = \max_{v \neq 0} \frac{\|A.v\|_j}{\|e\|_j} = \max_{\|v\|_j \leqslant 1} \|A.v\|_j = \max_{\|v\|_j = 1} \|A.v\|_j \tag{D.1}$$

avec $v \in \mathbb{C}^m$

D.2 Espaces de fonctions

$\Re H_2$ est l'ensemble des fonctions rationnelles strictement propres et stables, c'est-à-dire :

$$\Re H_2 = \left\{ \frac{A(p)}{B(p)} \quad / \deg r(A(p)) < \deg r(B(p)) \quad et \quad \mathrm{Re}(Root(B(p))) < 0 \right\} \tag{D.2}$$

$A(p)$ et $B(p)$ sont des polynômes en p.

$\Re H_\infty$ est l'ensemble des fonctions rationnelles propres et stables, c'est-à-dire :

$$\Re H_\infty = \left\{ \frac{A(p)}{B(p)} \quad / \deg r(A(p)) \leq \deg r(B(p)) \quad et \quad \mathrm{Re}(Root(B(p))) < 0 \right\} \tag{D.3}$$

$A(p)$ et $B(p)$ sont des polynômes en p.

D.3 Norme des systèmes

Soit $G(p) \in \Re H_2$.

D.3.1 Norme H_2

Pour un système monovariable :

$$\|G\|_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi}.\int_{-\infty}^{+\infty} |G(jw)|^2 .dw} \tag{D.4}$$

Pour un système multivariable :

$$\|G\|_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi}.\int_{-\infty}^{+\infty} trace\left(G(jw)^*.G(jw)\right).dw} \tag{D.5}$$

D.3.2 Norme H_∞

Pour un système monovariable :

$$\|G\|_\infty = \sup_w |G(jw)| = \sup_{e(t)\neq 0} \frac{\|s(t)\|_2}{\|e(t)\|_2} \tag{D.6}$$

Pour un système multivariable :

$$\|G\|_\infty = \sup_w \bar{\sigma}\left(G(jw)\right) = \sup_{e(t)\neq 0} \frac{\|s(t)\|_2}{\|w(t)\|_2} \tag{D.7}$$

Annexe E

Annexe relative aux commandes robustes

E.1 Algorithme de *Glover-Doyle*

Appelée aussi résolution par équations de Riccati, l'algorithme de Glover-Doyle [Glo88] [Doy89] est disponible dans Matlab sous la commande *hinfric* de *LMI Toolbox*.

E.1.0.1 Hypothèses :

H1 : le système à commander est stabilisable est détectable, c'est-à-dire :
(A, B_u) est commandable et (C_m, A) est détectable.

H2 : toutes les commandes u interviennent sur les sorties à commander o et toutes les entrées exogènes i (perturbations et consignes) influencent sur l'entrée y du correcteur, c'est-à-dire :
$rang\,(D_{ou}) = n_u$ et $rang\,(D_{mi}) = n_m$

H3 : P_{ou} n'a pas de zéro sur l'axe imaginaire (la réciproque n'est pas vrai si la représentation d'état pour décrire P_{ou} n'est pas minimale).

H4 : P_{mi} n'a pas de zéro sur l'axe imaginaire (la réciproque n'est pas vrai si la représentation d'état pour décrire P_{mi} n'est pas minimale).

E.1.0.2 Test de faisabilité (existence de solution) :

Soient $X_{\infty 1}$ et $X_{\infty 2}$ les solutions des équations de Riccati associées aux matrices hamiltoniennes H_1 et H_2 :

$$\begin{aligned} X_{\infty 1} &= Ric\,(H_1) \\ X_{\infty 2} &= Ric\,(H_2) \end{aligned} \tag{E.1}$$

avec :

$$\begin{aligned} H_1 &= \begin{pmatrix} A - B_u.D_{ou}^T.C_o & \gamma^2.B_i.B_i^T - B_u.B_u^T \\ -\tilde{C}_o^T.\tilde{C}_o & -\left(A - B_u.D_{ou}^T.C_o\right)^T \end{pmatrix} \\ H_2 &= \begin{pmatrix} A - B_i.D_{mi}^T.C_m & \gamma^2.C_o^T.C_o - C_m^T.C_m \\ -\tilde{B}_i^T.\tilde{B}_i & -\left(A - B_i.D_{mi}^T.C_m\right)^T \end{pmatrix} \end{aligned} \tag{E.2}$$

où :

$\tilde{B}_i = B_i.\left(I - D_{mi}^T.D_{mi}\right)$
$\tilde{C}_o = \left(I - D_{ou}.D_{ou}^T\right).C_o$

Le problème est alors résolu si, sous les conditions $H1$ jusque $H4$, on a :

- $X_{\infty 1} \geq 0, \quad X_{\infty 2} \geq 0$ (E.3)

- $\rho\left(X_{\infty 1}.X_{\infty 2}\right) \ < \gamma^2$ (E.4)

- $\left\|F_l\left(P, K\right)\right\| \ < \gamma$ (E.5)

E.1.0.3 La solution :

La famille de régulateurs K est alors donnée par :

$$K = F_l\left(J, Q\right) \tag{E.6}$$

avec :

• Q stable, propre et $\|Q\|_\infty < \gamma$,

- $J = \begin{pmatrix} N & -ZH & Z.\left(B_u + \gamma^{-2}.X_{\infty 2}.C_o^T.D_{ou}\right) \\ F & 0 & I \\ -\left(C_m + \gamma^{-2}.D_{mu}.B_i^T.X_{\infty 1}\right) & I & 0 \end{pmatrix}$

$N = A + B_u.F + \gamma^{-2}.B_i.B_i^T.X_{\infty 1} + Z.H.\left(C_m + \gamma^{-2}.D_{ou}.B_i^T.X\right)$
$F = -\left(B_u^T.X_{\infty 1} + D_{ou}^T.C_o\right)$
$H = -\left(X_{\infty 2}.C_m^T + B_i.D_{mi}^T\right)$
$Z = \left(I - \gamma_2.X_{\infty 2}.X_{\infty 1}\right)^{-1}$

γ est recherchée par itération , d'où le nom γ-itération, et la valeur minimale de celle-ci qui réalise les conditions précédentes donne le correcteur optimal. L'algorithme devient simplifié si les conditions suivantes sont satisfaites :

$$\begin{array}{l} D_{oi} = 0 \\ D_{ou}^T . \begin{pmatrix} C_o & D_{ou} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & I_{n_u} \end{pmatrix} \\ D_{mu} = 0 \\ \begin{pmatrix} B_i \\ D_{mi} \end{pmatrix} . D_{mi}^T = \begin{pmatrix} 0 \\ I_{n_m} \end{pmatrix} \end{array} \tag{E.7}$$

Sinon, il est toujours possible de se ramener à ces dernières conditions en appliquant une série de transformation [Saf89] [Day91] [Zho96].

E.2 Incertitudes, robustesse et théorème du Petit Gain

Le système nominal G avec lequel le correcteur K a été synthétisé n'est qu'une représentation approchée du système réel G_r à commander. Les incertitudes peuvent concerner les paramètres, les dynamiques mal connues ou négligées et le gain et la phase. Ces incertitudes sont rassemblées dans une matrice $\Delta(p)$ ayant la structure générale suivante :

$$\Delta = diag\{\Delta_1(p), .., \Delta_q(p), \partial_1 \cdot I_{r1}, .., \partial_r I_{rr}, \varepsilon_1 I_{c1}, .., \varepsilon_c I_{cc}\} \tag{E.8}$$

où :
- $\Delta_i(p) \in \mathbb{R}H_\infty$ indique les incertitudes dynamiques,
- $\partial_i \in \mathbb{R}$ indique les incertitudes paramétriques,
- $\varepsilon_i \in \mathbb{C}$ indique les incertitudes sur le gain et sur la phase.

Les conditions de normalisation suivantes doivent être également vérifiées :

$$\|\Delta\|_\infty < 1 \Leftrightarrow (\|\Delta_i(p)\| < 1; -1 < \partial_i < 1; |\varepsilon_i| < 1) \tag{E.9}$$

Soit $H(p)$ le LFT-l du système nominal $G(p)$ et du correcteur $K(p)$ Fig. E.1-a. La connexion de la matrice d'incertitude $\Delta(p)$ avec le système $H(p)$ est alors représenté par la Fig. E.1-b. C'est une connexion LFT-u (Transformation Fractionnaire linéaire supérieure, "u" comme "upper"). Les signaux permettant de faire intervenir les incertitudes sont v et j.

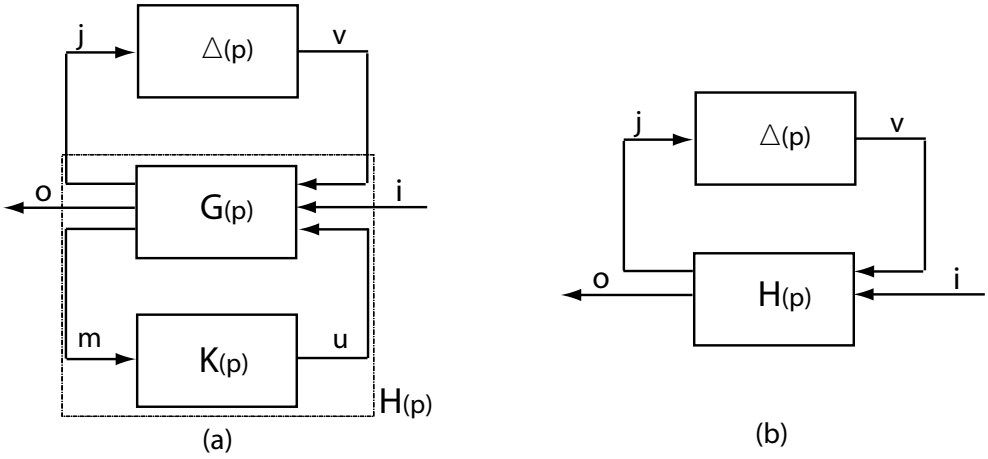


FIG. E.1 – a et b : représentation par LFT-u des incertitudes de modélisation.

$H(p)$ et $\Delta(p)$ étant stables, la seule source d'instabilité provient de la mise en connexion de ceux-ci, c'est-à-dire, le bouclage par $\Delta(p)$. On peut alors étudier la stabilité en utilisant la Fig. E.2 dans laquelle $M(p) = H_{jv}(p)$.

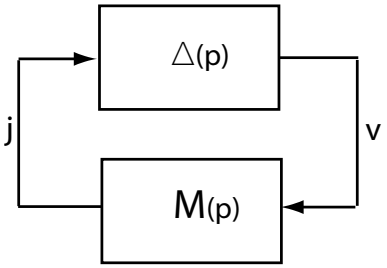


FIG. E.2 – Schéma de l'analyse de la robustesse de la stabilité.

Le théorème suivant, appelé **théorème du petit gain** sous sa forme généralisée [Doy85] [Zho96], est à la base de l'analyse de la robustesse en stabilité.

Théorème E.1. *Si $H(p)$ n'a que des pôles à partie réelle négative, le système de la Fig. E.1-b est stable pour toute incertitude $\Delta(p)$ du type (Equ E.8) telle que $\|\Delta(p)\|_\infty < 1$ si et seulement si :*

$$\forall\omega, \quad \mu_{\bar{\Delta}}\left(M(j\omega)\right) \leq 1 \tag{E.10}$$

avec $\bar{\Delta}$ étant l'ensemble des matrices complexes qui présentent la même structure que la matrice d'incertitudes $\Delta(p)$.

E.3 La résolution D-K itération

Les propriétés de la valeur singulière structurée permettent d'écrire l'inégalité suivante :

$$\forall\omega,\quad \mu_{\bar{\Delta}'}\left(F_l\left(P(j\omega),K(j\omega)\right)\right) \leq \sigma\left(D(j\omega).F_l\left(P(j\omega),K(j\omega)\right).D(j\omega)^{-1}\right) \tag{E.11}$$

où le multiplieur $D(j\omega)$, appelé matrice de scalage, est n'importe quelle matrice inversible qui commute avec toute matrice Δ' élément de l'ensemble $\bar{\Delta}'$. Un problème plus réaliste est donc le suivant :

Problème E.1. *Déterminer un correcteur $K(p)$ et une matrice $D(j\omega) \in \mathbb{R}H_\infty$ tels que :*

1) $D(j\omega)^{-1} \in \mathbb{R}H_\infty$ commute avec toute matrice Δ' élément de l'ensemble $\bar{\Delta}'$,

2)

$$\left\|D(p).F_l\left(P(p),K(p)\right).D(p)^{-1}\right\|_\infty < 1 \tag{E.12}$$

En effet, la condition (Equ E.12) assure que :

$$\forall\omega,\quad \mu_{\bar{\Delta}'}\left(F_l\left(P(j\omega),K(j\omega)\right)\right) \leq \sigma\left(D(j\omega).F_l\left(P(j\omega),K(j\omega)\right).D(j\omega)^{-1}\right) \leq 1 \tag{E.13}$$

La résolution du problème (Prob E.1) par D-K itération [Doy85] [Zho96] se fait par une séquence de minimisation : chercher $K(p)$ à $D(p)$ fixé puis chercher $D(p)$ à $K(p)$ fixé. La calcul de $K(p)$ à $D(p)$ fixé revient à un problème de H_∞ standard qui peut être résolu par l'algorithme de *Glover-Doyle* (Fig. E.3). La résolution du problème de μ-synthèse par D-K itération est disponible dans matlab sous la commande *dkit* de *Robust Control Toolbox*.

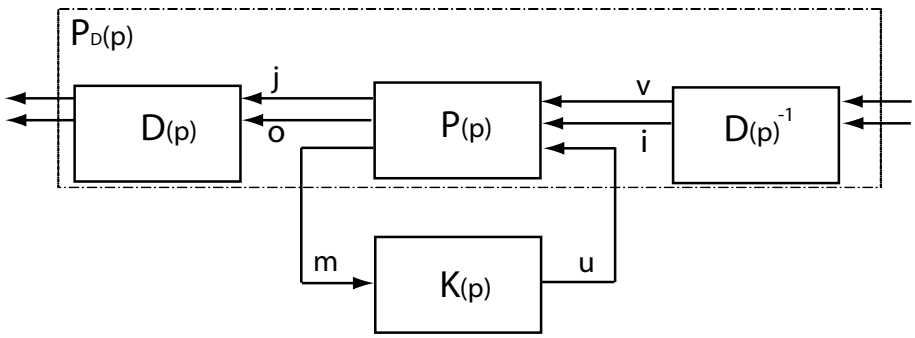


FIG. E.3 – Problème de H_∞ standard.

E.4 Réduction d'ordre

La synthèse H_∞ mène à un correcteur d'ordre égal à l'ordre du système augmenté. La μ-synthèse mène à un correcteur d'ordre plus élevé. Quand le système est complexe, l'ordre du correcteur peut être trop grand ce qui rend les ressources informatiques nécessaires importantes et donc une augmentation des temps de calcul et une augmentation des risques d'erreur [Cha03]. L'utilisation d'un correcteur d'ordre réduit est donc justifiée si la perte de performances est minimale. Sur ce dernier point, un compromis entre ordre du correcteur et complexité de calcul est à faire.

D'après la classification de [Cha03], il existe quatre voies pour obtenir un correcteur réduit (Fig. E.4) :

- réductions de l'ordre du système puis synthèse de correcteur,
- synthèses de correcteur d'ordre plein puis réduction d'ordre,
- méthodes mixtes : itérations entre réduction de modèles et réduction de correcteurs,
- synthèses de correcteur avec une contrainte d'ordre.

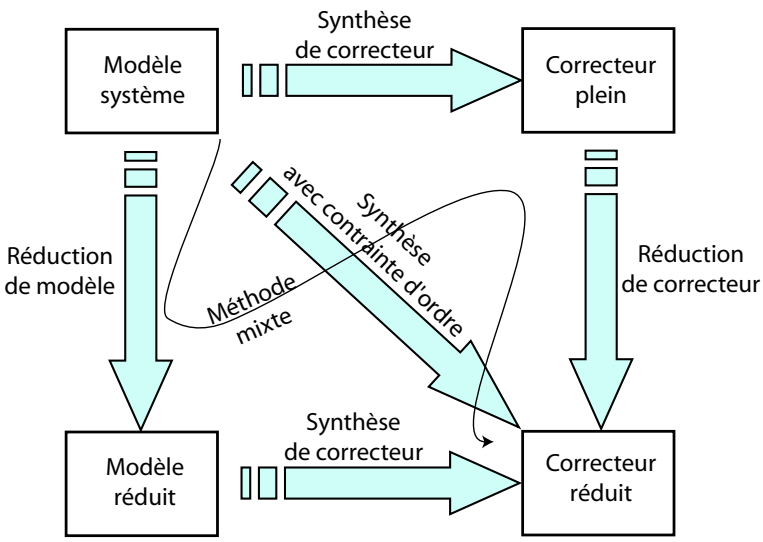


Fig. E.4 – Méthodes d'obtention de correcteur réduit.

Les deux premières voies sont appelées 'les méthodes indirectes' tandis que les deux dernières 'les méthodes directes'. Nous avons choisis la deuxième voie pour les raisons suivantes :

- elle est plus simple vis-à-vis des méthodes directes,
- par rapport à la première voie, elle présente l'avantage que l'approximation ne se fait pas dès le début de la synthèse, ce qui évite la propagation de l'approximation.

– enfin, l'ordre du système à commander est convenable dans notre cas et une réduction de modèle n'est pas utile.

Il existe plusieurs méthodes pour réduire le correcteur (ou un système). Nous avons choisi la méthode de réduction équilibrée [Moo81] [Ala99] car elle est simple et est la plus utilisée. Cette méthode nécessite de mettre le correcteur en une réalisation équilibrée pour laquelle les grammiens de commandabilité et d'observabilité sont diagonaux. Une réalisation équilibrée est une réalisation stable et minimale. En d'autres termes, étant donné une réalisation de $K(p)$ sous la forme :

$$K(p) = C_K.\left(p.I - A_K\right)^{-1}.B_K + D_K \tag{E.14}$$

on dit que (A_K, B_K, C_K, D_K) est équilibrée si les solutions des équations de Lyapunov

$$A_K.P + P.A_K^t + B_K.B_K^t = 0 \tag{E.15}$$

$$A_K^t.Q_K + Q_K.A_K + C_K^t.C_K = 0 \tag{E.16}$$

sont de la forme

$$P_K = Q_K = \sum_K = \begin{bmatrix} \sigma_1 & 0 & \cdots \\ 0 & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & \sigma_{n_K} \end{bmatrix} \tag{E.17}$$

où les matrices P_K et Q_K indiquent les grammiens de commandabilité et d'observabilité. L'ordre du correcteur est donné par n_K. Les grandeurs $\sigma_1 \geq \sigma_2 \geq \cdots \sigma_{n_K} \geq 0$ sont les valeurs singulières de Hankel de $K(p)$.

On partitionne le système de la façon suivante :

$$A_K = \begin{bmatrix} A_{K11} & A_{K12} \\ A_{K21} & A_{K22} \end{bmatrix} \tag{E.18}$$

$$B_K = \begin{bmatrix} B_{K1} \\ B_{K2} \end{bmatrix} \tag{E.19}$$

$$C_K = \begin{bmatrix} C_{K1} & C_{K2} \end{bmatrix} \tag{E.20}$$

$$\sum_K = \begin{bmatrix} \sum_{K1} & 0 \\ 0 & \sum_{K2} \end{bmatrix} \tag{E.21}$$

avec $\sum_{K1} = diag\left\{\sigma_1, \cdots, \sigma_r\right\}$ et $\sum_{K2} = diag\left\{\sigma_{r+1}, \cdots, \sigma_{n_K}\right\}$. Cette réalisation peut se tronquer telle que :

$$A_{Kr} = A_{K11} \quad , \quad B_{Kr} = B_{K1} \quad , \quad C_{Kr} = C_{K1} \tag{E.22}$$

Le modèle $\{A_{Kr}, B_{Kr}, C_{Kr}, D\}$ correspond alors au modèle réduit à l'ordre r du correcteur initiale G_K.

Annexe F

Calculs des gabarits fréquentiels

F.1 Cahier des charges

Le cahier des charges pour la commande en déflexion contient les spécifications suivantes :

- temps de réponse t_r inférieure ou égale à $10ms$,
- dépassement inférieur à $0,1\%$,
- erreur statique due à la perturbation inférieure à $\frac{1}{300}\mu m \backslash mN$,
- rejet des perturbations à fréquence inférieure à $f_c = 160Hz$.

F.2 Construction des gabarits fréquentiels

Pour les deux gabarits, c'est-à-dire le gabarit $\frac{1}{W_1}$ sur la fonction de sensibilité et le gabarit $\frac{1}{W_1.W_3}$ sur le rejet de perturbation, l'allure de la magnitude est présentée sur la Fig. F.1.

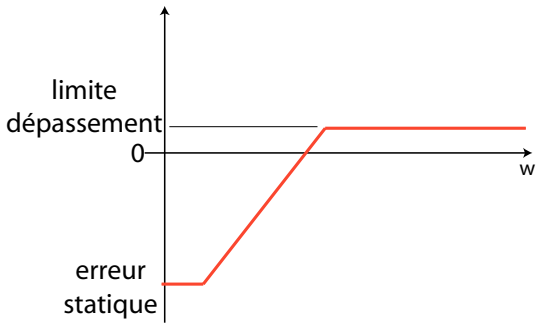


Fig. F.1 – Allure de la magnitude.

La fonction de transfert correspondante est de la forme :

$$G_{abarit} = K_s.\frac{\tau_{num}.p+1}{\tau_{den}.p+1} \tag{F.1}$$

F.2.1 Gabarit $\frac{1}{W_1}$

La pulsation de coupure est donnée par :

$$\omega_C^{W1} = \frac{1}{\tau_{den}} \approx \frac{3}{t_r} \tag{F.2}$$

L'erreur statique :

$$K_s = 0,1\% \tag{F.3}$$

On obtient :

$$\frac{1}{W_1} = 10^{-3}.\frac{3.p+1}{0,003.p+1} \tag{F.4}$$

F.2.2 Gabarit $\frac{1}{W_1.W_3}$

La pulsation de coupure est donnée par :

$$\omega_C^{W1.W3} = 2.\pi.160 \approx 1000 = \frac{1}{\tau_{den}} \tag{F.5}$$

Reprenons le schéma en boucle fermée pour calculer le gain statique :

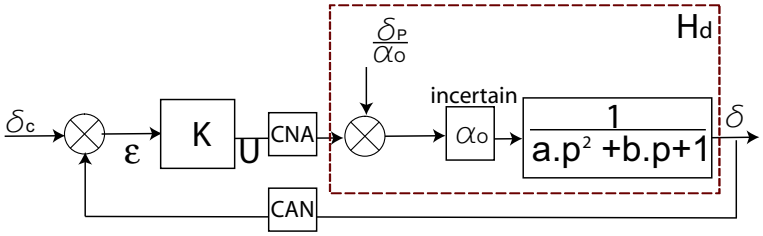


Fig. F.2 – Schéma systémique.

Le gain statique entre la sortie δ et la perturbation $\frac{\delta_P}{\alpha_0}$ est donnée par :

$$K_s = \frac{\delta}{\delta_P}.\alpha_0 \tag{F.6}$$

Connaissant à peu près la susceptibilité élastique $s_p[\mu m/mN]$ de la poutre, on peut introduire un gain statique entre la déflexion et une perturbation de type force notée F, on a donc :

$$K_s = \frac{\delta}{s_p.F}.\alpha 0 \tag{F.7}$$

Avec $\alpha_0 = 502 \times 10^{-3} \mu m/V$, $s_p = 1,931 \mu m/mN$.

Si l'on souhaite un rejet statique de perturbation égale à $\frac{1}{300} \mu m \backslash mN$, on a :

$$Ks = \frac{10^{-6}}{1,931 \times 10^{-9}.300}.502 \times 10^{-9} \simeq 87 \times 10^{-8} \tag{F.8}$$

Pour simplifier, on prendra $K_s = 10^{-7}$. Le gabarit fréquentiel issu est :

$$\frac{1}{W_1.W_3} = 10^{-7}.\frac{0,1.p+1}{0,001.p+1} \tag{F.9}$$

Références bibliographiques

[Aba00] J. Abadie, N. Chaillet, and C. Lexcellent. An sma actuator controlled by peltier effect. *Journal of Advanced Science*, 12(3) :326–331, 2000.

[Agn03a] J. Agnus and N. Chaillet. Dispositif de commande d'un actionneur piézoélectrique et scanner muni de ceux-ci. *INPI, patent, N° FR 03000532*, 2003.

[Agn03b] Joël Agnus. Contribution à la micromanipulation : étude, réalisation, caractérisation et commande d'une micropince piézoélectrique. *Thèse de doctorat, LAB - CNRS Université de Franche-Comté*, 2003.

[AH94] B. Armstrong-Hélouvry, P. Dupont, and C. Canudas-De-Wit. A survey of models, analysis tools and compensation methods for the control of machines with friction. *Automatica*, 30(7), 1994.

[Ahn93] C. H. Ahn, Y. J. Kim, and M. G. Allen. A planar variable reluctance magnetic micromotor with fully integrated stator and wrapped coils. *IEEE Micro-Electro-Mechanical Systems Conference*, 1993.

[Ala99] Daniel Alazard, Christelle Cumer, Pierre Apkarian, Michel Gauvrit, and Gilles Ferreres. Robustesse er commande optimale. *Edition CEPAD, ISBN 2.85428.516.6*, 1999.

[Ale02] Ch. Alexiou, R. Schmid, Ch. Bergemann, W. Arnold, and F. G. Parak. Targeted tumor therapy with magnetic drug targetting : therapeutic efficacy of ferrofluid bound mitoxantrone. in ferrofluids :magnetically controllable fluids and their applications. *Spinger*, (ISBN 3-540-43978-1), 2002.

[Amm04] M. Ammi and A. Ferreira. Virtualized reality interface for tele-micromanipulation. *ICRA*, pages 2776–2781, New-Orleans, USA 2004.

[Ani06] Yasser H. Anis, James K. Mills, and William L. Cleghorn. Visual measurement of mems microassembly forces using template matching. *ICRA*, pages 275–280, Orlando, FL, May 2006.

[Ara98] F. Arai, A. Kawaji, T. Sugiyama, Y. Onomura, M. Ogawa, T. Fukuda, H. Iwata, and K. Itoigawa. 3d micromanipulation system under microscope. *IEEE International Symposium on Micromechatronics and Human Science*, 1998.

[aS05] antao Shen, Ning Xi, Craig A. Poumeroy, U. C. Wejinya, and Wen J. Li. An active micro-force sensing system with piezoelectric servomechanism. *IROS*, Barcelona, Spain, April 2005.

[Ata02] Tatsuaki Ataka. The experimental microfactory system in japanese national rd project. 2002.

[Bab81] T. Baber and Y. K. Wen. Random vibration of hysteresis degrading systems. *Acoustics, Stress and Reliability in Design*, 108, 1981.

[Bal01] Gary J. Balas, John C. Doyle, Keith Glover, Andy Packard, and Roy Smith. Mu-analysis and synthesis toolbox. *The MathWorks User's Guide, V3*, 2001.

[Bar89] S. F. Bart and J. H. Lang. An analysis of electroquasistatic induction micromotors. *Sensors and Actuators*, 20, 1989.

[Bel98] Y. Bellouard, R. Clavel, R. Gotthardt, J. E. Bidaux, and T. Sidler. A new concept of monolithic shape memory alloy micro-devices used in microrobotics. *Actuator, 16th International Conference on New Actuators*, Bremen, Germany, June 1998.

[Ber00] A. Bergander, and C. Schmitt J. M. Breguet, and R. Clavel. Micropositioners for microscopy applications based on the stick-slip effect. *International Symposium on Micromechatronics and Human Science*, 2000.

[Ber03a] A. Bergander, W. Driesen, T. Varidel, and J. M. Breguet. Monolithic piezoelectric actuators for miniature robotic systems. *ACTUATOR, Int. COnf. on New Actuators*, Bremen, Germany, June 2003.

[Ber03b] A. Bergander, W. Driesen, T. Varidel, and J. M. Breguet. Monolithic piezoelectric push-pull actuators for inertial drives. *Int. Symposium on Micromechatronics and Human Science IEEE*, 2003.

[Ber03c] P. Berkelman, L. L. Whitcomb, R. H. Taylor, and P. Jensen. A miniature microsurgical instrument tip force sensor for enhanced force feedback during robot-assisted manipulation. *Robotics and Automation, IEEE Transactions on*, 19, 2003.

[Ber04] A. Bergander, W. Driesen, T. Varidel, M. Meizoso, and J. M. Breguet. Mobile cm3-microbots with tools for nanoscale imaging and micromanipulation. *Mechatronics Robotics*, Aachen, Germany, September 2004.

[Ber06] J. Bert, S. Dembélé, and N. Lefort-Piat. Toward the vision based supervision of microfactories through images mosaicing. *International Precision Assembly Seminar, IPAS*, Bad Hofgastein, Austria, February 2006.

[Böh97] Karl F. Böhringer, Bruce R. Donald, and Noel C. MacDonald. Computational methods for design and control of mems micromanipulator arrays. *IEEE Computational Science and Engineering*, pages 17–29, 1997.

[Bou67] R. Bouc. Forced vibration of mechanical systems with hysteresis. *Proceedings of 4tj Conference on Nonlinear Ocsillation*, Prague, Czechoslovakia 1967.

[Bou02] Alain Bourjault. Problématique de la microrobotique. *Hermes*, (ISBN 2-7462-0352-9), 2002.

[Bou03] Mehdi Boukallel. Etude, conception et réalisation d'un capteur de micro nano forces. application à la mesure de l'élasticité de la zone pellucide des ovocytes. *Thèse de doctorat, LAB - CNRS Université de Franche-Comté*, 2003.

[Bou06] Henri Bourlès. Systèmes linéaires : de la modélisation à la commande. *Hermèse - Lavoisier*, (ISBN : 978-2-7462-1300-5), 2006.

[Bre98] Jean-Marc Breguet and Reymond Clavel. Stick and slip actuators : design, control, performances and applications. *IEEE International Symposium on Micromechatronics and Human Scuence*, pages 89–95, 1998.

[Bre00a] J. M. Breguet, R. Pérez, A. Bergander, C. Schmitt, R. Clavel, and H. Bleuler. Piezoactuators for motion control from centimeter to nanometer. *IROS*, 2000.

[Bre00b] Jean-Marc Breguet, Carl Schmitt, and Reymond Clavel. Assembly of microsystems. *SPIE proceedings series (SPIE proc. ser.) International Society for Optical Engineering proceedings series*, 4194 :1–12, Boston, November 2000.

[Bru00] H. Van Brussel, J. Peirs, D. Reynaerts, A. Delchambre, G. Reinhart, N. Roth, M. Weck, and E. Zussman. Assembly of microsystems. *Annals of the CIRP*, 49(2) :451–472, 2000.

[Bru05] J. Brufau, M. Puig-Vidal, J. Lopez-Sanchez, J. Samitier, W. Driesen, and J. M. Breguet. Micron : Small autonomous robot for cell manipulating applications. *ICRA*, Barcelona, Spain, April 2005.

[Bry03] Janusz Bryzek, Eric Abbott, Anthony Flannery, David Cagle, and Jacek Maitan. Control issues for mems. *Proc. 42nd IEEE Conference on Decision and Control*, Maui, Hawaii, USA, December 2003.

[BV98] I. J. Busch-Vishniac. Electromechanical sensors ans actuators. *Springer, Berlin*, 1998.

[Cam03] Domenico Campolo, Ranjana Sahai, and Ronald S. Fearnig. Development of piezoelectric bending actuators with embedded piezoelectric sensors for micromechanical flapping mechanisms. *ICRA*, Taipei, Taiwan 2003.

[Cas02] Claude Cassier, Antoine Ferreira, and Shigeoki Hirai. Combination of vision servoing techniques and vr-based simulation for semi-autonomous microassembly workstation. *ICRA*, Washington, DC, May 2002.

[Cet93] S. Cetinkunt and A. Donmez. Ccmac learning controller for servo control of high precision machine tool. *TP60-16 :40 Proc. of American Control Conference*, San Francisco, California, June 1993.

[CH97] Juan Manuel Cruz-Hernandez and Vincent Hayward. On the minear compensation of hysteresis. *36th Conference on Decision and Control*, 1, 1997.

[CH98] Juan Manuel Cruz-Hernandez and Vincent Hayward. An approach to reduction of hysteresis in smart materials. *ICRA*, pages 1510–1515, 1998.

[Cha99] S. H. Chang and C. C. Chou. Electromechanical analysis of an asymmetric piezoelectrical/elastic laminate structure : theory and experiment. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*, 46(2), March 1999.

[Cha02] Stuart W. Charles. The preparation of magnetic fluids. in ferrofluids :magnetically controllable fluids and their applications. *Spinger*, (ISBN 3-540-43978-1), 2002.

[Cha03] Stéphanie Chable. Vers des correcteurs réduits robustes à des variations paramétriques. *Thèse de Doctorat, Ecole Nationale Supérieure de l'Aéronautique et de l'espace*, Décembre 2003.

[Che] T. Chen and B. A. Francis. Optimal sampled-data control systems. *Springer-Verlag, London.*

[Che99] Ben M. Chen, Tong H. Lee, Chang-Chieh Hang, Yi Guo, and Siri Weerasooriya. An hinfini almost disturbance decoupling robust controller design for a piezoelectric bimorph actuator with hysteresis. *IEEE Transactions on Control System Technology*, 7(2), March 1999.

[Cho04] S. B. Choi, S. S. Han, and Y. S. Lee. Fine motion control of a moving stage using a piezoactuator associated with a displacement amplifier. *Smart Mater. Struct.*, 14 :222–230, December 2004.

[Clé02] Cédric Clévy, Arnaud Hubert, and Nicolas Chaillet. A new micro-tools exchange principle for micromanipulation. *IROS*, pages 230–235, Sendai, Japan, October 2002.

[Clé05] Cédric Clévy. Contribution à la micromanipulation robotisée : un système de changement d'outils automatique pour le micro-assemblage. *Thèse de doctorat, LAB - CNRS Université de Franche-Comté*, 2005.

[Cla02] Ulrich Claessen and Alain Codourey. Microfactory. *CSEM*, May 2002.

[Coh98] Michael B. Cohn, Karl F. Börhinger, J. Mark Noworolski, Angad Singh, Chris G. Keller, Ken Y. Goldberg, and Roger T. Howe. Microassembly technologies for mems. *Spie - the International Society for Optical Engineering*, 3511 :2–16, 1998.

[Com81] R. H. Comstock. Charge control actuators to reduce hysteresis effects. *United States Patent, brevet N° US 4.263.527*, 1981.

[Cro01] D. Croft, G. Shed, and S. Devasia. Creep, hysteresis and vibration compensation for piezoactuators : atomic force microscope application. *Journal of Dynamic System, Measurement and Control, ASME*, 123 :35–43, 2001.

[Day91] R. L. Dayley. Lecture notes for the workshop on h_∞ and μ methods for robust control. *30th Conf. on Decision and Control*, Brighton, Angleterre 1991.

[DB98] Damien De-Benedittis. Actionneur linéaire magnétostrictif. *DEA, INPG*, 1998.

[DC99] Victor Manuel Fernandez Gomez Del-Campo. Contribution aux microsystèmes magnétiques : micromoteur asynchrone à palier magnétique. *Thèse de doctorat, LEG - INPG*, 1999.

[Des04] E. Descouvières, D. Geandreau, P. Lutz, and F. Kieffer. Specifications of technical information system dedicated to a re-organizable and re-configurable microfactory. *International Workshop on MicroFactories*, Shangai, China, October 2004.

[Dio04] Fabien Dionnet, D. Sinan Haliyo, and Stéphane Régnier. Autonomous micromanipulation using a new strategy of accurate release by rolling. *ICRA*, pages 5019–5024, Mai 2004.

[Dio05] Fabien Dionnet. Télé-micro-manipulation par adhésion. *Thèse de doctorat, LRP Université Paris 6 - Pierre et Marie Curie*, 2005.

[dL96] Philippe de Larminat. Automatique : commande des systèmes linéaires. *Hermès*, (ISBN : 2-86601-515-0, 2eme édition), 1996.

[Don03] Shuxiang Dong, Siak P. Lim, Kwork H. Lee, Jingdong Zhang, Leong C. Lim, and Kenji Uchino. Piezoelectric ultrasonic micromotor with 1.5mm diameter. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*, 50(4), 2003.

[Doy85] J. Doyle. Structured uncertainty in control systems design. *24th Conf. on Decision and COntrol*, Ft Lauderdale, Florida 1985.

[Doy89] J. Doyle, K. Glover, P. K. Khargonekar, and B. A. Francis. State-space solutions to standard h_2 and h_∞ control problems. *IEEE Transactions on Automatic Control*, AC-34(8), 1989.

[Doy91] J. Doyle, A. Packard, and K. Zhou. Review of lfts, lmis and μ. *30th Conference on Decision and Control*, Brighton, England 1991.

[Dri03] W. Driesen, A. Bergander, T. Varidel, and J. M. Breguet. Energy consumption of piezoelectric actuators for inertial drives. *International Symposium on Micromechatronics and Human Science*, pages 51–58, 2003.

[Dri05] W. Driessen, T. Varidel, S. Régnier, and J. M. Breguet. Micro manipulating by adhesion with two collaborating mobile micro robots. *Journal of Micromechanics and microengineering, IOP*, 15, 2005.

[Dub05] Alfredo Dubra, John S. Massa, and Carl Peterson. Preisach classical and nonlinear modeling of hysteresis in piezoceramics deformable mirror. *Optics Express*, 13(22), October 2005.

[Duc99] Gilles Duc and Stéphane Font. Commande h_∞ et μ-analyse. *Hermès*, ISBN 2-7462-0041-4, 1999.

[Dup00] P. Dupont, B. Armstrong, and V. Hayward. Elasto-plastic friction model : contact compliance and stiction. *Proceedings of the American Control Conference*, Chicago, Illinois, June 2000.

[Dup02] P. Dupont, V. Hayward, B. Armstrong, and F. Altpeter. Single state elastoplastic models. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 47(5), May 2002.

[DV04] Michael De-Volder, Jan Peirs, and Dominiek Reynaerts. A hydraulic microactuators sealed by surface tension. *Actuator*, 2004.

[dW95] C. Canudas de Wit, H. Olson, K.J. Aström, and P. Lischinsky. A new model for control of systems with friction. 40(3), 1995.

[Ebe98] Thorbjörn Ebefors. Three-dimensional microstructures based on polyimide joints. *Licenciate of Engineering, Royal Institute of Technology*, Stockholm 1998.

[Ebe99a] Thorbiöm Ebefors, Johan Ulfstedt Mattsson, Edvard Kälvesten, and Göran Stemme. A walking silicon micro-robot. *10th Int. Conf. on Solid-State Snesors and Actuators (Transducers'99)*, Sendai, Japan, June 1999.

[Ebe99b] Thorbjörn Ebefors, Johan Ulfstedt Mattson, Edvard Kälvesten, and Göran Stemme. A robust micro conveyer realized by arrayed polyimide joint actuators. *IEEE MEMS*, Orlando, USA, January 1999.

[ell] elliptec. *http ://www.elliptec.com/*.

[Epp86] Steven D. Eppinger and Warren P. Seering. On dynamic models of robot force control. *ICRA*, April 1986.

[Erl04] S. Erlicher and N. Point. Thermodynamic admissibility of bouc-wen type hysteresis models. *Comptes Rendus Mécanique*, 332(1), 2004.

[Fah02] Stephan Fahlbusch, Aleksandr Shirinov, and Sergej Fatikow. Afm-based micro force sensor and haptic interface for a nanohandling robot. *IROS*, EPFL, Lausanne, Switzerland, October 2002.

[Fat95] S. Fatikow, B. Magnussen, and U. Rembold. A piezoelectric mobile robot for handling of microobjects. *Microsystems, Intelligent Materials and Robots (MIMRS)*, Sendai, Japan, September 1995.

[Fea95] Ronald S. Fearing. Survey of sticking effects for micro parts handling. *IROS, Pittsburg, PA*, pages 212–217, 1995.

[Fer] Ferrotec.

[Fer01] Antoine Ferreira. Vers les micro-usines automatisées du futur. *J'automatise*, (18) :47–51, Novembre–Décembre 2001.

[Fey59] Richard P. Feynman. *http ://www.zyvex.com/nanotech/feynman.html*, 1959.

[Fu01] Kelvin Fu, Aaron J. Knobloch, Fabian C. Martinez, Kenji Miyaska, and Kaoru Maruta. Design and experimental results of small-scale rotary engines. *Proceedings of ASME International Mechanical Engineering Congress and Exposition*, pages 1–7, New York, November 2001.

[Fun02] Carmen K. M. Fung, Imad Elhajj, Wen J. Li, and Ning Xi. A 2-d pvdf force sensing system for micromanipulation and micro-assembly. *ICRA*, pages 1489–1494, Washington, May 2002.

[Gal97] W. S. Galinaitis and R. C. Rogers. Compensation for hysteresis using bivariate preisach models. *SPIE Smart Structures and Materialsn Mathematic and Control in Smart Structures*, San Diego, CA 1997.

[Gar00] A. Garnier, T. Bourouina, H. Fujita, E. Orsier, T. Masuzawa, T. Hiramoto, and J. C. Peuzin. A fast, robust and simple 2-d micro-optical scanner based on contactless magnetostrictive actuation. *13th IEEE International Micro Electro Mechanical Systems Conference*, Japan, January 2000.

[Gau02] Michaël Gauthier. Conception et commande d'un dispositif magnétique de micromanipulation par poussée. application à la manipulation de micro-objets biologiques. *Thèse de doctorat, LAB - CNRS Université de Franche-Comté*, 2002.

[Gau04a] Tobias Gaugel, Matthias Bengel, and Dirk Malthan. Building a mini-assembly system from a technology construction kit. *Assembly Automation*, 24, Mars 2004.

[Gau04b] Tobias Gaugel, Matthias Bengel, Dirk Malthan, Jochen Schliesser, Jörk Kegeler, and Gebhard Munz. Miniaturized reconfigurable micro-assembly system. *International Precision Assembly Seminar (IPAS)*, Bad Hofgastein 2004.

[Gau06a] J. Y. Gauthier, A. Hubert, J. Abadie, C. Lexcellent, and N. Chaillet. Multistable actuator based on magnetic shape memory alloy. *Actuator*, 2006.

[Gau06b] Michaël Gauthier, Stéphane Régnier, Patrick Rougeot, and Nicolas Chaillet. Forces analysis for micromanipulations in dry and liquid media. *Journal of MicroMechatronics*, 2006.

[Ge95] Ping Ge and Musa Jouaneh. Modeling hysteresis in piezoelectric actuators. *Precision Engineering*, 17 :211–221, 1995.

[Ge96] P. Ge and M. Jouaneh. Tracking control of a piezoceramic actuator. *IEEE Transactions on Control System Technology*, 4 :209–216, 1996.

[Ge97] Ping Ge and Musa Jouaneh. Generalised preisach model for hysteresis nonlinearity of piezoelectric actuators. *Precision Engineering*, 20 :99–111, 1997.

[Gil00] J. C. Gille. Base des systèmes asservis non linéaires. *Casteiller*, (ISBN 2-7135-21-20-3), 2000.

[Glo88] K. Glover and J. Doyle. State-space formulae for all stabilizing controllers that satisfy an h_∞-norm bound and relations to risk sensitivity. *Systems Control Letters*, 11, 1988.

[Gol97a] M. Goldfarb and N. Celanovic. A lumped parameter electromechanical model for describing the nonlinear behavior of piezoelectric actuators. *Journal of Dynamic Systems, Measurement and Control*, 119 :478–485, 1997.

[Gol97b] M. Goldfarb and N. Celanovic. Modeling piezoelectric stacj actuators for control of micromanipulation. *IEEE Control Systems Magazine*, 17 :69–79, June 1997.

[Gol99] M. Goldfarb and N. Celanovic. A flexure-based gripper for small-scale manipulation. *Robotica*, 17, 1999.

[Gor01] Robert B. Gorbet, Kirsten A. Morris, and David W. L. Wang. Passivity based stabilit and control of hysteresis in smart actuators. *IEEE Transactions on Control System Technology*, 9(1), January 2001.

[Guc93] H. Guckel, T. R. Christenson, K. J. Skrobis, T. S. Jung, J. Klein, K. V. Hartojo, and I. Widjaja. A first functional current excited planar rotational magnetic micromotor. *Proceedings of the IEEE MicroElectro Mechanical Systems Workshop*, pages 7–11, Fort Lauderdale, FL, February 1993.

[Gue97] Olivier T. Guenat, Toru Hirata, Tomoyuki Akashi, Marc-Alexis Grétillat, and Nicolaas F. de Rooij. A pneumatic air table realized by micro-edm. *IEEE Journal of Microelectromechanical Systems*, 7(4) :380–386, December 1997.

[Gue01] Hervé Guerguen, Claire Valentin-Robinet, Jean-Claude Pascal, Thierry Soriano, and Hervé Pingaud. Modèles mixtes et structuration de modèles complexes. *dans Systèmes dynamiques hybrides, sous la direction de Janan Zaytoon, ISBN 2-7462-0247-6*, 2001.

[Had00] Yassine Haddab. Conception et réalisation d'un système de micromanipulation contrôlé en effort et en position pour la manipulation d'objets de taille micrométrique. *Thèse de doctorat, LAB - CNRS Université de Franche-Comté*, 2000.

[Hal02] D. Sinan Halliyo. Les forces d'adhésion et les eets dynamiques pour la micromanipulation. *Thèse de doctorat, Université Pierre et Marie Curie*, 2002.

[Hal03] Sinan Haliyo, Stéphane Régnier, and Jean-Claude Guinot. Dépose dynamique d'un micro-objet saisi par adhésion. *Somptes Rendus de Mécanique, Elseiver*, 331 :563–568, 2003.

[Hen98] T.A. Henzinger, P.-H. Ho, and H. Wong-Toi. Algorithm analysis of nonlinear hybrid systemst. *IEEE Trans. on Automatic Control, Special issue on hybrid control systems*, pages 540–555, 1998.

[Hir00] L. Hirsinger and C. Lexcellent. Etude du comportement thermo-magnéto-mécanique d'alliages à mémoire de forme ni - mn - ga. *résumé de Thèse de doctorat, LMARC - CNRS Université de Franche-Comté*, 2000.

[Hol98] Ralph Hollis and Jay Gowdy. Miniature factories for precision assembly. *International Workshop on MicroFactories*, Tsukuba, Japan, December 1998.

[Hu03] H. Hu and Mrad Ben. A discrete-time compensation algorithm for hysteresis in piezoceramic actuators. *Mechanical Systems and Signal Processing*, 18 :169–185, 2003.

[Iij02] Daisuke Iijima, Sumio Ito, Akira Hayashi, Hisayuki Aoyama, and Masashi Yamanaka. Micro turning system : a super small cnc precision lathe for microfactories. *International Workshop on MicroFactory*, Minneapolis, Minnesota, September 2002.

[IS61] IRE-Standards. Ire standards on piezoelectric crystals - measurements of piezoelectric ceramics. *Proc. of IRE*, 49(7), 1961.

[IS78] IEEE-Standard. Ieee standard on piezoelectricity. *Institute of Electrical and Electronics Engineers*, 1978.

[Jaf71] B. Jaffe, W. Cook, and H. Jaffe. Piezoelectric ceramics. *Academic Press, London*, 1971.

[Jai98] Ankur Jain, Hongwei Qu, Shane Todd, and Huikai Xie. A thermal bimorph micromirror with large bi-directional and vertical actuation. *Sensors and Actuators A, Elseivier*, 9(6) :9–15, 1998.

[Jan] H. Janocha, D. Jendritza, and P. Scheer. Smart actuators with piezoelectric materials. *Proceedings of third ICIM/ECSSM*, pages 603–609, Lyon - France.

[Jan99] H. Janocha. Adaptronics and smart structures. *Chapter Actuators in Adaptronics, Springer Verlag*, 1999.

[Jor01] T. L. Jordan and Z. Ounaies. Piezoelectric ceramics characterizatiob. *ICASE Report, NASA*, December 2001.

[Jou92] M. Jouaneh and H. Tian. Accuracy enhancement of a piezoelectric actuators with hysteresis. *Japan/USA Symp. Flexible Automation, ASME*, 1 :631–637, 1992.

[Jun00] H. Jung, J. Y. Shim, and D. Gweon. New open-loop actuating method of piezoelectric actuators for removing hystersis and creep. *Review of Scientific Instruments*, 71(9) :3436–3440, September 2000.

[Jun01] Hewon Jung, Jong Youp Shim, and DaeGab Gweon. Tracking control of piezoelectric actuators. *Nanotechnology*, 12 :14–20, 2001.

[Kal98] P. Kallio, M. Lind, Q. Zhou, and H. N. Koivo. A 3 dof piezohydraulic parallel micromanipulator. *IEEE International Conference on Robotics and Automation*, Leuven, Belgium, May 1998.

[Kim03] Deok-Ho Kim, Byungkyu Kim, Sang-Min Kim, and Hyunjae Kang. Development of a piezoelectric polymer-based sensorized microgripper for microassembly and micromanipulation. *IROS*, 2003.

[Kit98] T. Kitahara, K. Ashida, Y. Ishikawa, T. Kitahara, N. Ooyama, and T. Ataka. Microfactory and microlathe. *Proc. International Workshop on Microfactories*, 1998.

[kle] kleindiek. *http ://www.nanotechnik.com/*.

[Koe99] Sandra Koelemeijer and Jacques Jacot. Cost efficient assembly of microsystems. *Manufacturing of Microsystems, MstNews, The World's Knowledge*, pages 30–32, January 1999.

[Kon94] Satoshi Konishi and Hiroyuki Fujita. A conveyence system using air flow based on the concept of disstributed micro motion systems. *IEEE Journal of Microelectromechanical Systems*, 3(2) :54–58, June 1994.

[Kuha] K. Kuhnen and H. Janocha. Compensation of the creep and hystersis effects of piezoelectric actuators with inverse systems.

[Kuhb] K. Kuhnen and H. Janocha. Modeling of transfer characteristic of piezoelectric transducers by creep and hysteresis operators.

[Kur99] T. Kurita, S. Watanabe, and M. Hattory. Development of hybrid micro machine tool. *Proc. Second International Symposium on Environment Conscious Design and Inverse Manufacturing*, 1999.

[Lam05] Pierre Lambert. A contribution to microassembly : a study of capillary forces as a gripping principle. *Thèse de doctorat, Université Libre de Bruxelles*, 2005.

[Lam06] F. Lamarque, A. Gautier, C. Prelle, Ph. Revel, and N. Boudaoud. Rotation-free linear displacements mini-sensor. *International Workshop on MicroFactory, IWMF*, Besançon, Otcober 2006.

[Lee03] Woo Ho Lee, Byoung Hun Kang, Young Seok Oh, Harry Stephanou, Arthur C. Sanderson, George Skidmore, and Matthew Ellis. Micropeg manipulation with a compliant microgripper. *ICRA*, pages 3213–3218, Taipei, Taiwan, September 2003.

[Lee05] Soo-Hun Lee. Development of intelligent micro-factory system for next generation. *Russian - Finnish - Korean Joint Workshop*, July 2005.

[Leg96] R. Legtenberg, A. W. Groeneveld, and M. Elwenspoek. Comb-drive actuator for large displacements. *J. Micromech. Microeng.*, 6 :320–329, 1996.

[Li] C. J. Li and S. Y. Li. On line roundness error compensation via p-integrator learning control.

[Li03] G. Y. Li, N. Xi, M. M. Yu, F. Salem, D. H. Wang, and J. P. Li. Manipulation nano-scale biological specimen in liquid. *IEEE Conf. on Nanotechnology*, pages 68–71, 2003.

[Li04] Guangyong Li, Ning Xi, Mengmeng Yu, and Wai-Keung Fung. Development of augmented reality system for afm-based nanomanipulation. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, 9(2), June 2004.

[Lia04] Sheng-Hsiung Liang, Xiaorong Xiong, and Karl F. Bohringer. Towards optimal designs for self-alignment in surface tension driven micro-assembly. *Micro Electro Mechanical Systems, IEEE International Conference on. (MEMS)*, 126, 2004.

[Lin04] Sun Lining, Ru Changhai, Rong Weibin, Chen Liguo, and Kong Minxiu. Tracking control of piezoelectric actuator based on a new mathematical model. *Journal in Micromech. Microeng.*, 14 :1439–1444, August 2004.

[Loh02] M. Lohndorf, T. Duenas-Lockwood, A. Ludwig, M. Ruhrig, D. Burgler, P. Grunberg, and E. Quandt. Novel strain sensors based on magnetostrictive gmr/tmr structures. *IEEE International Magnetics Conf.*, 2002.

[Low95] T. S. Low and W. Guo. Modeling of a three-layer piezoelectric bimorph beam with hysteresis. *Journal Microelectromechanical Systems*, 4(4) :230–237, December 1995.

[Lu] Zhe Lu, Peter C. Y. Chen, and Wei Lin. Force sensing and control in micromanipulation. *To appear in IEEE SMC PART C.*

[Lév06] Frédéric Lévy. Introduction à la nanotechnologie moléculaire. *Académie Européenne Interdisciplinaire des Sciences (version 1.8)*, Mars 2006.

[LW06] Beatriz Lopez-Walle, Lichaël Gauthier, and Nicolas Chaillet. Submerged freeze gripper to manipulate micro-objectss. *ICRA*, Beijing, China, October 2006.

[Mad97] Marc Madou. Fundamentals of microfabrication. *CRC*, (ISBN 0-8493-9451-1), 1997.

[Mai95] J. A. Main, E. Garcia, and D. V. Newton. Precision position control of piezoelectric actuators using charge feedback. *Journal of Guidance, Control and Dynamics*, 18(5) :1068–1073, 1995.

[Mar01] Sylvain Martel, Mark Sherwood, Chad Helm, William Garcia de Wuevedo, Timothy Fofonoff, Robert Dyer, John Bevilacqua, Joshua Kaufman, Omar Roushdy, and Ian Hunter. Three-legged wireless miniature robots for mass-scale operations at the sub-atomic scale. *ICRA*, Seoul, Korea, May 2001.

[May91] I. D. Mayergoyz. Mathematical models of hysteresis. *dans 'Méthodes numériques en électromagnétisme', EYROLLES*, (ISSN 0399-4198), 1991.

[Maz04] S. Mazerolle, R. Rabe, S. Fahlbusch, J. Michler, and J. M. Breguet. High precision robotics system for scanning electron microscopes. *International Workshop on MicroFactory*, China, October 2004.

[Med06] Malika Medjoudj. Contribution à l'analyse des systèmes pilotés par calculateurs : extraction de scénarios redoutés et vérification de coontraintes temporelles. *Thèse de doctorat, Université Paul Sabatier de Toulouse*, 2006.

[Men03] A. Menciassi, A. Eisinberg, M. C. Carrozza, and P. Dario. Force sensing microonstrument for measuring tissue properties and pulse in microsurgery. *Mecatronics, IEEE/ASME Transactions on*, 8, 2003.

[Mil94] N. G. Milne, U. Beerschwinger, S. J. Yang, R. L. Reuben, D. Mathieson, H. Ziad, and S. Spirkovitch. Finite element analysis of rotor stability in an axial drive micromotor. *IOP, Journal of Micromechanics and Microengineering*, 4, 1994.

[Mir97] Leonid Mirkin. On discrete-time h_∞ problem with a strictly proper controller. *Int. Journal Control*, 66(5) :747–765, 1997.

[Miy00] Hideki T. Miyazaki, Yaushi Tomizawa, Koichi Koyano, Tomomasa Sato, and Norio Shinya. Adhesion force measurement system for micro-objects in a scanning electron microscope. *Review of Scientific Instruments*, 71(8) :3123–3131, August 2000.

[Moa01] P. Le Moal, P.Minotti, G. Bourbon, and E. Joseph. On-chip investigation of torque/speed characteristics on new high-torque micrometer size silicon-based electrostatic actuators. *Jpn. J. of Appl. Phys.*, 40(6B) :L596–L599, 2001.

[Moe97] Felix M. Moesner and Toshiro Higuchi. Contactless manipulation of microparts by electric fields traps. *SPIE's International Symposium on Microrobotics and Microsystem Fabrication*, 3202 :168–178, Pittsburgh, October 1997.

[Moo81] B. C. Moore. Principal component analysis in linear systems : controllability, observability and model reduction. *IEEE Transactions on Automatic Control*, AC-26(1), 1981.

[Mor96] T. Morita, M. Kurosawa, and T. Higuchi. Design of a cylindrical ultrasonic micromotor to obtain mechanical output. *Jpn. J. Appl. Phys.*, 35, 1996.

[Mot05a] Mehran Motamed and Joseph Yan. A review of biological, biomimetic and miniature force sensing for microflight. *IROS*, 2005.

[Mot05b] Kohei Motoo, Fumihito Arai, Yuji Yamada, Toshio Fukuda, Takayauki Matsuno, and Hideo Matsuura. Novel force sensor using vibrating piezoelectric element. *ICRA*, Barcelona, Spain, April 2005.

[Mra02] R. B. Mrad and H. Hu. A model for voltage to displacement dynamics in piezoceramic actuators subject to dynamic-voltage excitations. *IEEE Transactions in Mechatronics*, 7(4) :479–489, 2002.

[Nel98] Bradley J. Nelson, Yu Zhou, and Barmeshwar Vikramaditya. Sensor-based microassemblyt of hybrid mems devices. *IEEE Control Systems*, pages 35–45, December 1998.

[New82] C. V. Newcomb and I. Flinn. Improving the linearity of piezoelectric actuators. *Journal of Electronics Letters*, 18(11) :442–443, 1982.

[New96] D. Newton, J. Main, and E. Garcia. Piezoelectric actuation systems : optimisation of driving electronics. *Proceedings of SPIE*, 2717 :259–266, 1996.

[OFT99] OFTA. Arago 21 : Microsystèmes. *Editions Lavoisier*, (Observatoire Français des Techniques Avancées), 1999.

[Oga98] Haruo Ogawa. Micro-assembly system. *Olympus Optical CO, LTD*, 1998.

[Oka01] Y. Okazaki, T. Mori, and N. Morita. Desk-top nc milling machine with 200 krpm spindle. *Proc. of ASPE Annual Meeting*, 2001.

[Oka04] Yuichi Okazaki, Nozomu Mishima, and Kiwamu Ashida. Microfactory - concept, history and developments. *Journal of Manufacturing Science and Engineering - ASME*, 126, November 2004.

[Omu91] M. Omura, H. Adachi, and Y. Ishibash. Simulations of ferroelectric characteristics using a one-dimensional lattice model. *Japanese Journal of Applied Physics*, 30 :2384–2387, 1991.

[Par06] M. Paris, C. Perrard, and P. Lutz. A generic approach for a micro parts feeding system. *Proceedings of the IFIP, 3rd International Precision Assembly Seminar (IPAS)*, pages 43–52, Bad Hofgastein, Austria, February 2006.

[Pea05] Norman Vincent Peale. La puissance de la pensée positive. *Marabout*, (ISBN : 2-501-02690-X), 2005.

[Pho03] Chris Phoenix. Design of a primitive nanofactory. *Journal of Evolution and Technology*, 13, October 2003.

[PI] PI. *http ://www.physikinstrumente.com/*.

[pie] piezomotor. *http ://www.piezomotor.se/*.

[Pon05] José L. Pons. Emerging actuator technologies : a micromechatronic approach. *Wiley*, (ISBN 0-470-09197-5), 2005.

[Qua97] E. Quandt. Giant magnetostrictive thin films and applications. *Journal of alloy and Compounds*, 258 :126–132, 1997.

[Ras94] J. D. Rasmussen, T. C. Tsao, R. D. Hanson, and S. G. Kapoor. Dynamic variable depth cut matchining using piezoelectric actuators. *Int. J. Mach Tools Manufact.*, 34(3) :379–392, 1994.

[Res98] R. Resch, A. Bugacov, C. Baur, B. E. Koel, A. Madhukar, A. A. G. Requicha, and P. Will. Manipulation of nanoparticles using dynamic force microscopy : simulation and experiments. *Applied Physics*, pages 265–271, 1998.

[Riz97] Alfred A. Rizzi, Ralph L. Hollis, Ben Brown, Zack Butler, Greg Fries, Jay Gowdy, Wing-Choi Ma, Patrick Muir, Arthur Quaid, and Xing-Xing Yu. Opportunities for increased intelligence and autonomy in robotic systems for manufacturing. *Proc. 8th International Symposium of Robotics Research*, Hayama, Japan, October 1997.

[Rob01] G. Robert, D. Damjanovic, and N. Setter. Preisach distribution function approach to piezoelectric nonlinearity and hysteresis. *Journal of Applied Physics*, 90(5) :2459–2464, September 2001.

[Rog98] N. N. Rogacheva, C. C. Chou, and S. H. Chang. Electromechanical analysis of a symmetric piezoelectrical/elastic laminate structure : theory and experiment. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*, 45(2), March 1998.

[Rol99] Yves Rollot, Stéphane Régnier, and Jean-Claude Guinot. Simulation of micromanipulations ; adhesion forces and specific dynamic models. *International Journal of Adhesion Adhesives, Elseiver*, 19 :35–48, 1999.

[Rou05] Patrick Rougeot, Stéphane Régnier, and Nicolas Chaillet. Forces analysis for micro-manipulation. *CIRA*, 2005.

[Roy96] D. Royer and E. Dieulesaint. Ondes élastiques dans les solides. *Tome 1, Propagataion libre et guidée, Masson, Paris*, 1996.

[Saf89] M. G. Safonov, D. J. N. Limebeer, and R. Y. Chiang. Simplifying the h_∞ theory via loop-shifting, matrix-pencil and descriptor concepts. *Int. Journal Control*, 50(6) :2467–2488, 1989.

[Sai97] Patrick M. Sain, Michael K. Sain, and B. F. Spencer. Models for hysteresis and application to structural control. *Proc. of American Control Conference*, pages 16–20, June 1997.

[Sed03] Babak Sedghi. Control design of hybrid systems via dehybridization. *Thèse de doctorat, Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne, Suisse*, 2003.

[Sha05a] Andrew Shacklock and Wenting Sun. Integrating microscope and perspective views. *ICRA*, Barcelona, Spain, April 2005.

[Sha05b] Mohsen Shahinpoor and Kwang J. Kim. Ionic polymer-metal composites : Iv. industrial and medical applications. *Smart Material Struct., IOP*, 14 :197–214, 2005.

[Smi91] J. G. Smits and W. S. Choi. The constituent equations of piezoelectric heterogeneous bimorph. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*, 38(38), May 1991.

[Smi93] J. G. Smits and W. S. Choi. Equations of state including the thermal domain of piezoelectric and pyroelectric heterogeneous bimorph. *Ferroelectrics*, 141 :271–276, 1993.

[Smi99] Ralph C. Smith and Zoubeida Ounaies. A hysteresis model for piezoceramic materials. *NASA-ICASE Report*, (99-229), August 1999.

[Smi01] Ralph C. Smith, Zoubeida Ounaies, and Robert Wieman. A model for rate-dependent hysteresis in piezoceramic materials operating at low frequencies. *NASA-ICASE Report*, (2001-26), September 2001.

[Son] Dongwoo Song and C. James Li. Piezo actuator hybrid modelling for nonlinear inverse control in diamond turning.

[Sun02] Yu Sun, Bradley J. Nelson, David P. Potasek, and Eniko Enikov. A bulk microfabricated multi-axis capacitive cellular force sensor using transverse comb drives. *Journal of Micromechanics and Microengineering*, Barcelona, Spain, April 2002.

[Sun05] Lining Sun, Hui Xie, Weiben Rong, and Liguio Chen. Task-reconfigurable system for mems assembly. *ICRA*, Barcelona, Spain, April 2005.

[Tak05] Kenjiro Takemura, Shinichi Yokota, and Kazuya Edamura. A micro artificial muscle actuator using electro-conjugate fluide. *ICRA*, pages 534–539, Barcelona, Spain, April 2005.

[Tan01] Makoto Tanaka. Development of desktop machining microfactory. *RIKEN Review, Focused on Advances on Micro-mechanical Fabrication Techniques*, (34), April 2001.

[Tas98] N. Tas, J. Wissink, L. Sander, T. Lammerink, and M. Elwenspoek. Modeling, design and testing of the electrostatic shuffle motor. *Sens. Act. A*, 70 :171–178, 1998.

[Tho01] J. A. Thompson and R. S. Fearing. Automating microassembly with ortho-tweezers and force sensing. *IROS*, Maui, HI, November 2001.

[Tho02] Gérard Thomas. Commande monovariable par placement de pôles robustes. dans 'commande des systèmes linéaires', dir. p. de larminat. *Hermès - Lavoisier*, (ISBN : 2-7462-0492-4), 2002.

[Tho03] Guillaume Thomann. Contribution à la chirurgie minimalement invasive : conception d'un coloscope intelligent. *Thèse de doctorat, INSA Lyon*, Novembre 2003.

[Tri89] W. S. N. Trimmer and R. Jebens. Harmonic electrostatic motors. *Sensors and Actuators*, 20, 1989.

[Var06] Panagiotis Vartholomeos and Evangelos Papadopoulos. Analysis, design and control of a planar micro-robot driven by two centripetal-force actuators. *ICRA*, Orlando, Florida, May 2006.

[VB00] H. Van-Brussel, J. Peirs, D. Reynarts, A. Delchambre, G. Reinhart, N. Roth, M. Weck, and E. Zussman. Assembly of microsystem. *Annals of the CIRP*, 49(2) :451–472, 2000.

[Ver05] I. Verettas, R. Clavel, and A. Codourey. Micro factory : Concept dune chaîne dassemblage miniature, modulaire et propre. *Journée d'etude de la Société Suisse de la Chronométrie*, Septembre 2005.

[Wag92] B. Wagner, M. Kreutzer, and W. Benecke. Linear and rotational magnetic micromotors fabricated using silicon technology. *IEEE MicroElectroMechanical Systems Workshop*, 1992.

[Wec03] Manfred Weck. Assembling hybrid microsystems. *IAP Workshop - Advanced Mechatronic Systems*, Lovain-La-Neuve, October 2003.

[Wei99] M. S. Weinberg. Working equations for piezoelectric actuators and sensors. *IEEE ASME, Journal of MEMS*, 8(4), 1999.

[Wen76] Y. K. Wen. Method for random vibration of hysteretic systems. *J. Engr. Mech.*, 102 :249–263, 1976.

[Wol95] Zesch Wolfgang, Roland Büchi, Alain Codourey, and Roland Siegwart. Inertial drives for micro- and nanorobots : two novel mechanisms. *the SPIE Conf. on Microrobots and Micromechanical Systems*, Philadelphia, PA, USA, October 1995.

[Won94a] C. W. Wong, Y.Q. Ni, and J. M. Ko. Steady state oscillation of hysteretic differential model. i-response analysis. *J. Engineering Mechanics*, 120, 1994.

[Won94b] C. W. Wong, Y.Q. Ni, and J. M. Ko. Steady state oscillation of hysteretic differential model. ii-performance analysis. *J. Engineering Mechanics*, 120, 1994.

[Xu] J. H. Xu. Neural network control of a piezo tool positioner. *Canadian Conf. on Electrical Computer Engr.*, pages Vancouver, BC.CAN.

[Yam05] Christophe Yamahata. Magnetically actuated micropumps. *Thèse de Doctorat, EPFL*, 2005.

[Yas99] A. Yasseen, C. Wu, C. Zorman, and M. Mehregany. Fabrication and testing of surface micromachined silicon carbide micromotors. *Proceedings MEMS conference*, Heidelberg, Germany 1999.

[Yeh95] R. Yeh, E. Kruglick, and K. Pister. Micro electromechanical components for articulated microrobots. *8th Int. Conf on Solid-State Sensors and Actuators*, pages 346–349, Stockholm, Sweden, June 1995.

[Yok05] Shimichi Yokota, Kiyomi Kawamura, Kenjiro Takemura, and Kazuya Edamura. A high-integrated micromotor using electro-conjugate fluid (ecf). *the Journal of Robotics and Mechatronics*, 17(2) :142–148, Barcelona, Spain, April 2005.

[Yos] Kazuhiro Yoshida, Hiroshi Yano, Jung-Ho Park, and Shinichi Yokota. A valve-integrated microactuator using homogeneous electrorheological fluid. *ISFP*, page 452, Wuhan, China.

[Yu92] Jianming Yu and C. James Li. Robust control of piezo actuator for active error compensation in diamond turning. *Transactions of the ASME*, 114 :476–480, November 1992.

[Zha93] X. D. Zhang and C. A. Rogers. A macroscopic phenomenological formulation for coupled electromechanical effects in piezoelectricity. *Journal of intelligent material systems and structures*, 4 :307–316, 1993.

[Zho] Jinghua Zhong, Stefan Seelecke, Ralph C. Smith, and Christof Bückens. Optimal control of piezoceramic actuators.

[Zho96] K. Zhou, J. C. Doyle, and K. Glover. Robust and optimal control. 1996.

[Zho00a] Quan Zhou, Pasi Kallio, and Keikki N. Koivo. Virtual environment for operations in the microworld. *Proc. SPIE*, 2000.

[Zho00b] Yu Zhou and Bradley J. Nelson. The effect of materials properties and gripping force on micrograsping. *ICRA*, pages 1115–1120, San Francisco, CA, April 2000.

[Zho01] Quan Zhou, Albut Aurelian, Carlos del Corral, Pedro J. Esteban, Pasi Kallio, Bo Chang, and Keikki N. Koivo. A microassembly station with controlled environment. *SPIE Photonics*, 2001.

[Zho02] Quan Zhou, Carlos del Corral, Pedro J. Esteban, and Keikki N. Koivo. Environmental influences on microassembly. *IROS*, 2002.

Table des figures

1.1 Micro-usine multistation hautement modulaire. 3

2.1 Microassemblage seriel 8
2.2 a : microassemblage parallèle déterministe. b : microassemblage parallèle stochastique. 9
2.3 Problème de micromanipulation dû aux forces d'adhésion [Wec03]. a : difficulté de prise de micro-objet. b : difficulté de dépose de micro-objet. c : difficulté du positionnement d'un micro-objet due aux forces d'adhésion créées par les micro-objets environnants. 10
2.4 Quelques possibilités de microactionnement. 11
2.5 Principe d'un microactionneur multimorphe thermique. a : une poutre multimorphe. b : obtention de la flexion d'une poutre multimorphe par chauffage. c et d : un micropositionneur de miroir fondé sur deux microactionneurs bimorphes thermiques [Jai98]. 13
2.6 a : excitation d'un ferrofluide par un aimant [Fer]. b et c : principe et photographie d'une micropompe à base de ferrofluide [Yam05]. 14
2.7 Une micropince à poutres piézoélectriques unimorphes [Had00] et une micropince à poutres piézoélectriques bimorphes [Agn03b]. 15
2.8 a et b : principe et photographie d'une palette sur coussin d'air [Gue97]. 17
2.9 Quelques dimensions et distances caractéristiques du micromonde. 19
2.10 Quelques plages de forces caractéristiques du micromonde. 20
2.11 Une station de micromanipulation avec caméra et microscope [Sha05a]. . 21
2.12 Principe d'un convoyeur à contact sur microactionneurs distribués [Ebe98]. 24
2.13 a et b : différents types d'organes terminaux et photographie d'une micropince équipée d'organes terminaux [Agn03b]. c : un système de changeur d'organe terminal [Clé02]. 25
2.14 Figure de la première micromachine : un microtour [Kit98]. 26
2.15 Premier prototype de micro-usine [Tan01]. a : les différentes stations qui composent le prototype. b : démonstration de sa portabilité. 27
2.16 Réalisation de mini-roulement avec le premier prototype de micro-usine [Tan01]. 27
2.17 Micro-usine à deux stations : microassemblage et micro-usinage électrochimique [Ata02]. 28

2.18 Minisystème de production composé d'une station de tournage et d'une station de meulage (cité dans [Oka04]). 29
2.19 a : "MiniProd" composé de modules *plug-and-produce* [Gau04a] [Gau04b]. b : module de micromanipulation. c : module de microvissage. d : module de collage. 30
2.20 Pocket Factory [Ver05]. a : photographie d'un module appelé également microbox. b : emboîtement de plusieurs modules pour former la micro-usine. 31
2.21 a : micro-usine de type ilot d'Olympus [Oga98]. b : une station de micro-usinage multifonction [Kur99]. c : un centre de tournage réduit à quatre broches (cité dans [Oka04]). 32
2.22 a : un centre de tournage et de fraisage avec changeur d'outil automatique (cité dans [Oka04]). b : un autre centre de tournage [Iij02]. 33
2.23 Station de microassemblage (a) et résultat de mise en place d'une microroue (b), de deux microroues (c) et de trois microroues (d) [Sun05]. . . . 34
2.24 Station de microassemblage à environnement contrôlé (a) et vue de la plate-forme installée (b) [Zho01]. 34
2.25 Station de micromanipulation et de microassemblage appelée Lab-In-SEM [Maz04]. 35
2.26 Interface virtuel décrivant la station de microassemblage dans le micromonde [Cas02]. 36
2.27 Une mini-usine [Hol98]. 37
2.28 Notre but dans le concept de micro-usine. 38

3.1 La micro-usine modulaire. 42
3.2 Boucle ouverte et téléopération. 43
3.3 Boucle fermée et téléopération. 43
3.4 Boucle ouverte et automatisation. 44
3.5 Boucle fermée et automatisation. 44
3.6 Deux microrobots mobiles en coopération [Dri05]. 46
3.7 Deux micromanipulateurs à 1ddl travaillant de manière orthogonale [Tho01]. 47
3.8 Schéma de principe de la structure choisie pour la station de micromanipulation. 47
3.9 Principe du mouvement *Inch-Worm*. 49
3.10 a : éléments qui composent un microactionneur *Stick-Slip*. La poutre piézoélectrique fonctionne dans cet exemple en flexion. b : éléments qui composent un microactionneur *Impact-Drive*. La poutre piézoélectrique fonctionne dans cet exemple en traction/compression. 49
3.11 Principe du mouvement *Stick-Slip*. 50
3.12 Evolution des mouvements inertiels. 51
3.13 a : un micromoteur à réluctance variable [Guc93]. b : un minimoteur rotatif utilisant le principe du moteur de Wankel [Fu01]. 52
3.14 microactionneur linéaire fonctionnant en *inch-worm* [DB98]. 52
3.15 a : le microrobot **MICRON** [Ber04]. b : le microrobot **MINIMAN** [Fat95]. 53

3.16 Photographie d'un système de micropsitionnement à 3ddl de la société Kleindiek [kle]. 54
3.17 Principe du microactionneur piézoélectrique proposé dans [Ber03b]. . . . 55
3.18 Mise en place d'une masse sur l'hémisphère. 56
3.19 Configuration 2ddl. a : utilisation de quatre électrodes. b : mouvement suivant l'axe $O_p x_p$. c : mouvement suivant l'axe $O_p y_p$. 57
3.20 Intégration des microactionneurs dans le microsystème. 58
3.21 a : utilisation de ressorts pour le maintien du contact avec le tube et la fixation avec le microsystème. b : vue de face du microsystème. 59
3.22 a : les composants du microsystème. b : le microsystème monté sur le tube. 60
3.23 a : déplacement linéaire sur quelques pas. b : vue agrandie d'un pas. . . . 62
3.24 Principe de mesure de petits déplacements en rotation. 63
3.25 Mouvement du microsystème le long du tube pour trois fréquence différentes et à $U = 150V$. 63
3.26 a : spectre de vitesse. b : vitesse en fonction de l'amplitude de la tension. 64
3.27 Intégration du capteur angulaire sur le microsystème. 65
3.28 Mouvement du microsystème autour du tube pour trois fréquence différentes et à $U = 150V$. 66
3.29 a : spectre de vitesse angulaire. b : vitesse angulaire en fonction de l'amplitude de tension. 67
3.30 Photo de la station réalisée. 68

4.1 a : microsystème en grand déplacement. b : microsystème en déplacement en sous-pas. 71
4.2 Simplification de l'étude : l'étude du microsystème peut être ramené à l'étude d'un microactionneur avec une masse M. 73
4.3 a et b : le microactionneur avec sa configuration 2ddl. c et d : déplacement et rotation du pied lorsqu'on applique des potentiels électriques sur les électrodes. 74
4.4 a : microactionneur placé sur une base (tube). b et c : déformée de la plaque piézoélectrique obtenue lorsqu'on applique deux tensions électriques opposées. 75
4.5 a : cas d'une partie active parallélépipédique. b : cas d'une partie active hémicylindrique. 77
4.6 Chaque partie active est soumise aux contraintes σ_{pa} et σ_{pp}. 78
4.7 Représentations des surfaces A_a et A_l. 79
4.8 Un bloc en mouvement. L'aspérité possède une déflexion x_{as}. 81
4.9 Exemple la fonction α [Dup02]. 82
4.10 Schéma de la phase *stick*. La taille de l'aspérité a été agrandie pour mieux visualiser sa flexion. 83
4.11 Prise en compte de l'angle θ à partir du déplacement s_{ip}. 86
4.12 Courbes pour la validation du paramètre statique identifié. 89
4.13 Déplacement x_{ip} obtenu par alimentation sinusoïdale. a : $U = 150V$ et $f = 2250Hz$. b : $U = 75V$ et $f = 5kHz$. 90

4.14 Magnitude du système réel et du modèle développé pour la validation du modèle dynamique. 90
4.15 Commande en sous-pas. 92
4.16 Diagramme de Black de $G_{x_{ip}}$. 93
4.17 a : commande PI en sous-pas. b : diagramme de Black de $K_{PI}.Gx_{ip}$. . . . 94
4.18 Un système *stick-slip* est commandable par la fréquence ou par l'amplitude. 94
4.19 Le pas n'est pas égal à x_{ip} car il y a un retour Δ_{ret}. 95
4.20 Comparaisons des expérimentations et des simulations : vitesse en fonction de l'amplitude. 96
4.21 Comparaison des expérimentations et des simulations : vitesse en fonction de la fréquence. 97
4.22 Principe de la commande proportionnelle U/f. 99
4.23 a : commande tout-ou-rien. b : les oscillations en tout-ou-rien. 100
4.24 Commande proportionnelle en amplitude. 100
4.25 Commande proportionnelle en fréquence. 101
4.26 Séparation du déplacement en deux phases. 102
4.27 Utilisation de gains K_U et K_f élevés : équivalent au cas a. 104
4.28 Utilisation de gains K_U faible et K_f élevé : équivalent au cas a d'abord puis cas c. 105
4.29 Utilisation de gains K_U élevé et K_f faible : équivalent au cas a d'abord puis cas d. 106
4.30 Utilisation de gains K_U et K_f faibles : équivalent au cas a d'abord puis au cas d et enfin au cas c. 106
4.31 Commande proportionnelle U/f en utilisant un interféromètre. a : déplacement à grande distance. b : agrandissement de la position finale. 107
4.32 Commande classique en utilisant un interféromètre. a : déplacement à grande distance. b : agrandissement de la position finale. 108

5.1 Déroulement du chapitre. 112
5.2 a : mise en place d'organes terminaux à rugosité élevée sur une micropince. b : exemple d'organes terminaux [Agn03b]. c et d : une micropince avec des effecteurs à rugosité variable [Dio05]. 113
5.3 Utilisation d'un troisième doigt pour forcer la dépose. 114
5.4 Dépose par roulement [Dio04]. 114
5.5 Dépose dynamique [Hal03]. 115
5.6 a : dimensions des poutres piézoélectriques. b : photographie d'une poutre. 116
5.7 Une poutre piézoélectrique soumise à des excitations externes. 117
5.8 a : phénomène d'hystéresis. b : phénomène de dérive. 118
5.9 a : approximation multilinéaire. b : approximation quadrilatérale. 119
5.10 Modèle nominal statique. 121
5.11 L'hystérésis de la poutre piézoélectrique est dynamique (*rate-dependant*). 122
5.12 Orientation des boucles internes par rapport aux boucles externes. 123

5.13 a : la poutre piézoélectrique a le comportement d'un hystérésis dynamique noté $H_d(U)$. b : l'hystérésis dynamique $H_d(U)$ est équivalente à la mise en série d'un hystérésis statique $H_i(U)$ et d'une partie dynamique linéaire $D(p)$. 123
5.14 Magnitudes de $H_d(U)$. 124
5.15 a : réponse de la poutre piézoélectrique à un signal rectangulaire. b : agrandissement sur une partie transitoire (avant le début de la dérive) afin d'identifier $D(p)$. 125
5.16 Magnitudes de H_i (trait continu), de $D(p)$ avec l'équation (5.10) (trait caché) et de $D(p)$ avec l'équation (5.11) (trait-x). 126
5.17 Comparaison de la simulation de $H_i(U).D(p)$ et de la courbe expérimentale $(H_d(U))$. 127
5.18 Une poutre piézoélectrique soumise à des excitations mécanique et électrique. 128
5.19 Système à commander. 129
5.20 Linéarisation par compensation de modèle. 130
5.21 Linéarisation par compensation de charge (Q-charge compensation). . . . 130
5.22 Mise en place d'un correcteur PID. 131
5.23 Résultat expérimental avec un correcteur PID. 132
5.24 Schéma de principe de la commande RST. 132
5.25 Construction des racines de A_c à partir des racines de A_i. 136
5.26 Transformations des trois racines de A_i. 137
5.27 Schéma du système bouclé avec un régulateur RST à un élément. a : en pseudo-continu. b : en réel (implémentation du régulateur discret dans un calculateur numérique). 138
5.28 Résultat expérimental avec un régulateur RST à un élément. 139
5.29 Schéma d'implantation du correcteur RST complet en continu. 139
5.30 Diagrammes de Black de $K_S.G_d.K_R$. 140
5.31 Schéma d'implantation du correcteur RST complet en discret. 141
5.32 Réponse en échelon avec un régulateur calculé à $\mathrm{Re}(p_{ac1}) = -5103$. 142
5.33 Un système G commandé par le contrôleur K. 142
5.34 Gabarits fréquentiels et fonctions de transfert du système bouclé. 143
5.35 Schéma systémique du système augmenté. 144
5.36 a : le système G augmenté des filtres W_1, W_2, W_3 et bouclé par K. b : forme standard correspondante. 145
5.37 a : problème de la synthèse robuste. b : mise en forme pour la μ-synthèse. 147
5.38 Méthode de conception de la commande. 148
5.39 Les étapes de synthèse d'un correcteur discret en utilisant la transformation bilinéaire. 149
5.40 Schéma systémique pour la commande H_∞. 150
5.41 Résultats avec un correcteur H_∞ discret. 151
5.42 Schéma systémique pour la commande μ-synthèse. 152
5.43 Résultats avec un correcteur μ-synthèse discret. 153
5.44 Résultat expérimental de la réponse en échelon. 154

5.45 Résultat expérimental de la fonction de sensibilité complémentaire. 154
5.46 Lieu de Black de $L(j\omega) = K_i(j\omega).G_d(j\omega)$. 155
5.47 Résultats de l'utilisation des précédents correcteurs avec une autre poutre piézoélectrique de caractéristique dimensionnelle différente. 156
5.48 Estimation de la force appliquée par une poutre piézoélectrique. 157
5.49 Principe de la mesure de force par jauge extensométrique sur une poutre piézoélectrique. 158
5.50 Exemple d'utilisation d'une poutre piézoélectrique à la fois en capteur et en actionneur [Cam03]. L'électrode du capteur permet de mesurer la charge sur sa surface et de la convertir en tension pour une estimation de la force. Dans cet exemple, un capteur pour la mesure de la déflexion est nécessaire. 158
5.51 Principe de la mesure de force par capteur capacitif. 159
5.52 Principe de la mesure de force par mesure optique. 159
5.53 a : la partie transitoire est de durée négligeable devant la dérive. b : le début de la dérive est supposé à $t = 0$. 161
5.54 Schéma systémique de l'hystérésis statique, de la dérive et de la partie dynamique. 161
5.55 Modèle de Voigt-Kelvin. 162
5.56 Application de $U = 10V$ sur la poutre. 163
5.57 Simulation et résultat expérimental sur la dérive. 165
5.58 Vérification de l'hystérésis. 166
5.59 Vérification de la dérive. 166
5.60 Identification du gain statique avec un poids de $20,72mN$. 167
5.61 a : réponse impulsionnelle. b : comparaison du transfert force-déflexion et du transfert $D(p)$ (ordre 2 et ordre 6). 169
5.62 Schéma-bloc de l'estimation de la force. 171
5.63 Estimation d'une force nulle. 172
5.64 Estimation d'une force de $20mN$. 173
5.65 Schéma de principe de l'estimation de force à adaptation paramétrique. . 174
5.66 Poutre piézoélectrique en contact avec son environnement. 175
5.67 a : mini-table compliante [Clé05]. b : test sur une table compliante. . . . 177
5.68 Magnitudes entre force et tension pour deux objets différents et magnitude de $D(p)$. 178
5.69 Vérification de la dérive entre force-tension. 178
5.70 Schéma du système à commander en force. 179
5.71 Schéma-bloc de l'estimation de la force utilisé en discret. 180
5.72 Mise en place d'un correcteur PID. 180
5.73 Commande PID en force pour deux objets manipulés différents. 181
5.74 Schéma systémique pour la commande H_∞. 182
5.75 Commande H_∞ en force pour deux objets (objets) manipulés différents. . 182

6.1 a : image de synthèse d'une manipulation par adhésion. b : image de synthèse d'une manipulation avec deux microsystèmes 2ddl. 186

6.2 Représentation des modules matériels disponibles dans le stock. 187
6.3 Représentation des modules de commande disponibles dans le stock. . . . 188
6.4 Représentation des modules tâche disponibles dans le stock. 188
6.5 Diagramme d'une séquence de prise-transport-traitement-dépose. 191
6.6 Utilisation de jauge extensométrique pour la mesure de déflexion des poutres piézoélectriques. 192
6.7 Schéma de l'installation. 194
6.8 Les étapes. a : Approche ; b : Prise ; c et d : Transport. 196
6.9 a : une micropince à deux poutres piézoélectriques sur le microsystème 2ddl. b : un mini-essieu. 197
6.10 Les étapes d'expérimentations. a et b : approche du microsystème 2ddl. c et d : Prise. e et f : Transport. 198
6.11 a : utilisation de deux microsystèmes 2ddl pour manipuler un objet. b : l'objet à manipuler. 199
6.12 Schéma de la commande en force. 201
6.13 Automate représentant le cycle approche-prise-transport-dépose automatisé. 205
6.14 a : approche des deux microsystèmes **(MG)** et **(MD)**. b : prise de l'objet. 206
6.15 Transport de l'objet. 207
6.16 a : arrivé au lieu de dépose. b : écartement des microsystèmes. 207
6.17 Résultats du cycle prise-dépose automatisée. 208

7.1 Microassemblage parallèle déterministe avec 4 microsystèmes. 215
7.2 Utilisation du microsystème 2ddl pour l'actionnement d'un tapis très précis. 215
7.3 Une forme de micro-usine possible. 216

A.1 Système d'axes pour les équations de fonctionnement piézoélectrique [IS78]. 219

B.1 Allure de la force appliquée. 226
B.2 a : réponse du modèle de *Coulomb*. b : réponse du modèle de *Lugre*. c : réponse du modèle élasto-plastique. 226

E.1 a et b : représentation par LFT-u des incertitudes de modélisation. 236
E.2 Schéma de l'analyse de la robustesse de la stabilité. 236
E.3 Problème de H_∞ standard. 237
E.4 Méthodes d'obtention de correcteur réduit. 238

F.1 Allure de la magnitude. 241
F.2 Schéma systémique. 242

Liste des tableaux

2.1 *Prévision sur le marché des MEMS [Bry03].* 6

4.1 *Paramètres physiques et géométriques.* 87

5.1 *Marge de gain et marge de phase.* 140
5.2 *Marge de gain et marge de phase pour les différents régulateurs.* 155
5.3 Ecart-type σ_{cr} et σ_{tot} pour $n \in \{1, ..., 5\}$. 164

B.1 *Comparaison des modèles de frottement [Dup00]* 225

Résumé

Pour fabriquer des produits de petites tailles, appelés micro-produits, l'utilisation de systèmes de production de dimensions habituelles conduit à des problèmes difficile à surmonter : coûts d'investissement et de fonctionnement des outils de production et problèmes techniques à cause des éffets d'echelle. Il en résulte une situation non concurrentielle même pour des systèmes automatisés. La solution d'avenir consiste à disposer de systèmes de production dont les dimensions et les coûts sont en rapport avec les produits concernés : c'est le concept de micro-usine (microfactory). L'objectif de cette thèse porte sur la conception et la commande d'une station de micromanipulation dédiée à une micro-usine. Afin d'assurer une flexibilité maximale à la micro-usine, nous proposons d'aborder la problématique de sa conception en développant à son maximum le concept de modularité. Il semble être une clé pour intégrer les spécificités d'un microsystème de production. Cette modularité doit se trouver au niveau de la commande, autant pour les tâches à réaliser que pour le pilotage de la station de micromanipulation.

Mots-clés : modularité, microsystème à 2ddl, stick-slip, modélisation, commande U/f des systèmes stick-slip, commande robuste des poutres piézoélectriques, non-linéarités dans les matériaux piézoélectriques, station de micromanipulation et de microassemblage, automatisation.

Abstract

To assemble and to process microproducts, especially MEMS (Micro Electro Mechanical Systems), the use of conventional assembly systems leads to important difficulties because of the scale effects and the complexity of the physics of the microworld. New actuators, new sensors and new production methods must be developped. On the other hand, microproducts production systems should have dimensions which are adapted to the one of the products. Those are called microfactory. The aims of this thesis are the design, the developpement and the local control of a micromanipulation station dedicated to a microfactory. The modularity concept is applied to the physical systems and to the controls.

Keywords : modularity, 2dof microsystem, stick-slip, modelling, proportional U/f control, robust control of piezoelectric materials, piezoelectric nonlinearities, micromanipulation and microassembly station, automation.