Mesure visuel de position par vision pour la microrobotique à l'aide de mires périodiques

Valérian Guelpa

▶ **To cite this version:**

Valérian Guelpa. Mesure visuel de position par vision pour la microrobotique à l'aide de mires périodiques. Automatique / Robotique. Université Bourgogne Franche-Comté, 2017. Français. NNT : 2017UBFCD047 . tel-02313813v2

HAL Id: tel-02313813
https://theses.hal.science/tel-02313813v2

Submitted on 18 Oct 2019

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.

SPIM

Thèse de Doctorat

école doctorale **sciences pour l'ingénieur et microtechniques**

UNIVERSITÉ DE FRANCHE-COMTÉ

Mesure visuelle de position pour la microrobotique à l'aide de mires périodiques

VALÉRIAN GUELPA

SPIM

Thèse de Doctorat

UFC

école doctorale **sciences pour l'ingénieur et microtechniques**

UNIVERSITÉ DE FRANCHE-COMTÉ

N° | X | X | X

UBFC
UNIVERSITÉ
BOURGOGNE FRANCHE-COMTÉ

THÈSE présentée par

VALÉRIAN GUELPA

pour obtenir le

Grade de Docteur de
l'Université de Bourgogne Franche-Comté

Spécialité : **Robotique**

Mesure visuelle de position pour la microrobotique à l'aide de mires périodiques

Unité de Recherche :
Laboratoire FEMTO-ST
Franche-Comté Electronique, Mécanique, Thermique et Optique - Sciences et Technologies

Soutenue publiquement le 08 décembre 2017 devant le Jury composé de :

CHRISTOPHE DOIGNON	Rapporteur	Prof. à Télécom Physique Strasbourg
FRÉDÉRIC LAMARQUE	Rapporteur	Maître de conférence à l'Univ. de Technologie de Compiègne
YOUCEF MEZOUAR	Examinateur	Prof. à Sigma Clermont
EL MUSTAPHA MOUADDIB	Examinateur, président du jury	Prof. à l'Univ. de Picardie-Jules Verne
NADINE PIAT	Directeur de thèse	Prof. à l'Univ. de Bourgogne Franche-Comté
GUILLAUME LAURENT	Co-Encadrant de thèse	Maître de conférence HDR à l'Univ. de Bourgogne Franche-Comté
CÉDRIC CLÉVY	Co-Encadrant de thèse	Maître de conférence HDR à l'Univ. de Bourgogne Franche-Comté
PATRICK SANDOZ	Co-Encadrant de thèse	Chargé de recherche CNRS

REMERCIEMENTS

Voici enfin venu le temps pour moi d'écrire les remerciements, introduction classique à tout mémoire de thèse et pourtant si éloignée de ce qui constitue le cœur de l'ouvrage, à savoir la science, la théorie, les expériences, les équations, les résultats, dispersés dans ces centaines de paragraphes détaillants par le menu le travail accompli durant ces trois années, qui seraient si difficiles à résumer, durant lesquelles j'ai pu apprécier tant d'échanges avec mes collègues, tant de discussions avec mes encadrants, tant de soutien venant de mes proches, qu'il semblerait presque vain de chercher à rendre grâce de manière exhaustive à tous ceux qui le méritent, et cela même en déployant toute la vaine verve dont je suis friand, et dont les alambiques furent tant retenus et contenus dans la suite de ce mémoire que je ne peux, ici, refréner mon envie de multiplier, au moins une fois, les propositions superflues et les virgules excessives pour vous signifier à tous combien il fut bon de réaliser cette thèse en votre compagnie.

A tout seigneur tout honneur, je tiens à remercier en premier lieu Cédric Clévy, Guillaume Laurent, Nadine Piat et Patrick Sandoz pour leur encadrement durant cette thèse, pour leur disponibilité, pour leurs conseils, pour les discussions nombreuses que nous avons eu tant sur le fond que sur la forme, pour la grande liberté qu'ils m'ont laissé sans pour autant jamais cesser de me guider... Merci de m'avoir choisie pour cette thèse, merci pour cette riche expérience, grâce à laquelle je me sens désormais totalement capable professionnellement. Merci aussi, et cela me tiens à cœur, de n'avoir jamais cherché à m'imposer la vision selon laquelle le doctorant ne doit plus vivre que pour sa thèse, vision qui aurait été rapidement incompatible avec mes projets personnels et associatifs.

Sans vouloir faire de distinguos entre mes encadrants, je tiens à remercier un peu plus particulièrement Guillaume Laurent, notamment pour ce qui a précédé à la thèse. Tu m'as permis de mettre le pied une première fois dans le département AS2M, via mon projet de troisième année à l'ENSMM, et depuis je n'ai pas su le quitter ! Merci de m'avoir lancé dans la recherche.

Je ne prendrais pas le risque de mentionner ensuite tout ceux qui m'ont aidé durant cette thèse au sein du département, de peur d'en oublier mais aussi de peur de ne pas assez leur rendre hommage individuellement. Merci, donc, à tous ceux qui ont contribué à mes manips, ceux qui ont réalisé des pièces pour moi, ceux qui m'ont permis de prendre du recul, ceux qui m'ont formé sur le fonctionnement de la recherche, ceux avec qui j'ai, tout simplement, bien rigolé. Merci à tout le département AS2M, à tous ceux qui y sont passés depuis mon arrivé jusqu'à ceux qui verront, sans doute, mon départ.

Parce que cela concerne quelque chose de trop souvent oublié parmi les missions des chercheurs, je remercie avec beaucoup d'affection tout ceux que j'ai côtoyé dans le cadre de la vulgarisation de mes travaux scientifique, à la Fabrik'à Sciences et sur les Experimentariums, et plus particulièrement Boris, Elodie, Leatitia et Jeremy.

Un grand merci aux membres de mon jury de thèse, Christophe Doigon, Frédéric Lamarque, Youcef Mezouar et Mustapha Mouaddib, pour avoir accepté d'évaluer mon travail et pour les discussions très intéressantes qui ont eu lieu suite à ma présentation.

Enfin, je ne remercierais jamais assez mes proches pour leur soutien. Un immense merci à mes parents, Muriel et Mario, qui ont su m'inculquer la passion des sciences dés le plus jeune age. Et merci, du fond du cœur, à Laureline, pour... tout, et plus encore.

Merci à tous !

La vision est l'art de voir les choses invisibles.
- Jonathan Swift

A ma famille

LISTE DES PUBLICATIONS

La liste ci-dessous énumère toutes les publications scientifiques qui ont été réalisées au cours de cette thèse.

JOURNAUX

Guelpa V., Sandoz P., Vergara M. A., Clévy C., Le Fort-Piat N. & Laurent G. J. (2016)
2D visual micro-position measurement based on intertwined twin-scale patterns.
Sensors and Actuators A : Physical, 248, 272-280
10.1016/j.sna.2016.08.002

Guelpa V., Laurent G. J., Sandoz P. & Clévy C. (2015)
Vision-based microforce measurement with a large range-to-resolution ratio using a twin-scale pattern.
IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 20(6), 3148-3156
10.1109/TMECH.2015.2407053

Guelpa V., Laurent G. J., Sandoz P., Zea J. G. & Clévy C. (2014)
Subpixelic measurement of large 1D displacements : principle, processing algorithms, performances and software.
Sensors, 14(3), 5056-5073
10.3390/s140305056

CONFÉRENCES

Guelpa V., Prax J-S, Vitry Y., Lehmann O., Dehaeck S., Sandoz P., Clévy C., Le Fort-Piat N., Lambert P. & Laurent G.J. (2017)
3D-printed vision-based micro-force sensor dedicated to in situ SEM measurements.
IEEE/ASME International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics (AIM)

Guelpa V., Laurent G. J., Tamadazte B., Sandoz P., Le Fort-Piat N. & Clévy C. (2016)
Single frequency-based visual servoing for microrobotics applications.
International Conference on Intelligent Robots and Systems (IROS)
10.1109/IROS.2016.7759629

Guelpa V., Sandoz P., Clévy C., Le Fort-Piat N. & Laurent G. J. (2016)
Pattern-based vision for microrobotic manipulators calibration and servoing.
International Conference on Ubiquitous Robots and Ambient Intelligence (URAI)
10.1109/URAI.2016.7734048

Guelpa V., Sandoz P., Clévy C, Le Fort-Piat N. & Laurent G. J. (2016)
Twin-Scale Visual Method for Nanoposition and Microforce Measurements with Large Range-to-Resolution Ratio.
International Conference on Manipulation, Automation and Robotics at Small Scales (MARSS)

SOMMAIRE

Glossaire 1

Introduction générale 3

1 La mesure de position en microrobotique 5

1.1 Motivations . . . 6

1.2 Méthodes de mesure classiques . . . 7

1.2.1 Panorama . . . 7

1.2.2 Verrous scientifiques . . . 7

1.2.3 Le choix de la vision comme capteur de position . . . 12

1.3 La mesure par vision . . . 13

1.3.1 Généralités sur la mesure par vision . . . 14

1.3.2 Mesure sur objets non-structurés . . . 14

1.3.3 Mesure sur objets structurés . . . 15

1.3.4 Mesure par mire non-périodique . . . 17

1.4 La mesure par mire périodique . . . 18

1.4.1 La haute-résolution par la périodicité . . . 19

1.4.2 La plage par le codage . . . 20

1.5 Orientation de la thèse . . . 21

2 Mesure de position haute-résolution par vision 23

2.1 Introduction . . . 24

2.2 Analyse fréquentielle . . . 24

2.2.1 Signal périodique . . . 24

2.2.2 Théorie de Fourier . . . 25

2.2.3 Analyse fréquentielle d'un signal périodique discret . . . 26

2.3 Mesure de déplacement d'un signal périodique . . . 26

2.3.1 Mesure du déplacement . . . 27

2.3.2 Mesure de la phase . . . 28

2.3.3 Exactitude de mesure . . . 29

2.4 Robustesse . . . 30

2.4.1 Bruit de quantification . . . 31

2.4.2 Taille du signal . . . 32

2.4.3 Bruit blanc . . . 33
2.4.4 Mesure sur signal non-parfaitement sinusoïdal . . . 34
2.5 Conclusion . . . 35

3 Mesure de position par mire de Vernier 37
3.1 Introduction . . . 38
3.2 Mire périodique 1D . . . 38
3.3 Mesure large-plage par mire de Vernier 1D . . . 41
3.3.1 Théorie du principe de Vernier . . . 41
3.3.2 Étude expérimentale des performances . . . 45
3.4 Mire de Vernier 2D . . . 49
3.4.1 Extension du principe à la mesure 2D . . . 49
3.4.2 Algorithme . . . 50
3.4.3 Étude expérimentale des performances . . . 52
3.5 Conclusion . . . 57

4 Asservissement visuel 3 DDL par mire périodique 2D 59
4.1 Introduction . . . 60
4.2 Suivi en position par mesure fréquentielle . . . 61
4.2.1 Suivi de position et de fréquence d'une mire 1D . . . 61
4.2.2 Suivi de position, d'angle et de fréquence d'une mire 2D . . . 62
4.3 Application à l'asservissement visuel . . . 65
4.3.1 Asservissement visuel . . . 65
4.3.2 Expérimentations . . . 67
4.4 Mesure suivant $\vec{z}$ . . . 69
4.5 Conclusion . . . 71

5 Application à la mesure de micro-force 73
5.1 Introduction . . . 74
5.2 Preuve de concept . . . 75
5.2.1 Mesure de position et compliance . . . 75
5.2.2 Performances attendues . . . 76
5.2.3 Procédure expérimentale . . . 76
5.2.4 Performances expérimentales . . . 78
5.2.5 Conclusion . . . 78
5.3 Micro-pince à retour de position et de force intégrée . . . 79
5.3.1 Motivations . . . 79
5.3.2 Résultats expérimentaux . . . 79
5.4 Conclusion . . . 83

6 Mesure 6 DDL par mire périodique 85

6.1 Introduction . . . 86

6.2 Mesures en projection perspective . . . 86

6.2.1 Modèle et stratégie . . . 86

6.2.2 Recherche de la pose hors-plan . . . 87

6.3 Mesure 6 DDL par optimisation . . . 90

6.3.1 Méthode . . . 90

6.3.2 Évaluation des performances . . . 92

6.4 Conclusion . . . 94

7 Conclusion et perspectives 97

Conclusion . . . 97

Perspectives . . . 99

A Annexe - Chapitre 1 : La mesure de position en microrobotique 119

A.1 Présentation succincte des capteurs de position usuels en micro-robotique . . . 119

B Annexe - Chapitre 2 : Mesure de position haute-résolution par vision 123

B.1 Paramètres standards des simulations . . . 123

B.2 Réglage du fenêtrage de la fonction d'analyse . . . 123

B.3 Tolérance sur l'estimation de la période pixellique . . . 125

B.4 Limite de résolution causée par la quantification . . . 129

B.5 Mesure sur mire éclairée non-uniformément . . . 131

C Annexe - Chapitre 3 : Mesure de position par mire de Vernier 133

C.1 Impact de l'utilisation de l'interpolation parabolique pour l'estimation de la période d'un signal 1D . . . 133

C.2 L'histoire du Vernier . . . 135

C.3 Démonstration : calcul de la période "large" d'une mire de Vernier . . . 136

C.4 Algorithme : mesure d'une mire de Vernier 1D . . . 137

C.5 Algorithme : mesure de position d'une mire de Vernier 2D . . . 139

C.6 Algorithme : Identification des paramètres préliminaires à l'utilisation d'une mire de Vernier 2D . . . 143

C.7 Résultat expérimentaux sur mire de Vernier 2D . . . 149

D Annexe - Chapitre 5 : Application à la mesure de micro-force 153

D.1 Performances expérimentales . . . 153

D.1.1 Mesure à l'échelle du micro-newton . . . 153

D.1.2 Mesure à l'échelle du milli-newton . . . 155

D.2 Étude mécanique du capteur de force intégré . . . 159

D.2.1 Choix du type de structure . . . 159

D.2.2 Dimensionnement 159

E Annexe - Chapitre 6 : Mesure 6 DDL par mire périodique 165

E.1 Le modèle sténopé 165

E.2 Optimisation sur le module de la convolution 167

E.3 Évaluation des performances en conditions bruitées 167

GLOSSAIRE

NOTATIONS

Sont référencés ici les symboles récurrents uniquement.

A Image utilisée pour la mesure
c Coefficient régissant la dimension de la partie gaussiènne du fenêtrage de la fonction d'analyse Z
d Valeur ou mesure d'un déplacement en translation suivant un axe quelconque
f Fréquence pixellique, de l'image ou de la fonction d'analyse associée
$\tilde{f}_n$, $\tilde{f}_m$ Tailles des filtres moyenneurs appliqués à l'image, respectivement horizontalement et verticalement
$\overline{f}$ Distance focale d'un système de vision
$\mathcal{F}$ Fonction de la transformée de Fourier
i Unité imaginaire d'un nombre complexe
k Nombre entier, utilisé pour approximer la fréquence f d'un signal discret de taille N via l'équivalence $f = k/N$. Représente la position du premier pic dans le cas d'une TFD appliqué à un signal périodique
K Raideur d'un système élastique
$\overline{k_n}$, $\overline{k_m}$ densité de pixels en direction de $\vec{n}$ et $\vec{m}$
N, M Nombres entiers, dimensions d'un signal 1D (on utilise alors N) ou 2D (on utilise alors $N \times M$). Dans le cas d'une image, N et M sont exprimés en pixels
n, m Position en translation suivant les axes $\vec{n}$ et $\vec{m}$ du repère image, en pixel
$\overline{n_0}$, $\overline{m_0}$ Coordonnées du coin en bas à gauche de l'image, par rapport au repère image (en mètre)
$\vec{n}$, $\vec{m}$ Axes du repère pixellique de l'image
p Nombre entier représentant l'ambiguïté sur la connaissance de la position d'un motif périodique de période λ, connue au mieux modulo $p\lambda$
q Nombre entier égal au quotient de la division de Λ par λ_1
r Module du complexe $\sum A \cdot Z$
u, v Position en translation suivant les axes $\vec{u}$ et $\vec{v}$ du repère du plan de la mire
$\vec{u}$, $\vec{v}$ Repère 2D associé au plan de la mire 2D (permettant donc d'évaluer les déplacements de la mire dans son plan)
w Masse d'un système
W Largeur d'un motif périodique
x, y, z Position en translation suivant les axes $\vec{x}$, $\vec{y}$ et $\vec{z}$ du repère de référence
$\vec{x}$, $\vec{y}$, $\vec{z}$ Repère de référence, par défaut repère associé à la caméra
Z Fonction d'analyse, permettant de réaliser une mesure de pose sur une image
α, β, θ Position en rotation suivant les axes $\vec{x}$, $\vec{y}$ et $\vec{z}$ du repère de référence
δ Déformation d'un système élastique
Δ Symbole représentant une variation
λ Période métrique d'un signal périodique, d'une mire
λ_1, λ_2 Périodes métriques d'une mire de Vernier
λ_u, λ_v Périodes métriques d'une mire 2D, suivant $\vec{u}$ et $\vec{v}$
Λ Période métrique totale d'une mire de Vernier, issue de la combinaison de deux périodes moindres λ_1 et λ_2
$\tilde{\lambda}$ Période pixellique d'un signal périodique, d'une image de mire
ϕ Phase, comprise entre 0 et 2π. Souvent issue de l'argument du complexe $\sum A \cdot Z$

Φ Phase issue de l'analyse d'une mire de Vernier, telle que $\Phi = \phi_1 - \phi_2$
$\theta_{rad/p,u}$, $\theta_{rad/p,v}$ Expression de l'angle de la mire suivant l'axe $\vec{z}$ en radian par pixel (il s'agit plus exactement du décalage de la phase par pixel, provoqué par l'angle θ non-nul)
σ Écart-type

ACRONYMES

CAO Conception Assistée par Ordinateur
DDL Degrés De Liberté
MEB Microscope Électronique à Balayage
TFD Transformée de Fourier Discrète

DÉFINITIONS

Les définitions des termes métrologiques proviennent du *Vocabulaire international de métrologie* [1].

Capteur de position X DDL On dira d'un capteur de position qu'il est X DDL si, dans un référentiel orthonormé $(\vec{x}, \vec{y}, \vec{z})$, il mesure X mesurandes parmi les positions en translation et en rotation suivant les 3 axes.
Conditions de répétabilité Condition de mesurage dans un ensemble de conditions qui comprennent la même procédure de mesure, les mêmes opérateurs, le même système de mesure, les mêmes conditions de fonctionnement et le même lieu, ainsi que des mesurages répétés sur le même objet ou des objets similaires pendant une courte période de temps.
Exactitude Étroitesse de l'accord entre une valeur mesurée et une valeur vraie d'un mesurande.
Fidélité Étroitesse de l'accord entre les indications ou les valeurs mesurées obtenues par des mesurages répétés du même objet ou d'objets similaires dans des conditions spécifiées.
Linéarité Capacité à respecter une loi linéaire entre mesure et mesurande.
Mesurande Grandeur que l'on veut mesurer.
Mire Motif artificiel utilisé pour la mesure par vision.
Mire périodique XD Mire constituée d'un motif périodique spécifiquement adaptée à une mesure suivant X DDL en translation (et potentiellement davantage en rotation).
Plage (ou étendue, ou intervalle de mesure) Valeur absolue de la différence entre les valeurs extrêmes d'un intervalle nominal des indications.
Précision Terme non métrologique, utilisé pour qualifier les performances génériques d'un capteur.
Répétabilité Fidélité de mesure selon un ensemble de conditions de répétabilité.
Résolution Plus petite variation de la grandeur mesurée qui produit une variation perceptible de l'indication correspondante.
Sélectivité Propriété d'un système de mesure, utilisant une procédure de mesure spécifiée, selon laquelle le système fournit des valeurs mesurées pour un ou plusieurs mesurandes, telles que les valeurs de chaque mesurande sont indépendantes des autres mesurandes ou d'autres grandeurs dans le phénomène, le corps ou la substance en cours d'examen.
Stabilité Propriété d'un instrument de mesure selon laquelle celui-ci conserve ses propriétés métrologiques constantes au cours du temps.

INTRODUCTION GÉNÉRALE

La microrobotique est un domaine étudié depuis plusieurs décennies et qui trouve ses applications aussi bien dans l'industrie que dans la médecine. Les progrès techniques permettent aujourd'hui de réaliser des robots de dimensions micrométriques mais aussi des robots macroscopiques pouvant réaliser des tâches avec des précisions micro, voire nanométriques. Cependant la microrobotique ne connaît pas encore un usage massif, essentiellement en raison de la difficulté que l'on rencontre à réaliser des tâches reproductibles à cette échelle.

Pour automatiser au mieux un système, deux approches sont possibles : la commande référencée capteur ou la commande directe après étalonnage. Toutes deux reposent sur les capteurs, et notamment les capteurs de position. Cependant, si les performances des outils de mesure ne sont pas limitant en macrorobotique, elles constituent souvent un frein à l'automatisation en microrobotique. La première raison est issue du rapport différent à ces deux échelles entre la plage totale des déplacements et la précision attendue, appelé facteur d'échelle, qui invite à utiliser à l'échelle micrométrique des capteurs possédant de très bons rapports plage/résolution (pouvant aller jusqu'à 10^6). Les perturbations et les contraintes d'encombrement incitent aussi à diminuer le nombre de capteurs et à les déporter au maximum.

C'est dans ce contexte fortement contraint qu'une catégorie de capteurs semble particulièrement adaptée : les capteurs par vision. En effet, les capteurs par vision ont intrinsèquement l'avantage d'être sans-contact et d'offrir des informations spatiales sur la constitution d'une scène, et ont donc le potentiel de mesure multi-DDL (Degrés De Liberté). Les méthodes traditionnelles sont cependant souvent trop limitées en terme de rapport plage/résolution pour une application polyvalente à la microrobotique.

La solution qui sera développée dans ce mémoire, est celle fondée sur l'utilisation des mires périodiques. Grâce à des motifs placés sur l'objet d'intérêt et un dispositif de vision composé d'un unique point de vue, la méthode consiste à exploiter les images ainsi constituées par un traitement numérique dans le domaine fréquentiel. Il est alors possible d'atteindre des résolutions nanométriques pour des plages de mesure millimétriques.

L'objectif de ces travaux de thèse est donc d'explorer sous différents angles le potentiel des mires périodiques pour la mesure en microrobotique, pour laquelle il n'existe pas de solution multi-DDL avec un large rapport plage/résolution. Les différents aspects de la mesure, tels que sa résolution, sa plage ou son nombre de DDL, seront abordés. Ce mémoire se décompose en 6 chapitres, qui peuvent être résumés comme suit.

Le chapitre 1 de ce mémoire présente la problématique de la mesure de position en microrobotique, et les solutions qui y sont classiquement apportées. Les différents verrous inhérents à ce type de mesure sont détaillés selon les critères principaux que nous avons considéré : rapport plage/résolution, stabilité, sélectivité, encombrement, influence et nombre de degrés de liberté mesurés. Sont ensuite présentées les grandes familles de capteurs existant, hors-vision puis en vision, ce qui nous mène progressivement à l'utilisation des mires.

Le chapitre 2 pose les bases de la théorie de la mesure de position par mire périodique par la présentation de la mesure de phase, qui en constitue l'élément fondamental. Via divers simulations, sa résolution est étudiée tant sur signal parfait que sur signal perturbé.

Le chapitre 3 présente une solution originale au problème de la plage de mesure limitée d'une mire périodique : l'utilisation du principe de Vernier, qui consiste à utiliser deux motifs périodiques, de périodes légèrement différentes, pour accroître la plage de mesure. La méthode de mesure

est détaillée puis éprouvée expérimentalement en 1D, puis en 2D.

Le chapitre 4 repose sur l'utilisation d'une mire purement périodique 2D pour réaliser un asservissement visuel suivant 3 DDL (2 translations, 1 rotation). La mesure sert ici de base au suivi en position et en fréquence de la mire, via un algorithme récursif testé expérimentalement.

Le chapitre 5 fait le lien entre les méthodes de mesure de position précédemment évoquées et la mesure de force, réalisable pour peu que l'on dispose de dispositifs déformables adaptés. Une preuve de concept est tout d'abord réalisée avec des dimensions mésoscopiques, et permet de réaliser expérimentalement des mesures de micro-forces. Un système plus intégré est ensuite réalisé en impression 3D, pour une utilisation sous MEB.

Enfin le chapitre 6 présente une méthode fondée sur l'observation d'une mire périodique plane en monovision, mais visant une mesure suivant 6 DDL. Elle repose sur le potentiel encore inexploité des méthodes de mesure de phase jusqu'ici utilisées, via une méthode d'optimisation.

Le mémoire s'achève sur une section présentant les conclusions et perspectives de cette thèse.

Cette thèse a été financée par la région Franche-Comté et a été réalisée au sein du département AS2M (Automatique des Systèmes Micro-Mécatroniques) de l'institut FEMTO-ST dont les thématiques de recherche incluent, entre autres, la microrobotique.

1

LA MESURE DE POSITION EN MICROROBOTIQUE

Sommaire

1.1 Motivations . . . 6
1.2 Méthodes de mesure classiques . . . 7
1.2.1 Panorama . . . 7
1.2.2 Verrous scientifiques . . . 7
1.2.2.1 Rapport plage/résolution . . . 8
1.2.2.2 Stabilité et sélectivité . . . 9
1.2.2.3 Encombrement . . . 11
1.2.2.4 Influence du capteur . . . 12
1.2.2.5 Degrés de liberté . . . 12
1.2.3 Le choix de la vision comme capteur de position . . . 12
1.3 La mesure par vision . . . 13
1.3.1 Généralités sur la mesure par vision . . . 14
1.3.2 Mesure sur objets non-structurés . . . 14
1.3.3 Mesure sur objets structurés . . . 15
1.3.4 Mesure par mire non-périodique . . . 17
1.4 La mesure par mire périodique . . . 18
1.4.1 La haute-résolution par la périodicité . . . 19
1.4.2 La plage par le codage . . . 20
1.5 Orientation de la thèse . . . 21

1.1/ MOTIVATIONS

La microrobotique regroupe l'étude des robots de très petites dimensions et celle des robots macroscopiques réalisant des déplacements micrométriques. Étudier la microrobotique, c'est donc en premier lieu se confronter à un rapport de force entre lois physiques qui diffère de celui à l'échelle macro. Les lois dominant les interactions entre objets sont à notre échelle essentiellement fonction de leurs dimensions volumiques (associées à l'inertie, au poids, à la capacité thermique, etc.). Dans le micro-monde, les dimensions surfaciques deviennent prédominantes, et les forces à considérer varient (frictions, transfert thermique, forces de surface, etc.). Ainsi en passant de l'échelle macro à l'échelle micro, on modifie en quelque sorte les rapports de force, et l'on doit donc modifier notre approche de la robotique.

La réduction d'échelle induit aussi un accroissement de l'impact de la plupart des perturbations. Qu'elles soient mécaniques, thermiques, phoniques ou magnétiques, elles entraînent rapidement un bruit considérable comparativement aux précisions requises. Pour qu'un robot de taille macroscopique parviennent à déplacer avec précision un micro-objet, il sera nécessaire de maîtriser ces force, ou à défaut de les prendre en compte.

Enfin, la réduction d'échelle en robotique s'accompagne aussi, la plupart du temps, d'un agrandissement du ratio entre la plage de déplacement et la précision à laquelle ce déplacement doit être réalisé. Par exemple, il est satisfaisant dans le macro-monde de réaliser des déplacements en mètre avec une précision de quelques millimètres (soit un rapport de 10^3 entre plage et exactitude), alors qu'en microrobotique on souhaite généralement atteindre des précisions nanométriques pour des plages millimétriques (soit un rapport de l'ordre de 10^6).

Pour toutes ces raisons, il est essentiel de bien évaluer l'état dans lequel se trouve le système microrobotique étudié, notamment en terme de position. De cette connaissance découle les performances des tâches effectuées, via la qualité de l'étalonnage ou du contrôle direct. Ou, pour reprendre les mots de Roth, un bon modèle est inutile sans une bonne procédure de mesure [2].

Les capteurs se retrouvent alors plus que jamais au cœur du dispositif robotique. Cependant, étant donné leur importance, on leur en demande beaucoup : fiabilité, haute résolution [1], large plage, encombrement limité ou encore haute-vitesse ou résistance aux perturbations... Le tout pour des mesures suivant un maximum de degrés de liberté, afin notamment de limiter le nombre de capteurs. Il s'agit là d'autant de critères permettant d'évaluer les performances d'un capteur, mais surtout d'autant de verrous difficiles à résoudre simultanément.

Ce chapitre est voué à réaliser un état de l'art des méthodes de mesure utilisées en microrobotique. Dans un premier temps, nous évoquerons les capteurs les plus couramment utilisés et verrons en quoi leurs limites sont fortement contraignantes.

Cet état de l'art se focalisera ensuite sur les méthodes de mesures par vision, classées suivant le niveau de structuration de la scène observée. Nous verrons ainsi que la vision est une solution très prometteuse aux verrous soulevés, même si l'obtention de grandes plages de mesures et de haute résolutions reste une problématique ouverte.

Nous finirons par aborder le cas des méthodes de mesure par vision utilisant des motifs périodiques ou pseudo-périodiques. Celles-ci, visant à combiner les avantages de la vision à de grandes performances de mesure, constituent l'objet de la thèse.

1. La résolution n'est pas synonyme d'exactitude, et un capteur haute-résolution peut théoriquement être très peu exact. Cependant l'usage montre que la résolution est souvent proportionnelle à l'exactitude (de l'ordre de 10 à 100 fois inférieure). Dans la suite, et conformément à un usage courant dans le domaine de la robotique, nous utiliserons beaucoup le terme de résolution en tant que reflet de la précision d'un capteur.

1.2/ MÉTHODES DE MESURE CLASSIQUES

1.2.1/ PANORAMA

La microrobotique comprenant un spectre d'applications large, une grande variété de capteurs existe pour réaliser des mesures de position. Bien que cette thèse concerne avant tout la problématique de la mesure par vision, il est important de se pencher au préalable sur les moyens de mesure de position les plus couramment utilisés. Pour cela, nous nous référerons aux articles et livres en faisant l'état de l'art [3, 4, 5, 6, 7, 8] [2].

Deux grandes catégories de capteurs se distinguent lorsqu'il s'agit de mesures à l'échelle micrométrique : les capteurs électromagnétiques et les capteurs optiques. Les capteurs électromagnétiques sont des capteurs mesurant le déplacement d'un objet en observant les variations de courant ou de champ magnétique en découlant. On retiendra les capteurs résistifs, piézorésistifs, capacitifs, électrothermiques ou magnétiques (le plus souvent de deux types : Eddy-current ou LVDT). Les capteurs optiques sont quant à eux des capteurs sans contact exploitant les variations de perception optique d'un déplacement. Parmi eux, on citera les capteurs par triangulation laser, les capteurs confocaux, les interféromètres ou encore les encodeurs optiques. Ces différents types de capteurs sont présentés en annexe A.1.

Il est possible de comparer ces capteurs suivant différents critères intéressant pour la microrobotique. En premier lieu, les caractéristiques métrologiques telles que leur résolution, leur plage ou leur linéarité permettent d'évaluer leurs performances. Cependant, dans un souci d'applicabilité, il est aussi nécessaire de considérer des caractéristiques telles que leur bande passante, leur dimensions (et donc encombrement) ou encore le fait qu'ils requièrent un contact ou non pour réaliser la mesure (sans parler du coût du capteur). De l'analyse des besoins et de ces différents points dépendra le choix du type de capteur.

La figure 1.1 présente un panel typique des performances de chaque principe de mesure. On y trouve des capteurs présentant de très bonnes résolutions, parfois associées à une assez grande plage. On peut cependant noter que les meilleurs performances à ce sujet se font au prix d'un coût et d'un encombrement plus élevé (interférométrie, encodeurs). Par ailleurs les capteurs cités ici ne réalisent la plupart du temps que des mesures que suivant un unique degré de liberté (DDL) [3], ce qui implique donc la multiplicité des capteurs dès qu'une mesure complexe est nécessaire.

1.2.2/ VERROUS SCIENTIFIQUES

Pour mieux comprendre les différents verrous que l'on retrouve généralement autour de la mesure de position, notamment à l'échelle micrométrique, nous allons aborder la question du choix du capteur suivant plusieurs angles : le rapport plage-résolution ; la stabilité et la sélectivité de la mesure ; l'encombrement du capteur ; l'influence du capteur sur le système mesuré ; la question du nombre de degrés de liberté mesurés. Précisons néanmoins que d'autres caractéristiques des capteurs peuvent être limitantes pour certaines applications (bande passante, coût, température de fonctionnement, etc.) ; nous ne considérerons cependant qu'une partie des contraintes, celles qui nous paraissent être prépondérantes pour réaliser des mesures de qualité à l'échelle microscopique.

2. On peut d'ailleurs remarquer qu'ils abordent rarement la question de la mesure par vision, ou ne la présentent que très succinctement. Pour beaucoup, la vision n'est donc pas un outil métrologique usuel.

3. Les systèmes utilisant ces principes et permettant une mesure suivant plusieurs DDL sont le plus souvent issus de la combinaison de plusieurs capteurs.

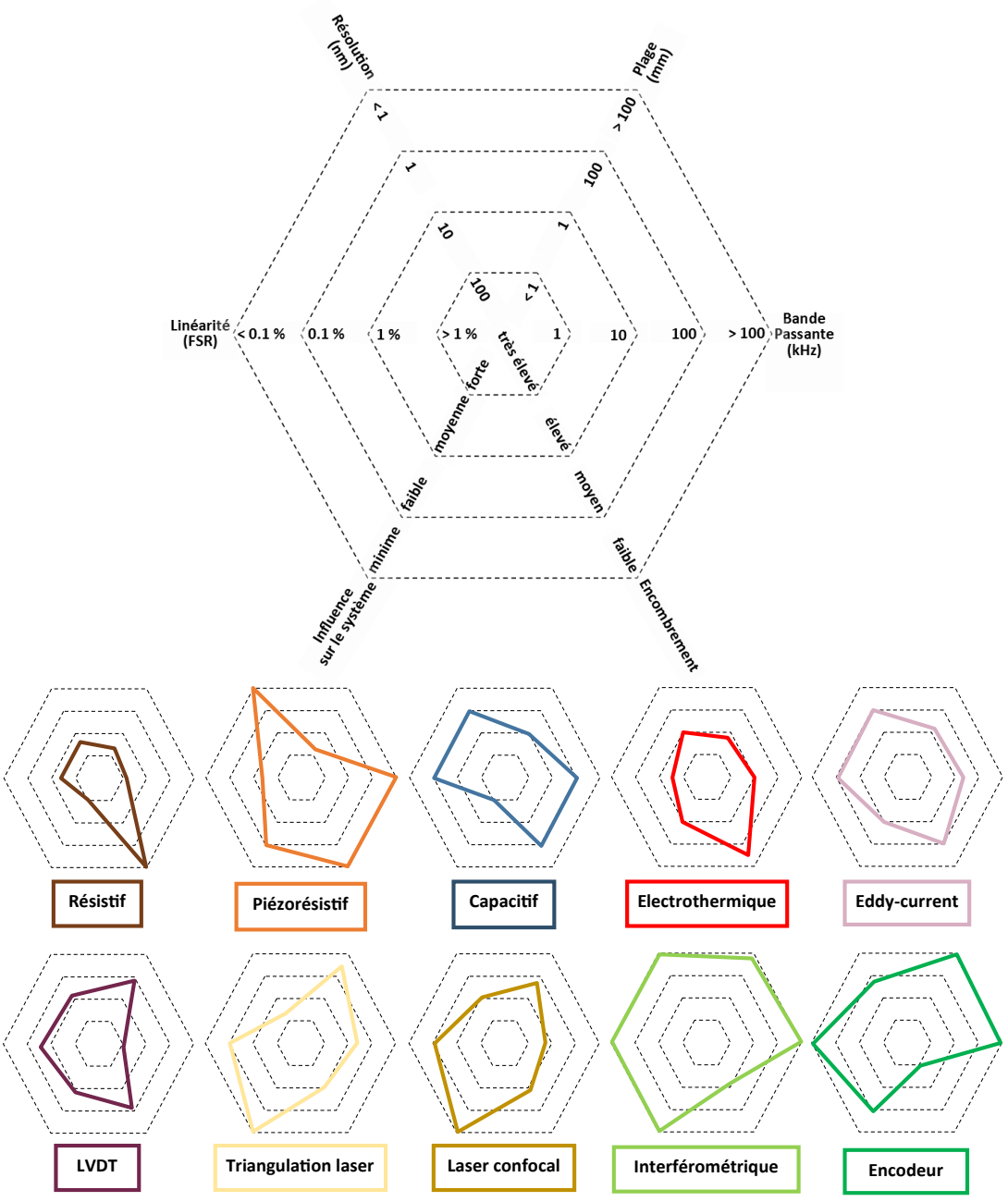


FIGURE 1.1 – Comparaison des performances de différents types de capteurs de position utilisables en microrobotique, hors vision. Les valeurs sont prises pour être représentatives des performances hautes de l'état de l'art. Ces capteurs ne réalisent habituellement des mesures que suivant une unique direction.

1.2.2.1/ RAPPORT PLAGE/RÉSOLUTION

Exactitude, justesse, fidélité, répétabilité, plage, résolution... Autant de termes permettant de caractériser les propriétés métrologiques d'un capteur. Or s'il est vrai que chacun a son utilité dans cette caractérisation, il est pratique de disposer d'un caractère unique et générique pour comparer entre eux les capteurs. Celui que nous utiliserons à de nombreuses reprises par la suite est le rap-

port plage/résolution. Outre son caractère universel (car il a l'avantage d'être sans dimension, permettant une comparaison aisée entre capteurs totalement différents), il s'avère particulièrement important en microrobotique en raison de l'important facteur d'échelle.

Rappelons tout d'abord deux définitions issues de la métrologie [1]. ***Plage*** *(ou étendue, ou intervalle de mesure) : valeur absolue de la différence entre les valeurs extrêmes d'un intervalle nominal des indications.* ***Résolution***[4] *: plus petite variation de la grandeur mesurée qui produit une variation perceptible de l'indication correspondante.* Le rapport plage/résolution caractérisera donc l'intervalle mesurable de l'indication relativement à sa plus petite variation observable. Généralement, les meilleurs rapports plage/résolution obtenus par des capteurs de position se situent autour de 10^5, et ne dépassent cela qu'au prix d'importantes contraintes.

En ce qui concerne plus particulièrement la microrobotique, le choix de ce critère comme référence n'est pas anodin. Qu'un capteur dispose d'un grand rapport plage/résolution est en effet très important à l'échelle micrométrique, car les tâches qui y sont effectuées requièrent bien souvent de telles performances. Un robot de dimensions macrométriques, par exemple un bras 6 axes de manipulation industrielle, aura à réaliser des tâches demandant une amplitude d'environ un mètre avec une précision légèrement inférieure au millimètre. Un rapport plage/résolution de 10^4 pourra alors suffire. Mais lorsqu'il s'agit d'utiliser un robot pour des tâches micrométriques, il peux être nécessaire de réaliser des mesures sur plusieurs dizaines de millimètres avec des précisions sub-micrométriques. Un rapport plage/résolution de 10^5 peut alors être tout juste suffisant. On notera aussi que, suivant l'utilisation que l'on fera de chaque capteur, ce rapport peut sensiblement varier (utilisation basse ou haute fréquence, conditions expérimentales néfastes à la mesure, etc.).

Pour classer les capteurs traditionnels précédemment évoqués suivant leur rapport plage/résolution, on considère donc leurs performances standards dans des conditions similaires d'utilisation. Fleming fournit ainsi la plupart des valeurs nécessaires [7]. On en retiendra notamment que les capteurs de type électromagnétiques (capteurs résistifs, piézorésistifs, capacitifs, électrothermiques, LVDT, Eddy-current) présentent un rapport plage/résolution de l'ordre de 10^4 à 10^5, alors que ceux des capteurs optiques laser (triangulation laser, confocale) peuvent aller jusqu'à 10^6. Les capteurs interférométriques et les encodeurs sont, quant à eux, largement au-dessus avec des rapports pouvant atteindre 10^8.

Dans l'optique de réaliser un capteur de position pour la microrobotique, nous nous fixons donc pour objectif un rapport plage/résolution supérieur à 10^5, ce qui est supérieur à la majorité des capteurs disponibles dans la littérature.

1.2.2.2/ STABILITÉ ET SÉLECTIVITÉ

Toujours en respectant les normes métrologiques [1] : la **stabilité** *est la propriété d'un instrument de mesure selon laquelle celui-ci conserve ses propriétés métrologiques constantes au cours du temps*. Ainsi un instrument de mesure de piètre stabilité pourra voir ses performances grandement évoluer en quelques jours, quelques heures ou même moins. La stabilité est donc très importante dans la pratique si l'on souhaite éviter de multiplier les étalonnages et ajustages. Elle peut s'exprimer de différentes façons, par exemple en évaluant la variation d'une propriété du capteur sur un intervalle de temps donné.

Cependant la valeur de stabilité d'un système n'a de sens qu'au regard du contexte d'utilisation. En effet, si cette définition n'aborde la question que d'un point de vue temporel, c'est parce qu'elle sous-entend tout d'abord le respect de conditions limites de fonctionnement (ainsi que

4. La méthode permettant d'évaluer la résolution d'un dispositif varie fortement suivant les communautés, et même parfois au sein de celles-ci. La comparaison entre dispositifs de mesure se fait donc ici dans l'hypothèse, résolument naïve, d'une définition de la résolution similaire entre capteurs. On préférera néanmoins, lorsque cela est permis, utiliser une définition unique de la résolution pour plusieurs capteurs.

de stockage et de transport), qui sont *les conditions de fonctionnement extrêmes qu'un instrument de mesure ou un système de mesure doit pouvoir supporter sans dommage et sans dégradation de propriétés métrologiques spécifiées, lorsqu'il est ensuite utilisé dans ses conditions assignées de fonctionnement* [1]. Ainsi des conditions trop contraignantes modifieront les propriétés du système, rendant l'estimation de ses performances obsolète. Cette définition de la stabilité sous-entend aussi le respect de conditions assignées de fonctionnement, qui sont les conditions normales d'utilisation pour lesquelles les performances prévues sont assurées.

Mais même en respectant les diverses conditions de fonctionnement, l'environnement pourra agir sur la mesure (via des variations thermiques, des vibrations, etc.). On souhaitera donc que le capteur soit robuste, voir insensible, aux variations de tout ce qui est autre que le mesurande (la grandeur que l'on mesure). Cette caractéristique est appelée la **sélectivité** du capteur. En termes métrologiques, il s'agit de *la propriété d'un système de mesure, utilisant une procédure de mesure spécifiée, selon laquelle le système fournit des valeurs mesurées pour un ou plusieurs mesurandes, telles que les valeurs de chaque mesurande sont indépendantes des autres mesurandes ou d'autres grandeurs dans le phénomène, le corps ou la substance en cours d'examen* [1].

En résumé, la stabilité peut se définir comme la tolérance d'un instrument au vieillissement, et sa sélectivité est sa tolérance aux variations d'environnement (de tout ce qui est autre que le mesurande). Il est à noter que l'estimation chiffrée de la stabilité et de la sélectivité est souvent absente des documentations des capteurs. Dans la suite, nous les aborderons donc de manière avant tout qualitative [5].

Pour ce qui est de la stabilité, macro et microrobotique connaissent à peu de chose près les même problématiques mais dans des proportions différentes. En effet le vieillissement des composants peut se trouver accéléré par leurs faibles dimensions. Il est aussi souhaitable que leurs conditions extrêmes de fonctionnement, de stockage et de transport soient assez souples, chose rare étant donné la fragilité des micro-systèmes. La stabilité des micro-systèmes est donc à observer tout particulièrement.

La question de la sélectivité est peut être encore plus importante. La haute-résolution des capteurs utilisés implique que de faibles variations de l'environnement suffisent souvent à faire varier fortement leurs résultats. Pour matérialiser cela, nous pouvons par exemple prendre le cas d'un micro-capteur de position doté d'un corps d'épreuve en aluminium (coefficient de dilatation : $\alpha = 23 \cdot 10^{-6}$), de dimension principale $L = 10$ mm. Ce capteur est utilisé dans une pièce asservie en température avec une variation maximale de $\Delta T = 1$°C. Ainsi sa dilatation peut atteindre $\Delta L = \alpha.L.\Delta T = 230$ nm. Ce capteur, dans des conditions d'utilisation pourtant favorable, verra donc son résultat de mesure varier de manière non négligeable à cause des variations de température. Et il ne s'agit là que d'un unique paramètre pouvant agir sur le système, bien d'autres pouvant l'influencer (humidité, vibrations, champs magnétique, etc.).

Il est difficile de comparer les caractéristiques de stabilité et de sélectivité des différents types de capteurs évoqués précédemment, car chaque type de capteur présentera ses propres robustesses et sensibilités. Pour donner quelques exemples : les capteurs piézorésistifs sont très sensibles aux variations de température et peu stables avec le temps ; les capteurs capacitifs sont quasiment insensibles aux variations de température mais sensibles aux poussières ; les capteurs magnétiques sont plutôt sensibles thermiquement mais résistent bien aux poussières et autres polluants ; les interféromètres sont stables et très sélectifs à toutes sortes de nuisances...

Ainsi nos capteurs doivent être suffisamment stables et sélectifs pour être utilisé en microrobotique, un contexte incluant une influence forte de l'environnement.

5. Une étude quantitative nécessiterait de choisir des critères de tolérance ainsi que de définir pour chaque capteur ses conditions de fonctionnement, l'impact de chaque phénomène physique pouvant l'influencer, etc.

1.2.2.3/ ENCOMBREMENT

L'encombrement des systèmes est une question pratique qui se pose régulièrement à ceux qui mettent en place des dispositifs microrobotiques. Il s'agit bien entendu d'une question importante dans le cas de robots de dimensions micrométriques, où le confinement du robot lui-même contraint le choix de ses éléments. Mais c'est aussi une question importante dans le cas de plateformes de dimensions macroscopiques utilisées en microrobotique, pour lesquels la zone de travail reste souvent très réduite. Un second motif à la problématique de l'encombrement est la volonté, en microrobotique, d'effectuer les mesures les plus directes possibles. Autrement dit, il est bon de se placer au plus près des zones d'intérêt, et donc de disposer de capteurs de faibles dimensions.

La figure 1.2 illustre ces problématiques : réaliser une tâche de micromanipulation demande a minima de nombreux actionneurs, souvent un dispositif visuel permettant le contrôle, et requiert pour obtenir de bonnes performances un certain nombre de capteurs. Au total des dizaines de dispositifs peuvent s'assembler autour de la zone de manipulation, formant un ensemble d'autant plus complexe qu'ils ne peuvent être placés n'importe où. Ainsi si l'on prend le cas de la mesure de position de l'objet dans l'espace par des capteurs lasers 1 DDL, pas moins de 6 capteurs sont à disposer judicieusement autour de celui-ci pour une mesure complète. De la même façon, si une mesure de force est à prévoir, un capteur par axe peut s'ajouter à la plateforme, au plus près de la zone de manipulation.

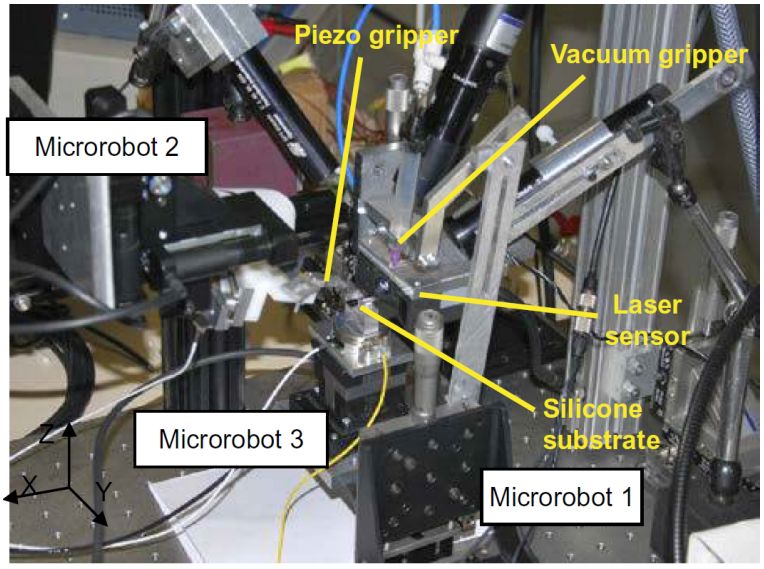


FIGURE 1.2 – Exemple de plateforme de micromanipulation provenant de [9], composée d'une pince 4 DDL, d'un préhenseur à vide et de 16 micro ou nano-actionneurs.

Concernant l'encombrement des capteurs de position classiques, les capteurs piézorésistifs se distinguent des autres par leurs très faibles dimensions. Viennent ensuite les capteurs résistifs, capacitifs, thermiques et magnétiques. Les capteurs optiques sont ceux qui présentent les plus grandes dimensions, mais ont cependant l'avantage d'être sans contact et donc déportés de la zone à mesurer.

Il est donc souvent primordial de disposer de capteurs de dimensions faibles pour effectuer les mesures, à moins de se limiter à des systèmes très simples. Le fait d'avoir des capteurs déportés permet par ailleurs de bénéficier d'une plus grande flexibilité, l'encombrement étant plus critique lorsque l'on se rapproche de la zone de travail.

1.2.2.4/ INFLUENCE DU CAPTEUR

Une problématique majeure de la métrologie est la question de l'influence du capteur sur le mesurande. Mesurer quelque chose nécessite en effet une interaction, source potentielle de perturbation sur le système à mesurer. Or, s'il est parfois possible de corriger l'effet du capteur sur le système, il est le plus souvent préférable que cette interaction soit simplement la plus faible possible.

L'influence la plus évidente est celle inhérente au principe de mesure lui-même. On mentionnera tout particulièrement les capteurs fonctionnant par contact, qui appliquent donc souvent une force au système mesuré. Il peut aussi s'agir de capteurs magnétiques, appliquant une force du même type. Certains capteurs optiques agiront aussi sur le système : un capteur laser le fera chauffer, et un MEB (Microscope Électronique à Balayage) pourra aller jusqu'à graver la matière. Finalement, parmi les capteurs mentionnés précédemment, seuls certains capteurs optiques ne font que percevoir le système étudié sans l'influencer directement.

Un second type d'influence est celle produite par le fonctionnement du capteur en tant qu'élément quelconque de l'environnement. Ainsi tout système électronique produira un champ magnétique plus ou moins conséquent, et parfois à même d'influencer le mesurande. Il en va de même pour la question de l'échauffement du capteur, qui viendra modifier la température de l'environnement.

Enfin, bien qu'il s'agisse d'un élément à l'impact temporel plus large que la simple mesure, il est important de mentionner que certains moyens de mesure requièrent d'adapter artificiellement les systèmes instrumentés. Qu'il s'agisse de l'ajout d'une partie magnétique ou encore d'une paroi réfléchissante, cet ajout peut être difficile et influencera *a minima* le fonctionnement du système par une différence de masse. Ce point sera particulièrement important s'agissant des encodeurs, qui doivent être fixés sur l'objet en mouvement pour être lus.

A l'échelle micrométrique, la question de l'influence du capteur est souvent loin d'être anecdotique, car l'application de nano-forces suffit parfois à perturber un système. Pour que l'influence soit minimale, l'utilisation de capteurs optiques, et plus particulièrement par vision, est préférée.

1.2.2.5/ DEGRÉS DE LIBERTÉ

En lien avec la problématique de l'encombrement se trouve celui de la mesure multi-degrés de liberté (DDL). Le fait d'avoir, via un unique capteur, une mesure suivant plusieurs axes (voire une mesure donnant des informations de plusieurs types, comme la position et la force) permet en effet de diminuer le nombre de capteurs nécessaires et donc permet de résoudre plus facilement la question de l'encombrement (en plus de diminuer les coûts). Comme mentionné plus tôt, cela est particulièrement vrai en microrobotique, où ajouter des capteurs est très difficile, voire impossible.

Un second avantage sur la multiplicité de capteurs est l'absence d'une phase d'étalonnage souvent nécessaire lorsqu'il s'agit d'utiliser plusieurs capteurs à la fois, comme cela peut être le cas par exemple dans le cas de la stéréovision. Se passer de cette étape, c'est se passer d'une source d'erreur supplémentaire lors de la mesure. Bien entendu il ne s'agira d'un gain que si le capteur multi-DDL est moins difficile à utiliser et étalonner que l'ensemble du réseau de capteurs correspondant.

Dans leur très large majorité, les capteurs ne réalisent cependant des mesures que suivant un unique degré de liberté. Dans le cadre de cette thèse, nous chercherons à réaliser des mesures multi-DDL, pouvant aller jusqu'à un idéal de 6 DDL

1.2.3/ LE CHOIX DE LA VISION COMME CAPTEUR DE POSITION

Malgré la grande diversité des capteurs pouvant être utilisés, aucun ne répond totalement aux problématiques posées par la microrobotique. Cependant, il existe un type de capteur qui répond

avec une certaine polyvalence à de nombreux problèmes : les capteurs par vision. En effet, bien qu'ils soient peu abordés dans les articles faisant l'état de l'art des capteurs de micro-positionnement, ils sont :

- très stables, du moins au niveau du dispositif de vision. La stabilité relativement aux variations de l'objet observé dépendra de la méthode ;
- généralement sélectifs, car peu sensibles aux perturbations magnétiques, électroniques, etc. ;
- parfois encombrants, mais déportés. Par ailleurs de nombreuses applications de microrobotiques incluent de base un dispositif de vision, potentiellement disponible pour la mesure ;
- sans influence directe sur le mesurande. Dans le cas des mesures sur objets structurés, l'influence de l'ajout de cette structuration est à quantifier ;
- intrinsèquement multi-DDL, les dispositifs de vision permettant d'observer des déplacements aisément suivant 3 DDL (dans le plan focal, soient 2 translations et 1 rotation) et parfois 6 DDL (suivant la profondeur de champs, le type de projection, etc.) ;
- dotés d'un rapport plage/résolution souvent faible. C'est là une de leurs principales limites ;

Dans la suite, nous allons présenter plus en détail ce type de capteurs et nous diriger progressivement vers les capteurs de position par vision dotés des meilleurs rapports plage/résolution.

1.3/ LA MESURE PAR VISION

A l'époque des prémisses du micro-assemblage, Nelson [10] a écrit : "[...] des stratégies de contrôle de position innovantes doivent être considérées. En particulier, une stratégie de contrôle qui ferme la boucle directement dans l'espace de travail est souhaitable, de sorte que les problèmes associés aux dérives thermiques et aux modèles cinématiques imprécis puissent être compensés. Le retour en temps réel par vision est parfaitement adapté à cette application, et peut être utilisé efficacement et à moindre coût pour contrôler un système de micro-assemblage". En effet, la vision porte en elle de nombreux avantages : sans contact, non-génératrice de perturbations sur le système, intrinsèquement multi-DDL (une caméra suffit à avoir des informations sur la position de l'objet suivant plusieurs axes), flexible et relativement peu coûteuse, il semble s'agir d'un outil tout trouvé pour la microrobotique. Cependant, comme l'écrivait Nelson plus loin dans le même article : "Les caractéristiques inhérentes aux systèmes caméra-lentille induisent des limites fondamentales pour la manipulation guidée par vision. Ces caractéristiques incluent les limitations en terme de champs de vision, de profondeur de champs et de résolution spatiale".

Presque 20 ans plus tard, certaines méthodes de mesure de position par vision ont permis d'outrepasser en grande partie ces contraintes. Une unique caméra peut suffire à connaître la pose d'un objet avec des performances similaires à celles des capteurs plus habituels (capacitifs, inductifs, optiques, etc.), mais en y ajoutant l'aspect sans contact, le placement déporté, la mesure multi-DDL ou encore tout simplement une interface agréable pour contrôler le robot.

Dans la suite, nous étudierons pourquoi la mesure par vision est prometteuse pour des applications en microrobotique, notamment en réalisant un tour d'horizon des différentes méthodes de mesure existantes. Elles seront présentées en trois temps : les mesures par vision sur objets non-structurés, celles sur objets structurés quelconques et celles sur objets structurés périodiques. Cela nous rapprochera progressivement de la thématique de cette thèse, car avec la structuration de l'image viennent les performances des mesures.

1.3.1/ GÉNÉRALITÉS SUR LA MESURE PAR VISION

La mesure de déplacement par vision est un domaine abordé par la recherche depuis de nombreuses années [6]. Parfois utilisée uniquement comme outils de mesure, on la retrouve aussi souvent comme préalable à des applications telles que le recalage d'images ou l'asservissement visuel. Toutes ces méthodes reposent néanmoins toujours sur l'analyse des mêmes types d'informations, que l'on peut trier en deux grandes catégories.

Les méthodes pixelliques reposent sur l'étude des images du point de vue de l'intensité de leurs pixels, sans information préalable sur leur répartition. Elles peuvent s'appliquer à n'importe quelle image ou, à minima, à n'importe quelle image ayant certaines propriétés définies (une texture par exemple). On y trouve notamment les méthodes de corrélation de pixels (*cross-correlation method*), de corrélation de phase (*Fourier method*) ou encore de corrélation statistique (*mutual information method*). Les premières associent directement les valeurs de pixels entre images, de sorte qu'elles sont très sensibles aux variations de luminosité ou autres bruits. Les secondes, plus robustes, font passer les images dans le domaine fréquentiel avant de les corréler. Les troisièmes enfin reposent sur l'association d'éléments statistiques extraits de différentes régions.

Les méthodes structurelles recherchent quant à elles des informations structurelles précises au sein des images, autrement dit des primitives telles que des points, des coins ou des lignes droites (informations dites de bas niveau), voire des objets clairement identifiés comme devant appartenir à ce type d'image (ce sont alors des informations de haut niveau). Ces méthodes requièrent donc une étape de plus : la détection d'éléments à associer (qui doivent être assurément présents dans l'image). Une fois les éléments extrait, ne reste plus qu'à les associer via leurs relations spatiales, des méthodes de relaxation ou encore des approches pyramidales.

Préalablement au choix d'une approche se trouve une problématique générale à la mesure par vision : l'image présente-t-elle des caractéristiques connues (par exemple géométriques) ? Ce qui appelle la question suivante : l'objet d'intérêt a-t-il des caractéristiques visuellement exploitables ? De la réponse à cette question dépendra le potentiel d'une méthode pixellique ou le type de primitive structurelle à utiliser lors de la mesure.

Deux approches sont alors possibles pour effectuer une mesure par vision : considérer l'image sans grande connaissance à priori de celle-ci, ou bien en en connaissant des caractéristiques significatives. Par la suite, nous simplifierons en disant de la première qu'elle s'applique à des objets non-structurés et de la seconde qu'elle s'applique à des objets structurés. Par structure, nous entendons ici le sens le plus commun, à savoir "l'organisation des parties d'un système, qui lui donne sa cohérence et en est la caractéristique permanente" (Extrait du Larousse). C'est alors la structuration [7] particulière des objets d'intérêt qui permet la présence et l'exploitation de certaines primitives, par exemple géométriques.

Notons que l'on ne considérera par la suite que les méthodes appliquées à la mesure de position à l'échelle micrométrique : le but n'est pas ici d'être exhaustif sur les potentiels, mais bien de faire un tour d'horizon des méthodes existantes pouvant répondre à nos problématiques de mesure.

1.3.2/ MESURE SUR OBJETS NON-STRUCTURÉS

Lorsqu'il s'agit de réaliser une mesure par vision d'un système robotique, il est rarement nécessaire de passer par une méthode extrêmement flexible, pouvant s'appliquer à n'importe

6. Précisons qu'il s'agira par la suite de n'étudier que le cas de scènes non-déformables, l'étude des déformations étant un champ spécifique du traitement d'image. Au maximum, un objet en déformation ne sera considéré que sous l'angle de l'observation de plusieurs parties de l'objet en déformation, et donc la mesure de position relative de plusieurs objets les uns par rapport aux autres.

7. Signalons cependant que cette appellation est sujette à confusion : un objet peut être en soi structuré sans que nous ne le sachions ou que nous ne maîtrisions sa structuration, auquel cas nous le traiterons comme non-structuré. L'important est donc ici autant dans la connaissance que nous avons du système plutôt que dans ses caractéristiques intrinsèques.

quelle image ou presque, car le système utilisé ainsi que les objets qu'il manipule sont le plus souvent connus (micro-objets artificiels à manipuler, robot en lui-même, etc.). Cette connaissance apporte nombre d'informations sur ce que nous trouverons dans les images, et privilégie donc les méthodes utilisant des objets structurés. Néanmoins un certain nombre d'études a été réalisées sur objets non-structurés, que ce soit pour répondre à des contraintes spécifiques ou au contraire pour donner davantage de polyvalence aux méthodes. Nous allons en évoquer quelques-unes, en donnant l'ordre de grandeur de leur précision.

Lu [11] applique par exemple à l'échelle micrométrique une méthode d'estimation du déplacement basée sur le gradient de l'image. Ce principe direct consiste à utiliser les variations d'intensité dans l'image plutôt que l'intensité elle-même. Ici appliquée à un déplacement de 3 µm, cette méthode permet d'obtenir une mesure avec une erreur de moins de 15 nm, soit une précision d'environ 0.02 pixel.

L'information photométrique globale de l'image a été utilisée par Cui [12] pour mettre en place une méthode directe de micro-positionnement automatique suivant six degrés de liberté, via une approche hybride mêlant observation du gradient et de l'intensité. Son expérimentation montre des précisions micrométriques sur des plages millimétriques en translation, et des précisions d'environ 0.03° sur des plages de 2° en rotation. Rapporté au pixel, la précision en translation est d'environ 0.1 pixel.

Marturi [13] propose une méthode directe de micro-positionnement 5 DDL (ne manque que la translation suivant l'axe de la caméra) utilisant plutôt l'information spectrale fréquentielle de l'image sous MEB. Les performances obtenues sont légèrement sub-pixelliques (erreur entre 0.2 et 0.8 pixel en translation), en raison des conditions particulièrement difficiles lorsqu'il s'agit de réaliser une mesure par vision sous MEB.

Une autre information que l'on peut traiter est la décomposition en ondelette d'une image. Ourak [14] l'a utilisée dans le cadre d'un asservissement visuel direct 6 DDL et obtenu des précisions micrométriques pour des déplacements millimétriques, soit une précision là aussi légèrement sub-pixellique.

Il est aussi possible de traiter des images non-structurées mais présentant des primitives clairement identifiables. C'est par exemple le cas de McGray [15], qui a étudié la cinématique d'un MEMS par l'observation de nanoparticules fluorescentes fixées au MEMS. Chaque particule permet alors d'obtenir dans l'image une primitive géométrique circulaire, ensuite associée aux autres primitives pour former un nuage de points caractéristique de la position du MEMS. Des répétabilités (calculées avec l'écart type simple) de 1.85 nm en translation (deux axes) et de 0.1 mrad en rotation (un axe) ont été observées sur des déplacements d'environ 20 µm. La précision correspondante est ici d'environ 0.05 pixel.

La mesure de position par vision est finalement plutôt rarement réalisée sur objets non-structurés à l'échelle micrométrique. Les méthodes les plus proches à être couramment utilisées s'inscrivent dans une démarche d'asservissement visuel 2D, et présentent globalement un rapport plage/résolution moindre comparées à ceux d'autres capteurs micrométriques. On notera cependant que la mesure multi-DDL y est courante.

1.3.3/ MESURE SUR OBJETS STRUCTURÉS

A partir du moment où ce qui apparaît à l'image est un tant soit peu structuré (ce qui veut dire, pour rappel, que ce qui apparaît possède une structure particulière *et* que nous avons connaissance de cette structure et de quelques unes de ses caractéristiques, notamment dimensionnelles), il est possible d'utiliser des méthodes de mesure exploitant spécifiquement ces informations.

Une première grande catégorie de méthodes de mesure de position d'objet structuré concerne le contrôle par vision d'objets de formes très simples, comme des doigts de micro-préhenseurs. L'objet, par exemple un doigt, est alors de forme et de dimensions plus ou moins bien connues. Cette

connaissance dépendra notamment de sa qualité de fabrication et surtout de sa caractérisation au préalable de la mesure (notons que ce critère reviendra systématiquement pour la mesure d'objets structurés, et constitue un critère limitant de la mesure, que nous discuterons plus tard).

Bien qu'il ne s'agisse que rarement du sujet principal de leurs articles, de nombreux auteurs utilisent la vision pour contrôler un ou plusieurs doigts de micro-préhenseur. Citons tout d'abord Chu [16] qui, avec une erreur moyenne de 1.7 µm (soit 5.4 pixels répartis entre 0.2 et 11.5 pixels), présente un algorithme de mesure suffisant pour l'application mais assez faible comparativement à ce que l'on pourrait attendre d'une mesure par vision.

Il en est de même pour Avci [17] qui détermine le contour de ses doigts de micro-préhenseur comme la frontière entre deux zones de luminosités différentes (le doigt est sombre, le fond plus clair) puis obtient la position du préhenseur dans le plan ainsi : la coordonnée y correspond à la coordonnée y la plus élevée de son contour ; la coordonnée x est obtenue via la coordonnée x du barycentre du contour.

Shang [18] (voir figure 1.3) évalue la position sous MEB d'un micro-couteau (pour découpe de cellule) en en reconnaissant les contours et en les associant à la forme attendue. Une précision au pire égale à 2 pixels est obtenue.

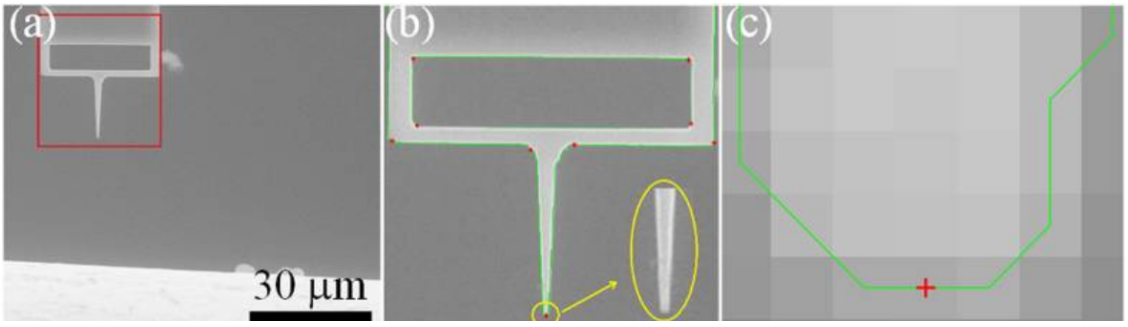


FIGURE 1.3 – Images prises lors de la mesure de position d'un micro-couteau[18].

Liu [19] utilise lui aussi une méthode d'évaluation du contour, plus complexe et basée sur la moyenne entre plusieurs images, pour déterminer la position du bout de son doigt avec une précision légèrement sub-pixelique.

Dans un cadre similaire, Kokorian [20] applique une méthode classique d'ajustement de courbe (*curve fitting*) pour trouver avec davantage de précision les pics d'intensité issus des images de poutres en translation. Via des moyennages sur plus de mille lignes et l'utilisation d'une caméra à l'image haute résolution (2048×2048 pixels, 16 bits), il revendique une résolution de mesure pouvant aller jusqu'à 60 pm.

Enfin, citons Yu [21], qui se focalise sur l'amélioration de la qualité des images pour évaluer le contour des objets avec de bonnes précisions, permettant ainsi d'appliquer des algorithmes de mesure à des images qui seraient sans cela trop bruitées.

Ces recherches font globalement ressortir des mesures de position peu résolues en terme de pixels. Cela vient de la faible structuration des objets, se limitant à un contour aux dimensions assez incertaines et parfois flou dans l'image. On peut donc préférer observer des objets plus structurés, présentant des formes plus complexes et donc permettant d'extraire davantage d'informations pertinentes. C'est par exemple ce qu'a fait Tamadazte [22] (voir figure 1.4) en utilisant le modèle CAO[8] de micro-objets complexes pour effectuer un asservissement visuel 3D dans le cadre de tâches de micro-assemblage. La pose des objets est alors estimée à chaque itération par minimisation de l'erreur entre la pose de l'objet dans l'image et celle de la projection de son

8. Conception Assistée par Ordinateur, ou CAD pour Computer-Aided Design

modèle CAO, avec pour résultat une erreur de 0.3 µm en translation et de 3.5 mrad en rotation lors de l'assemblage.

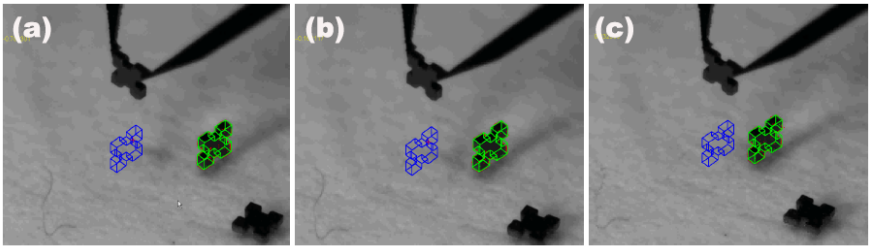


FIGURE 1.4 – Images prises lors d'une tâche de micro-assemblage par vision [22].

1.3.4/ MESURE PAR MIRE NON-PÉRIODIQUE

Outre que les méthodes précédentes ont souvent des performances insuffisantes pour nos objectifs, tout les objets d'étude ne sont malheureusement pas suffisamment structurés pour appliquer naturellement sur eux de telles méthodes. On peut alors leur ajouter une structuration pour obtenir plus d'information visuelle. L'idéal pour cela est de leur adjoindre un motif plan qui sera non-fonctionnel autrement que pour la mesure par vision, et qui sera suffisamment connu au niveau métrique pour permettre une transition aisée de la mesure pixellique vers la mesure métrique. On appellera ce type de motif une **mire**.

Jasper [23] (voir figure 1.5) a ainsi développé une méthode de mesure 3 DDL sous MEB n'utilisant qu'une partie de l'image (quelques lignes scannées) pour réaliser des mesures de position d'objets simples avec une précision de 10 nm pour une plage de plusieurs dizaines de microns. Cette méthode repose soit sur une méthode de quadrature, soit sur un calcul du centre de gravité.

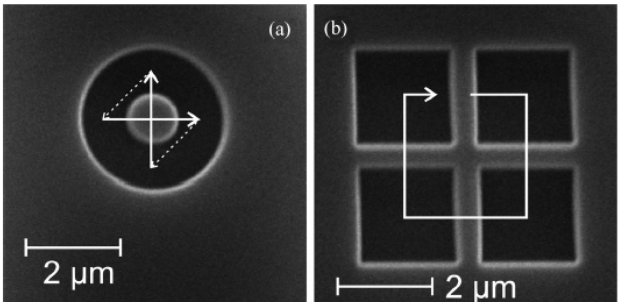


FIGURE 1.5 – Différents objets suivis sous MEB et trajet du faisceau d'électrons associé [23]. (a) motif circulaire, (b) motif pour le suivi 3 DDL.

Un autre exemple est donné par Kim [24] (voir figure 1.6) qui suit par vision un marqueur codé (sur 16 "pixels") et extrait sa pose de la position de ses quatre coins, connue en faisant correspondre les coordonnées dans l'image avec celles dans l'espace grâce à la connaissance des valeurs de calibration de la caméra. Il en résulte une mesure avec une erreur moyenne de 150 nm sur une plage expérimentale de 244 µm. La répétabilité est quant à elle inférieure à 2 µm mais s'améliore si plusieurs marqueurs sont utilisés conjointement, via redondance d'information, ce jusqu'à une répétabilité de 0.8 µm.

Montes [25] utilise quant à lui des mires simples (croix blanche sur fond noir ou damier de quatre cases) sur lesquelles il applique une méthode mêlant recherche de barycentres et ajustement suivant la méthode de Newton-Raphson, ce pour une mesure dans le plan (donc 3 DDL). La

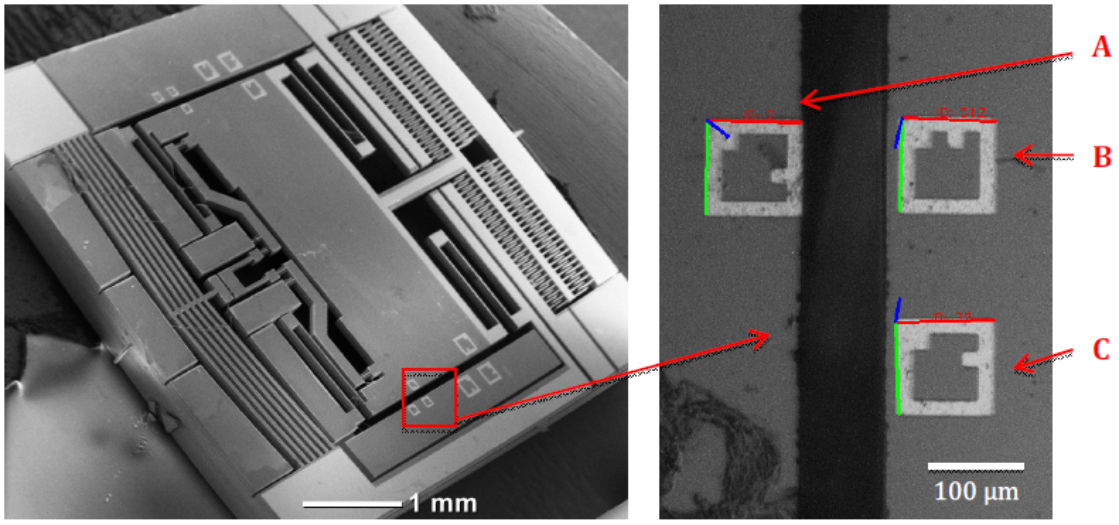


FIGURE 1.6 – Système micro-mécatronique présentant des mires utilisées comme marqueurs [24].

résolution est d'environ 0.01 pixel en translation, soit en application micrométrique un écart type entre 0.1 et 1 µm pour une plage proche du champ de vision.

Huang [26] propose l'utilisation d'une mire codée arbitrairement (motifs carrés blanc ou noirs) dont la position est suivie en translation plane via un algorithme reposant sur l'auto-corrélation, optimisé par différentes méthodes dont les performances sont comparées (algorithme génétique, entropie croisée, etc.). La meilleure résolution obtenue est de 60 nm (0.01 pixel environ) pour une plage de 425 µm.

Bomarito [27] propose lui aussi de suivre une mire codée de carrés noirs et blancs mais cette fois-ci non-arbitraire. Le motif est en effet optimisé suivant plusieurs critères simultanément, tels que la SSSIG (*sum of square of subset intensity gradients*, que l'on peut traduire par sommes sur la zone de corrélation des carrés des gradients de niveaux de gris) ou la hauteur du second pic d'auto-corrélation. Il améliore ainsi la mesure d'en moyenne 11 % comparativement à l'utilisation d'une mire arbitraire.

Ces exemples nous montrent tout d'abord que la complexité de structuration apporte davantage de performances. Ce principe est celui de la redondance d'information : observer un objet complexe revient à observer plusieurs objets plus simples, associés de manière rigide, dont les déplacements individuels traduisent le déplacement global. Ainsi, que l'on utilise des méthodes pixelliques ou structurelles, la quantité d'information est supérieure et la qualité de la mesure s'en ressent. Ils nous montrent aussi que cette structuration doit s'adapter au traitement que l'on lui appose. Or il existe une structuration plus commune et souvent plus performante que les autres, qui représente parfaitement le principe de redondance d'information tout en permettant l'usage de nouveaux outils pour réaliser la mesure. Il s'agit de la périodicité.

1.4/ LA MESURE PAR MIRE PÉRIODIQUE

On dit d'un signal qu'il est périodique si ses variations se reproduisent régulièrement de la même façon. Dans notre contexte, il s'agira de motifs présentant une périodicité spatiale. Or la périodicité est une structuration qui permet un usage particulier de la redondance d'information et, comme nous le verrons, permet l'accès à de plus grandes précisions.

1.4.1/ LA HAUTE-RÉSOLUTION PAR LA PÉRIODICITÉ

Une première façon d'envisager la mesure précise de position de motifs périodiques est d'y appliquer les outils habituels de la mesure par vision. On peut alors, par exemple, évaluer la position de chaque "période" indépendamment des autres, puis moyenner ces données pour obtenir la pose globale recherchée. Clark [28] combine ainsi filtrages, moyennages et différences finies pour estimer la pose (une translation, une rotation) d'une mire périodique 1D avec des résolutions de 40 nm (environ 0.3 pixel) et 290 nrad.

Une seconde méthode performante pour extraire la position d'un motif périodique est l'utilisation du principe du Moiré. Il s'agit d'un phénomène faisant intervenir le plus généralement des structures périodiques (mais de périodes différentes) parallèles se superposant visuellement. Un nouveau motif apparaît alors, issu des superpositions entre structures. L'intérêt de ce principe dans le cadre de la mesure de déplacements est que le motif ainsi créé est périodique, mais que son déplacement apparaitra comme bien plus important que celui de la structure périodique se déplaçant effectivement. Une mesure par vision de la position du motif émergeant correspondra donc à une mesure plus précise de la position du motif initial. Utilisé par exemple par Sugiura [29] (voir figure 1.7) dans le cadre de la caractérisation mécanique de cellules, cette méthode permet une mesure de position 1 DDL d'une mire périodique avec une précision à $3\ \sigma$ de 42 nm (à priori environ 0.05 pixel) pour une plage absolue de $10\ \mu$m. En prenant pour base cette mire périodique, la mesure est réalisée non pas en superposant une mire de période différente mais en réalisant un sous-échantillonnage de l'image suivi d'une interpolation, faisant ressortir le motif de Moiré souhaité.

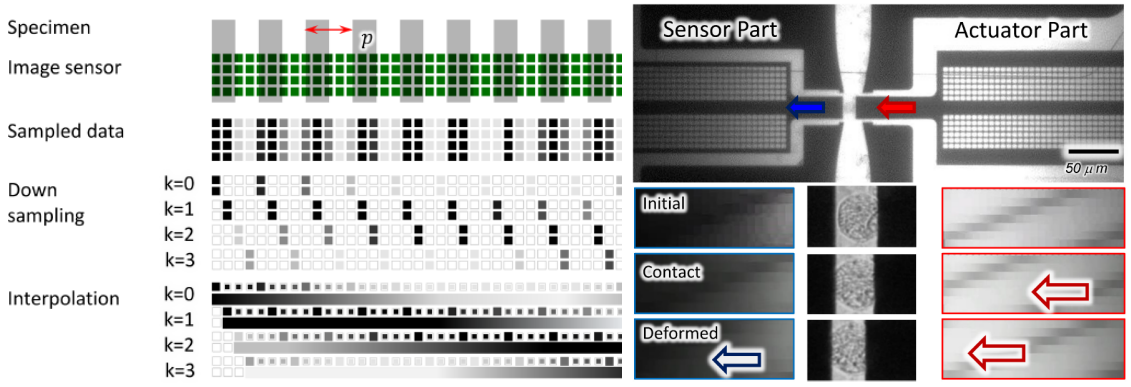


FIGURE 1.7 – Méthode du Moiré [29]. A gauche, schéma du principe de mesure de phase par méthode du Moiré ; à droite, exemple d'une mesure pour la caractérisation des propriétés mécaniques d'une cellule.

Enfin, il existe un outil théorique très usité dans le domaine de la mesure de position par vision : la transformée de Fourier. Cette théorie classique annonce que tout signal périodique peut se décomposer linéairement en signaux sinusoïdaux. Elle constitue en cela le lien entre les représentations spatiale et fréquentielle d'un signal. Et surtout, pour ce qui nous concerne ici, elle permet la mesure de la périodicité (ou de la fréquence) et de la phase du signal étudié, autrement dit elle permet de retrouver la position du signal périodique [9]. La mesure de phase via la théorie de Fourier a notamment été appliquée à un système micro-mécatronique par Yamahata [30, 31] (voir figure 1.8). Cette mesure de la position d'une grille périodique suivant 1 DDL (une translation) se fait avec une plage absolue d'une période (soit ici $6\ \mu$m) et une résolution (4σ) de 0.5 nm (environ 0.01 pixel). Cette méthode a aussi été explorée par Sandoz [32, 33], qui a obtenu en translation suivant 2 DDL une plage absolue de $10\ \mu$m pour une précision de 10 nm (0.01 pixel) et une précision de 0.1 mrad en rotation 1 DDL.

9. Davantage de détails seront donnés par la suite du mémoire

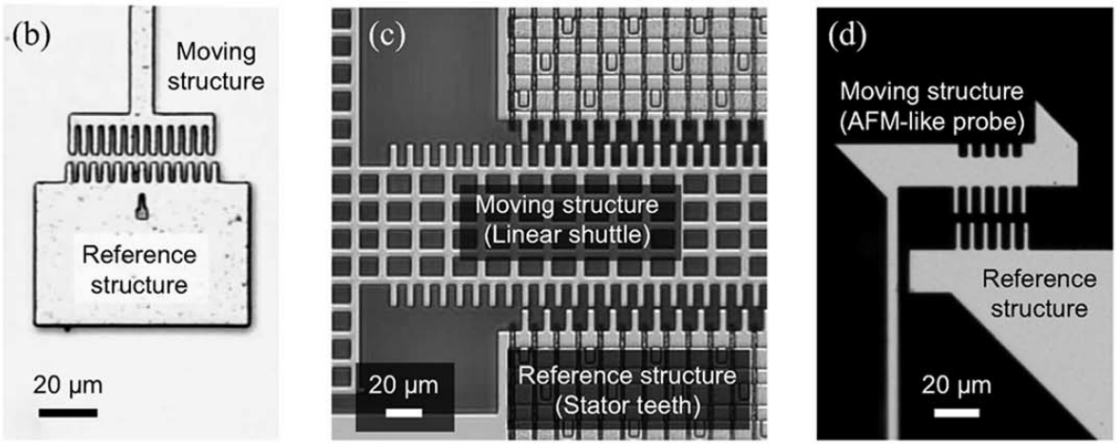


FIGURE 1.8 – Structures périodiques utilisées dans [30] pour réaliser une mesure de position via la mesure de phase.

1.4.2/ LA PLAGE PAR LE CODAGE

Il est ainsi possible d'obtenir de très bonnes résolutions (inférieure à 0.01 pixel) avec des méthodes adaptées à la mesure de position de mires périodiques. On remarquera cependant rapidement qu'utiliser un motif périodique a des avantages en terme d'amélioration de la résolution de mesure, mais réduit considérablement la plage. En effet, un signal périodique sera identique à lui-même après une translation d'exactement une période ; la plage de mesure absolue est donc limitée à une période. Signalons que si les conditions le permettent (par exemple avec des pas de mesure inférieures à la plage absolue), il sera tout de même possible de mesurer sur une plage plus grande (la plage étendue) limitée essentiellement par la taille de la mire utilisée.

Il est bon de remarquer, en premier lieu, que la mesure par mires périodiques se rapproche beaucoup de celle par encodeurs optiques, déjà évoquée précédemment et ayant déjà proposé des solutions relatives à l'extension de plage. Ainsi de nombreux principes d'encodeurs périodiques pourraient s'appliquer au domaine de la vision, bien que ceux-ci soient le plus souvent conçus pour des applications spécifiques (typiquement en production industrielle) où la question de l'encombrement par exemple peut être accessoire.

Dans le cadre de la recherche sur les encodeurs s'est formalisée l'idée d'utiliser des motifs différents pour répondre à la problématique d'association de faible résolution et de large plage. Concernant le développement de ces motifs, on pourra notamment citer les travaux de Petriu [34, 35] sur les codes binaires pseudo-aléatoires.

En termes d'application, on peut citer Engelhardt [36] qui allie une grille pseudo-aléatoire et une grille périodique pour obtenir respectivement une large plage de mesure (quelques mètres) et une grande résolution (jusqu'à 10 nm sur de courtes distances) pour son encodeur linéaire.

Plus récemment, Masa [37] a présenté un encodeur ayant une plage (plus théorique que pratique) de 1 Gm pour une résolution de 1 nm (environ 0.001 pixel). Le codage est un codage de Manchester, la précision est obtenue par analyse de Fourier faite à la fréquence fondamentale de la mire, et le principe peut par ailleurs être étendu à la mesure 2 DDL.

Dans le cadre de la vision pour la microrobotique, une différence majeure se fait cependant avec les encodeurs : si la théorie peut parfois être similaire, la flexibilité que l'on demande aux mesures par vision est bien plus grande. Les dispositifs peuvent être variés, l'environnement perturbé, l'encombrement limité, le système de vision peut avoir de faibles performances, etc.

Nous retiendrons donc qu'il est possible d'accroître la plage de mesure en utilisant deux motifs

complémentaires, l'un large plage mais de résolution grossière et l'autre de plage faible (une période) mais de bonne résolution. Il est aussi possible de combiner ces approches via l'utilisation de motifs pseudo-périodiques. Ces motifs se rapprochent de motifs périodiques sans pour autant en être tout à fait. Par exemple, il pourra s'agir de motifs où certaines répétitions sont absentes, ou encore de motifs où la périodicité est conservée mais pas l'amplitude.

Ce principe a été exploré à Femto-st par Sandoz et Galeano [38, 39, 40] (voir mire en figure 1.9). Grâce à diverses mires binaires 2D codées par l'absence de certains points au sein de la périodicité, des mesures large plage (jusqu'à un centimètre) ont pu être effectuées. Par ailleurs, l'absence de ces points n'entrave pas la mesure haute-résolution (0.01 pixel en translation, 0.01 mrad en rotation) par calcul de phase, la redondance d'information étant suffisante pour en assurer la robustesse.

Ces mires ont aussi été utilisées par Tan dans le cadre d'applications à la calibration de robots [41, 42] (voir figure 1.9), lui permettant d'obtenir des mesures par vision (et donc une calibration) plus précises que via une procédure classique de mesure par vision [43].

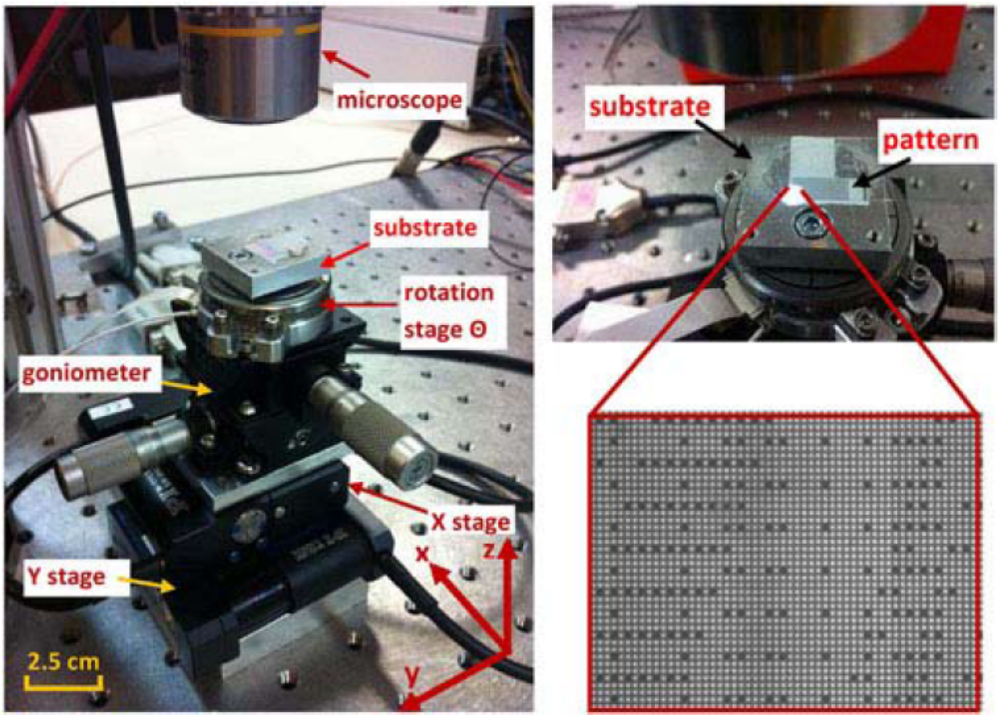


FIGURE 1.9 – Utilisation d'une mire pseudo-périodique dans le cadre de la calibration d'une plateforme microrobotique [42].

1.5/ ORIENTATION DE LA THÈSE

Nous avons pu le voir, il existe de nombreuses méthodes pour mesurer des positions en microrobotique. Suivant le type de performances à rechercher en priorité, il est possible de faire appel aux capteurs résistif, piézoélectrique, capacitif, inductif, optique, etc. Il est cependant difficile de répondre à toutes les problématiques présentes (encombrement, robustesse, rapport plage/résolution, multiples DDL, etc.) avec un seul type de capteur.

Cependant la voie de la mesure par vision est plus que prometteuse. Elle porte en elle de grands avantages, étant souvent flexible et déportée, et surtout dotée d'une grande capacité à mesurer dans l'espace et donc suivant plusieurs DDL. Elle est cependant rarement reconnue au niveau

métrologique [10], ne serait-ce que parce que les précisions attendues en microrobotique sont bien inférieures au pixel, ce qui rend difficile le transfert des méthodes de vision macroscopique au micro-monde.

Dans le cadre de notre approche microrobotique, il est alors particulièrement intéressant de travailler sur des objets structurés, et plus particulièrement sur des objets périodiques. Observer un objet connu, aux dimensions fiables et aux caractéristiques identifiables et redondantes, permet d'utiliser des méthodes plus performantes, notamment en termes de plage et de résolution (souvent légèrement subpixelique pour des mesures sur objet non-structuré, et de l'ordre du centième, voire du millième de pixel pour les mires périodiques). Connaître avec exactitude les dimensions de l'objet a aussi pour avantage de faciliter le passage de la mesure pixellique à la mesure métrique. Cette démarche est peu applicable à l'échelle macro, mais elle l'est beaucoup plus en microrobotique où l'ajout d'une mire sur un objet à suivre peut n'être qu'un moindre prix à payer pour une mesure de qualité.

Ainsi nous avons fait le choix dans cette thèse d'explorer la voie de la mesure par vision, par l'usage de mires périodiques. Sans restriction particulière en terme d'application, il s'agit essentiellement de repousser les limites actuelles, notamment en termes de rapport plage/résolution et de mesure multi-DLL, tout en conservant les avantages inhérents à ces méthodes (sans contact, stable, sans grande influence sur le système, etc.).

10. Du moins rarement dans les recueils de capteurs micrométriques. Il existe en effet des outils de mesure par vision tout à fait reconnus.

2

MESURE DE POSITION HAUTE-RÉSOLUTION PAR VISION

Sommaire

2.1 Introduction 24
2.2 Analyse fréquentielle 24
2.2.1 Signal périodique 24
2.2.2 Théorie de Fourier 25
2.2.3 Analyse fréquentielle d'un signal périodique discret 26
2.3 Mesure de déplacement d'un signal périodique 26
2.3.1 Mesure du déplacement 27
2.3.2 Mesure de la phase 28
2.3.3 Exactitude de mesure 29
2.4 Robustesse 30
2.4.1 Bruit de quantification 31
2.4.2 Taille du signal 32
2.4.3 Bruit blanc 33
2.4.4 Mesure sur signal non-parfaitement sinusoïdal 34
2.5 Conclusion 35

2.1/ INTRODUCTION

Nous avons pour objectif de réaliser des mesures de position hautes-performances à l'échelle micrométrique, tant en termes de résolution que de plage et de robustesse. Les contraintes présentes à cette échelle nous poussent aussi à utiliser une mesure sans contact et multi-DDL, pour davantage de flexibilité. L'étude réalisée dans le chapitre précédent nous a orienté pour cela vers l'utilisation d'un principe de mesure de position reposant sur la mesure de phase de l'image d'une mire périodique. Cette méthode consiste à travailler dans le domaine fréquentiel pour tirer le maximum d'informations pertinentes de l'image et atteindre ainsi des précisions au centième, voire au millième de pixel [30, 31, 32, 33].

Ce chapitre est dédié à l'analyse des paramètres fondamentaux d'une telle méthode et des performances qu'elle peut atteindre. Nous introduirons tout d'abord la mesure de phase via la présentation des bases de l'analyse fréquentielle. Nous ferons ensuite le lien entre mesure de phase et mesure de déplacement en détaillant la méthode de mesure choisie, notamment par l'étude de ses performances théoriques et la discussion de ses paramètres. Enfin, nous aborderons la question de la robustesse de la méthode, notamment en simulant ses performances lorsqu'elle est confrontée à différents types de perturbations.

2.2/ ANALYSE FRÉQUENTIELLE

2.2.1/ SIGNAL PÉRIODIQUE

Aborder la mesure dans le domaine fréquentiel requiert au préalable d'aborder la notion de signal. Dans le cadre de la présente étude, qui se situe dans le domaine de la vision, les signaux étudiés seront uniquement des signaux spatiaux (que nous appellerons rapidement dans la suite **mires**). Une fois captés par le dispositif de vision, les signaux seront des images matricielles, en pixel.

Un cas très simple de signal est le signal sinusoïdal. Celui-ci a notamment la particularité d'être périodique. L'information qu'il transmet peut être exprimée de plusieurs façons, la plus évidente étant de le représenter spatialement. Mais il est aussi possible de le représenter via seulement trois caractéristiques sans pour autant perdre de l'information : **son amplitude, sa fréquence et sa phase**[1]. Sur un tel signal, travailler dans le domaine fréquentiel revient alors à ne plus considérer le signal que via des valeurs d'amplitude, de fréquence et de phase. Un cas très simple de signal périodique peut se formaliser ainsi :

$$A(x) = A_0 \sin(2\pi f x + \phi) \tag{2.1}$$

avec A le signal, x la variable (typiquement en mètre ou en seconde), A_0 l'amplitude, f la fréquence et ϕ la phase[2]. On observe bien que ce signal simple est parfaitement descriptible à partir de son amplitude, sa fréquence et sa phase (si l'on sait qu'il est sinusoïdal). Dans la suite de ce chapitre (et sauf exception), les signaux étudiés seront sinusoïdaux et constitueront donc une approximation des images réelles traitées par la suite.

1. Mettons de coté sa moyenne, que nous prendrons à 0 dans un premier temps et qui aura peu d'importance dans la suite.

2. Ces notations et termes seront conservés par la suite. Ils ne sont cependant pas évidents : tout le monde ne s'accorde pas sur l'association de ces termes avec ces notations, et inversement. Par exemple, comme le mentionnait déjà Van der Pool [44] en son temps, le terme de phase a été associé entre autres aux expressions (adaptées suivant l'équation 2.1) ϕ, $-\phi$, $\phi/(2\pi f)$, $-\phi/(2\pi f)$ ou encore $2\pi f x + \phi$ dans son entièreté. Inversement, le terme ϕ a pu être appelé phase, constante de phase, angle de phase, phase initiale, etc. Le choix parmi ces possibilités est essentiellement fondé sur la simplicité d'utilisation.

2.2.2/ THÉORIE DE FOURIER

La théorie de Fourier repose sur le principe selon lequel il est possible d'associer à n'importe quelle fonction intégrable une somme infinie de fonctions sinusoïdales de toutes fréquences. On utilise pour cela la transformée de Fourier, qui associe à ladite fonction une autre fonction décrivant son spectre fréquentiel. On exprime alors, pour une fréquence f donnée, la transformée de Fourier $\mathcal{F}$ d'un signal A ainsi :

$$\mathcal{F}(A) : f \mapsto \hat{A}(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} A(t) e^{-i2\pi f x} \mathrm{d}x \tag{2.2}$$

Une analyse fréquentielle de chaque signal est alors possible, sans que ceux-ci n'aient à être périodiques. Dans le cas plus simple de l'étude d'un signal périodique, il est possible d'obtenir n'importe quel signal de fréquence f par la somme d'une sinusoïde de même fréquence et de sinusoïdes de fréquences multiples de f. On parle alors de décomposition en série de Fourier.

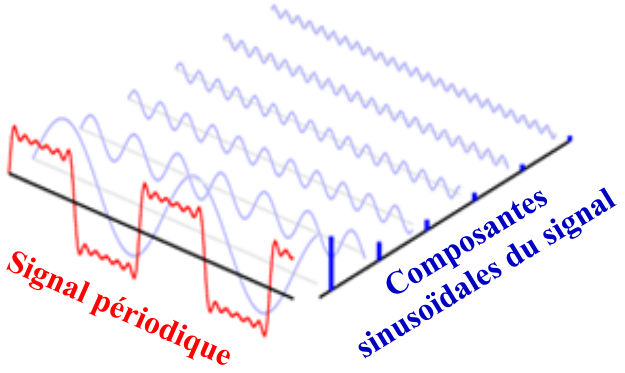


FIGURE 2.1 – Illustration de la transformée de Fourier sur un signal périodique.

Enfin, la transformée de Fourier discrète (TFD) est l'application de la transformée de Fourier à un signal discret, dans un cadre temporel (ou spatial) fini (voir figure 2.1). L'intégrale devient alors somme, et les bornes infinies sont remplacées par une plage finie comprenant N éléments :

$$\mathcal{F}(A) : k \mapsto \hat{A}(k) = \sum_{n=0}^{N-1} A(n) e^{-i2\pi \frac{k}{N} n} \tag{2.3}$$

avec l'équivalent de la fréquence f exprimé par $\frac{k}{N}$.

Remarquons dés à présent qu'il est tout à fait possible d'appliquer une transformée de Fourier à un signal présentant plusieurs dimensions. Le domaine fréquentiel correspondant sera alors lui-aussi en plusieurs dimensions. Ainsi la TFD à deux dimensions, qui est particulièrement adaptée à l'analyse d'images matricielles, s'écrit ainsi :

$$\mathcal{F}(A) : (k_1, k_2) \mapsto \hat{A}(k_1, k_2) = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} A(n, m) e^{-i2\pi \left(\frac{k_1}{N} n + \frac{k_2}{M} m\right)} \tag{2.4}$$

avec l'équivalent de la fréquence f_1 (suivant la première direction) exprimé par $\frac{k_1}{N}$ et la seconde fréquence f_2 (suivant la seconde direction) exprimé par $\frac{k_2}{M}$.

La théorie de Fourier fournit ainsi un équivalent à tout signal (temporel ou spatial) dans le domaine fréquentiel. A chaque fréquence sera associée un nombre complexe, résultat d'une intégrale (ou d'une somme dans le cas discret) du signal multiplié par une exponentielle complexe. La cartographie de ces complexes, réalisée suivant les fréquences utilisées, contient toutes les informations du signal.

2.2.3/ ANALYSE FRÉQUENTIELLE D'UN SIGNAL PÉRIODIQUE DISCRET

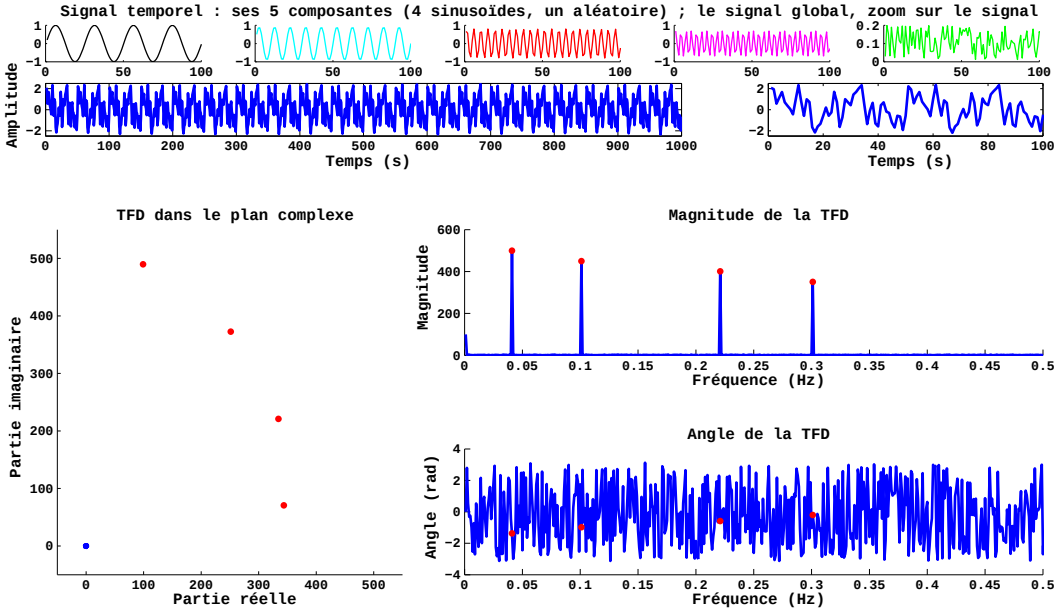


FIGURE 2.2 – Illustration de la transformée de Fourier sur un signal continu composé de plusieurs signaux périodiques (et d'un bruit blanc). 4 signaux périodiques sont additionnées, la TFD fait donc ressortir 4 pics en amplitude, révélateurs des 4 fréquences utilisées. La phase de chaque signal utilisé peut alors être déterminée via l'angle de la TFD pour leur fréquence associée.

La première donnée extraite des valeurs complexes de la TFD est le module (ou spectre d'amplitude). Dans le cadre de l'analyse fréquentielle, cela correspond à l'intensité de la projection réalisée par la TFD du signal A sur la sinusoïde S de fréquence donnée. Le module sera donc d'autant plus important que la fréquence de S est présente dans A. Observé de manière générale sur toute la plage des fréquences utilisées, l'observation d'un pic signifie donc la présence d'une composante fréquentielle de A (voir figure 2.2).

La seconde donnée extraite des valeurs complexes est la phase. Celle-ci est obtenue par l'usage de la fonction argument. Dans le cadre de l'analyse, cela correspond au décalage entre la composante S du signal A et la phase à l'origine de la fonction d'analyse de même fréquence que S. L'information contenue par la courbe de phase du signal A sur l'ensemble de sa plage de fréquences peut être utilisée globalement, par exemple pour la mesure sur des objets aléatoires (voir figure 2.2). Cependant le déphasage est plus particulièrement significatif de la position lorsque A et S ont la même fréquence principale. On peut donc se contenter, en théorie, d'utiliser la phase du seul complexe correspondant. Cette phase traduit la position de A par rapport à S.

2.3/ MESURE DE DÉPLACEMENT D'UN SIGNAL PÉRIODIQUE

Après avoir décrit de manière générale la nature et l'utilisation du domaine fréquentiel, on peut se rapprocher de cas plus pratiques. Cette section est dédiée à la théorie de la mesure de position d'un signal périodique discret 1D en déplacement linéaire suivant son axe, via son analyse dans le domaine fréquentiel. Il s'agit ici d'un cas proche de celui d'une image de mire périodique capturée par une caméra CCD classique, que nous étudierons au chapitre suivant.

2.3.1/ MESURE DU DÉPLACEMENT

La phase d'un signal périodique spatial est un reflet de sa position. Elle s'exprime mathématiquement en observant le déplacement d'un objet O depuis sa position $O_i(x)$ vers sa position $O_f(x)$. Cela peut être décrit par un produit de convolution :

$$O_f(x) = O_i(x) * \delta(x - d) \tag{2.5}$$

avec $*$ le produit de convolution, δ la distribution de Dirac et d le déplacement. Après une transformation de Fourier cela devient dans le domaine fréquentiel :

$$\hat{O}_f(\nu) = \hat{O}_i(\nu)\, e^{2i\pi f d} \tag{2.6}$$

avec $\hat{O}_f(f)$ et $\hat{O}_i(f)$ les transformées de Fourier respectives de $O_f(x)$ et $O_i(x)$, et ν la variable réciproque de x. Le déplacement d provoque donc dans le domaine fréquentiel un déphasage égal à $2\pi f d$.

Ainsi un signal périodique, de fréquence f ou de période λ (et d'amplitude quelconque), qui se déplace de d, aura une variation de phase $\Delta\phi$ telle que :

$$d = \lambda \frac{\Delta\phi}{2\pi} = \frac{1}{f}\frac{\Delta\phi}{2\pi} \tag{2.7}$$

du moins si la valeur de d est suffisamment faible pour omettre la question de l'ambiguïté de période (ou ambiguïté de 2π sur la phase). La figure 2.3 illustre ce décalage de phase résultant d'une translation du signal (à ne pas confondre avec la phase intrinsèque au signal).

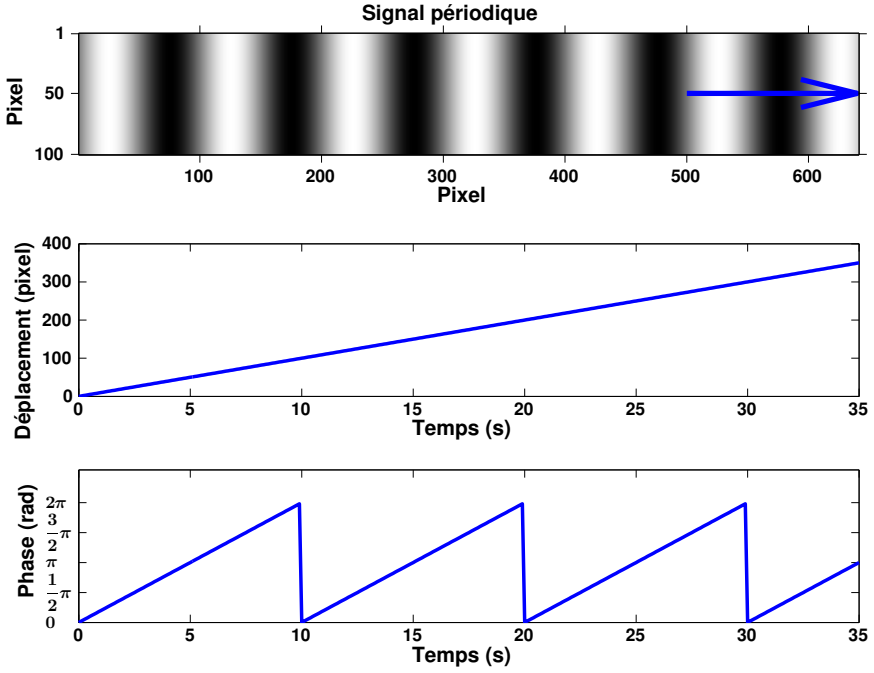


FIGURE 2.3 – Correspondance entre translation d'un signal périodique 1D et mesure de phase. Le signal à une période de 100 pixels ; la translation se fait à une vitesse de 10 pixels par seconde.

Le déplacement est donc proportionnel à la variation de phase, et peut être obtenu aisément si l'on mesure ladite variation de phase via la TFD et si l'on connaît la période du signal (ou sa fréquence).

2.3.2/ MESURE DE LA PHASE

Une première version de l'algorithme de mesure de position d'un signal périodique discret consiste donc à :

1. Calculer la TFD du signal
2. Rechercher dans le module de la TFD le pic k reflétant la fréquence f du signal
3. Rechercher la phase ϕ de la TFD associée à ce module
4. Calculer le déplacement à partir de la variation de phase et la période physique λ

Cependant cet algorithme commet souvent une erreur importante lors de l'estimation de la fréquence du signal. En effet le pic du module de la TFD se trouve au plus près de la fréquence la plus représentée, mais n'est pas situé exactement à cette fréquence (car seules sont représentées les fréquences pouvant s'écrire sous la forme $f = k/N$).

La méthode peut être raffinée pour aller vers davantage de performances. Dans un premier temps, la période exacte du signal est considérée comme parfaitement connue [3]. Pour obtenir la phase, la transformée de Fourier peut être calculée uniquement pour la fréquence d'intérêt. Pour cela, **on définit une fonction d'analyse Z** :

$$Z(n) = e^{-\left(\frac{n-N/2}{N/c}\right)^2} \cdot e^{-2i\pi f(n-N/2)} \tag{2.8}$$

La phase du signal A sera alors obtenue par :

$$\phi = arg(\sum A \cdot Z) \tag{2.9}$$

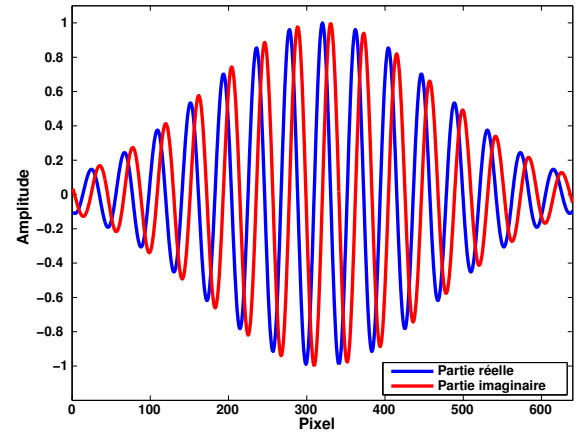
Cette fonction d'analyse (représentée en figure 2.4) est constituée de deux parties : la première est une fenêtre gaussienne réglée de telle sorte que les effets de bords de la convolution $A \cdot Z$ soient minimes (avec une espérance $N/2$ et un écart type N/c, c étant un coefficient bien choisi) ; la seconde repose sur la formulation mathématique de la transformée de Fourier à la fréquence f, munie d'une légère modification ($n-N/2$ au lieu de simplement n) permettant de centrer le zéro de la phase sur le milieu du signal.

Le fait de centrer cette fonction d'analyse sur le signal est classique. La question de la valeur à donner à l'écart-type de son fenêtrage demande davantage de réflexion car elle fait intervenir la question du compromis entre résolution fréquentielle et résolution en amplitude et en phase [4]. En effet, le but d'une telle fenêtre est de rapprocher l'analyse du signal de celle d'un signal parfaitement périodique (ce qu'il n'est pas la plupart du temps, à cause des effets de bords). Cependant un fenêtrage trop important nuira à la précision du calcul, en diminuant l'importance d'une trop grande partie du signal.

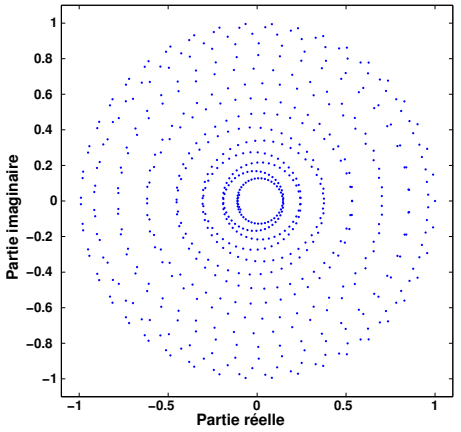
Le choix réalisé pour répondre à ce compromis est celui d'utiliser une fonction gaussienne pour le fenêtrage ; il s'agit là d'une fonction classique permettant d'amoindrir le signal en ses extrémités. Il faut dans un second temps choisir la valeur de son écart-type. Afin d'adapter la gaussienne à la taille du signal, celui-ci sera de la forme N/c, avec N la taille du signal et c un coefficient sur lequel repose la question du compromis : il doit permettre de suffisamment rapprocher de la valeur nulle les extrémités, tout en laissant passer suffisamment d'information dans le signal pour en optimiser la mesure de phase. Pour cela, nous prendrons dans la suite de ce mémoire $c = 4.5$. Ce choix est justifié dans l'annexe B.2.

3. La question de la méthode permettant de l'obtenir sera abordée dans le chapitre 3, mais il ne sera cependant évidemment pas possible de mesurer cette période sans erreur. Néanmoins une assez grande flexibilité a été constatée en simulation sur l'estimation de cette période (l'erreur de mesure de position reste faible malgré une erreur sur l'estimation de la période de l'ordre du pixel). Ces résultats sont présentés en annexe B.3

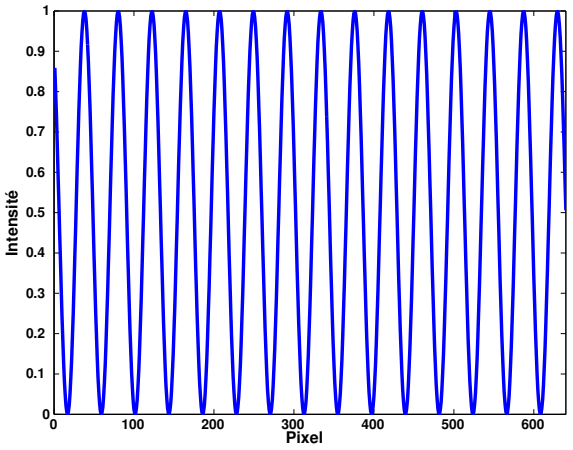
4. D'un point de vue fréquentiel il s'agit du compromis espace-fréquence, entre largeur du lobe principal et importance des lobes secondaires du spectre fréquentiel.



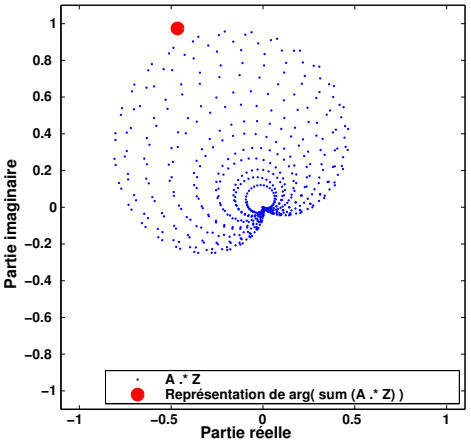
(a) Parties réelle et imaginaire de Z.



(b) Représentation complexe de Z.



(c) Signal A.



(d) Résultat, dans le plan complexe, de la convolution $A \cdot Z$.

FIGURE 2.4 – Représentation d'un signal 1D A (de période 42.246 pixels) et de la fonction d'analyse Z associée (avec $c = 4.5$, un choix justifié en annexe B.2). La phase est obtenue par l'angle de la somme du vecteur résultant de la convolution de A et Z.

2.3.3/ EXACTITUDE DE MESURE

Pour caractériser les performances de la méthode, un des critères utilisé sera l'exactitude de mesure. L'exactitude est définie par "l'étroitesse de l'accord entre une valeur mesurée et une valeur vraie d'un mesurande" [1]. Calculée dans la suite comme l'erreur à 3σ (3 fois l'écart-type de l'erreur) faite par la mesure en simulation, elle permet d'évaluer la qualité théorique de la mesure [5].

Dans un premier temps, le cas idéal d'un signal analogique discret est étudié. La fréquence du signal est considérée comme parfaitement connue, et celui-ci n'a pas subi de quantification. La figure 2.5 présente un exemple [6] de courbe d'erreur de mesure (erreur entre la mesure et la valeur vraie) d'où l'on peut extraire l'exactitude de mesure. Celle-ci correspond à 3σ des valeurs d'erreurs, soit ici $1.88 \cdot 10^{-3}$ pixels.

5. Il faut garder à l'esprit qu'il ne s'agit normalement pas d'une caractéristique exprimée numériquement (toujours selon [1]) car il est impossible de connaître une valeur vraie lorsque l'on effectue une mesure. Le terme "exactitude" ne sera donc utilisé que dans le cadre de simulations, où la valeur vraie est connue.

6. Les paramètres de cette simulation sont standards, et seront souvent utilisés dans la suite. Ces choix sont détaillés en annexe B.1

La figure 2.6 illustre l'exactitude de la mesure en fonction de la période du signal. Chaque point correspond donc à l'exactitude pour une période donnée (la figure 2.5 donnait ainsi une exactitude de 1.88 pixel pour une période de 21.123 pixels). On observe que, dans les conditions de la simulation, l'exactitude est largement subpixellique : elle est toujours inférieure à 0.015 pixel, et descend même en-dessous de 0.001 pixel lorsque de nombreuses périodes sont visibles. On notera tout de même une nette détérioration de l'exactitude lorsque la période se fait trop grande par rapport à la taille du signal. Cela est cependant trompeur, car rapporté au domaine métrique l'erreur sera toujours inférieure à environ le dix-millième de la période (0.015% de la période).

Concernant l'allure particulière de la courbe, plusieurs éléments sont à prendre en considération. Tout d'abord, l'exactitude est exprimée en valeur absolue (3σ), ce qui explique certains rebonds dans la courbe. Ensuite on peut remarquer que la pseudo-périodicité de cette courbe, qui s'accroît avec la période pixellique, est liée au nombre de périodes présentes dans l'image. Cela est provoqué par les effets de bords, normalement amoindris par le fenêtrage gaussien effectué sur la fonction d'analyse mais néanmoins toujours non-nuls. Ces mêmes effets de bords sont par ailleurs visiblement la cause des grandes variations d'exactitude suivant la période. Cet effet sera cependant peu présent expérimentalement, ne ressortant ici qu'à cause de la perfection de la simulation.

L'exactitude ainsi obtenue est donc à considérer comme la limite ultime de la méthode : avec une information parfaite (aucun bruit, pas de quantification), la mesure de position d'un signal de 640 pixels présentant entre 10 et 100 oscillations se fait avec une précision allant de 0.015% à 0.003% de la période.

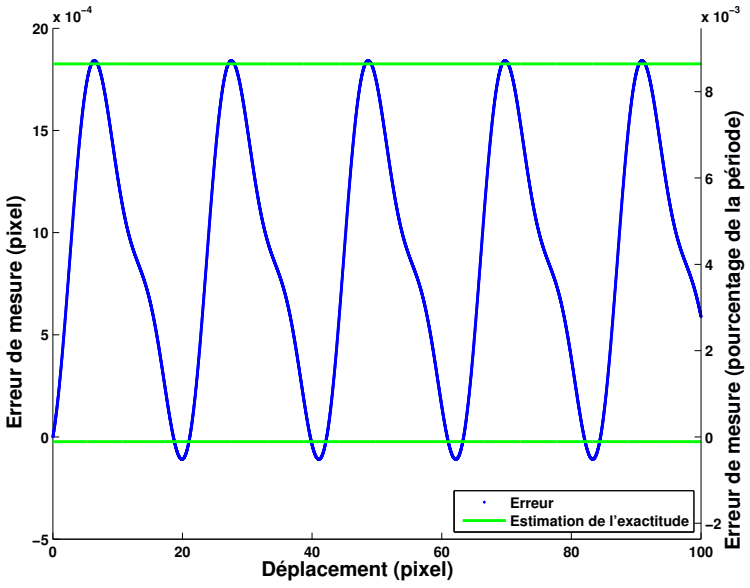


FIGURE 2.5 – Simulation : erreur de mesure de position d'un signal sinusoïdal 1D en translation, sans quantification.
Caractéristiques de la simulation : N = 640 ; $\lambda = 21.123$ pixels ; pas de translation : 0.01 pixel ; plage de translation : 100 pixels.

2.4/ ROBUSTESSE

Les performances de la méthode ont été étudiées par simulation dans des cas parfaits, sans qu'aucune source d'erreur ne nuise à la mesure. Le but ici est de vérifier en simulation l'influence de telles sources. Il s'agira donc de faire varier différentes propriétés du signal, notamment en

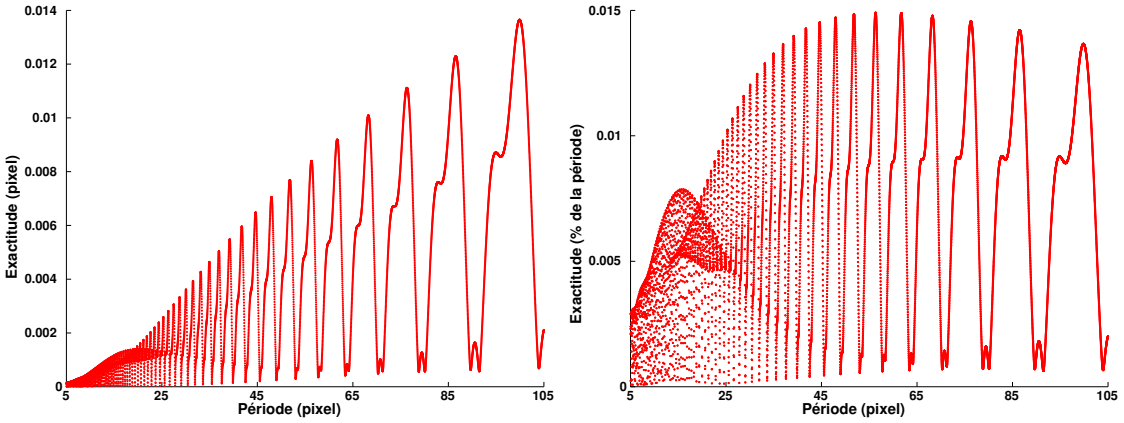


FIGURE 2.6 – Simulation : exactitude (3-σ) de mesure de position d'un signal sinusoïdal 1D (non quantifié) en translation, exprimée suivant la période (en pixel) du signal. La période du signal est considérée comme parfaitement connue. En haut : erreur pixellique ; en bas : erreur en pourcentage de la période.
Caractéristiques de la simulation : N = 640 ; λ variable par pas de 0.01 pixel ; pas de translation : 0.01 pixel ; plage de translation : 10 pixels.

présence de bruit : impact de la quantification du signal, de sa taille, de l'application d'un bruit blanc ou encore de la forme générale du signal.

2.4.1/ BRUIT DE QUANTIFICATION

Dans la pratique, les signaux utilisés seront des images de mires périodiques. Ces images, obtenues via un dispositif visuel connu, auront nécessairement subi une quantification. La quantification, qui peut aussi être appelée numérisation, est la valeur caractéristique du passage du signal analogique vers un signal numérique. En vision, la valeur la plus commune de quantification est 8 bits. Cela signifie que chaque pixel peut prendre une valeur située entre 1 et $2^8 = 256$ (ou, plus couramment, entre 0 et 255). Il est néanmoins possible de travailler avec une plus grande quantification, par exemple en 12 bits (la valeur maximale d'un pixel devient alors 4096). Plus une image sera quantifiée avec précision, moins il y aura de perte d'information lors de la numérisation. On se rapproche alors davantage du signal analogique, et ce surplus d'information permettra un gain intéressant de précision de mesure.

La quantification va donc avoir pour effet d'introduire une erreur sur chaque pixel du signal (par exemple en 8 bits ils seront tous approchés à un multiple de $1/255$), provoquant un écart sur la mesure. La figure 2.7 présente ainsi la mesure de la translation d'un signal de période $\lambda = 21.123$ pixels ayant subi une quantification sur 8 bits. On peut clairement y voir l'erreur induite par la quantification.

Ainsi plus la quantification se fait sur un nombre réduit de bits, plus les performances sont dégradées. Le tableau 2.1 illustre cela en présentant l'exactitude de mesure obtenue pour plusieurs valeurs classiques de quantification du signal. On y observe une forte amélioration de l'exactitude lorsque le nombre de bits augmente, convergeant jusqu'à $0.8 \cdot 10^{-3}$ pixel. Une quantification 10 bits semble néanmoins largement suffisante, et confère un réel gain par rapport à une quantification 8 bits.

Comme dans le cas sans quantification, il est aussi possible d'observer les variations de l'exactitude suivant la période du signal. La figure 2.8 illustre cela (et est donc à comparer avec la figure 2.6). Les conclusions à faire sont similaires à celles faites pour le cas du signal analogique, avec des performances légèrement détériorées : l'exactitude est largement subpixellique (inférieure à 0.005 pixels tant qu'une vingtaine de périodes sont visibles), avec une

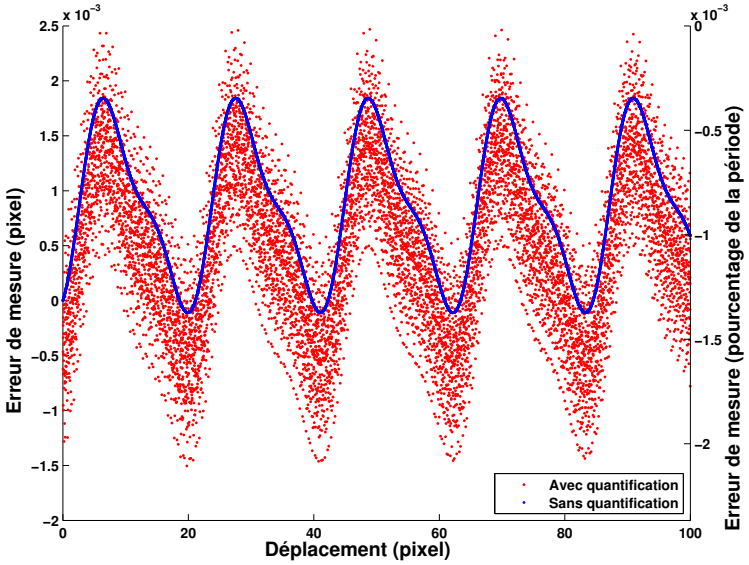


FIGURE 2.7 – Simulation : erreur de mesure de position d'un signal sinusoïdal 1D en translation, avec et sans quantification.
Caractéristiques de la simulation : N = 640 ; $\lambda = 21.123$ pixels ; quantification : 8 bits ; pas de translation : 0.01 pixel ; plage de translation : 100 pixels.

nette détérioration de l'exactitude lorsque la période se fait trop grande par rapport à la taille du signal. En proportion de la période, l'erreur sera toujours inférieure au millième de la période et frôle parfois le dix-millième lorsque la redondance d'information est assez grande. L'exactitude suit en cela les observations faites précédemment : le rapport entre la période et la taille du signal influe peu sur les performances. Ce point est très important, car cela présage d'une insensibilité (au moins partielle) de la méthode de mesure aux variations de zoom.

L'exactitude ainsi obtenue est donc à considérer comme la limite réaliste[7] de la méthode appliquée à un signal numérique : lorsque qu'il est parfait (sans bruit), la mesure de position d'un signal de 640 pixels quantifié en 8 bits se fait avec une précision d'au mieux 0.05% de la période.

2.4.2/ TAILLE DU SIGNAL

Une fois le phénomène de quantification du signal introduit, celui-ci devient proche d'un signal réel et donc imparfait. On peut alors s'interroger sur l'impact d'une variation de la taille du signal sur la qualité de la mesure. En effet, si l'on utilise un signal plus résolu (par exemple dans le cas de la vision une image de 1024 pixels de long plutôt que 640), on est en droit d'attendre plus de précision de mesure car le signal comprend davantage d'information.

Une première série de simulations est effectuée en faisant varier N mais en conservant une période λ de 21.123 pixels. Si l'on se place dans le contexte de la vision, cela revient à changer de résolution d'image tout en adaptant le zoom de sorte que l'on observe toujours la même période, autrement dit à faire varier le champ observé à grossissement constant. Augmenter N permet donc ici d'augmenter le nombre de périodes observées. On constate alors (voir tableau 2.2) que l'accroissement de redondance d'information ainsi obtenu permet d'améliorer l'exactitude de mesure, particulièrement pour de faibles valeurs de N (on gagne ainsi un facteur 10 à l'exactitude en

7. Concernant la limite absolue de la mesure, on parlera plutôt de résolution. Cette résolution est à considérer comme la limite ultime de la méthode appliquée à un signal numérique : lorsque qu'il est parfait (sans aucun bruit), la mesure de position d'un signal de 640 pixels quantifié en 8 bits se fait avec une résolution d'environ $\mathbf{0.005\%}$ de la période. Il est impossible d'obtenir un résultat de plus faible dimension que cette valeur. Ce résultat est détaillé en annexe B.4.

TABLE 2.1 – Simulation : exactitude de mesure en translation d'un signal sinusoïdal 1D suivant la quantification du signal.
Caractéristiques de la simulation : $N = 640$; $\lambda = 21.123$ pixels ; pas de translation : 0.1 pixel ; plage de translation : 20 pixels.

	6 bits	8 bits	10 bits	12 bits
Exactitude (10^{-3} pixel)	3.2	1.6	0.9	0.8

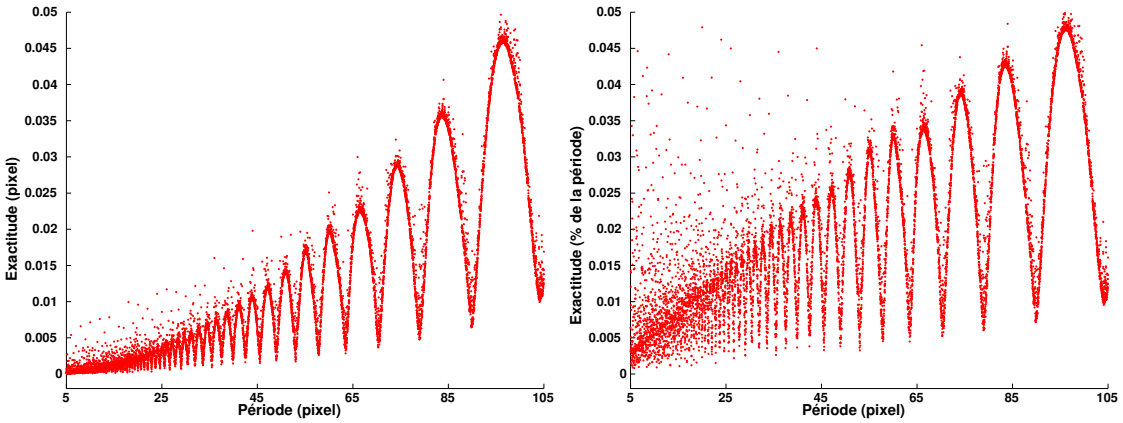


FIGURE 2.8 – Simulation : exactitude (3-σ) de position pixellique maximale d'un signal sinusoïdal 1D en translation, exprimé suivant la période (en pixel) du signal. La période du signal est considérée comme parfaitement connue.
Caractéristiques de la simulation : N = 640 ; λ variable par pas de 0.01 pixel ; quantification : 8 bits ; pas de translation : 0.01 pixel ; plage de translation : 100 pixels.

passant de $N = 640$ à $N = 2048$ pixels). Lorsque la redondance est déjà grande (une centaine de périodes visibles), augmenter la taille du signal n'apporte plus grand chose à l'exactitude.

Une seconde série de simulations est effectuée en faisant varier N tout en adaptant la période λ de telle sorte qu'elle représente toujours la même proportion de N. On choisit ainsi : $\lambda = 21.123 \cdot \frac{N}{640}$ pixels. Si l'on se place dans le contexte de la vision, cela revient à changer de résolution d'image sans faire varier le zoom, à faire varier le nombre de pixels sans changer la taille du capteur, de sorte que l'on observe toujours le même nombre de périodes. Augmenter N permet donc ici d'augmenter le nombre de pixels sur une période. On constate alors (voir tableau 2.2) que l'accroissement d'information ainsi obtenu sur chaque période dégrade fortement l'exactitude de mesure lorsqu'elle est exprimée en pixel. Cependant, rapportée à l'accroissement de la période, l'exactitude est quasiment stable.

On peut conclure de ces simulations que l'augmentation du nombre de pixels provoque globalement une amélioration de l'exactitude si elle permet d'accroitre la redondance d'information en "dézoomant". Si le zoom reste constant, autrement dit si la période varie proportionnellement à l'extension spatiale du signal, accroître la taille de celui-ci est quasi-inutile.

2.4.3/ BRUIT BLANC

En situation réelle, de nombreux phénomènes peuvent nuire à la qualité du signal. Certains refléteront un phénomène physique affectant réellement la position de l'objet d'intérêt par rapport au dispositif de vision, tels les vibrations par exemple. D'autres sont la conséquence des

TABLE 2.2 – Simulation : exactitude (3-σ) de mesure de position d'un signal sinusoïdal 1D en translation, exprimée suivant la taille N du signal et sa période λ. La période vaut soit 21.123 pixels, soit reste constante relativement à la taille du signal. Les flèches indiquent l'allure de l'effet d'un accroissement de la taille du signal sur l'exactitude de mesure.
Caractéristiques de la simulation : quantification : 8 bits ; pas de translation : 0.01 pixel ; plage de translation : λ.

Période (pix)	Unité	$N = 640$		$N = 1024$		$N = 2048$		$N = 4098$
$\lambda = 21.123$	pix (10^{-3})	1.88	↘	1.49	↘	0.14	→	0.12
	$\%\lambda$ (10^{-3})	8.89	↘	7.09	↘	0.66	→	0.58
$\lambda = 21.123 \cdot \frac{N}{640}$	pix (10^{-3})	1.88	↗	2.99	↗	5.98	↗	11.95
	$\%\lambda$ (10^{-3})	8.89	→	8.86	→	8.85	→	8.84

limites du dispositif de mesure, tel le bruit numérique des caméras qui peut être une source importante de variation sur le signal. Il est aussi possible que la source du signal, à savoir dans notre cas la mire, soit imparfaite (par exemple une mire présentant des tâches).

Il est cependant difficile d'étudier par simulation les répercussions que peuvent avoir toutes sortes de bruits sur la mesure, de par leur diversité et les approximations nécessaires à leur simulation. L'étude ci-présente se limitera donc à l'effet d'un bruit gaussien sur la mesure. La figure 2.9 illustre, pour un bruit gaussien de variance comprise entre 0 et 0.01 (et variant à chaque itération), les répercussions sur l'exactitude de mesure pour une période pixellique donnée. On remarque que l'exactitude se détériore rapidement avec le bruit, montrant l'importance de disposer non seulement d'une méthode fiable mais aussi d'un matériel limitant le bruit sur le signal. Néanmoins, la mesure est toujours réalisée avec une précision sub-pixellique lorsque le bruit est très important.

2.4.4/ MESURE SUR SIGNAL NON-PARFAITEMENT SINUSOÏDAL

L'image de la mire ne sera sans doute pas d'intensité parfaitement sinusoïdale. Tout d'abord, la réalisation d'une mire à la structure sinusoïdale n'est pas évidente, surtout à l'échelle micrométrique qui est visée. Par ailleurs la représentation qu'en fera le dispositif visuel dépendra de nombreux facteurs, à commencer par l'éclairage qui est un paramètre classiquement très important en vision. Aussi, il est important de vérifier la pertinence de la méthode vis-à-vis d'autres types de signaux que strictement sinusoïdaux.

La figure 2.10 présente l'exactitude obtenue par la méthode suivant que le signal utilisé est sinusoïdal parfait, triangulaire, sinusoïdal imparfait, sinusoïdal mais présentant de nombreux artefacts ou enfin issu d'une racine n-ième d'une sinusoïde parfaite. Ce panel de signaux permet d'observer des cas divers.

Le résultat est que l'erreur reste faible pour tous les signaux, à l'exception des racines n-ième d'une sinusoïde (à partir de n > 2). De cela peut être déduit que le signal n'a pas à être sinusoïdal pour pouvoir être correctement mesuré, mais doit :

- être d'allure proche de celle d'une sinusoïde (succession de montées et de descentes sur la fréquence première du signal).
- comprendre des valeurs réparties sur la plage d'intensité du signal, et non se rapprochant trop d'un signal en créneaux.

Expérimentalement, les mires utilisées seront souvent fabriquées avec des motifs "binaires", constituées de motifs noir et blanc, et donc théoriquement proches de créneaux. Néanmoins des

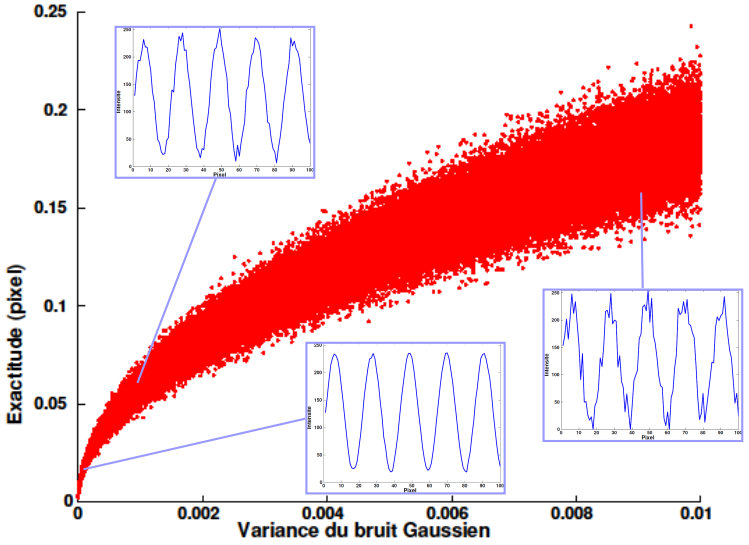


FIGURE 2.9 – Simulation : Exactitude (3-σ) de mesure de position d'un signal sinusoïdal 1D suivant le niveau de bruit qui lui est appliqué. La simulation étant réalisée sur un signal parfait subissant un bruit gaussien de moyenne 0 et de variance variable (entre 0 et 0.01). Trois courbes représentatives d'une partie du vecteur d'intensité sont ajoutées, pour des variances de 0.0001, 0.001 et 0.009.
Caractéristiques de la simulation : N = 640 ; $\lambda = 21.123$ pixels ; quantification : 8 bits ; pas de translation : 0.1 pixel ; plage de translation : 10 pixels ; pas de variance : 10^{-7}.

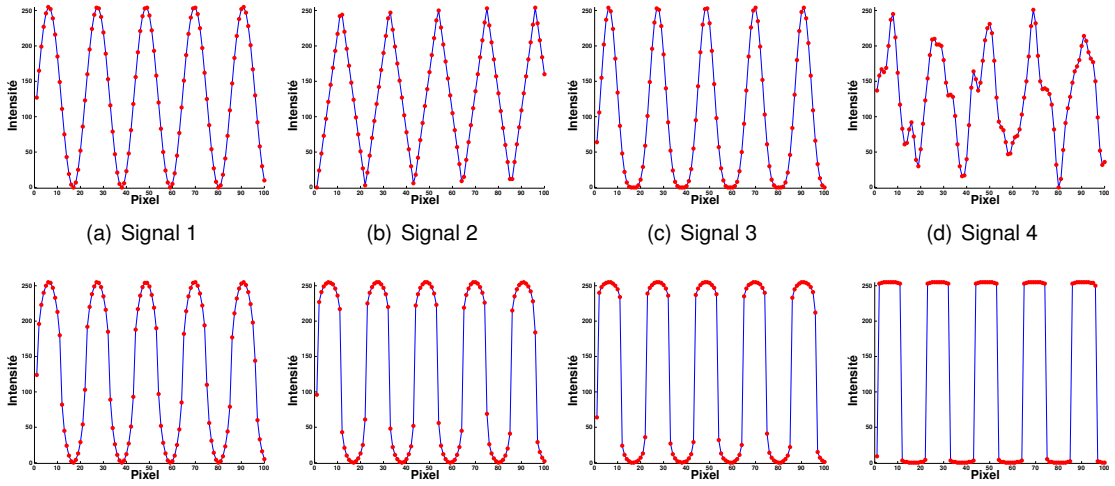
phénomènes de diffraction interviendront, de sorte qu'une image de mire réelle sera plus proche de l'image 2.10.e que de l'image 2.10.h. Cela sera présenté dans les chapitres suivants.

Outre la nature du signal, il est possible de jouer sur d'autres paramètres pour simuler l'observation d'une mire. L'un deux, issu d'une problématique classique en vision, est l'éclairage de la scène. En effet, pour la plupart des dispositifs visuels, il sera nécessaire d'éclairer la mire pour l'observer. Suivant le type d'éclairage, sa position vis-à-vis de la mire voire même sa stabilité, le vecteur d'intensité résultant de l'observation pourra se trouver grandement changé.

Des simulations ont été réalisées pour observer l'effet d'un éclairage très imparfait, mal distribué sur l'image et/ou ne permettant pas d'obtenir des valeurs d'intensité sur toute la plage disponible (idéalement entre 0 et 255). Plusieurs exemples sont donnés en annexe, figures B.8.a à h. On peut observer que, sur la plage étudiée, l'erreur varie de 0.002 pixel (pour un signal éclairé presque uniformément) à 0.06 pixel (pour un signal à l'éclairage faible et déséquilibré). La qualité de l'éclairage est donc une donnée importante pour assurer une mesure de position de mire correcte, celle-ci influençant la dynamique de l'image et donc la précision des informations de position qu'elle contient. Néanmoins **de faibles variations d'éclairage ne feront pas varier la mesure.**

2.5/ CONCLUSION

Par l'observation d'un motif périodique, il est possible de réaliser des mesures de position avec de grandes résolutions. Dans ce chapitre, nous avons vu comment, en passant dans le domaine fréquentiel, on peut réaliser une mesure de phase traduisant la position d'une mire périodique 1D en translation suivant son axe.



(a) Signal 1 (b) Signal 2 (c) Signal 3 (d) Signal 4

(e) Signal 5 (f) Signal 6 (g) Signal 7 (h) Signal 8

	Signal 1	Signal 2	Signal 3	Signal 4	Signal 5	Signal 6	Signal 7	Signal 8
Exactitude	0.002	0.0015	0.0035	0.0035	0.003	0.01	0.016	0.032

FIGURE 2.10 – Simulation : Exactitude (3-σ) de mesure de position d'un signal 1D suivant le type du signal. Les 8 signaux utilisés sont représentés en figures (a) à (h).
Signal 1 : signal sinusoïdal parfait.
Signal 2 : signal triangulaire.
Signal 3 : signal sinusoïdal imparfait (base plus large, sommet plus étroit).
Signal 4 : combinaison d'un signal sinusoïdal parfait et de signaux sinusoïdaux de périodes et amplitudes moindres.
Signal 5 : signal sinusoïdal parfait à la puissance 1/2.
Signal 6 : signal sinusoïdal parfait à la puissance 1/5.
Signal 7 : signal sinusoïdal parfait à la puissance 1/10.
Signal 8 : signal sinusoïdal parfait à la puissance 1/100.
Caractéristiques de la simulation : N = 640 ; $\lambda = 21.123$ pixels ; quantification : 8 bits ; pas de translation : 0.01 pixel ; plage de translation : λ.

Cette méthode de mesure par vision a été évaluée par simulation dans de nombreuses conditions. On retiendra notamment que :

- pour une période (arbitraire) type de 21.132 pixels, l'exactitude de mesure est de 3 millièmes de pixel (soit 0.02% de la période).
- l'exactitude est globalement robuste au "zoom" : rapportée à la période, l'exactitude varie peu suivant la période du signal.
- l'impact de plusieurs sources de bruit a été étudié, par exemple sur la quantification et la forme du signal. La méthode conserve de bonnes performances, assurant toujours une mesure sub-pixellique.

Cependant, **si cette méthode parvient à atteindre de hautes résolutions tout en profitant des avantages classiques de la vision, elle reste limitée pour le moment sur deux aspects majeurs : sa plage, limitée à une période, et le nombre de DDL mesurables.** Dans les chapitres suivants, nous tacherons d'améliorer la méthode sur ces deux points, notamment grâce à de nouveaux motifs de mires.

3

MESURE DE POSITION PAR MIRE DE VERNIER

Sommaire

3.1 Introduction . . . 38
3.2 Mire périodique 1D . . . 38
3.3 Mesure large-plage par mire de Vernier 1D . . . 41
3.3.1 Théorie du principe de Vernier . . . 41
3.3.1.1 Fondamentaux . . . 41
3.3.1.2 Minimisation de l'impact du bruit . . . 42
3.3.1.3 Choix des périodes . . . 44
3.3.2 Étude expérimentale des performances . . . 45
3.3.2.1 Fabrication de la mire . . . 46
3.3.2.2 Performances en régime quasi-statique . . . 47
3.3.2.3 Performances en dynamique . . . 49
3.4 Mire de Vernier 2D . . . 49
3.4.1 Extension du principe à la mesure 2D . . . 49
3.4.2 Algorithme . . . 50
3.4.2.1 Mesure de position . . . 51
3.4.2.2 Identification des paramètres . . . 51
3.4.3 Étude expérimentale des performances . . . 52
3.4.3.1 Dispositif expérimental . . . 52
3.4.3.2 Évaluation de la résolution . . . 52
3.4.3.3 Évaluation de la précision . . . 54
3.4.3.4 Évaluation de la plage . . . 55
3.5 Conclusion . . . 57

3.1/ INTRODUCTION

Dans le chapitre précédent, nous avons vu les fondamentaux d'une méthode de mesure de position de signal périodique. En travaillant dans le domaine fréquentiel, il est possible d'extraire une valeur très précise de la phase du signal, phase qui traduit sa position. En terme de performances, une précision de l'ordre du millième de la période est à attendre. Cependant cette méthode s'accompagne d'un défaut majeur : la position n'est connue que modulo la périodicité.

En effet, la précision est obtenue par une redondance d'information issue de la périodicité. Or cette périodicité induit que la mesure de position n'est connue que modulo un certain nombre de périodes. La position d mesurée est en réalité :

$$d = \lambda \frac{\phi + 2\pi p}{2\pi} = \lambda \frac{\phi}{2\pi} + p\lambda \tag{3.1}$$

avec p un entier inconnu. Ce principe, illustré en figure 2.3, induit que la plage absolue de mesure se limite à la période. Ainsi, pour une période prise par exemple à 20 pixels, le ratio plage/justesse (dans les conditions standards définies précédemment) est de 10^4. Cette valeur est insuffisante comparativement à nos objectifs. Ainsi il est intéressant d'accroître cette plage, tout en faisant attention à conserver une bonne précision de mesure.

Plusieurs chercheurs ont proposé d'utiliser un codage pour lever cette ambiguïté [37, 40]. Le principe plus global de ces méthodes est de constituer un motif qui sera lu à deux échelles dimensionnelles : l'une, réduite, utilisant la périodicité ; l'autre, plus large, permettant d'identifier grossièrement où l'on se trouve dans la mire. Dans la suite, nous proposons une autre approche permettant l'extension de la plage. Cette technique repose sur l'utilisation de deux grilles de périodes légèrement différentes, formant un motif de période plus large. En cela ce principe se rapproche de celui de Vernier, à ceci près que ce dernier est plus souvent utilisé pour accroitre la précision de mesure.

Nous commencerons par expliciter la méthode évoquée au chapitre 2 en l'appliquant à une mire périodique métrique. Nous aborderons ensuite le cas de l'utilisation d'une mire de Vernier 1D, développant ce principe suivant un unique axe de mesure. Cette méthode sera enfin étendue à une mire de Vernier 2D.

3.2/ MIRE PÉRIODIQUE 1D

Dans le chapitre 2, nous avons vu les fondamentaux de la méthode de mesure et les performances que nous pouvons attendre de celle-ci. Il est désormais possible de synthétiser ces différents points sous la forme d'un algorithme de mesure plus concret.

La figure 3.1 présente la version la plus élémentaire de l'algorithme de mesure de position d'un signal périodique discret utilisant la transformée de Fourier (TFD). Elle consiste à calculer la TFD du signal pour ensuite rechercher dans son module le pic reflétant la fréquence du signal. La position k de ce pic permet d'extraire le $k^{ème}$ élément du vecteur argument de la TFD précédemment calculée, qui correspond à l'angle du complexe issu de l'analyse de Fourier du signal à la fréquence souhaitée, et donc à sa phase. Reste alors à déduire la position à partir de la phase, ce qui se fait par simple multiplication si l'on connaît la période λ (ici **en mètre** [1]) du signal.

L'algorithme présenté en figure 3.1 connait des limites, notamment le fait de calculer à chaque itération la transformée de Fourier discrète du signal alors que (1) la fréquence peut rester stable

1. Contrairement au chapitre 2 au sein duquel n'étaient utilisés que des signaux discrets (donc en pixel), il devient ici nécessaire de les aborder aussi dans l'espace continu (ici en mètre). En effet, même si le traitement d'image en lui-même se fera toujours en pixels, l'objectif de la mesure sera le plus souvent de participer à l'exécution de tâches robotiques métriques. Ainsi la distinction entre la période de la mire (en mètres) et la période de l'image de la mire (en pixels) doit être faite, car la connaissance de ces deux périodes est nécessaire.

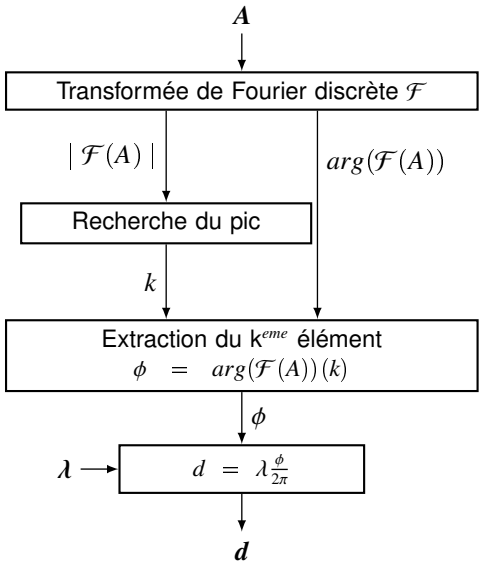


FIGURE 3.1 – Algorithme initial de mesure de position d d'un signal périodique discret A. Cette méthode présente deux grands défauts : (1) elle implique de faire une transformée de Fourier du signal à chaque itération et (2) la recherche du pic est une méthode grossière de mesure de la fréquence du signal, ce qui implique que la phase sera donnée le plus souvent avec une erreur due à l'erreur sur l'estimation de la fréquence.

entre deux images et (2) seul un unique élément de son spectre est utile. Par ailleurs, cet algorithme commet souvent une erreur importante lors de l'estimation de la fréquence du signal. En effet le pic du module de la TFD se trouve au plus près de la fréquence la plus représentée, mais n'est pas situé exactement à cette fréquence. Seule l'estimation suivante de la période $\tilde{\lambda}$ (ici **en pixels**[1]) est alors possible :

$$\tilde{\lambda} = \frac{N}{k} \tag{3.2}$$

avec N la taille du signal (donc le nombre de pixels utilisés) et k la position du pic du module de la TFD. L'erreur commise sur l'estimation de la période peut alors aller jusqu'à $\frac{N}{2k(k-1)} = \frac{\tilde{\lambda}^2}{2(N-\tilde{\lambda})}$. Par exemple, pour une période $\tilde{\lambda} = 21.123$ pixels et $N = 640$ pixels, cela donne une erreur de 0.22 pixel. Les simulations du chapitre précédent ont montré que cette erreur influençait peu la précision de la mesure ; il reste cependant souhaitable de la diminuer si cela est possible.

La figure 3.2 présente un algorithme [2] similaire mais raffiné, corrigeant les défauts du premier par plusieurs modifications.

La première étape majeure de la méthode consiste à évaluer la période pixellique du signal. La première modification de l'algorithme est donc de ne pas se contenter de chercher le pic du module de la TFD, mais de partir de ce pic pour réaliser une interpolation parabolique sur les

Tout d'abord, les applications de la méthode de mesure se feront dans le cadre de la robotique (pour le contrôle ou l'étalonnage de robots par exemple). C'est donc le plus souvent en mètres qu'il faut connaître la pose des objets d'intérêt. Alors la période du signal, en mètre, est à utiliser pour connaître sa position 3.1. De la connaissance précise de la période dépendra alors la qualité de la mesure de d, tout autant que la précision obtenue pour ϕ. Cependant, il est impossible de mesurer la phase de l'image du signal sans en connaître la période en pixels. Ces deux données sont intrinsèquement liées : la mesure de phase présuppose la connaissance de la période, car il n'y a de phase que vis-à-vis d'une période donnée. Aussi la mesure de cette période pixellique est obligatoire.

Dans la suite du mémoire, il pourra être fait mention de "la période" de la mire pour parler de celle de son image. Cet abus de langage ne sera cependant présent que lorsqu'il ne portera pas à confusion. **Un tilde caractérisera les notations des variables exprimées en pixels. On obtient ainsi λ en mètre et $\tilde{\lambda}$ en pixel**.

2. Cet algorithme est celui déjà utilisé pour les simulations du chapitre précédent.

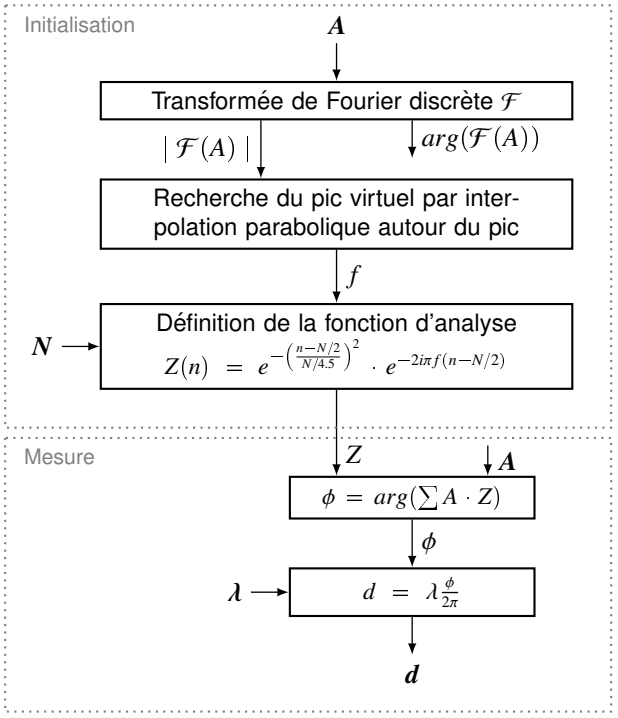


FIGURE 3.2 – Algorithme précis de mesure de position d d'un signal périodique discret A. La partie *Initialisation* peut n'être réalisée qu'une fois, en début de mesure (si la fréquence du signal est stable).

points environnants afin d'obtenir une mesure de période pixellique plus proche de la réalité. L'impact de cette interpolation sur l'estimation de la période est discuté en annexe C.1.

La seconde modification consiste à passer par une fonction d'analyse Z (déjà utilisée au chapitre précédent) pour obtenir la phase plutôt que de considérer directement l'argument de la TFD :

$$\phi = arg(\sum A \cdot Z) \tag{3.3}$$

avec

$$Z(n) = e^{-\left(\frac{n-N/2}{N/4.5}\right)^2} \cdot e^{-2i\pi f(n-N/2)} \tag{3.4}$$

Outre que l'on n'est ainsi plus contraint de calculer l'argument de la TFD à chaque itération, utiliser une fonction d'analyse est en réalité désormais un passage obligé. En effet, à partir du moment où une fréquence k non-entière est obtenue via l'interpolation précédemment évoquée, il n'est plus possible d'extraire le $k^{ème}$ élément de $arg(\mathcal{F}(A))$. Revenir à la définition mathématique de la TFD est donc plus que bénéfique : c'est une obligation.

Enfin la troisième modification est que deux parties peuvent désormais être isolées dans l'algorithme : l'initialisation (TFD, recherche de période pixellique, définition de la fonction d'analyse) et le calcul de phase (et de position) à proprement parler. En effet, contrairement à la phase qui se trouve potentiellement modifiée à chaque itération (dans le cas d'un déplacement non-nul de la mire), la période de la mire n'est pas censée changer lors d'un déplacement suivant l'axe de la mire. Ainsi, suivant le cadre applicatif, la période pixellique pourra être calculée une unique fois en début de mesure ou bien recalculée à chaque itération de mesure de position.

Cette question est loin d'être anecdotique, et relève du compromis entre précision de mesure et temps de calcul. Une évaluation complète d'une image dans le domaine fréquentiel (comme la TFD d'une image 2D) est parfois longue car coûteuse en calculs. Or si l'on connait la période

pixellique $\tilde{\lambda} = \frac{N}{k}$ de la mire, il n'est plus besoin de calculer l'ensemble de la TFD mais uniquement l'élément d'intérêt :

$$\phi = arg\left(\sum_{n=0}^{N-1} A(n)e^{-i2\pi\frac{k}{N}n}\right) \tag{3.5}$$

On peut dès à présent vérifier si la méthode est applicable à des systèmes temps-réel rapides. Le temps de calcul est évalué pour une mesure standard de position d'un signal en translation. Le logiciel utilisé est Matlab 2010, sur un ordinateur classique (processeur Intel(R) Core(TM) i5-4570 CPU @ 3.20 GHz, RAM 4 Go, Windows 7 32 bits). Le calcul pur de position, correspondant à la partie hors-initialisation de la figure 3.2, est ainsi de 7.14 μs en moyenne, pour une répétabilité (3-σ) de 0.52 μs. Lorsque l'on inclut l'initialisation, et donc le calcul de la période via la TFD, on observe un temps de calcul d'en moyenne 97.52 μs pour une répétabilité (3-σ) de 3.08 μs. **Ainsi les calculs s'effectuent à une fréquence située entre 1 et 100 kHz, suivant les conditions de mesure.** La vitesse de l'aspect calculatoire de la méthode de mesure n'est donc pas limitante dans le cadre d'une mesure effectuée avec une caméra rapide (environ 1000 à 10000 images par seconde).

3.3/ MESURE LARGE-PLAGE PAR MIRE DE VERNIER 1D

3.3.1/ THÉORIE DU PRINCIPE DE VERNIER

3.3.1.1/ FONDAMENTAUX

Originalement conçu pour accroître la précision de mesure, le principe de Vernier[3] sera ici utilisé pour étendre la plage de mesure. Pour cela, **deux grilles de périodes légèrement différentes sont conjointement utilisées**. Comme l'illustre la figure 3.3, il est possible à partir de ces deux motifs périodiques d'en constituer un plus large. Ainsi l'ambiguïté est levée sur une bien plus grande plage, notée Λ.

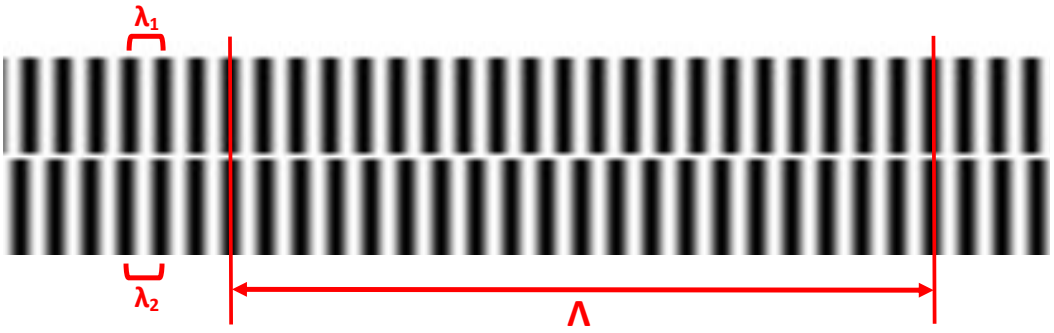


FIGURE 3.3 – Deux motifs périodiques de périodes légèrement différentes forment un motif de période plus grande.

Le principe de Vernier permet alors de formaliser quelques règles sur l'utilisation d'un tel motif. Tout d'abord, la phase du motif large est obtenue par simple soustraction des deux phases provenant des deux motifs de faibles périodes :

$$\Phi = \phi_1 - \phi_2 \tag{3.6}$$

3. Un résumé de l'historique du principe de Vernier, ainsi qu'une discussion autour du terme même de "Vernier", est disponible en annexe C.2

La figure 3.4 présente chacune des combinaisons de phases des deux motifs périodiques, ainsi que leur soustraction et donc la phase du motif de Vernier. Cette phase se constitue avec une ambiguïté Λ.

La position d est alors déterminée via la multiplication de la phase par la période déjà vue pour la mesure sur mire périodique :

$$d = \frac{\Phi}{2\pi}\Lambda + p\Lambda \tag{3.7}$$

avec p un entier inconnu, représentatif de la nouvelle ambiguïté.

Enfin il peut être établi par le calcul que la période du motif large, appelée dans la suite période de Vernier, vaut :

$$\Lambda = \frac{\lambda_1\lambda_2}{|\lambda_1 - \lambda_2|} \tag{3.8}$$

La démonstration se trouve en annexe C.3.

Une première version de la méthode de mesure consiste donc à :

1. évaluer la phase de chaque motif de faible période
2. calculer la phase du motif de Vernier par soustraction des deux phases précédentes
3. en déduire la position via la multiplication par la période réelle

3.3.1.2/ MINIMISATION DE L'IMPACT DU BRUIT

En procédant comme évoqué précédemment, on prend le risque d'amplifier l'erreur par rapport à la méthode n'utilisant qu'une seule période. Notons l'erreur sur l'estimation de la phase du motif de période λ_1 par e_1 , et e_2 pour celle de période λ_2. Sans le principe de Vernier, on obtient ainsi :

$$\begin{aligned} d_{1,estimation} &= \lambda_1 \frac{\phi_{1,exacte} \pm e_1}{2\pi} \\ &= d_{1,exacte} \pm \lambda_1 \frac{e_1}{2\pi} \end{aligned} \tag{3.9}$$

L'erreur commise sur la mesure de position est alors de $\lambda_1 \frac{e_1}{2\pi}$. Or dans le cas de l'utilisation du motif de Vernier cela devient (en omettant l'ambiguïté) :

$$\begin{aligned} d_{estimation} &= \frac{\Phi_{estimation}}{2\pi}\Lambda \\ &= \frac{\phi_{1,estimation} - \phi_{2,estimation}}{2\pi}\Lambda \\ &= \frac{\phi_{1,exacte} \pm e_1 - \phi_{2,exacte} \pm e_2}{2\pi}\Lambda \\ &= d_{exacte} \pm \frac{e_1 + e_2}{2\pi}\Lambda \end{aligned} \tag{3.10}$$

L'erreur commise sur la mesure de position devient $\frac{e_1+e_2}{2\pi}\Lambda$. La méthode engendre donc une addition des erreurs de mesure de phase. Mais plus important encore, l'erreur globale ainsi obtenue se trouve ensuite multipliée par une période de motif bien plus conséquente ($\Lambda >> \lambda$).

La position est donc désormais évaluée en deux temps, suivant une méthode illustrée par la figure 3.5. En premier lieu, il est possible d'évaluer combien l'on peut trouver de périodes entières λ_1 pour un déplacement de d (on notera ce nombre q) :

$$\begin{aligned} q &\approx \frac{d - d_1}{\lambda_1} \\ &\approx \frac{\Lambda\Phi - \lambda_1\phi_1}{2\pi\lambda_1} \end{aligned} \tag{3.11}$$

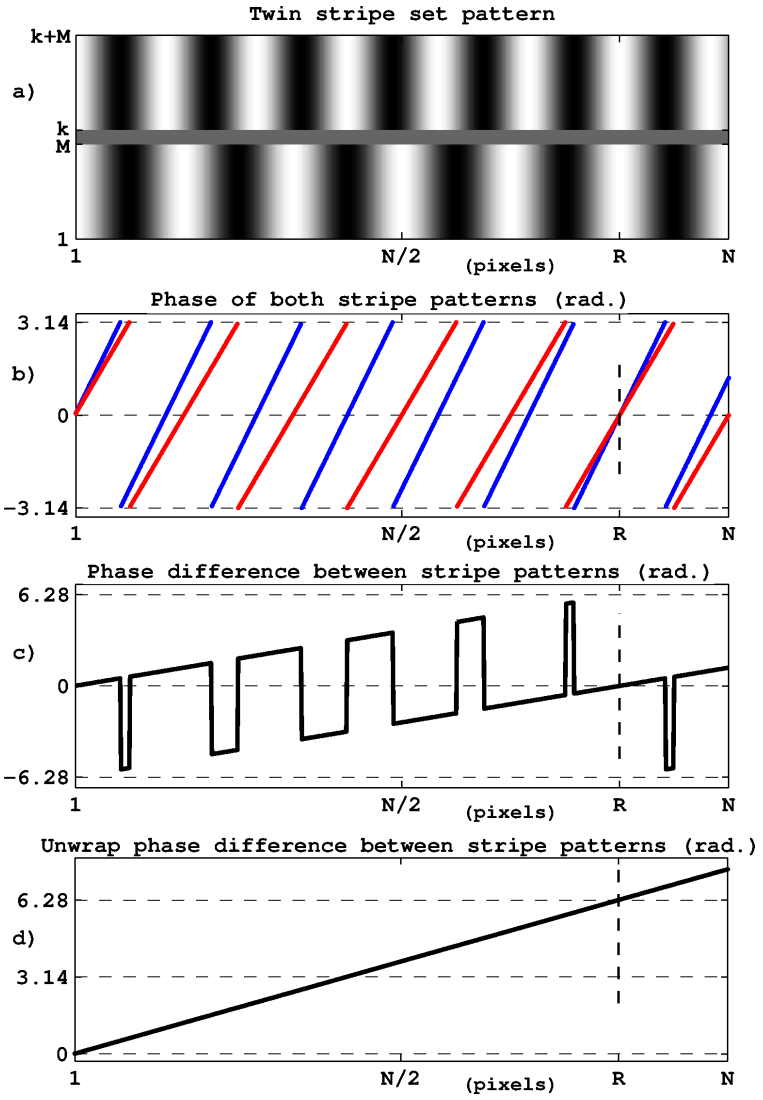


FIGURE 3.4 – Extension de plage de mesure de phase par l'utilisation d'un motif de Vernier (deux périodes légèrement différentes utilisées conjointement). (a) Deux motifs de période différentes ; (b) phase correspondante aux deux motifs ; (c) différence de phase entre motifs ; (d) différence de phase après déroulement de phase.

avec d_1 la position de la mire de période λ_1 et Φ telle que déterminée via l'équation 3.6. Le fait d'utiliser une valeur entière permet d'estimer *exactement* la position de la mire de Vernier avec une erreur égale à la position du motif de période λ_1. La position sera donc donnée par q fois la période λ_1, plus la position issue du motif de période λ_1. Il suffit donc désormais de réaliser le calcul suivant :

$$\begin{aligned} d &= q\lambda_1 + d_1 + p\Lambda \\ &= q\lambda_1 + \frac{\phi_1}{2\pi}\lambda_1 + p\Lambda \\ &= \text{round}\left(\frac{\Lambda\Phi - \lambda_1\phi_1}{2\pi\lambda_1}\right)\lambda_1 + \frac{\phi_1}{2\pi}\lambda_1 + p\Lambda \end{aligned} \tag{3.12}$$

avec round la fonction permettant d'arrondir un nombre. Par cette approche, l'erreur commise avec une mire de Vernier sera du même ordre de grandeur que pour l'approche n'utilisant qu'une mire périodique simple.

Remarquons enfin que le motif périodique utilisé pour la haute-précision est celui de période λ_1, et non celui de période λ_2. Ce choix n'est pas anodin : dans l'hypothèse où $\lambda_1 < \lambda_2$, la précision de mesure sera plus grande sur l'évaluation de la pose du motif de plus petite période.

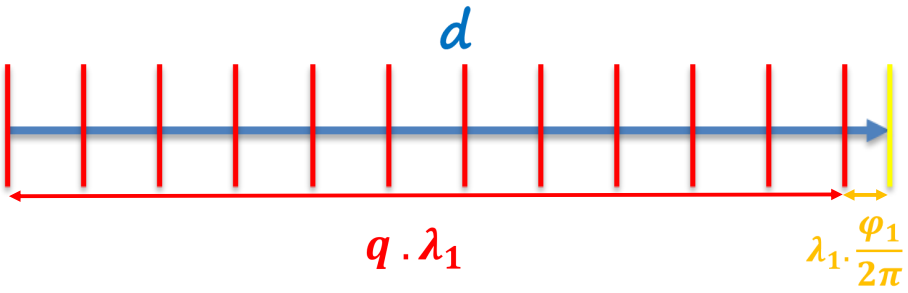


FIGURE 3.5 – Décomposition du déplacement en l'addition de $q\lambda_1$ et $\frac{\phi_1}{2\pi}\lambda_1$.

3.3.1.3/ CHOIX DES PÉRIODES

Nous avons vu comment fonctionne la méthode sans aborder la question du choix des périodes utilisées. Celle-ci est pourtant très importante, car d'elle découle la plage du motif de Vernier mais aussi le simple fait de pouvoir ou non utiliser la méthode.

Pour commencer, partons du cas tel qu'il fut évoqué par Pierre Vernier. Dans le cadre de sa théorie, il utilise systématiquement deux périodes se retrouvant un nombre entier de fois dans la plage globale, et l'une étant présente une fois de plus que l'autre. Autrement dit :

$$\begin{cases} \Lambda = n_1\lambda_1 = n_2\lambda_2 \\ n_1 = n_2 + 1 \end{cases} \tag{3.13}$$

avec n_1 et n_2 entiers. Par exemple, il est possible de prendre $\lambda_1 = 8$ µm et $\lambda_2 = 8.4$ µm. On a alors $n_1 = 21$, $n_2 = 20$ et $\Lambda = 168$ µm (ces dimensions seront utilisées pour la validation expérimentale).

On ne peut cependant étendre à l'extrême la plage suivant ce principe. Si les périodes sont trop rapprochées (et donc la plage très grande en théorie), il deviendra par moment impossible de différencier les deux motifs, et donc d'en déduire la position du motif de Vernier. Au niveau des calculs, cela revient à la limite avant de commettre une erreur sur l'estimation de q dans l'équation 3.11, car la seconde partie du calcul ne dépend que du premier motif.

Les simulations du chapitre précédent ont montré que l'erreur de mesure est souvent inférieure au millième de la période et n'excède normalement pas 0.5% de celle-ci. Cela correspond à une erreur sur la mesure de phase au pire de $e_\phi = 0.03$ radian. L'erreur e_q faite sur q doit quant à elle être inférieure à 0.5, afin que l'arrondi de q tombe sur la bonne valeur. Or on a :

$$\begin{aligned} q &\approx \frac{\Lambda\Phi - \lambda_1\phi_1}{2\pi\lambda_1} \\ &\approx \frac{\frac{\lambda_1\lambda_2}{\lambda_2-\lambda_1}(\phi_1 - \phi_2) - \lambda_1\phi_1}{2\pi\lambda_1} \\ &\approx \frac{1}{2\pi}(n_1\phi_1 - n_1\phi_2 - \phi_1) \end{aligned} \tag{3.14}$$

(3.15)

Ainsi l'erreur sur q doit être :

$$e_q = \frac{e_\phi}{2\pi}(2n_1 + 1) < 0.5 \tag{3.16}$$

D'où :

$$n_1 = \frac{1}{2}(\frac{\pi}{e_\phi} - 1) < 51.8 \tag{3.17}$$

Avec ce niveau de bruit, **la méthode ne permettra donc d'accroître la plage que d'au maximum 50 fois la plus petite période de la mire.** Au-delà, le risque de commettre une erreur sur l'estimation de m, et donc sur la mesure (si l'on se place dans un cas défavorable), est important.

Enfin, signalons que jusqu'ici les hypothèses de l'équation 3.13 ont été respectées. Il est cependant possible d'étendre le principe de Vernier :

1. pour n_1 et n_2 non-entiers
2. pour $n_2 + 1 \neq n_1$

En effet, lesdites hypothèses n'ont pas été utilisées dans ce qui précède. La théorie reste la même sans cela, à ceci près que le motif de Vernier n'est plus visuellement périodique. Pourtant les calculs de phase restent, eux, corrects. La figure 3.6 illustre cela : pour des valeurs de périodes arbitraires, elle fait bien correspondre une phase de Vernier correcte. Les hypothèses fournies par Pierre Vernier ne sont là en réalité que pour faciliter la lecture "manuelle" d'un motif de Vernier, autrement dit afin que Λ soit bien la période du motif de Vernier.

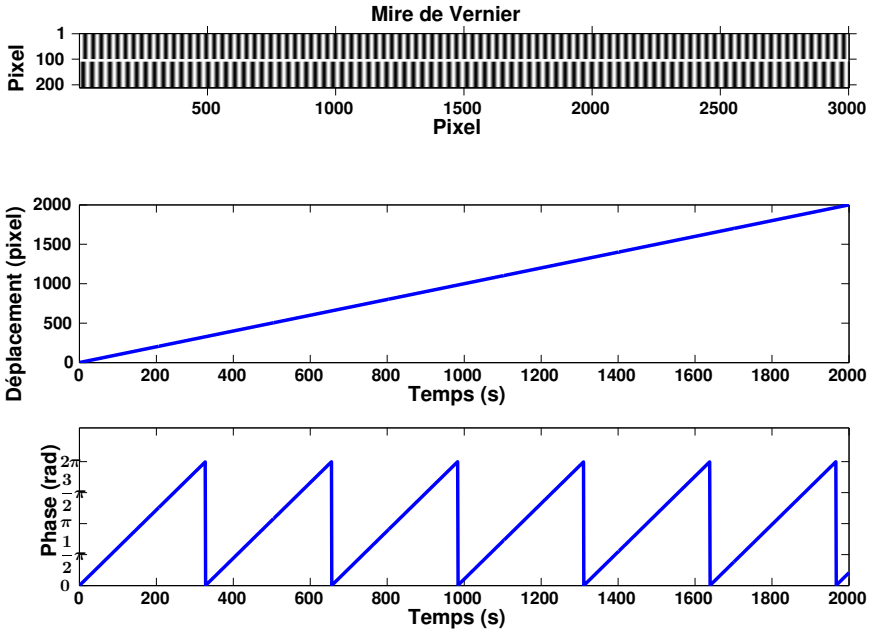


FIGURE 3.6 – Mire de Vernier créée arbitrairement : $\tilde{\lambda}_1 = 31.41$ pixels, $\tilde{\lambda}_2 = 34.74$ pixels, $n_1 = 59.26$, $n_2 = 53.58$, $\tilde{\Lambda} = 327.7$ pixels

3.3.2/ ÉTUDE EXPÉRIMENTALE DES PERFORMANCES

Après avoir décrit la théorie de la mesure de position d'un motif de Vernier 1D, on peut l'appliquer à une image de mire en translation suivant un axe, l'axe du motif de Vernier (défini comme étant l'axe $\vec{x}$). L'annexe C.4 présente l'algorithme associé à cette mesure. Nous nous plaçons à l'échelle micrométrique, quasiment au plus bas de ce que nos processus de fabrication permettent de réaliser (des motifs d'au minimum 1 µm environ peuvent être réalisés précisément avec cette

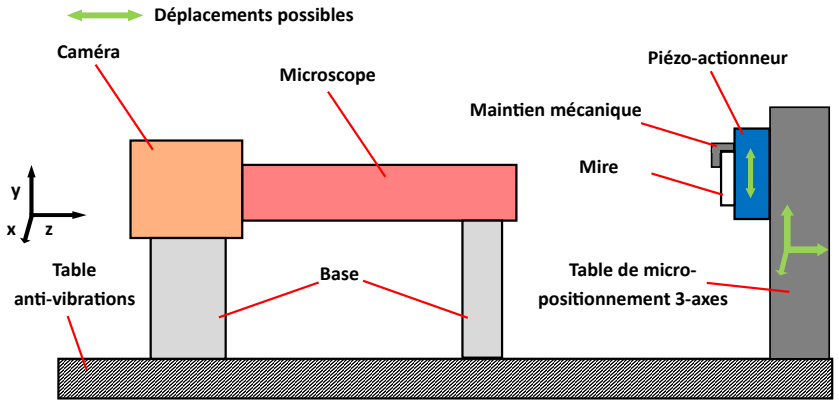


FIGURE 3.7 – Schéma de principe de la mesure par mire de Vernier 1D.

méthode). La méthode est testée sur des plateformes micro-robotiques dédiées : la mire est déplacée directement ou indirectement par un actionneur, tandis que le système de vision reste fixe (voir figure 3.7).

3.3.2.1/ FABRICATION DE LA MIRE

Il existe de nombreuses méthodes pour réaliser des dispositifs à l'échelle micrométrique, suivant les caractéristiques de l'objet à concevoir. On réalise ce cahier des charges de la mire :

- La fonction principale de l'objet est d'être utilisé en vision ; les motifs (plans) doivent donc être perceptibles par les dispositifs de vision classiques, notamment en terme de contraste.
- Les dimensions de la mire sont micrométriques : périodes des motifs de quelques micromètres ; surface du motif global de l'ordre du millimètre carré.
- La mire doit être assez résistante pour un usage régulier (prise en compte de l'usure mécanique, thermique, lumineuse, etc.), et suffisamment légère pour ne pas affecter le micro-robot.

En raison des performances attendues sur la précision du motif (sa bonne périodicité est par exemple capitale à la mesure) ainsi que le fait que l'objet soit plan et relativement simple, l'idéal est de travailler avec un processus habituel en salle blanche : la photolithographie. Le fait de travailler en salle blanche permettra tout d'abord d'assurer une fabrication fiable (mires sans poussières, processus calibrés, etc.). La photolithographie est quant à elle toute désignée comme processus de fabrication simple et rapide. **La mire a donc été réalisée par photolithographie d'aluminium sur du verre** au sein de la centrale technologique MIMENTO (MIcrofabrication pour la MEcanique, les Nanosciences, la Thermique et l'Optique) de Besançon. Ce choix de fabrication a permis :

- Une précision très grande sur la périodicité, fournie par la fabrication du masque.
- Un bon contrôle sur les motifs, permettant des réalisations de formes sans contraintes tant que les points/traits sont de taille supérieure au micromètre (en dessous, le processus arrondira les formes).
- Un fort contraste entre zones sombres et zones claires, ainsi que l'utilisation de la mire avec une source lumineuse avant ou arrière, grâce au support transparent.

La figure 3.8 présente le résultat de cette fabrication. La mire a pour périodes $\lambda_1 = 8$ µm, $\lambda_2 = 8.4$ µm et donc $\Lambda = 168$ µm. Ces dimensions ont été choisies essentiellement pour permettre des mesures nanométriques via une système de vision muni d'un objectif $10\times$.

Notons aussi que, bien que la mire soit fabriquée "bicolore" (aluminium sur verre), l'image qui en est faite ne présente pas de limite nette entre les motifs, à cause des effets d'éclairage et de diffraction. On peut ainsi observer un contraste progressif entre zones noires et blanches. Cela satisfait aux critères auxquels devraient répondre le signal utilisé, tel que défini au chapitre 2.4.4, pour assurer une bonne exactitude de mesure.

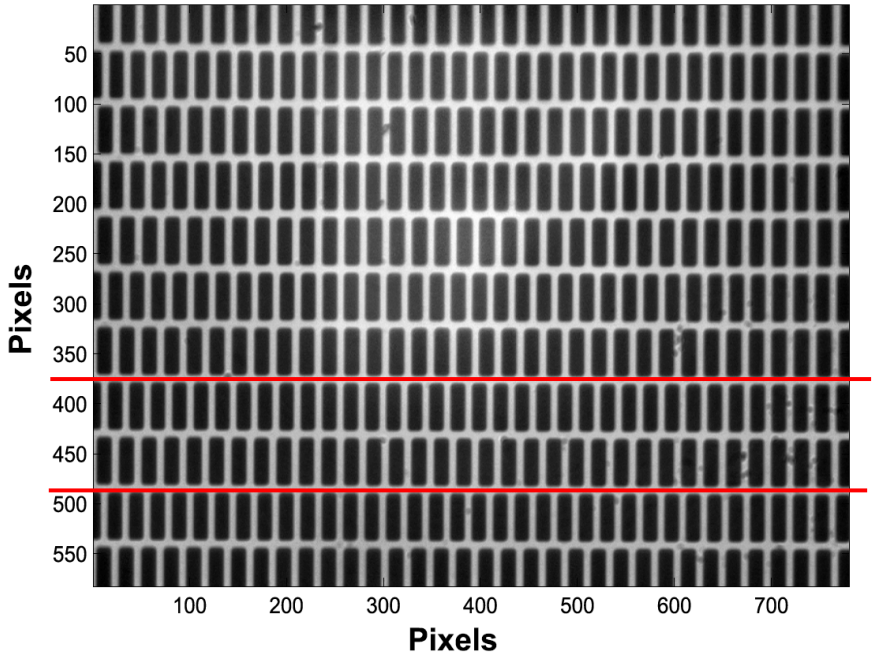


FIGURE 3.8 – Mire de Vernier 1D fabriquée en salle blanche par photolithographie d'aluminium sur du verre, telle qu'observée sur le dispositif expérimental. $\lambda_1 = 8$ µm, $\lambda_2 = 8.4$ µm, $\Lambda = 168$ µm.

Deux essais ont été réalisés avec la mire de Vernier 1D. Le premier a permis de caractériser les performances de la méthode en régime quasi-statique, tandis que le second a été réalisé en dynamique. Dans les deux cas, le dispositif de vision utilisé est une caméra CCD classique (images 780×582 pixels, quantification 8 bits) combinée à un objectif de microscope $10\times$ (Edmund Optics Din $10\times$, N.A. 0:4). Les traitements sont par ailleurs réalisés en C++ afin d'avoir un temps de calcul le plus faible possible.

3.3.2.2/ PERFORMANCES EN RÉGIME QUASI-STATIQUE

La figure 3.9 présente le premier dispositif utilisé. La caméra utilisée est toujours une Guppy F-046. La mire est fixée à un actionneur piézoélectrique linéaire (Physics Instruments P-753.1CD) et est éclairée par l'arrière par une source de lumière blanche (une DEL Luxeon Star:0906LXHLND98). L'actionneur a une répétabilité de 1 nm pour une linéarité de 0.03%. Il dispose de capteurs capacitifs internes permettant une mesure de position directe avec une résolution de 0.05 nm.

La figure 3.10 montre les mesures réalisées lors d'un déplacement en translation de la mire suivant son axe principal. L'axe se déplace en pas-à-pas. Les mesures sont effectuées avec un faible temps d'acquisition (1 seconde) afin de respecter des conditions quasi-statiques. Afin d'illustrer

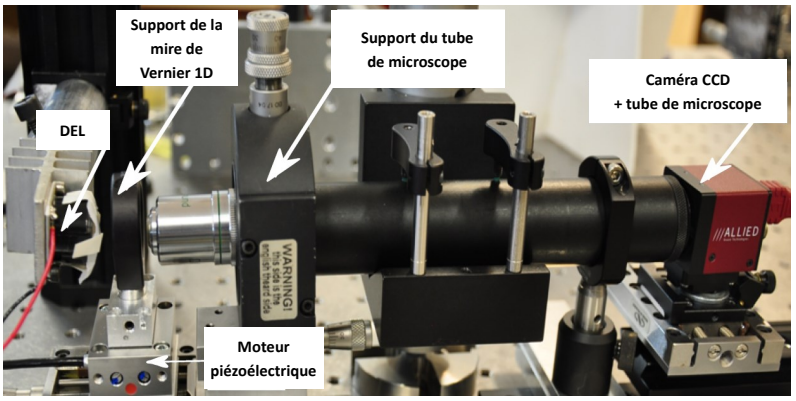


FIGURE 3.9 – Dispositif expérimental pour la caractérisation des performances de la mire de Vernier 1D en quasi-statique.

l'importance du calcul raffiné de la position (vu en équation 3.12), la figure représente aussi la mesure "grossière" de position réalisée avec l'équation 3.7. **On peut observer une justesse**[4] **à 3σ de 5 nm pour la méthode précise.** La méthode grossière a une erreur environ 20 fois supérieure, ce qui est en accord avec nos prédictions (Λ est environ 20 fois plus grand que λ_1).

Cette justesse de 5 nm est proche des prévisions obtenues par simulation, malgré les nombreuses sources de perturbations (thermiques et mécaniques essentiellement) et le fait de travailler avec un dispositif macroscopique utilisé en atmosphère non-contrôlée. Ce résultat est donc satisfaisant, avec un ratio entre plage de mesure (168 μm) et justesse (5 nm) de $3.4 \cdot 10^4$.

Signalons par ailleurs que le fait d'utiliser un code en C++ permet de traiter chaque mesure avec un temps de seulement 3 μs pour une image de 780×640 pixels. La mesure de la mire lors d'un déplacement dynamique est donc tout à fait possible, pour peu que le matériel suive (notamment en termes de vitesse d'acquisition des images).

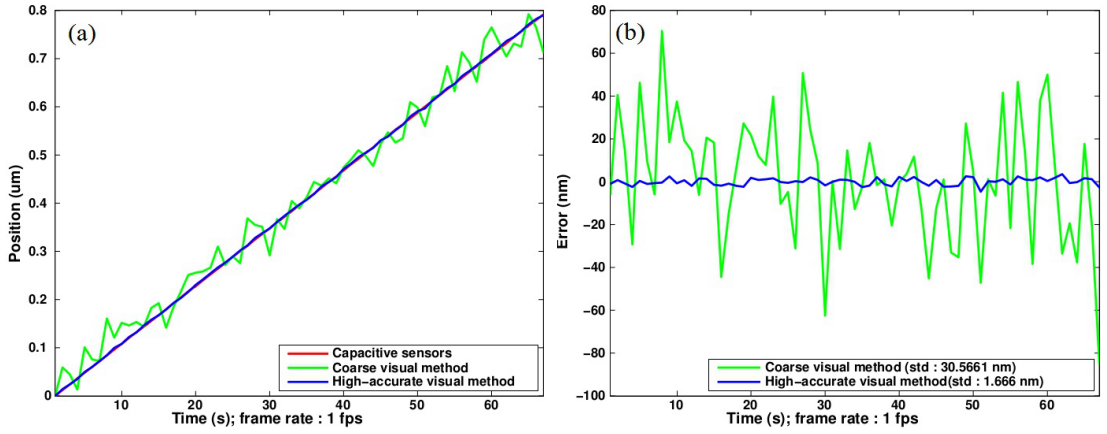


FIGURE 3.10 – Mesure du déplacement linéaire de la mire de Vernier 1D. (a) déplacement total; (b) erreur entre la mesure par vision et la référence (capteur capacitif).

4. La justesse est définie, pour rappel, comme *l'étroitesse de l'accord entre la moyenne d'un nombre infini de valeurs mesurées répétées et une valeur de référence* [1].

3.3.2.3/ PERFORMANCES EN DYNAMIQUE

La seconde expérience consiste en l'observation des oscillations d'un dispositif compliant simple [5] sur lequel est fixée la mire. L'objectif de cette expérience étant d'étudier expérimentalement la bande passante de la méthode, plusieurs modifications ont été faites :

- La caméra a été remplacée par une caméra Firewire plus rapide (Allied Vision Technology Pike F-032B).
- Un faible temps d'exposition a été choisi (18 μs), bien que cela détériore le contraste de l'image.
- Seule une région d'intérêt de 320×26 pixels est acquise par la caméra.

L'ordinateur utilisé reste quant à lui commun (Intel Core2 Quad CPU Q9550 2.83 GHz, sous Windows 7)

La figure 3.11 présente la mesure réalisée grâce à la mire dans le cadre d'une réponse impulsionnelle réalisée sur le dispositif compliant. On y voit les oscillations naturelles de celle-ci (avec une période de 19.7 ms). La mesure s'effectue en ligne **avec une vitesse de 1389.5 images par seconde**, essentiellement limitée par la vitesse de la caméra. Cette expérience met par ailleurs en évidence le fonctionnement correct du principe de Vernier pour l'extension de plage, l'amplitude des oscillations dépassant 40 μm soit 5 fois la période λ_1.

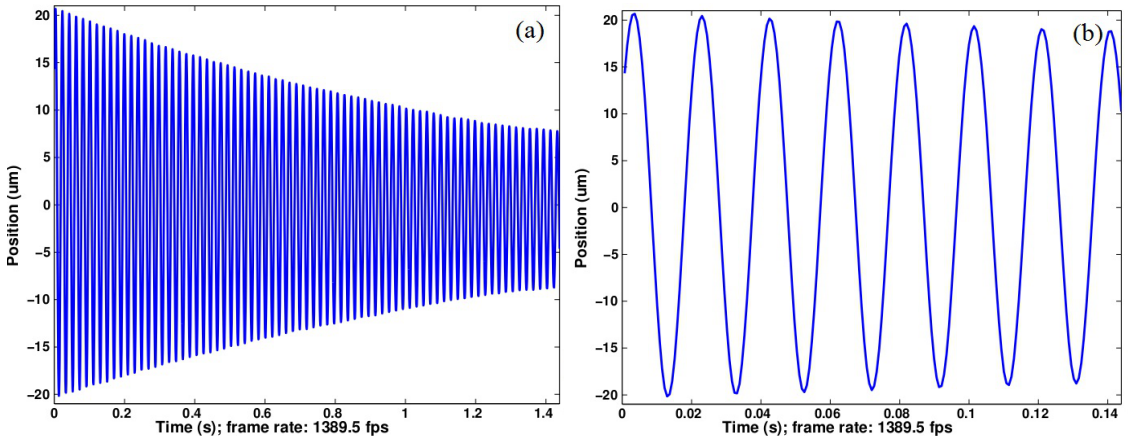


FIGURE 3.11 – Déplacement de la navette du dispositif compliant après impulsion, tel que mesuré par vision avec une vitesse d'acquisition de 1389.5 fps. (a) vue large) ; (b) zoom.

3.4/ MIRE DE VERNIER 2D

3.4.1/ EXTENSION DU PRINCIPE À LA MESURE 2D

La mire de Vernier 1D permet de réaliser une mesure de position précise sur une large plage, mais uniquement suivant une direction. Une extension à la mesure 2D peut dans un premier temps être envisagée en utilisant deux mires 1D placées perpendiculairement, éventuellement observées par une caméra chacune plutôt que par une caméra unique. Cela multiplie cependant le nombre de capteurs, et donc accroît l'encombrement alors que celui-ci doit être le plus limité possible pour réaliser des tâches microrobotiques dans de bonnes conditions.

5. Ce dispositif est décrit plus en détail dans le chapitre 5, notamment en figure 5.2.

Une nouvelle mire a donc été créée pour permettre l'utilisation de la mesure de phase et du principe de Vernier suivant deux directions à la fois. **Son motif résulte de la fusion (opérateur logique OU) de deux mires de Vernier 1D entrelacées perpendiculairement.** La figure 3.12 illustre ce principe d'entrelacement formant une matrice en damier pseudo-périodique.

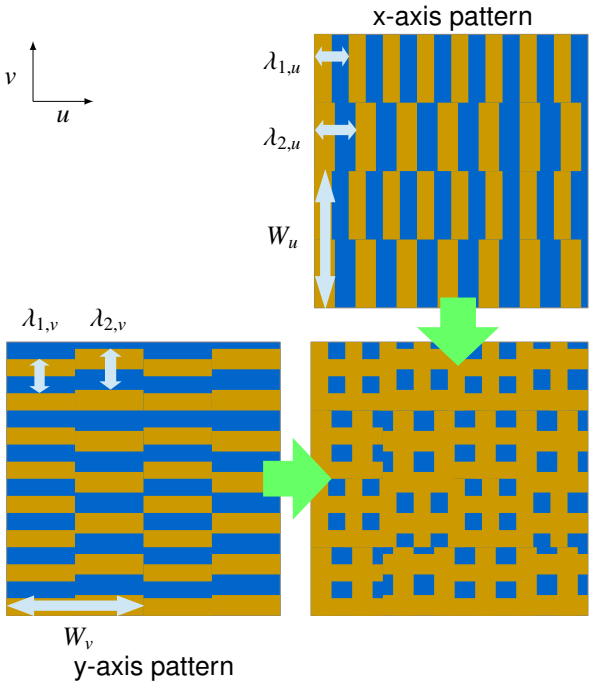


FIGURE 3.12 – Principe de combinaison de deux mires de Vernier 1D formant une mire de Vernier 2D.

Tout comme son équivalent 1D, la mire de Vernier 2D a été réalisée par photolithographie d'aluminium sur verre (voir figure 3.13). Les périodes ont été prises ainsi : $\lambda_{u,1} = \lambda_{v,1} = \lambda_1 = 8$ µm; $\lambda_{u,2} = \lambda_{v,2} = \lambda_2 = 8.3$ µm. Les périodes accrues grâce au motif de Vernier sont donc $\Lambda_u = \Lambda_v = \Lambda = 221.33$ µm. Outre que la réalisation se fait toujours proche des limites de la méthode de fabrication afin d'obtenir une grande précision de mesure, nous nous trouvons aussi volontairement dans le cas où la périodicité du motif de Vernier (640 µm) ne correspond pas à la périodicité par mesure de phase (221.33 µm). La validité expérimentale de ce qui a été évoqué concernant la figure 3.6 sera donc vérifiée, à savoir que la mesure peut parfaitement être réalisée sans cette périodicité de motif (mais avec la périodicité de sa phase). Les largeurs des grilles ont quant à elles été prises telles que $W_u = W_v = 32$ µm. Ce choix répond surtout à un critère : assurer que l'on ne confonde pas la périodicité des mires utilisées pour la mesure avec cette périodicité structurelle.

3.4.2/ ALGORITHME

L'algorithme de traitement du Vernier 2D est plus complexe que celui de son équivalent 1D. Outre qu'une partie du processus a été automatisée (notamment la sélection des lignes de pixel utilisées), plusieurs paramètres doivent être estimés au préalable de la mesure. La méthode peut donc être décomposée en deux parties : la mesure à proprement parler et l'identification des paramètres permettant de la réaliser. La représentation graphique de la méthode étant complexe, le détail de l'algorithme est présenté en annexe C.5.

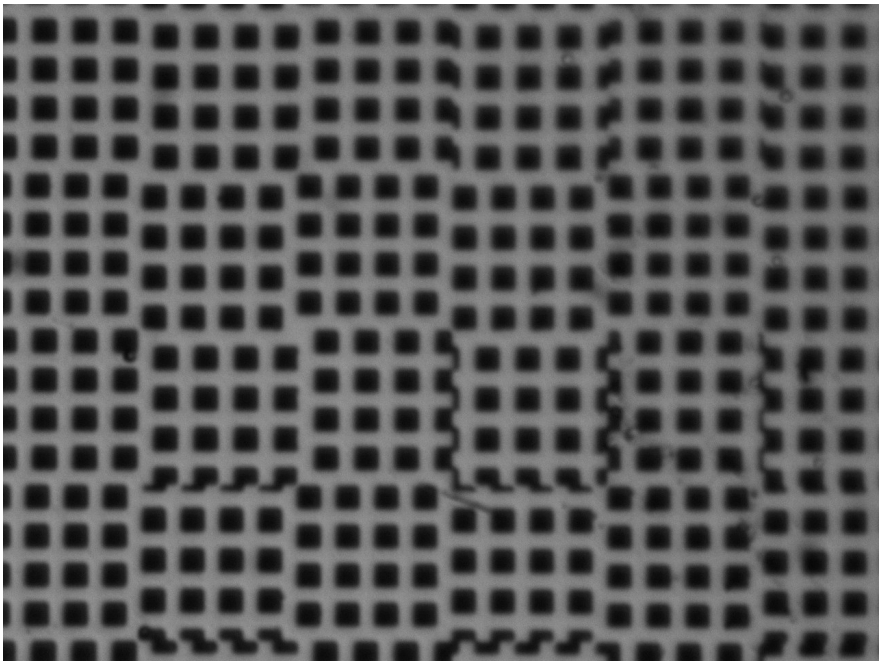


FIGURE 3.13 – Image typique de la mire de Vernier 2D fabriquée, telle que traitée pour la mesure (1280×960 pixels). Ici $\lambda_{u,1} = \lambda_{v,1} = 8$ µm, $\lambda_{u,2} = \lambda_{v,2} = 8.3$ µm, $\Lambda_u = \Lambda_v = \Lambda = 221.33$ µm et $W_u = W_v = 32$ µm.

3.4.2.1/ MESURE DE POSITION

La mesure peut être décomposée en trois grandes étapes. En préambule, un moyennage vertical est réalisé pour retrouver des motifs de Vernier 1D (voir annexe, figures C.5). 4 vecteurs de pixels sont ensuite sélectionnés (voir annexe, figures C.5 et C.6), puis multipliés par chacune des deux fonctions d'analyse (une par période pixellique) calculées au préalable. Les 8 produits ainsi obtenus sont ensuite appairés de façon à déterminer quel couple est représentatif d'une mire de Vernier 1D (voir annexe, figure C.7). Une fois le bon couple de vecteurs trouvé, il ne reste plus qu'à effectuer la mesure de position déjà vue précédemment, à ceci près que l'on prendra cette fois en compte l'angle de la mire suivant l'axe $\vec{z}$ (donc la rotation dans le plan), lui aussi préalablement estimé. Cet angle ne doit cependant pas être trop élevé (quelques degrés).

3.4.2.2/ IDENTIFICATION DES PARAMÈTRES

Pour réaliser la mesure, de nombreux paramètres sont à identifier ou calculer lors d'un prétraitement : les périodes de la mire $\tilde{\lambda}_{u,1}$, $\tilde{\lambda}_{u,2}$, $\tilde{\lambda}_{v,1}$, $\tilde{\lambda}_{v,2}$ (ici dans le cas général, sans considérer l'égalité entre ces périodes choisies lors de la conception de la mire) ; les largeurs $\tilde{W}_u$ et $\tilde{W}_v$; les fonctions d'analyse $Z_{u,1}$, $Z_{u,2}$, $Z_{v,1}$ et $Z_{v,2}$; les ratios $\theta_{rad/p,u}$ et $\theta_{rad/p,v}$ caractéristiques de l'angle.

On peut y distinguer deux grandes étapes (voir annexe, figure C.8). La première est l'évaluation des périodes et fonctions d'analyse, raffinée par rapport à l'étude du Vernier 1D pour obtenir davantage de précision en échange d'un temps de calcul plus élevé. La seconde étape est la recherche de la largeur des motifs et du défaut angulaire, étape qui nécessite de nombreux calculs. L'identification des paramètres ne sera réalisée qu'une fois, juste avant la mesure, en raison de son temps de calcul de 1.3 s.

3.4.3/ ÉTUDE EXPÉRIMENTALE DES PERFORMANCES

3.4.3.1/ DISPOSITIF EXPÉRIMENTAL

Le dispositif mis en place pour caractériser les performances de la mesure par Vernier 2D est présenté en figure 3.14. Il reste similaire à celui mis en place pour le Vernier 1D (voir 3.7). On notera cependant que :

- Un actionneur angulaire 3 DDL manuel a été ajouté, notamment afin de s'assurer du bon positionnement de la mire dans le plan perpendiculaire à l'axe optique du dispositif de vision
- L'actionneur 1 DDL est placé obliquement dans le référentiel caméra, de sorte qu'il se déplace (et donc qu'il déplace la mire) à la fois en $\vec{x}$ et en $\vec{y}$
- Afin d'améliorer les conditions expérimentales, les essais ont été réalisés dans une salle de métrologie. Celle-ci est isolée mécaniquement du reste du bâtiment (dalle séparée) et asservie en température ($\pm 0.5°$)

L'actionneur piézo-électrique utilisé est un toujours le nanopositionneur P-753.1CD, doté d'un capteur capacitif interne (ses caractéristiques sont rappelées dans le tableau 3.2). Le dispositif de vision est composé d'une caméra Fireware (Allied Vision Technology Stingray F-125, 8 bits, 1292×964 pixels) et d'un objectif de microscope $10\times$.

3.4.3.2/ ÉVALUATION DE LA RÉSOLUTION

Lorsque la question de la résolution a été abordée en simulation dans le chapitre précédent, nous avons tâché de conserver la définition offerte par [1] : *plus petite variation de la grandeur mesurée qui produit une variation perceptible de l'indication correspondante*. Dans le cadre expérimental, la chose est plus difficile car les bruits peuvent être très présents. L'expérience va consister à essayer de percevoir par vision des déplacements les plus faibles possibles de la mire. La notion de "perceptible" est alors primordiale : la question n'est pas ici de réaliser une mesure correcte, mais simplement que la mesure soit impactée de manière évidente par les déplacements de la mire.

Pour cela, l'actionneur est commandé de sorte qu'il réalise des déplacements en créneaux avec une période de 1 s. Plusieurs amplitudes de déplacements ont été essayés, mais nous nous attarderons particulièrement sur celle de 0.5 nm qui est la plus faible amplitude ayant donné des résultats convaincants. Pour information, la caméra acquiert les images à une vitesse de 20 images par secondes.

Pour capter ce déplacement visiblement noyé dans le bruit de mesure, et donc inférieur à la justesse de la mesure (cela sera confirmé par la suite), la méthode consistera à réaliser sur la mesure une transformée de Fourier afin de détecter la fréquence de pulsation de l'actionneur. En faisant ainsi, un filtrage du signal est en quelque sorte réalisé pour détecter ses variations. Si la fréquence trouvée est bien celle envoyée en commande, alors la résolution est au minimum égale à l'amplitude de cette consigne [6].

La figure 3.15.a présente la consigne envoyée à l'actionneur ainsi que la mesure réalisée par le capteur capacitif. La mesure par vision n'y est pas représentée car largement plus bruitée. On peut y remarquer deux choses :

- Le bruit présent sur la mesure capacitive est bien de 1 nm, comme annoncé par le fabriquant.

6. Il s'agit là d'une hypothèse importante : nous faisons confiance à l'actionneur et au capteur capacitif associé. En effet, la résolution ne dépend pas exactement de la consigne, mais du déplacement réel effectué par l'actionneur (et sujet à défaut). Cependant les performances annoncées sont 10 fois inférieurs à la consigne de 0.5 nm ; nous acceptons donc cette hypothèse.

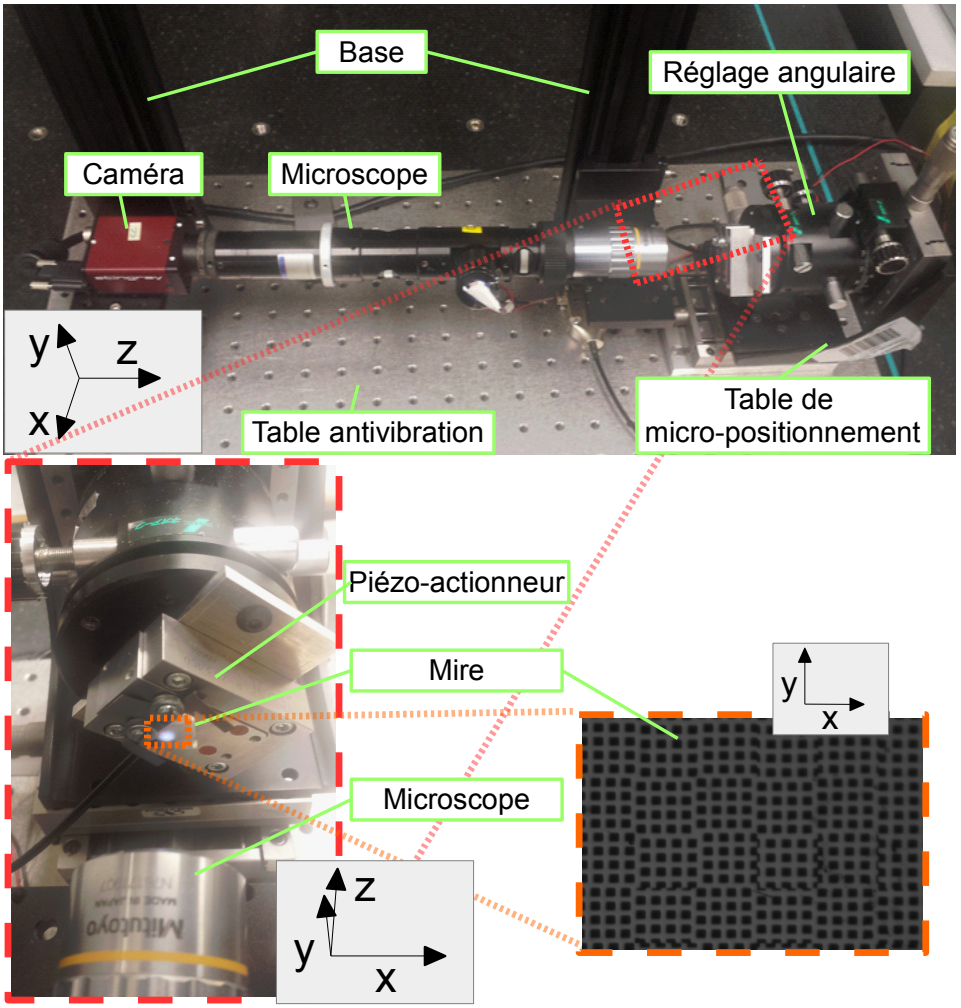
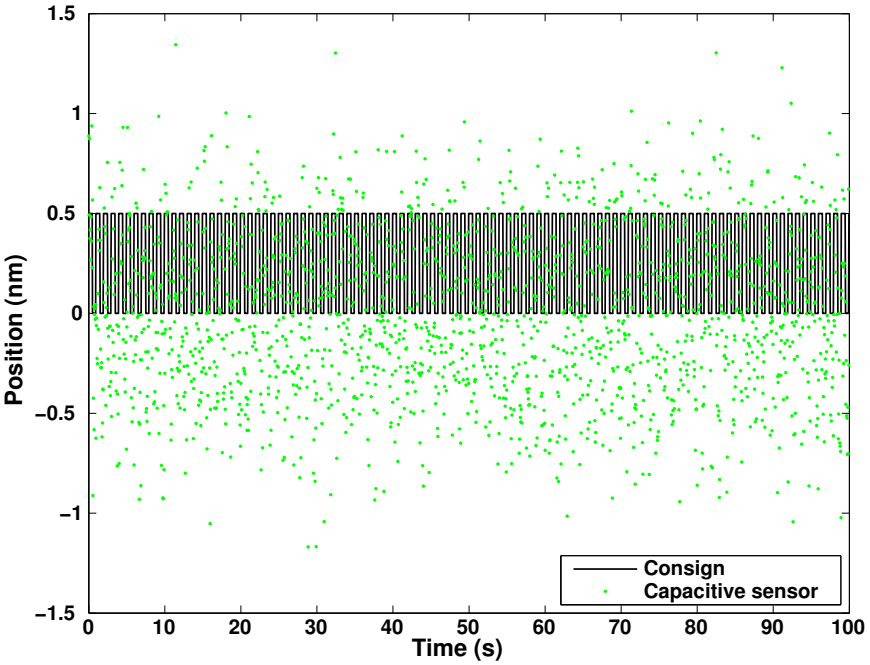


FIGURE 3.14 – Dispositif expérimental pour la mire de Vernier 2D. Le dispositif a été utilisé dans une salle de métrologie permettant une réduction des bruit mécaniques et thermiques. La mire se déplace à la fois en $\vec{x}$ et en $\vec{y}$, l'actionneur 1 DDL étant placé de manière oblique.

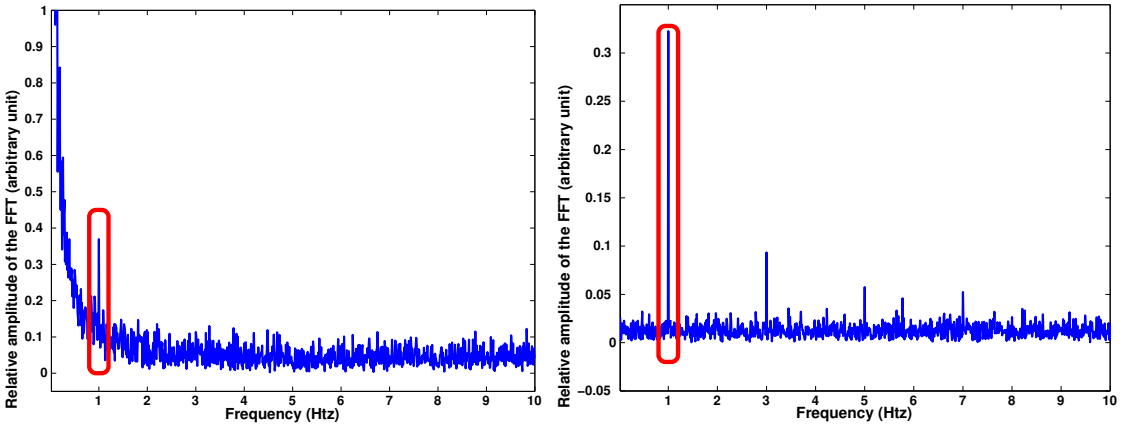
- Lorsque l'on moyenne indépendamment les valeurs normalement hautes et basses de la mesure, l'écart trouvé est de 0.494 nm. Cette valeur est très proche de celle de la consigne ; on peut donc être confiant dans le fait que le déplacement réalisé est proche de 0.5 nm.

La figure 3.15.b-c montre le module de la TFD de nos deux signaux, issus de la mesure par vision et de la mesure de référence. Dans les deux cas, on y voit clairement un pic dominant à la fréquence 1 Hz (même si l'on remarque que celui par mesure capacitive est plus net, résultat normal étant donné le plus faible bruit sur cette dernière). Cela confirme que nos deux mesures sont impactées par le déplacement de l'actionneur. La résolution de la mesure par Vernier 2D est donc à minima [7] de 0.5 nm.

7. A minima, car même expérimentalement il aurait été possible de descendre davantage en amplitude. Il aurait alors fallut choisir un critère assurant la limite pour laquelle le pic est "visible". Par ailleurs la mesure a été effectuée ici uniquement suivant l'axe $\vec{x}$ alors que le déplacement a une composante en $\vec{y}$; le déplacement perçu est donc plus faible que 0.5 nm. La résolution n'étant cependant pas une caractéristique primordiale de la mesure (mais plutôt une indication sur ses performances extrêmes), il est possible de s'arrêter à cette valeur proche des résultats théoriques.



(a) Consigne envoyé à l'actionneur (période : 1 s) et mesure du capteur capacitif.



(b-c) Module de la TFD de la mesure par vision suivant l'axe $\vec{x}$ (à gauche) et du capteur capacitif (à droite). Le pic est clairement visible pour une fréquence de 1 Hz.

FIGURE 3.15 – Résultat de la mesure de résolution. Une consigne en créneaux d'amplitude 0.5 nm est envoyé à l'actionneur avec une fréquence de 1 Hz. On retrouve cette fréquence dans l'analyse par TFD de la mesure par vision, qui est donc bien influencé par le déplacement.

3.4.3.3/ ÉVALUATION DE LA PRÉCISION

La seconde expérience réside en l'observation de la mire lorsque l'actionneur est soumis à une consigne en rampe. Les mesures ainsi réalisées sont partiellement présentées en figure 3.16. Au total, six séries de mesures ont été réalisées, chacune comprenant 2000 points. Chaque rampe est constituée de 17 points, correspondant aux 17 valeurs envoyées à la consigne d'amplitude 12 µm (valeur proche de la valeur maximale réalisable par l'actionneur). On notera que cette plage est supérieure aux petites périodes de la mire.

Ces essais vont permettre de caractériser trois choses : la linéarité, la répétabilité et la justesse de la mesure. Le tableau 3.1 en reprend les résultats en détail, tandis que le tableau 3.2 les résume.

Les courbes correspondant à ces résultats se trouvent en annexe C.7. Il est important de se souvenir que **les mesures s'effectuent suivant 2 DDL à la fois**, et que les résultats qui suivent correspondent donc à la mesure de déplacements suivant l'axe de l'actionneur reconstitués avec les mesures suivant les axes $\vec{x}$ et $\vec{y}$ de l'image.

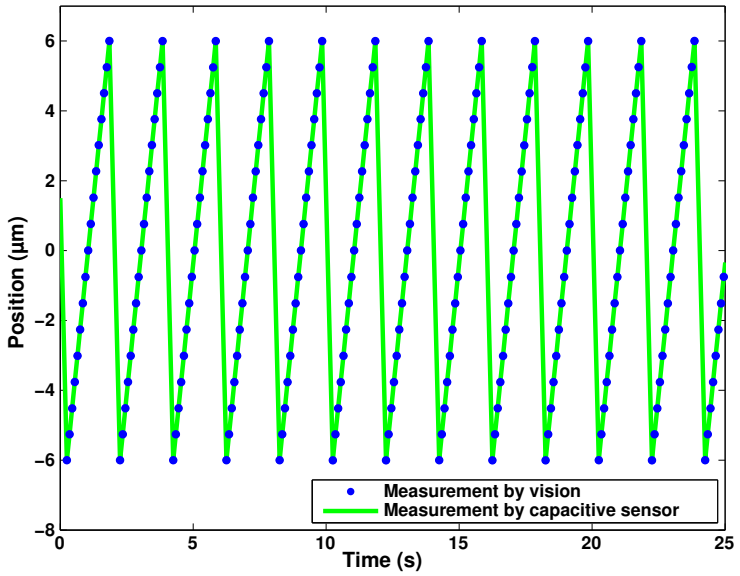


FIGURE 3.16 – Mesures effectuées par vision et avec le capteur capacitif lors d'un essai en rampe (ici tiré de la série 1). La série totale est dix fois plus grande que celle représentée ici.

La linéarité de la mesure est prise comme la déviation maximale des mesures par rapport à la droite interpolée (au sens des moindres carrés) de celles-ci. **La linéarité est ici de 19 nm** (voir en annexe la figure C.12). Relativement à la plage explorée durant l'expérience, cela correspond à **une linéarité de 0.16%.**

La répétabilité est la fidélité exprimée dans le cadre du respect de conditions de répétabilité. Étant donné que la procédure de mesure est la même pour chaque série, ainsi que l'opérateur, le système de mesure et les conditions expérimentales, et enfin que les mesures ont été effectuées au sein de chaque série sur un faible intervalle de temps, l'expérience se place bien dans des conditions correctes de répétabilité. La répétabilité est donc définie, dans ces conditions, comme la proximité entre les mesures lors d'essais répétés pour la même consigne. Le signal comprend environ 2000 points ; chaque rampe comprend 17 points. Il est donc possible de réaliser 17 évaluations de répétabilité, chacune issue de 117 points. On choisie d'exprimer la fidélité comme trois fois l'écart-type σ des mesures. **La répétabilité est ici en moyenne de 5.5 nm, et au pire de 10.5 nm** (voir en annexe la figure C.13).

Enfin, la justesse correspond à la proximité entre la moyenne d'un grand nombre de mesures et les valeurs de référence, à savoir la mesure du capteur capacitif. **la justesse est ici inférieure à 18.5 nm** (voir en annexe la figure C.14).

3.4.3.4/ ÉVALUATION DE LA PLAGE

La dernière expérience a été menée sur la vérification de la plage de mesure. Pour rappel, les caractéristiques de la mire sont : $\lambda_1 = 8$ µm; $\lambda_2 = 8.3$ µm ; $\Lambda = 221.33$ µm. Pour permettre une mesure suivant cette large plage, deux actionneurs sont ajoutés au dispositif (M-111.1DG de Physik Instrumente). Ceux-ci permettent un déplacement suivant les deux axes $\vec{x}$ et $\vec{y}$, avec une grande plage mais une moins grande précision. La figure 3.17 présente la mesure effectuée par vision avec en entrée de l'actionneur une consigne sinusoïdale pour chaque axe, avec une

TABLE 3.1 – Résultats expérimentaux des six séries de mesures par vision.

Performances	Série 1	Série 2	Série 3	Série 4	Série 5	Série 6
Linearité (%)	0.16	0.13	0.16	0.12	0.12	0.16
Répétabilité (nm)	10.5	10	13.5	6.5	12	11
Justesse (nm)	18.5	11	11	10	8	15

TABLE 3.2 – Résumé des résultats moyens et comparaison avec la référence capacitive.

Performance	Vernier 2D		Capteur capacitif
	Pire cas	Cas moyen	
Résolution (nm)	0.5		0.05
Linéarité (%)	0.16	0.14	0.04
Répétabilité (nm)	13.5	7.22	1
Justesse (nm)	18.5	6.9	référence
Plage (μm)	221.33		15

amplitude de près de 220 μm. La mesure large-plage s'effectue donc correctement.

Pour vérifier que les caractéristiques de précision trouvées précédemment sont justes sur toute la plage de mesure, les expériences précédentes concernant linéarité, répétabilité et justesse sont réitérées en plusieurs endroits de la plage de mesure. Six séries de mesures sont ainsi réalisées (voir figure C.15 en annexe) : une en chaque extrême de la plage, une en un endroit arbitraire et une dernière en modifiant l'angle entre mire et axe de translation. Le détail de ces résultat est présent dans le tableau 3.1. On peut y lire que **les performances restent stables en différents endroits de la plage de mesure.**

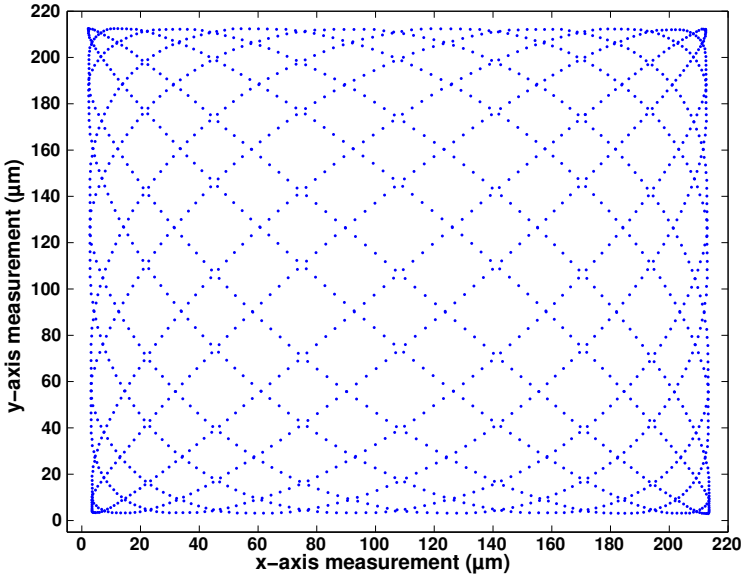


FIGURE 3.17 – Vérification de la plage de mesure de 221.33 μm de la mire de Vernier 2D lors d'un déplacement suivant les 2 axes du plan.

3.5/ CONCLUSION

Les mires de Vernier constituent une réponse originale à la problématique de l'accroissement de plage de la méthode de mesure de position. L'utilisation conjointe de deux motifs de périodes légèrement différentes permet en effet la formation d'un motif de période accrue. Combiné aux bonnes performances de la méthode de mesure passant par le domaine fréquentiel, il permet une mesure par vision dotée d'un excellent rapport plage/résolution (de l'ordre de 5.10^5 selon les expérimentations).

La méthode de mesure a été éprouvée expérimentalement : avec une mire présentant des motifs micrométriques, une répétabilité et une justesse de mesure nanométriques (7 nm en moyenne) ont été observées sur une plage quasi millimétrique (220 μm). La méthode s'est avérée robuste et rapide. Elle a par ailleurs été appliquée à une mesure suivant deux axes de translation.

Les travaux sur les mires de Vernier ont donc montré le fort potentiel des méthodes de mesure par vision utilisant des mires. Alliant précision, bonne plage et mesure suivant plusieurs degrés de liberté, de nombreuses applications robotiques peuvent être envisagées. La contrainte majeure reste l'obligation de placer un motif spécifique sur l'objet d'étude ; mais cela pourra n'être qu'un moindre coût comparé aux apports de la méthode.

4

ASSERVISSEMENT VISUEL 3 DDL PAR MIRE PÉRIODIQUE 2D

Sommaire

4.1 Introduction 60
4.2 Suivi en position par mesure fréquentielle 61
4.2.1 Suivi de position et de fréquence d'une mire 1D 61
4.2.2 Suivi de position, d'angle et de fréquence d'une mire 2D 62
4.2.2.1 Suivi de position 62
4.2.2.2 Suivi de fréquence et d'angle 63
4.2.2.3 Validation en simulation 64
4.3 Application à l'asservissement visuel 65
4.3.1 Asservissement visuel 65
4.3.2 Expérimentations 67
4.3.2.1 Dispositif 67
4.3.2.2 Résultats sous conditions nominales 67
4.3.2.3 Résultats sous conditions bruitées 67
4.4 Mesure suivant $\vec{z}$ 69
4.5 Conclusion 71

4.1/ INTRODUCTION

La commande d'un microrobot est généralement difficile à réaliser. Si le contrôle d'un unique actionneur de qualité (possédant une bonne répétabilité et une bonne justesse) est envisageable, une combinaison d'actionneurs formant une même plateforme robotique accroit considérablement les erreurs de positionnement, de sorte qu'il est nécessaire d'y appliquer des stratégies de contrôle spécifiques. Ces stratégies de contrôle sont souvent classées en deux catégories : les méthodes en boucle ouverte et les méthodes en boucle fermée [45]. Les premières reposent sur l'étalonnage du robot, et donc la compensation de ses erreurs via un modèle identifié au préalable [42, 43, 46]. Les secondes requièrent un capteur externe permettant d'asservir la position du robot en temps réel. Parmi elles se retrouvent notamment les méthodes d'asservissement visuel.

L'asservissement visuel est un domaine à l'intersection de ceux du traitement d'image, de la vision robotique, des capteurs intégrés et des théories de contrôle [47]. Il peut se faire essentiellement de deux façons : par l'analyse directe des déplacements d'éléments spécifiques de l'image (points, lignes, moments) pour construire la loi de commande, auquel cas on parlera d'asservissement visuel basé image (ou *image based visual servoing*, dit IBVS) ; ou bien par l'estimation plus générale de la pose de l'objet d'intérêt dans l'espace 3D, auquel cas il s'agira d'asservissement visuel basé pose (ou *pose-based visual servoing*, dit PBVS).

Ces dernières années, de nombreuses recherches se sont focalisées sur l'utilisation des informations "pures" de l'image, par exemple l'intensité des pixels [48, 49] ou des informations mutuelles [50]. Procéder ainsi permet de ne pas avoir à se confronter à certaines des principales difficultés de l'asservissement visuel : le choix des informations à extraire de l'image, leur extraction à proprement parler et leur mise en correspondance. Autrement dit, cela permet de simplifier ce que l'on nomme l'étape de suivi (dit *tracking*) [51]. Cela permet par ailleurs d'accroitre certaines performances, notamment par la redondance d'information accrue par l'utilisation de l'image dans sa globalité. Dans le domaine de la microrobotique, on remarquera notamment les méthodes reposant sur la corrélation de phase [26] ou sur les coefficients d'ondelettes, de type *wavelet* [14] ou *shearlet* [52].

Dans le chapitre précédent, une mesure de déplacement en translation suivant deux directions a été réalisée à partir de l'image d'une mire 2D. Cette méthode n'utilisait cependant pas la totalité de l'image, reposant davantage sur l'exploitation de vecteurs d'intensité de l'image judicieusement choisis. Par ailleurs, on peut noter qu'elle se compose de deux grandes étapes : l'initialisation, durant laquelle certains paramètres utiles à la mesure sont évalués, et la mesure en elle-même. Dans ce chapitre, nous allons aborder une façon d'exploiter l'image d'une mire périodique qui se différencie de la précédente en ce qu'elle utilise la totalité de l'image et mêle les étapes de caractérisation et de mesure.

Il s'agit d'une méthode récursive basée sur une mesure de phase matricielle, et non vectorielle. Elle ne repose cependant pas sur un calcul de la transformée de Fourier 2D de l'image, qui est coûteux en temps de calcul, mais sur le suivi du signal suivant une unique fréquence pour chacun des axes de la mire. Chacune des deux phases (une par axe) est ainsi calculée en connaissant les périodes pixelliques de la mire ainsi que son orientation. La récursivité réside dans l'estimation de ces paramètres, recalculés à chaque itération à partir de mesures de phase réalisées à l'aide des périodes et de l'angle trouvés lors de l'itération précédente.

L'objectif est donc d'utiliser une mesure de phase directe d'une mire périodique pour assurer un asservissement visuel. Le principe de l'asservissement visuel reposant lui même sur un fonctionnement en pas-à-pas, l'aspect récursif de la méthode n'est pas un problème et suit même la logique de l'asservissement visuel. Par ailleurs, comme dans les études précédentes, la méthode ne nécessite pas d'étape d'étalonnage préalable telle que l'estimation des paramètres intrinsèques de la caméra ou ceux de la transformation entre repère caméra et repère robot. La méthode est finalement testée expérimentalement dans diverses conditions pour démontrer sa

précision, sa robustesse et son efficacité dans le cadre de l'asservissement visuel.

4.2/ SUIVI EN POSITION PAR MESURE FRÉQUENTIELLE

Dans un premier temps, nous proposons d'adapter les méthodes de mesure de position précédemment évoquées à la logique de l'asservissement visuel. Ainsi, le suivi du déplacement en translation de la mire est réalisé en alternance avec le suivi de sa période pixellique et de son orientation. Ces mesures, partant de valeurs approximatives, doivent converger vers les valeurs vraies au fil des itérations. De ces mesures découle l'algorithme de suivi (ou *tracking*).

4.2.1/ SUIVI DE POSITION ET DE FRÉQUENCE D'UNE MIRE 1D

On considère dans un premier temps l'étude d'une mire périodique 1D. L'objectif est de déterminer sa pose et sa période pixellique de manière itérative, en raffinant ces valeurs à chaque itération.

Pour rappel, la phase d'un signal périodique est liée à sa position et peut se calculer par :

$$\phi = arg(\sum A \cdot Z) \tag{4.1}$$

avec Z la fonction d'analyse :

$$Z(n) = e^{-\left(\frac{n-N/2}{N/c}\right)^2} \cdot e^{-2i\pi f\left(n-\frac{N}{2}\right)} \tag{4.2}$$

Ne reste alors plus qu'à calculer la position en connaissant la période métrique du signal :

$$d = \lambda\frac{\phi}{2\pi} = \frac{1}{f}\frac{\phi}{2\pi} \tag{4.3}$$

Ainsi la position de la mire peut être évaluée à chaque instant, pour peu que l'on dispose d'une donnée essentielle : sa fréquence pixellique f, que l'on peut aussi écrire $f = \frac{k}{N}$ (avec ici k non nécessairement entier). Dans le chapitre 3, cette fréquence est calculée au moins une fois en début de mesure, et peut être réévaluée à chaque itération si besoin est. Son évaluation repose sur l'utilisation du pic du module de la TFD du signal, révélateur de sa fréquence. Nous avons cependant démontré que cette évaluation souffrait d'une imprécision parfois importante. Par ailleurs une évaluation à chaque itération est couteuse en temps de calcul, ce qui pourrait poser problème si l'on se place dans le cas défavorable de l'observation d'une mire de période variable (par exemple subissant de légers déplacements suivant l'axe de la caméra) et où cette mesure serait donc nécessaire à chaque itération.

Une autre méthode permet d'évaluer la période d'un signal, et se révèle particulièrement adaptée à une approche itérative ainsi que, plus largement, à notre approche dans le domaine fréquentiel. On part de la dérivation de l'équation 4.3, qui donne :

$$f = \frac{1}{2\pi}\frac{\mathrm{d}\phi}{\mathrm{d}x} \tag{4.4}$$

avec ϕ sa phase relativement à sa fonction d'analyse. Une bonne approximation de cette opération de dérivation pour un signal discret consiste à utiliser l'opération de différence de phase [53]. Cette approche est peu coûteuse en calcul et obtient souvent de meilleures performances qu'un filtrage spatial. On peut ainsi appliquer le schéma de la différence finie centrée (DFC) [1] :

$$f = \frac{1}{4\pi}\left(\phi_{+1} - \phi_{\text{-}1}\right) \tag{4.5}$$

1. Il est à privilégier par rapport à ses équivalents *avant* ou *arrière*, car son centrage permet d'éviter les biais.

avec ϕ_{+1} et $\phi_{\text{-}1}$ définis par :

$$\phi_x = \arg \sum_{n=0}^{N-1} A_x(n)\, e^{-\left(\frac{n-N/2}{N/c}\right)^2}\, e^{-2i\pi f(n-\frac{N}{2})} \tag{4.6}$$

avec $A_x(n) = A(n+x)$. On utilisera donc pour la DFC les signaux $A_{\text{-}1}$ et A_1. Dans cette équation, les vecteurs sont complétés au besoin avec des zéros pour avoir la même taille. L'index x permet de calculer la phase en différents points du signal, en l'occurrence un pixel avant ($\phi_{\text{-}1}$) ou après (ϕ_{+1}) son centre.

En procédant ainsi, il est possible de calculer à chaque itération la période via deux calculs de phase. En faisant l'hypothèse que la période mesurée à l'itération précédente est proche de la période actuelle, l'erreur causée par cette erreur sur la mesure de phase sera minime (voir les résultats de la section 2). L'algorithme ainsi développé est présenté en figure 4.1. Seule une valeur initiale de f est nécessaire à l'initialisation.

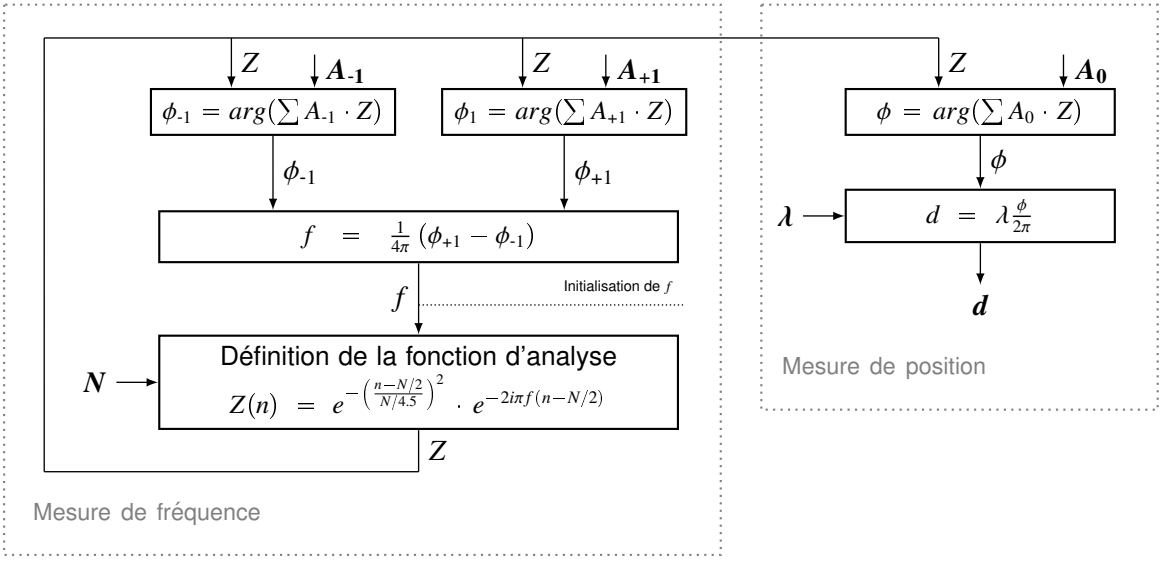


FIGURE 4.1 – Algorithme itératif de mesure de position d et de fréquence f d'un signal périodique discret A_0 de taille N. $A_{\text{-}1}$ et A_{+1} correspondent à A_0 décalés d'un pixel vers l'avant ou l'arrière (et complété avec un zéro).

4.2.2/ SUIVI DE POSITION, D'ANGLE ET DE FRÉQUENCE D'UNE MIRE 2D

4.2.2.1/ SUIVI DE POSITION

Soit $A(n,m)$ un signal spatial 2D de dimensions $N \times M$ auquel est associé un repère orthonormé $(\vec{u},\vec{v})$ suivant ses axes périodiques (voir figure 4.2). Sa TFD à la fréquence f et pour un angle θ donné (orientant le repère $(\vec{u},\vec{v})$ par rapport au repère $(\vec{x},\vec{y})$) vaut :

$$\mathcal{F}(A) : (k_u,k_v) \mapsto \hat{A}(k_u,k_v) = \sum_{n=0}^{N-1}\sum_{m=0}^{M-1} A(n,m) e^{-i2\pi\left(\frac{k_u}{N}n+\frac{k_v}{M}m\right)} \tag{4.7}$$

De la même façon que pour un signal 1D, toute variation de ce signal aura un impact sur sa phase, comme l'illustre la figure 4.2. Cela vaut pour ses translations (correspondant à des déphasages), ses rotations (l'angle est aussi visible dans le domaine fréquentiel) ou encore ses variations de période (évidemment perceptibles dans le domaine fréquentiel). En conservant les notations

précédentes introduisant le décalage au centre du signal (avec par exemple A_{-1} et A_{+1}), la mesure de phase suivant $\vec{u}$ est alors :

$$\phi_{x,y,\theta,\tilde{\lambda}} = arg(\sum A_{x,y} \cdot Z_{k_u,k_v}) \tag{4.8}$$

$$= arg(\sum A_{x,y} \cdot Z_{\theta,\tilde{\lambda}}) \tag{4.9}$$

avec Z_{k_u,k_v} la fonction d'analyse :

$$Z_{k_u,k_v}(n,m) = e^{-\left(\frac{n-N/2}{N/c}\right)^2 - \left(\frac{m-M/2}{M/c}\right)^2} \cdot e^{-2i\pi\left(\frac{k_u}{N}(n-\frac{N}{2}) + \frac{k_v}{M}(m-\frac{M}{2})\right)} \tag{4.10}$$

$$= e^{-\left(\frac{n-N/2}{N/c}\right)^2 - \left(\frac{m-M/2}{M/c}\right)^2} \cdot e^{-2i\pi\left(\frac{\cos\theta}{\tilde{\lambda}}(n-\frac{N}{2}) + \frac{\sin\theta}{\tilde{\lambda}}(m-\frac{M}{2})\right)} \tag{4.11}$$

On peut en effet noter que l'on a $\frac{k_u}{N} = \frac{\cos\theta}{\tilde{\lambda}}$ et $\frac{k_v}{M} = \frac{\sin\theta}{\tilde{\lambda}}$ (visible en figure 4.2). La fonction d'analyse peut donc s'exprimer comme dépendante de k_u et k_v ou de θ et $\tilde{\lambda}$.

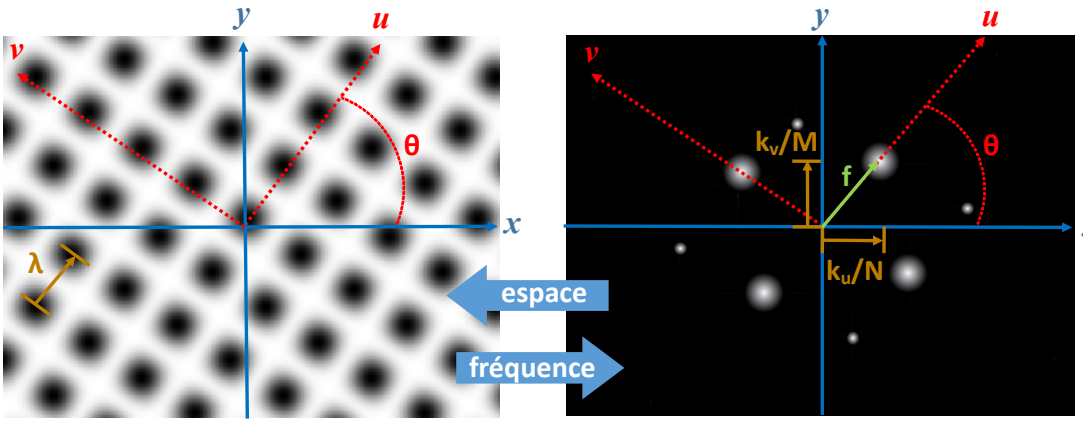


FIGURE 4.2 – Illustration du lien entre domaines spatial et fréquentiel dans le cas d'un signal 2D sinusoïdal suivant deux directions.

Dans la pratique, les phases suivant $\vec{u}$ et $\vec{v}$ sont calculées indépendamment. Cela revient à calculer respectivement $\phi_{0,0,\theta,\tilde{\lambda}_u}$ et $\phi_{0,0,\theta+\frac{\pi}{2},\tilde{\lambda}_v}$.

On a donc :

$$\begin{cases} d_u = \frac{\phi_{0,0,\theta,\tilde{\lambda}_u}}{2\pi}\lambda_u + p\,\lambda_u \\ d_v = \frac{\phi_{0,0,\theta+\frac{\pi}{2},\tilde{\lambda}_v}}{2\pi}\lambda_v + q\,\lambda_v \end{cases} \tag{4.12}$$

Reste ensuite à interpréter ces mesures dans la base $(\vec{x},\vec{y})$ de la caméra :

$$\begin{cases} d_x = d_u\ \cos(\theta) - d_v\ \sin(\theta) \\ d_y = d_u\ \sin(\theta) + d_v\ \cos(\theta) \end{cases}$$

On notera que ces mesures de position en translation requièrent bien l'estimation préalable de f_u (ou $\tilde{\lambda}_u$), f_v (ou $\tilde{\lambda}_v$) et θ.

4.2.2.2/ SUIVI DE FRÉQUENCE ET D'ANGLE

Les valeurs de l'angle de la mire et de ses périodes peuvent se mesurer aisément dans le domaine fréquentiel. La suite développe la méthode pour la période $\tilde{\lambda}_u$ suivant $\vec{u}$ et l'angle θ entre $\vec{u}$ et $\vec{x}$, le processus équivalent pouvant s'appliquer pour la recherche de la période $\tilde{\lambda}_v$.

L'angle θ peut tout d'abord se calculer en utilisant le principe selon lequel l'angle entre un vecteur $\vec{V}$ et l'axe $\vec{x}$ s'obtient par la formule $\arctan 2(\vec{V}.y, \vec{V}.x)$. Transposer ce principe à la dérivée de la phase donne :

$$\theta = \arctan 2 \left(\frac{\partial \phi}{\partial y}, \frac{\partial \phi}{\partial x} \right) \tag{4.13}$$

Introduisons ensuite une nouvelle notation pour le résultat des différences entre phases, afin de simplifier l'écriture des équations :

$$\Delta_x = \phi_{x+1,y,\theta,\tilde{\lambda}_u} - \phi_{x-1,y,\theta,\tilde{\lambda}_u} \tag{4.14}$$

$$\Delta_y = \phi_{x,y+1,\theta,\tilde{\lambda}_u} - \phi_{x,y-1,\theta,\tilde{\lambda}_u} \tag{4.15}$$

La DFC de l'équation 4.14 donne alors l'angle :

$$\theta = \arctan 2(\Delta_y, \Delta_x) \tag{4.16}$$

Ensuite, la période matricielle de la mire suivant l'axe $\vec{u}$ se calcule, similairement au cas 1D, par :

$$f = \frac{1}{2\pi} \frac{\mathrm{d}\phi}{\mathrm{d}u} = \frac{1}{2\pi} \left(\frac{\partial \phi}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial u} + \frac{\partial \phi}{\partial y} \frac{\partial y}{\partial u} \right) \tag{4.17}$$

On sait que $\frac{\partial x}{\partial u} = \cos(\theta)$ et $\frac{\partial y}{\partial u} = \sin(\theta)$. En utilisant ensuite la DFC, on a :

$$f = \frac{1}{4\pi} \Big(\Delta_x \cos(\theta) + \Delta_y \sin(\theta) \Big) \tag{4.18}$$

Sachant que $\theta = \arctan 2(\Delta_y, \Delta_x)$, l'équation devient (après développement) :

$$f = \frac{1}{4\pi} \sqrt{\Delta_x^2 + \Delta_y^2} \tag{4.19}$$

Les mesures de Δ_x et Δ_y (issues des mesures de phases centrées en différents points) permettent donc l'évaluation des périodes et de l'angle de la mire.

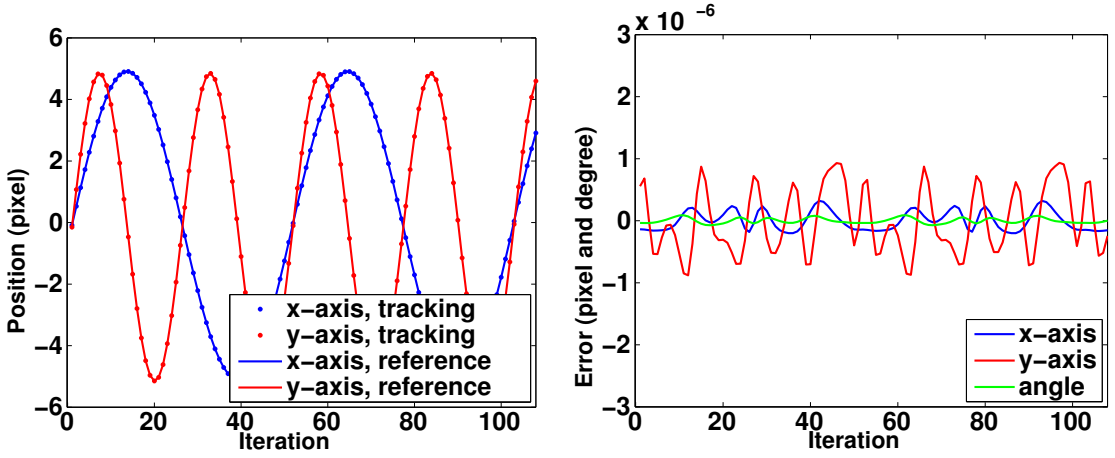
4.2.2.3/ VALIDATION EN SIMULATION

Afin de caractériser les performances de la méthode, des simulations ont tout d'abord été réalisées. La mire utilisée est constituée de deux sinusoïdes parfaites (l'une dirigée suivant $\vec{u}$, l'autre suivant $\vec{v}$) *multipliées* entre elles afin d'obtenir une mire constituée de points diffus. Les deux sinusoïdes ont la même période $\tilde{\lambda} = 15$ pixels. La position angulaire est prise à $\theta = 22.5$ degrés. L'image fait 640 pixels de coté. Lors de la simulation, la mire est déplacée en translation (voir figure 4.3.a).

Cet essai étant réalisé en simulant un cas idéal, les valeurs de position, d'angle et de période convergent immédiatement vers le meilleur résultat. Cette simulation n'a donc pas pour but de tester la vitesse de convergence de la méthode, mais simplement ses performances maximales en précision.

Lors de la mesure, les périodes sont calculées avec une erreur d'au maximum 10^{-7} pixel. On peut observer sur la figure 4.3.b l'erreur commise sur l'estimation de la pose, inférieure à 10^{-6} pixel en translation et 10^{-7} degré en rotation. Par ailleurs les calculs sont réalisés en moins de 0.05 s à chaque itération, démontrant la compatibilité de la méthode avec la plupart des dispositifs temps-réel. D'autres simulations ont été réalisées, avec des résultats similaires.

On peut remarquer que ces résultats sont bien meilleurs que ceux présentés dans le chapitre 2, plutôt proches de 10^{-3} pixel en translation. Notre hypothèse est que cela provient avant tout de la plus grande redondance d'information. En effet, les simulations du chapitre 2 ont été réalisées dans le cas de l'analyse d'un vecteur d'intensité, présentant donc typiquement 640 points. Ici, l'utilisation de $640 \times 640 = 409600$ points accroit considérablement la qualité de la mesure. Ce résultat sera cependant grandement nuancé expérimentalement, l'impact des bruits et des imperfections (sur la mire, sur l'image, etc.) prenant le pas sur cette redondance d'information.



(a) Position (b) Erreur

FIGURE 4.3 – Pose et erreur sur l'estimation de pose d'une mire parfaite, lors d'un simulation de translations.

4.3/ APPLICATION À L'ASSERVISSEMENT VISUEL

Nous venons de voir comment réaliser une mesure de pose itérative d'une mire 2D, en prenant en compte les mesures en translation suivant deux axes, en rotation suivant un axe et en fréquence suivant les deux axes de la mire. Dans la suite, nous étudions comment cette mesure est adaptée à l'asservissement visuel en y assurant l'étape de suivi (ou *tracking*).

4.3.1/ ASSERVISSEMENT VISUEL

Soient $\mathcal{R}_I$ et $\mathcal{R}_P$ les repères attachés respectivement à l'image et à la mire. L'algorithme de suivi évoqué précédemment fournit, pour chaque image, une transformation homogène ${}^I\mathbf{M}_P$ entre ces deux repères, telle que :

$$ {}^I\mathbf{M}_P = \begin{bmatrix} {}^I\mathbf{R}_P & {}^I\mathbf{t}_P \\ \mathbf{0} & 1 \end{bmatrix} \tag{4.20} $$

avec ${}^I\mathbf{R}_P$ la matrice de rotation 3×3 et ${}^I\mathbf{t}_P$ le vecteur de translation 3×1.

La loi de contrôle que nous allons définir a pour but de permettre le déplacement de la mire jusqu'à une position définie par le repère $\mathcal{R}_{I*}$. Pour obtenir une trajectoire de mire linéaire, la méthode utilisée est celle proposée par [54]. Cette méthode consiste à choisir la pose 3D actuelle $\mathbf{s}$ telle que $\mathbf{s} = ({}^I\mathbf{t}_P, \theta\mathbf{u})$ et la pose $\mathbf{s}^*$ de la mire relativement au repère $\mathcal{R}_{I*}$ voulue telle que $\mathbf{s}^* = ({}^{I^*}\mathbf{t}_P, \mathbf{0})$. On notera aussi $\theta\mathbf{u}$ le paramètre angle/axe de la rotation.

Avec ces notations, l'erreur est définie par :

$$ \mathbf{e} = ({}^I\mathbf{t}_P - {}^{I^*}\mathbf{t}_P, \theta\mathbf{u}) \tag{4.21} $$

Sa matrice d'interaction associée est :

$$\mathbf{L}_e = \begin{bmatrix} -\mathbf{I}_3 & \left[{}^I\mathbf{t}_P\right]_\times \\ \mathbf{0} & \mathbf{L}_{\theta\mathbf{u}} \end{bmatrix} \tag{4.22}$$

avec $\mathbf{I}_3$ la matrice identité 3×3, $\left[{}^I\mathbf{t}_P\right]_\times$ la matrice antisymétrique associée au vecteur ${}^I\mathbf{t}_P$ et $\mathbf{L}_{\theta\mathbf{u}}$ la matrice d'interaction telle que définie dans [55].

La loi de contrôle donne les vitesses du robot $\mathbf{v} = (\mathbf{v}_x, \mathbf{v}_y, 0)$ et $\boldsymbol{\omega} = (0, 0, \boldsymbol{\omega}_z)$ telles que :

$$\begin{bmatrix} \mathbf{v} \\ \boldsymbol{\omega} \end{bmatrix}_{\mathcal{R}_I} = -\gamma \mathbf{L}_e^+ \mathbf{e} \tag{4.23}$$

avec $\mathbf{L}_e^+$ la matrice pseudo-inverse de la matrice d'interaction. Elle est donc définie par :

$$\mathbf{L}_e^+ = \begin{bmatrix} -\mathbf{I}_3 & \left[{}^I\mathbf{t}_P\right]_\times \mathbf{L}_{\theta\mathbf{u}}^{-1} \\ \mathbf{0} & \mathbf{L}_{\theta\mathbf{u}}^{-1} \end{bmatrix} \tag{4.24}$$

Après développement, la loi de contrôle s'écrit donc :

$$\begin{bmatrix} \mathbf{v} \\ \boldsymbol{\omega} \end{bmatrix}_{\mathcal{R}_I} = \begin{bmatrix} -\gamma(({}^{I^*}\mathbf{t}_P - {}^I\mathbf{t}_P) + \left[{}^I\mathbf{t}_P\right]_\times \theta\mathbf{u}) \\ -\gamma\theta\mathbf{u} \end{bmatrix} \tag{4.25}$$

Dans notre cas, seules les variations de x, y et θ sont prises en compte. La loi de contrôle devient alors :

$$\begin{cases} \mathbf{v}_x &= -\gamma((x^* - x) + y\theta) \\ \mathbf{v}_y &= -\gamma((y^* - y) - x\theta) \\ \boldsymbol{\omega}_z &= -\gamma\theta \end{cases} \tag{4.26}$$

La figure 4.4 représente l'essentiel de l'algorithme d'asservissement visuel ainsi constitué.

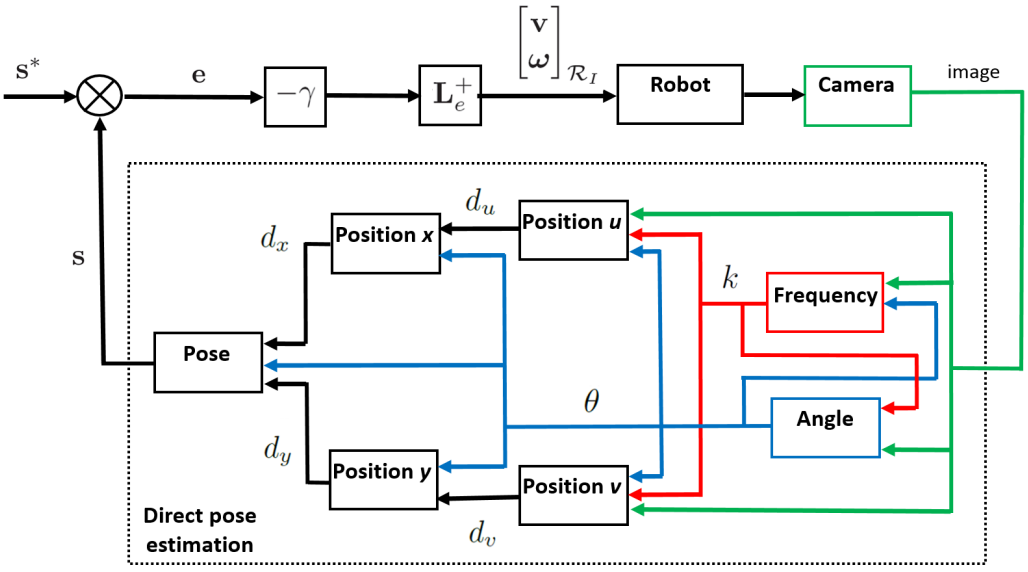


FIGURE 4.4 – Représentation de l'algorithme d'asservissement visuel.

4.3.2/ EXPÉRIMENTATIONS

4.3.2.1/ DISPOSITIF

La méthode est testée avec un dispositif expérimental (voir figure 4.5) fonctionnant avec une caméra déportée (*eye-to-hand*). La caméra Firewire CCD utilisée est une Guppy F-046 de Allied Vision Technology fournissant des images de 640×480 pixels à une vitesse de 3.75 images par seconde. Elle est combinée à un objectif macro. La mire est fixée à une plateforme microrobotique composée d'un actionneur rotatif (SR-3610-S de SmarAct, de plage 2π et de résolution 0.17 µrad) et de deux actionneurs en translation (M-111-1DG de Physic Instrumente, de plage 15 mm, de répétabilité 0.1 µm et de jeu (backslash) 2 µm). Le tout est monté sur une table anti-vibrations et éclairé par une source de lumière blanche. Le contrôle est réalisé sous MATLAB sur un PC classique (Intel Core2 Quad CPU Q9550 2.83 GHz, Windows 7).

La mire est quant à elle composée de points répartis avec une périodicité de 1 mm, tant suivant $\vec{u}$ que $\vec{v}$, sur une surface de 50×50 mm^2. Elle a été réalisée par impression sur papier photographique via une imprimante à jet d'encre (Canon IP8750).

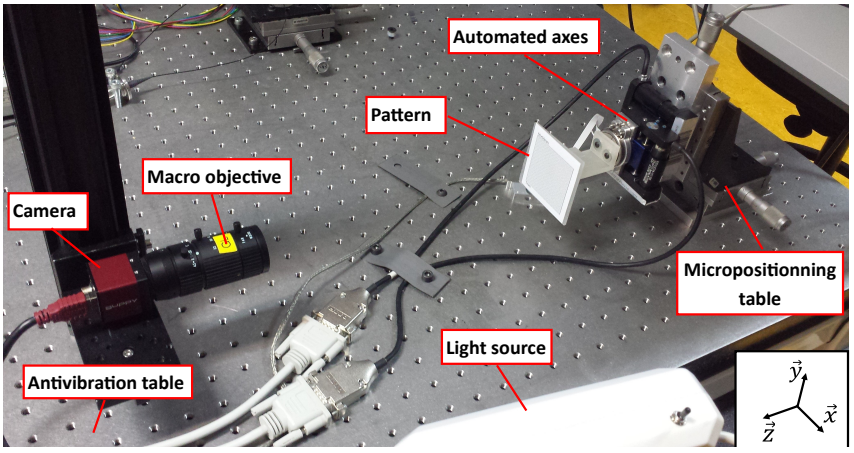


FIGURE 4.5 – Dispositif expérimental pour l'asservissement visuel.

4.3.2.2/ RÉSULTATS SOUS CONDITIONS NOMINALES

La méthode est tout d'abord testée sous conditions nominales d'utilisation (éclairage stable, pas d'occultation, etc.). On peut noter qu'aucune étape d'étalonnage n'est réalisée au préalable de la mesure. La mire est placée arbitrairement sur la plateforme robotique, avec un angle non-nul (voir figure 4.6.a). La période est estimée grossièrement à 13 pixels pour les deux directions (valeur servant à initialiser l'algorithme de mesure). L'ensemble du traitement est réalisé à une fréquence de 2 Hz (acquisition, traitement, contrôle).

La figure 4.6 présente l'image de départ, l'image d'arrivée et les courbes de pose durant l'asservissement. **Seules 30 itérations sont nécessaires pour obtenir la position désirée avec une justesse, obtenue grâce aux capteurs internes aux actionneurs, de 1 µm en translation et 0.02 mrad en rotation.**

4.3.2.3/ RÉSULTATS SOUS CONDITIONS BRUITÉES

D'autres essais ont été réalisés pour évaluer la robustesse de la méthode à différents bruits. Le premier essai concerne le défaut de netteté de l'image, qui peut être dû à un mauvais réglage du focus. L'expérience montre que la méthode fonctionne encore correctement avec des images

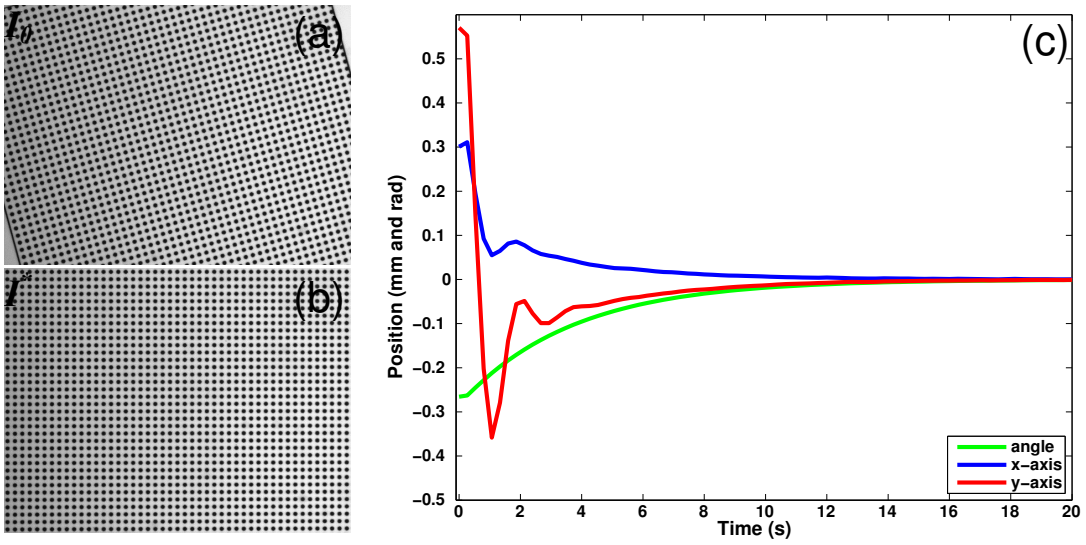


FIGURE 4.6 – Validation expérimentale sous conditions nominales. (a) Image de départ; (b) image finale; (c) erreur commise durant l'asservissement.

floues, comme l'atteste la figure 4.7. La position désirée est obtenue avec une justesse de 2 µm en translation et 0.05 mrad en rotation.

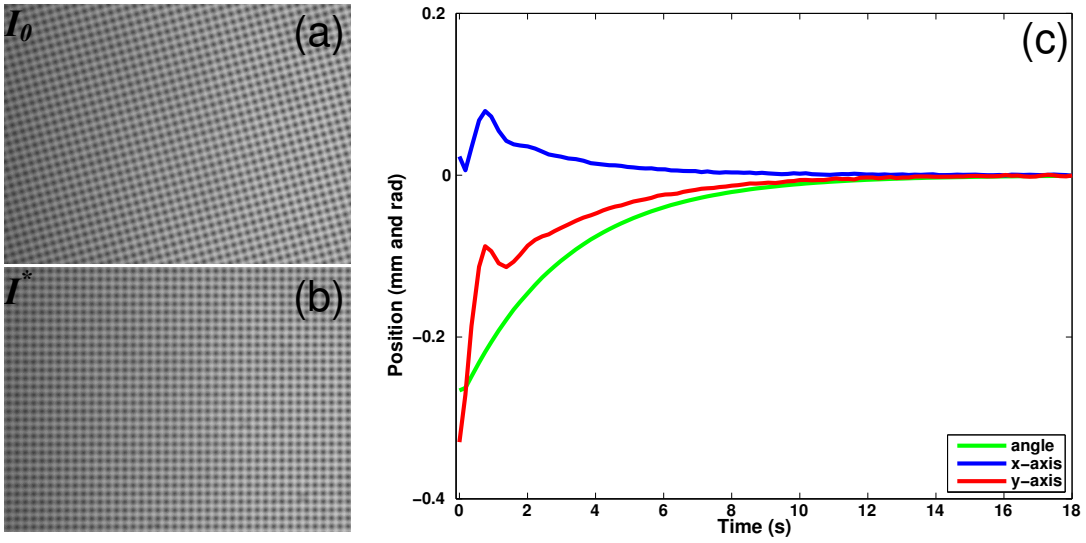


FIGURE 4.7 – Validation expérimentale pour des images floues. (a) Image de départ; (b) image finale; (c) erreur commise durant l'asservissement.

Le deuxième essai concerne les problématiques de spécularité : la mire est éclairée de manière non-uniforme et variant en position et en intensité arbitrairement au cours de l'expérience. On peut voir sur la figure 4.8 que la variation de luminosité induit un bruit important sur le contrôle, sans pour autant empêcher celui-ci. La convergence s'obtient avec une justesse de 10 µm en translation et 0.1 mrad en rotation.

La troisième expérimentation évalue les performances de la méthode lorsque la mire est occultée

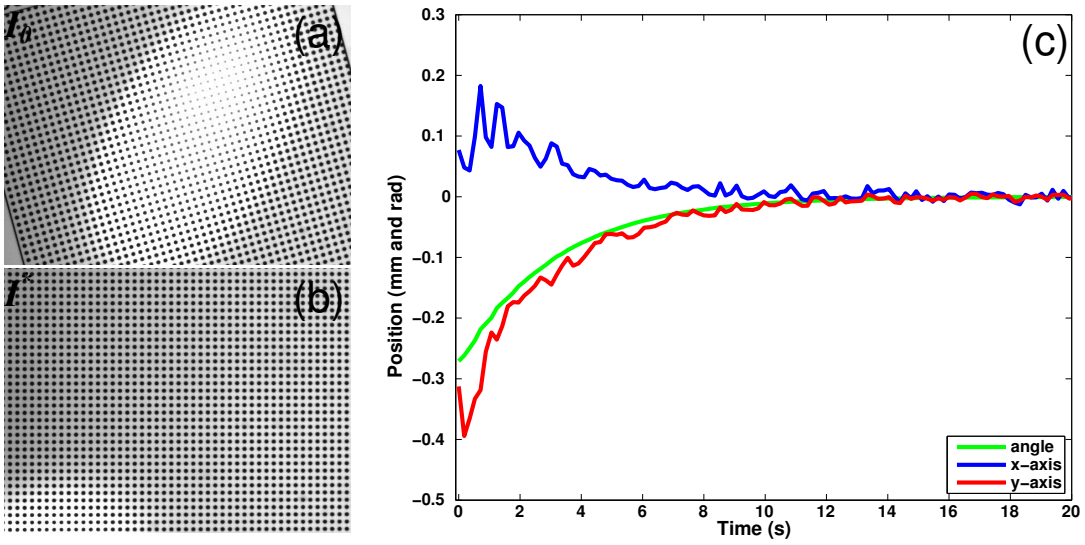


FIGURE 4.8 – Validation expérimentale pour un éclairage variable. (a) Image de départ; (b) image finale; (c) erreur commise durant l'asservissement.

par un obstacle arbitraire. Plusieurs essais ont été réalisés, allant jusqu'à celui présenté en figure 4.9 où plus de 90% de la mire est occultée. On peut constater que, si cela nuit à la rapidité de convergence, la justesse du contrôle est finalement bonne avec 2 µm en translation et 0.1 mrad en rotation.

Pour aller encore plus loin dans la démonstration de la robustesse de la méthode, un essai est ensuite réalisé en combinant les différentes sources d'erreur précédemment évoquées. La figure 4.10 présente donc un contrôle réalisé avec à la fois une image floue, une forte occultation de la mire et un éclairage variable. Le contrôle en résultant présente, comme l'on peux s'y attendre, une combinaison des défauts observés sur les autres essais : un temps de convergence long et une erreur finale conséquente : 30 µm en translation et 1 mrad en rotation. Néanmoins la convergence est toujours assurée.

Le dernier essai réalisé consiste en la réalisation de l'asservissement alors qu'un bruit arbitraire est présent. Ce bruit est dû à la projection d'un film (*The Little Prince* du réalisateur Mark Osborne) sur la mire via un vidéo-projecteur. Cela a pour effet de faire très fortement varier l'image. Comme illustré par la figure 4.11, la convergence se fait avec une erreur en translation de 10 µm et de 1 mrad en rotation.

Ces différents essais en conditions (parfois fortement) néfastes à une mesure par vision ont montré expérimentalement la robustesse de la méthode. Plus largement, il s'agit d'une illustration intéressante de la robustesse de la méthode de mesure de phase pour la mesure de pose.

4.4/ MESURE SUIVANT $\vec{z}$

Il est possible de réaliser, en complément de la mesure suivant 3 degrés de liberté, une mesure de la translation suivant l'axe $\vec{z}$, l'axe de la caméra qui se trouve perpendiculaire au plan de la mire. L'idée est ici d'utiliser la mesure de la période de la mire [2] qui traduit l'écart entre la caméra et la mire pour peu que l'image ne soit pas acquise avec une projection parallèle.

Ainsi un déplacement d_z suivant l'axe de la caméra introduit une variation proportionnelle de la

2. Ou plus exactement des deux périodes, mais nous les prenons comme égales ici.

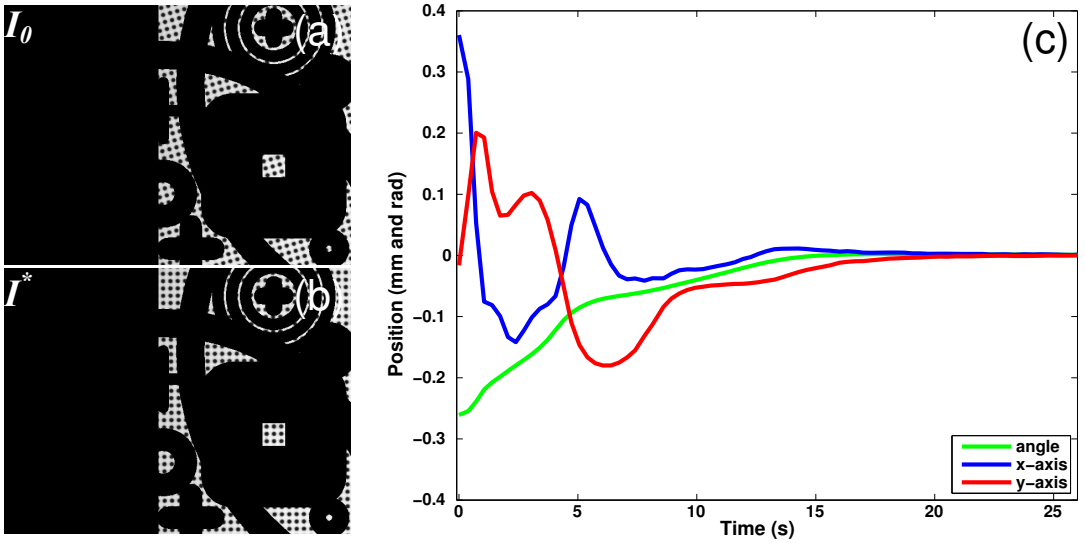


FIGURE 4.9 – Validation expérimentale avec occultation forte de la mire. (a) Image de départ; (b) image finale; (c) erreur commise durant l'asservissement.

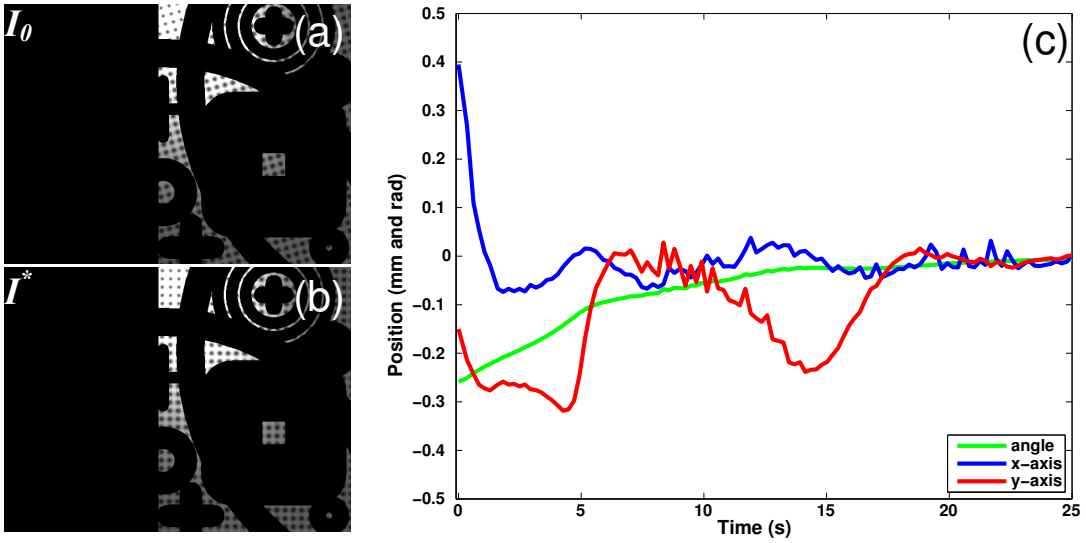


FIGURE 4.10 – Validation expérimentale en combinant flou, éclairage variable et occultation importante de la mire. (a) Image de départ; (b) image finale; (c) erreur commise durant l'asservissement.

période, de λ_0 à λ_z :

$$d_z = c_0(\frac{\lambda_z}{\lambda_0} - 1) \tag{4.27}$$

Cette mesure requiert une étape d'étalonnage permettant de déterminer le coefficient c_0. Cela peut par exemple consister à réaliser une mesure de λ_0 et λ_z pour deux valeurs de d_z données.

La figure 4.12 présente donc le résultat d'une mesure de d_z lorsque la mire est déplacée manuellement avec une table de micro-positionnement. Le résultat est une mesure réalisée sur une large

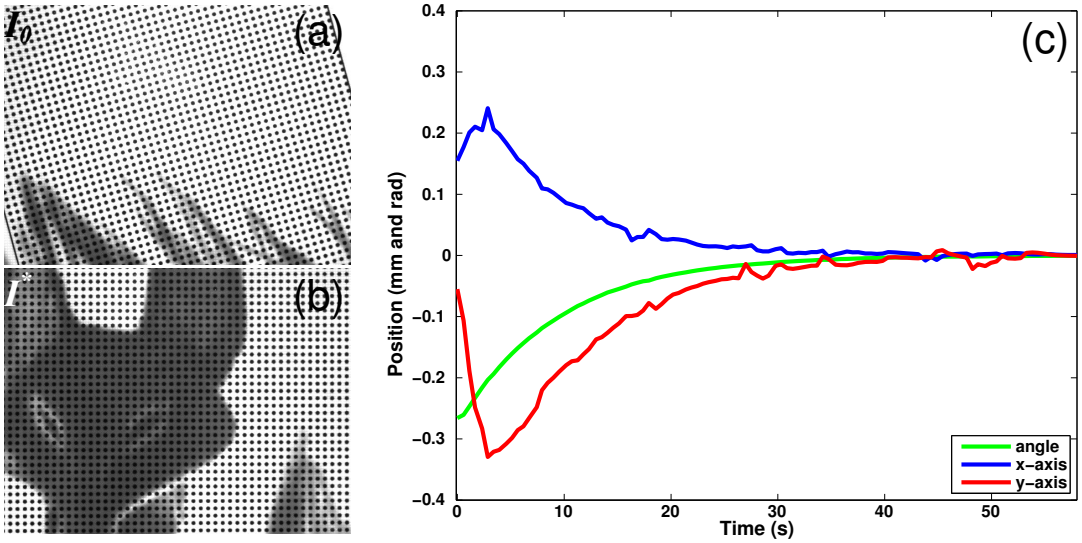


FIGURE 4.11 – Validation expérimentale pour un bruit arbitraire (projection d'un film sur la mire). (a) Image de départ; (b) image finale; (c) erreur commise durant l'asservissement.

plage[3] de 25 mm avec une justesse de mesure de 10 µm (avec pour référence les graduations de la table de micro-positionnement).

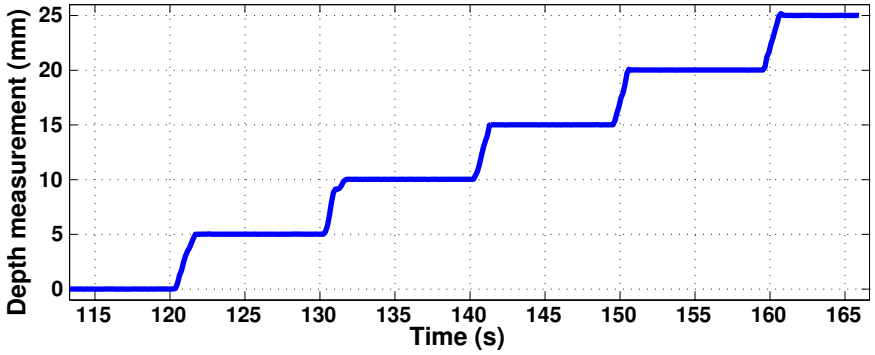


FIGURE 4.12 – Estimation de la position de la mire suivant $\vec{z}$. La mire est déplacée manuellement avec une table de micro-positionnement. Une étape préliminaire d'étalonnage est ici requise.

4.5/ CONCLUSION

Il existe plusieurs méthodes permettant d'effectuer une mesure de pose à partir de l'image d'une mire. Dans le chapitre 3, des mesures de phase ont été réalisées sur les vecteurs représentatifs de la périodicité de la mire. Ici, nous avons utilisé l'ensemble de l'image pour réaliser une mesure de phase matricielle. Cette méthode s'est avérée particulièrement adaptée à la mesure angulaire ainsi qu'à l'estimation des périodes pixelliques de la mire, le tout étant calculé de manière itérative.

Cette méthode de mesure de deux translations et une rotation a été utilisée pour assurer le suivi en position de la mire dans le cadre d'une application à l'asservissement visuel. Via cette mesure

3. Grâce à la bonne profondeur de champ du dispositif expérimental et la robustesse de la méthode au flou, qui permet de réaliser cette mesure sans même régler le focus du dispositif de vision en cours de déplacement.

précise, robuste et sans étalonnage préalable, de très bonnes performances ont été observées. Ainsi, en conditions favorables à l'asservissement visuel, le contrôle a été assuré avec une erreur inférieure à 1 μm en translation et 2.10^{-5} radian en rotation. Plusieurs essais comprenant de fortes perturbations ont permis d'éprouver la méthode, mais lorsque les conditions ont été prises comme particulièrement défavorables (image floue, mire occultée à 90%, éclairage variable), la convergence de l'asservissement visuel a tout de même été assurée avec une erreur inférieure à 30 μm en translation et 10^{-3} radian en rotation. Enfin une mesure suivant le troisième axe en translation peut être réalisée en ajoutant à la méthode une étape d'étalonnage.

Ce chapitre a donc mis en évidence le potentiel des mires périodiques pour l'asservissement visuel haute-performance. On notera qu'aucune méthode d'extension de plage n'a été utilisée ici, en raison du contexte (l'asservissement visuel) limitant habituellement les déplacements à de petites variations de pose. Néanmoins rien n'empêche d'inclure un codage pour élargir la plage de mesure.

5

APPLICATION À LA MESURE DE MICRO-FORCE

Sommaire

5.1 Introduction 74
5.2 Preuve de concept 75
5.2.1 Mesure de position et compliance 75
5.2.2 Performances attendues 76
5.2.3 Procédure expérimentale 76
5.2.3.1 Dispositif 76
5.2.3.2 Estimation de la raideur 77
5.2.4 Performances expérimentales 78
5.2.5 Conclusion 78
5.3 Micro-pince à retour de position et de force intégrée 79
5.3.1 Motivations 79
5.3.2 Résultats expérimentaux 79
5.3.2.1 Fabrication 79
5.3.2.2 Performances 81
5.4 Conclusion 83

5.1/ INTRODUCTION

Effectuer des tâches complexes en micro-robotique est bien souvent difficile, notamment à cause des dynamiques élevées, des forces de surface prépondérantes et du facteur d'échelle important, qui constituent un contexte défavorable à de nombreuses applications. Cela est d'autant plus vrai que l'impact de ses phénomènes n'est pas toujours bien connu par manque de modèle fiable. C'est pourquoi, outre la mesure de position, la mesure de force est bien souvent essentielle au contrôle de robots à l'échelle micrométrique [56], [57], [58]. De nombreuses recherches ont été réalisées sur ce sujet, mais les capteurs de force conçus répondent rarement à toutes les attentes en termes de plage, de précision et de bande passante. Les contraintes d'intégration, de taille et d'interactions avec les systèmes environnant ajoutent encore à la difficulté de mise en place de mesure de force à cette échelle [59].

Ces difficultés proviennent principalement du fait que la mesure de force ne peut pas être effectuée directement, et résulte souvent de l'observation d'une structure flexible. L'estimation de la force se base alors sur une étape d'étalonnage et sur un modèle de correspondance force-déplacement. La variation de comportement du système et le faible rapport signal/bruit ayant un impact fort à l'échelle micrométrique, il est alors très important d'avoir la meilleure qualité de signal initial possible.

Pour répondre à ces problématiques, de nombreux travaux proposent des solutions combinant la plupart du temps mécanismes compliants et principes de mesure de position déjà largement maîtrisés : capteurs capacitifs [60, 61, 62], piézorésistifs [63, 64, 65, 66], magnétiques [67, 68], optiques [64, 69, 70] ou encore jauges de contrainte [71, 72]. Plusieurs équipes de recherche proposent notamment d'utiliser des systèmes compliants avec des formes optimisées pour disposer d'une rigidité réduite, notamment pour améliorer la résolution de mesure [73, 74]. Ce choix réduit cependant la gamme de mesure, ce qui peut être une limitation importante pour certaines applications. Finalement, la plupart des travaux étudient des systèmes permettant des mesures avec un rapport plage/résolution compris entre 10^2 et 10^5 (voir figure 5.1).

La vision est bien entendu elle aussi utilisée pour mesurer des déplacement de systèmes compliants. Celui-ci est alors mis en contact de l'objet d'étude, et observé par un dispositif visuel tantôt dédié uniquement à la mesure, tantôt utilisé à l'origine pour les tâches classiques de vision (information sur la scène, asservissement visuel, etc.) [58, 74, 75, 76, 77, 78, 79]. Certains travaux enfin se sont déjà focalisés sur l'utilisation de mires périodiques pour accroître la résolution de mesure en position et ainsi obtenir des mesures de force plus précises [29, 80]. Tout ces travaux montrent l'intérêt de mesurer des forces micrométriques par vision mais illustrent encore une fois les limites souvent associées à la vision et déjà évoquées dans les chapitres précédents, notamment le compromis important entre la plage (souvent limitée par le champs de vision) et la résolution.

Dans les chapitres précédents, nous avons présenté comment l'utilisation de mires périodiques pouvait fournir des mesures de déplacements haute-résolution et large plage, parfois suivant plusieurs degrés de liberté à la fois. **Nous proposons dans la suite d'étendre ces méthodes à la mesure de force, en disposant des mires sur des systèmes compliants.** Dans un premier temps, une preuve de concept macroscopique (mais permettant néanmoins une mesure de force à l'échelle du micro-Newton) sera réalisée. Puis un système davantage intégré et donc utilisable à l'échelle micrométrique sera proposé.

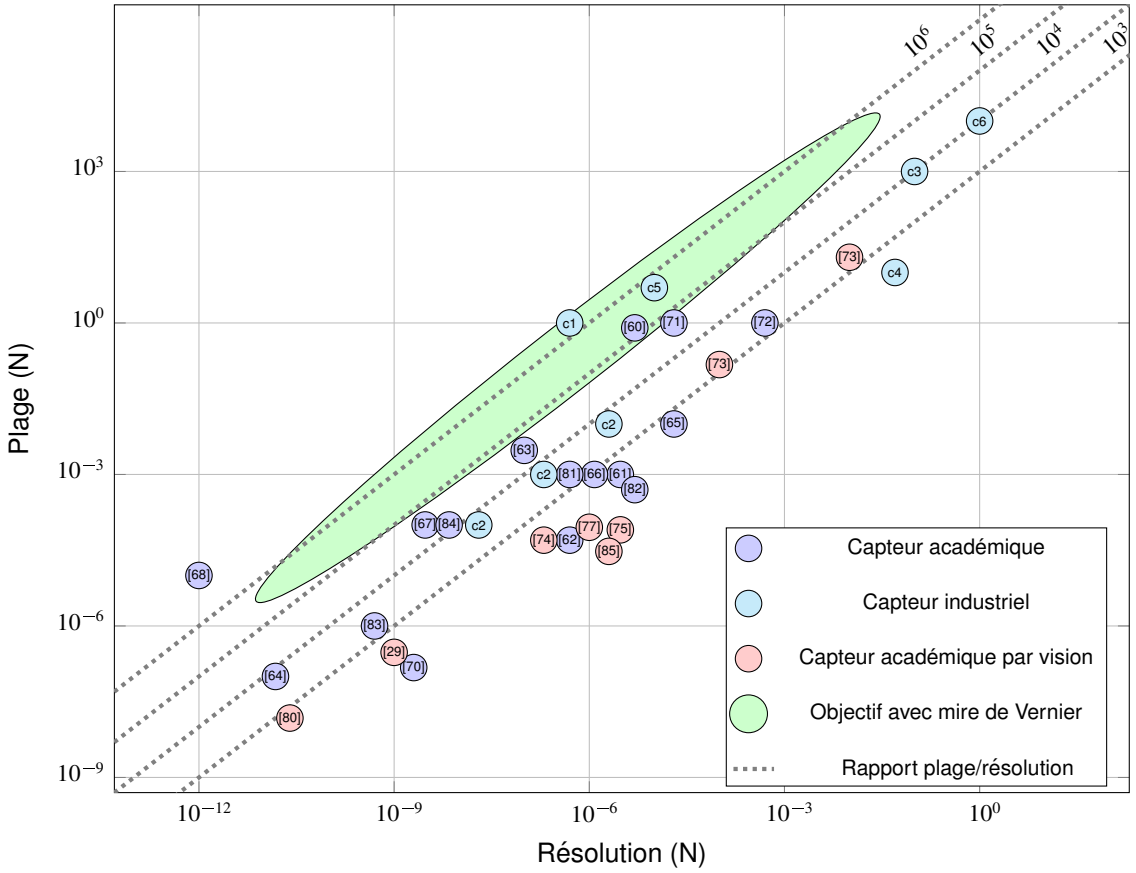


FIGURE 5.1 – Résolution de capteurs de force suivant leur plage. Il est important de remarquer que certaines sources ne détaillent pas quelle est leur définition de résolution.
Les numéros font référence à la bibliographie, hormis les capteurs industriels suivants : c1, Anton Paar. Nanotribometer NTR3 ; c2, FemtoTools. FT-S Microforce Sensing Probe ; c3, PCE Inst. Force Gauge PCE-FG 10K ; c4, PCE Inst. Precision Force Gauge PCE-FG 50 ; c5, Kern. Precision Balance PBS 620-3M ; c6, Timber. Balance pour voiture ref: WWSE15T.

5.2/ PREUVE DE CONCEPT

5.2.1/ MESURE DE POSITION ET COMPLIANCE

La force est une grandeur physique qui ne peut être mesurée directement. Le plus souvent, la mesure d'une force s'effectue par la mesure de la déformation d'un système que l'on dira "compliant" [1], similaire en cela à un ressort. Un tel système respecte sous certaines conditions [2] la loi de Hooke, à savoir que la force F appliquée sur celui-ci sera proportionnelle à sa déformation δ :

$$F = K \cdot \delta \tag{5.1}$$

avec K la raideur du système. La déformation est prise comme égale au déplacement relatif entre la position contrainte du système et sa position libre.

Dans le cas particulier de la mesure de micro-forces, il est souvent privilégié d'utiliser de très faibles raideurs pour compenser la difficulté à mesurer de très petits déplacements. Ainsi la raideur typique d'une poutre d'AFM (Atomic Force Microscope) est d'environ 0.1 N.m^{-1} [86]. Certains utilisent cependant des raideurs plus élevées combinées à des capteurs de position particulièrement sensibles [87].

1. Nous accepterons cet anglicisme dans la suite.
2. En théorie, pour un matériau élastique linéaire isotrope.

Il est donc logique de retrouver au sujet de la mesure de force des problématiques similaires à celles de la mesure de position, dont celle déjà évoquée du compromis plage/résolution. Les valeurs les plus classiques de ratio plage/résolution des capteurs de force sont de l'ordre de 10^4, et rarement supérieurs à 10^5 (comme l'illustre la figure 5.1).

5.2.2/ PERFORMANCES ATTENDUES

Considérons une mire de Vernier 1D (telle que présentée dans le chapitre 3) placée sur une structure compliante de raideur connue. Les périodes de la mire sont de 8 et 8.4 µm (dimensions déjà étudiées), donc la plage de mesure en position est de 168 µm pour une justesse de 5 nm et une résolution (démontrée expérimentalement) de 0.5 nm. Avec une raideur de 1000 N.m^{-1} pour le système compliant, on obtient ainsi en théorie un capteur de force de plage 168 mN, de justesse 5 µN et de résolution 500 nN. Le capteur de force, tout comme le capteur de déplacement, aura donc un rapport plage/justesse de 3.10^4 et un rapport plage/résolution de 3.10^5. Notons par ailleurs dés à présent qu'il est aisé de déplacer les performances du capteurs sur d'autres plages et précisions en adaptant la raideur, tout en conservant le même rapport plage/résolution.

Comparée aux performances des capteurs de force présents à l'état de l'art, aussi bien dans le commerce que dans la recherche, la méthode présente un bon rapport plage/résolution. Mais plus particulièrement comparé aux capteurs de micro-forces par vision, la méthode obtient en théorie un rapport de l'ordre de mille fois meilleur. La figure 5.1 présente ainsi les performances expérimentales obtenues par ce capteur et détaillées dans la suite du chapitre.

Notons dés à présent que la méthode est relativement flexible, et que suivant la raideur comme suivant les dimensions de la mire, il est possible de se déplacer sur ce graphique. Enfin l'utilisation d'un dispositif de vision plus performant (grande résolution de l'image, haute quantification, etc.) peut permettre, comme cela a déjà été démontré dans le chapitre 3, d'améliorer légèrement le rapport plage/résolution.

5.2.3/ PROCÉDURE EXPÉRIMENTALE

5.2.3.1/ DISPOSITIF

La validation expérimentale du principe de mesure de force repose sur l'utilisation d'un dispositif compliant simple sur lequel la mire est fixée.

La structure compliante utilisée est présentée en figure 5.2 et présentée en détail dans l'article [88]. Elle se compose d'une navette mobile connectée à sa base (toutes deux en aluminium) par 4 poutres (ou plus exactement des lamelles fines) en acier bi-encastrées. Ainsi constitué, le dispositif compliant assure un déplacement en translation de la navette guidé suivant un unique axe $\vec{z}$. Enfin la mire est placée sur la navette, afin de permettre la mesure du déplacement suivant l'axe $\vec{z}$.

La raideur de la compliance dépend, outre des dimensions des poutres, du montage de celles-ci. En effet les vis qui lient poutres, navette et base introduisent une tensions dans les poutres et jouent sur la raideur de la structure. Les expériences montrent que cette raideur peut être choisie entre 200 et 1000 N.m^{-1}. Dans la suite, la raideur sera choisie proche de celle du capteur de référence afin d'obtenir des résultats comparables en terme de résolution.

Le dispositif de vision se compose quant à lui d'une caméra FireWire (Allied Vision Technology Pike F-032B, 8 bits, 640×480 pixels) équipée d'un objectif de microscope ($10\times$). Les différents éléments sont fixés à une table anti-vibrations pour limiter les perturbations mécaniques. L'ordinateur utilisé est toujours un ordinateur classique.

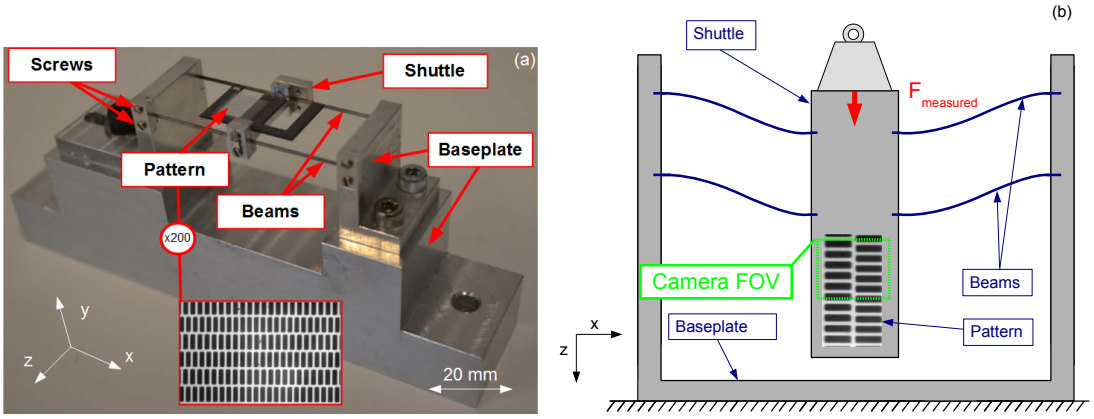


FIGURE 5.2 – Structure compliante sur laquelle la mire est fixée. Le lien entre la navette mobile et la base se fait par quatre poutres bi-encastrées qui maximisent un déplacement de la navette suivant un unique axe, en translation. Le champ de vision du dispositif de vision se focalise sur la mire. (a) Photo du dispositif compliant. L'insert rappelle ce qui apparaît dans le champ de vision ; (b) schéma de principe du dispositif.

5.2.3.2/ ESTIMATION DE LA RAIDEUR

Jusqu'ici, nous avons considéré que la raideur du dispositif compliant devait être connue. Cependant la connaissance des caractéristiques dimensionnelles de cette structure ne donnera qu'une estimation de la raideur. De nombreuses inconnues peuvent influer sur la valeur de raideur : montage (notamment serrage des vis), température, usure, etc. Il est donc nécessaire de disposer d'une méthode de mesure efficace de la raideur.

La méthode utilisée consiste à mesurer la raideur K de la structure à partir de l'observation des oscillations libres de la navette en réponse à une impulsion. On sait en effet de manière classique que :

$$2\pi f = \sqrt{\frac{K}{w}} \tag{5.2}$$

avec w la masse de la partie mobile du dispositif et f sa fréquence d'oscillation naturelle.

La masse de la partie mobile n'est cependant pas connue. Pour l'évaluer, les oscillations sont observées lorsque la navette est libre mais aussi lorsqu'une masse w_δ (mesurée indépendamment) lui est ajoutée.

$$w = \frac{w_\delta \cdot f_{w+w_\delta}^2}{f_w^2 - f_{w+w_\delta}^2} \tag{5.3}$$

Expérimentalement, la calibration a été réalisée avec une masse $w_\delta = 1.107$ g. Cette valeur a été déterminée à l'aide d'une balance calibrée de résolution 10^{-4} g. Ont été alors mesurés $f_w = 50.75$ s^{-1} et $f_{w+w_\delta} = 42.69$ s^{-1}. Finalement, la masse de la navette a été estimée à $w = 2.673$ g, et donc la raideur de la compliance à $K = 271.9$ N.m^{-1}. A partir du moment où la masse de la navette a été évaluée, il devient aisé de reproduire cette calibration en réalisant une unique mesure de déplacement suite à une impulsion.

La précision de l'estimation de la raideur dépend directement de la qualité de l'estimation de la masse et de la précision de la mesure de la fréquence d'oscillation de la navette. Dans la suite, la pertinence de cette méthode sera illustrée directement par les résultats expérimentaux.

TABLE 5.1 – Résultats expérimentaux de mesures de force par vision.

Référence : FemtoTools FT-S270	Plage	2 mN
	Résolution	0.4 μN
Capteur par vision	Raideur	240 N.m^{-1}
	Répétabilité (3σ)	4.3 μN - 7.8 μN (moyenne : 5.8 μN)
	Justesse	15 μN
Référence : Mettler Toledo ML3002	Plage	3.2 kg $\simeq$ 32 N
	Répétabilité	0.01 g $\simeq$ 100 μN
	Linéarité	0.02 g $\simeq$ 200 μN
Capteur par vision	Raideur	843 N.m^{-1}
	Plage	50.2 mN
	Linéarité	303 μN, soit 0.6%

5.2.4/ PERFORMANCES EXPÉRIMENTALES

Les performances du capteur de force proposé ont été observées expérimentalement en deux étapes. La première, reposant sur des déplacements faibles, permet d'évaluer la répétabilité et la justesse. La seconde illustre la grande plage de mesure et la constance des performances sur cette plage.

Ces expériences étant relativement proches de ce qui a été réalisé pour la mesure de position dans le chapitre 3, le détail des manipulations et des résultats n'est présenté qu'en annexe D.1. Le résumé est fourni par le tableau 5.1.

On constate que ce capteur de force par vision possède un très bon rapport plage/justesse comparativement aux capteurs de forces traditionnels, à tel point qu'il a été impossible de mettre en évidence ces performances avec un unique capteur de référence. Cependant les variations de raideur de la plateforme, facilement mesurable mais difficilement contrôlables à cause des variations de température [3], ont été clairement observées.

5.2.5/ CONCLUSION

A partir d'une mesure de position par vision hautement résolus et disposant d'une large plage, nous avons présenté dans cette première partie une extension à la mesure de force. Une mire de Vernier 1D a ainsi été placée sur un système compliant macroscopique, de raideur de l'ordre de 200 à 850 N.m^{-1} (variant suivant les conditions expérimentales).

Les expériences ont démontré une plage de mesure de 50.2 mN pour une justesse de 15 μN et une linéarité de 0.6%. Le ratio plage/justesse est donc de l'ordre de 10^4, ce qui est un rapport supérieur à la plupart de ceux observés sur les autres capteurs de force par vision répertoriés.

Le principal défaut du capteur présenté provient de sa conception macroscopique et fortement sensible aux variations environnementales. Les variations de température peuvent ainsi rapidement en faire varier la raideur. De même, les relaxations entre les différents pièces de l'assemblage peuvent induire des déplacements micrométriques. Une méthode de calibration de la raideur, rapide et éprouvée, a cependant été proposée pour contrebalancer cet aspect.

Ce capteur est donc à prendre comme une preuve de concept intéressante, mais requérant des

3. Les deux expériences ont été réalisées dans des lieux différents, à plusieurs jours d'intervalle.

améliorations notamment en terme d'intégration. On pourrait aussi étendre le principe à la mesure de force suivant 2 DDL, via une mire 2D et un système compliant suivant deux directions.

Dans la suite, nous allons nous pencher sur la réalisation d'un capteur similaire mais de dimensions bien plus faibles et de conception monolithique.

5.3/ MICRO-PINCE À RETOUR DE POSITION ET DE FORCE INTÉGRÉE

5.3.1/ MOTIVATIONS

Ayant fait la preuve du potentiel d'une mesure de force par vision reposant sur des mires périodiques, il reste à en démontrer le potentiel applicatif via une meilleure intégration. Le dispositif compliant précédemment utilisé souffre en effet de plusieurs limites, à commencer par sa taille macroscopique. Il s'agit là d'une contrainte récurrente en microrobotique : les capteurs utilisés sont souvent de grandes dimensions (et donc de fort encombrement), notamment comparé à leur résolution. La figure 5.3 présente ainsi différents capteurs suivant leur résolution et leur surface utile (qui a été choisie ici comme dimension significative de la taille du capteur). On peut y voir une assez grande diversité, mais néanmoins peu de capteurs de dimensions réellement micrométriques. Dans notre cas, pour concevoir un dispositif compliant adapté à une mesure par mire et de très faible encombrement, une méthode de fabrication moderne semble particulièrement adaptée : la micro-impression 3D.

Récemment, les méthodes d'impression 3D ont déjà pu être utilisées pour réaliser des systèmes compliants à l'échelle micrométrique, notamment dans le cadre d'impressions d'organes terminaux permettant la mesure de force par vision à l'échelle micrométrique [79]. Les progrès en lithographie laser 3D par immersion, notamment avec les méthodes basées sur l'absorption à deux photons, permettent désormais d'assurer avec une précision micrométrique la fabrication rapide de micro-objets.

Ce chapitre se consacre donc au développement d'un capteur de force par vision combinant les performances des mires avec le potentiel de la micro-impression 3D (voir figure 5.4). Plus particulièrement, celui-ci sera pensé pour une utilisation sous Microscope Électronique à Balayage (MEB), car il s'agit d'un contexte permettant une mesure par vision tout en incluant divers contraintes (espace fortement limité, impossibilité d'inclure de nombreux capteurs, etc.) le rendant particulièrement propice à l'utilisation de mires intégrées.

Le capteur de force, en plus de devoir présenter de bonnes précisions, devra ainsi répondre essentiellement à quatre grands objectifs :

- être fortement intégré ;
- respecter certains principes de fonctionnement considérés comme idéaux pour un capteur (proximité entre point de contact et zone de mesure, principe de l'alignement d'Abbe, etc.) ;
- être réalisé en micro-impression 3D ;
- être utilisable à l'intérieur d'une chambre de MEB.

5.3.2/ RÉSULTATS EXPÉRIMENTAUX

5.3.2.1/ FABRICATION

Le choix du type de structure mécanique, ainsi que son dimensionnement, ont été réalisés par Jean-Sébastien Prax lors d'un stage de niveau Master 2. Le détail de ces travaux est présenté

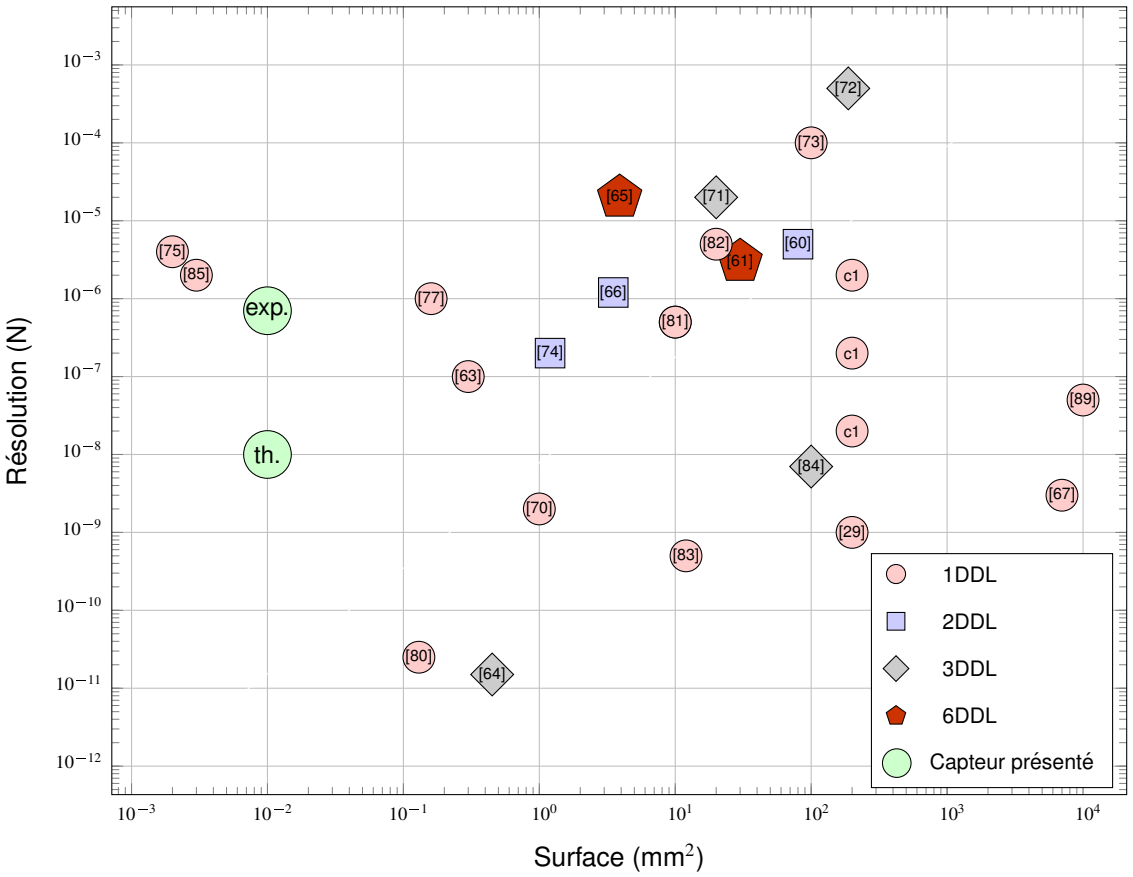


FIGURE 5.3 – Résolution de capteurs de force micrométriques en fonction de leur dimensions (surface) et du nombre de degrés de liberté qu'il permettent de mesurer. Le choix de la surface comme critère provient du fait qu'il s'agit de la dimension la plus couramment caractéristique de la taille du capteur, et donc limitant en terme d'encombrement. La potentielle partie déportée des capteurs (comme la caméra par exemple) n'est pas comprise dans la surface. Les performances (exactitude théorique et justesse expérimentale) du capteur présenté dans ce chapitre sont présentées en vert.
Les numéros font référence à la bibliographie, hormis les capteurs industriels suivants : c1, FemtoTools. FT-S Microforce Sensing Probe.

en annexe D.2. La fabrication a quant à elle été confiée à nos collègues de l'Université Libre de Bruxelle (ULB).

Après cette étape de dimensionnement, la structure a été réalisée par lithographie laser avec une machine Photonic Professional GT de Nanoscribe. Un objectif $63\times$ et une résine IP-Dip ont été utilisés pour l'impression, permettant une haute résolution de fabrication (< 1 µm) lors de l'écriture de structures 3D. Comme la taille finale du capteur était bien supérieure à la plus grande taille de bloc qui peut être écrite avec la machine (c'est-à-dire plus grand que 150×150 µm^2 dans un plan horizontal), l'objet a été divisé en plusieurs blocs par le logiciel Nanoscribe Describe. Pour accélérer le processus, les blocs de support n'ayant pas de fonction autre que de constituer la base du dispositif ont été imprimés en mode *coquille et échafaudage* et entièrement durcis par la suite avec une insolation UV. Le bloc critique, contenant le capteur de force, a été écrit en mode solide. Le résultat peut être vu sur les figures 5.5 et 5.6.

Cependant le niveau d'exigence élevé initialement prévu est difficile à obtenir. La configuration de la figure 5.5 ne respecte en effet pas les dimensions théoriques. La comparaison de ce que nous attendons et de ce que nous avons obtenu est faite dans le tableau D.1. Les deux principales raisons sont la taille du voxel utilisé pour la création 3D et la rétraction de la résine pendant

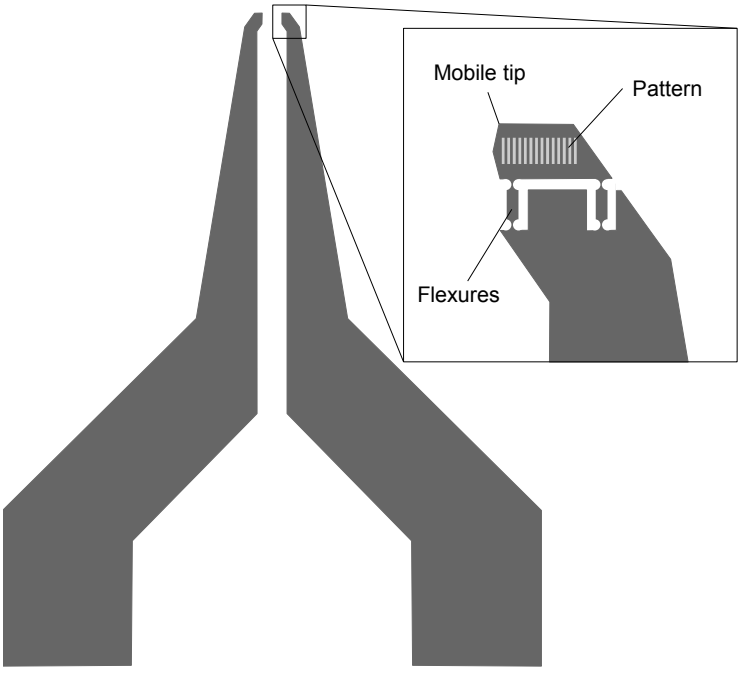


FIGURE 5.4 – Concept du capteur de force par vision intégré, ici dans le cadre d'une application en tant qu'organe terminal d'une micro-pince.

la polymérisation. On peut voir que même si les dimensions pratiques ne sont que légèrement différentes de celles de la théorie, la rigidité déduite est multipliée par 4, atteignant 10.1 N.m^{-1}.

5.3.2.2/ PERFORMANCES

Cette section traite de l'identification de la raideur réelle du mécanisme et vise à prouver la faisabilité du concept. Le capteur a été testé sous MEB et ses mesures comparées à celles d'un capteur capacitif, utilisé comme référence.

Le capteur visuel est fixé à une première plate-forme robotique du MEB. Une micro-pince (FT-G32 de FemtoTools) est contrôlée par un deuxième robot. Son doigt instrumenté est utilisé comme capteur de référence (voir figure 5.5).

Un essai en va-et-vient a été réalisé pour caractériser la raideur du dispositif et ensuite évaluer la justesse de la mesure. La figure 5.7 présente la force mesurée par le capteur capacitif par rapport au déplacement différentiel mesuré par vision pendant trois cycles d'aller-retour. Elle permet d'évaluer la rigidité de la configuration à 15.3 N.m^{-1}. Cette rigidité évaluée est différente de la valeur attendue après mesure des dimensions réelles du système compliant ($K = 10.1$ N.m^{-1}). Cela peut être imputé aux imperfections de fabrication, à la limite de ce qui peut être fait avec les méthodes de lithographie par laser, ainsi qu'à la légère différence de module de Young et de module de cisaillement entre le SU-8 et le IP-Dip.

La figure 5.8 permet de comparer la mesure de force par vision et la mesure de force par capteur capacitif. La justesse de la mesure par vision, prise comme trois fois l'écart-type de l'erreur entre ces deux courbes, est de 2.1 μN pour une plage de 25 μN.

La principale limite de la méthode est l'étirement important de l'image en raison de la vitesse de

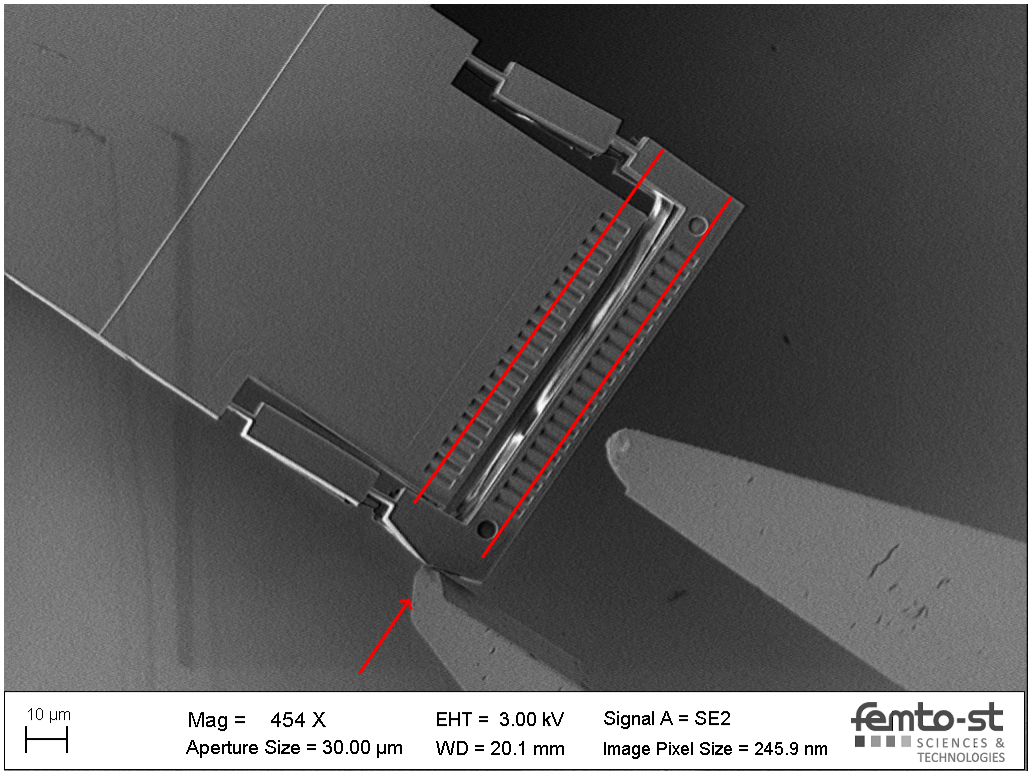


FIGURE 5.5 – Image MEB du capteur durant l'essai de mesure de force. Les mesures sont réalisées sur des images similaires.

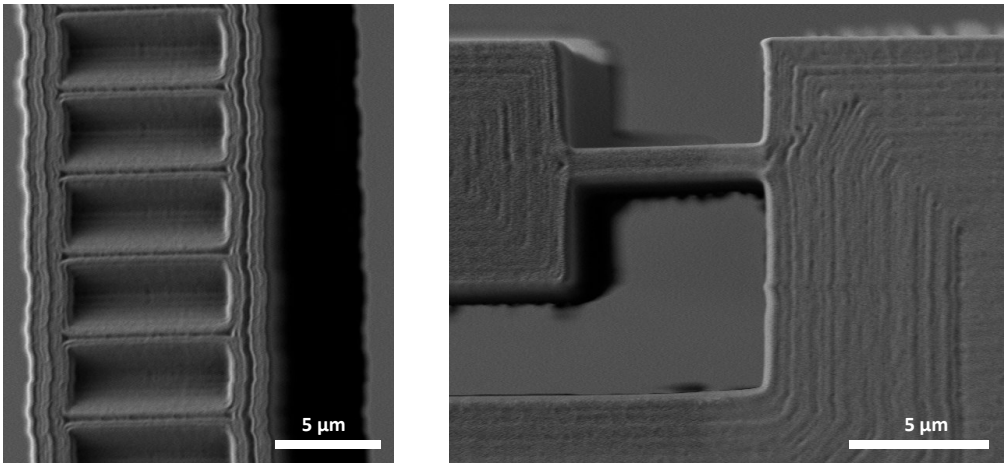


FIGURE 5.6 – Image MEB de deux zones critiques du capteur : sa grille périodique et une de ses lames compliantes.

balayage limitée du MEB. Elle entraîne souvent une distorsion de l'image pendant les mouvements, ce qui rend difficile une mesure hautement résolue. Ainsi une amélioration importante de la méthode pourrait être de réduire cette source d'erreur par un meilleur contrôle du balayage, comme proposé par exemple par [90]. Ainsi seules deux lignes seraient nécessaires pour effectuer la mesure, ce qui réduirait considérablement le temps de balayage et améliorerait ainsi la justesse en échange d'un champ de vision plus étroit.

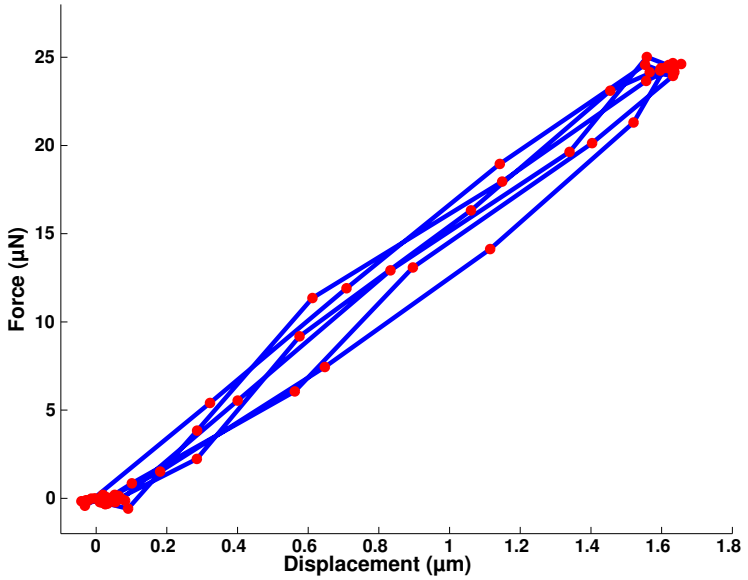


FIGURE 5.7 – Mesure de force capacitive relativement à la mesure de position par vision. La raideur y est ainsi estimée à 15.3 N.m^{-1}.

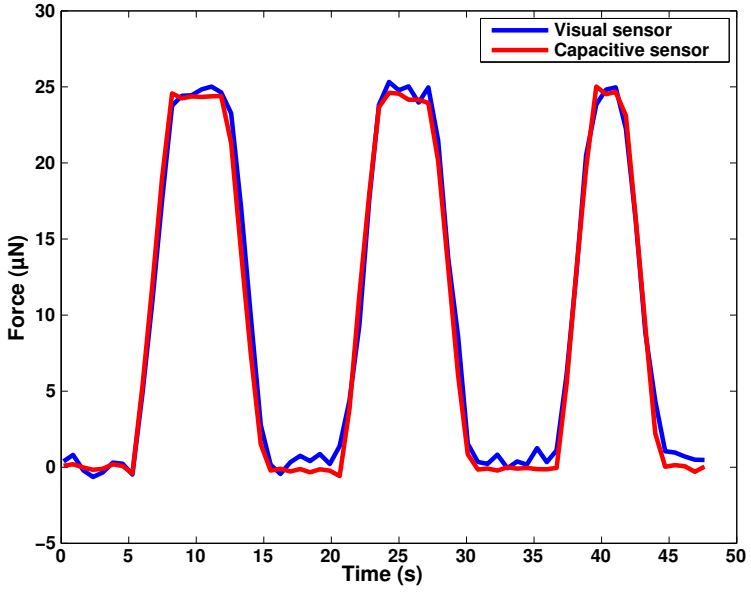


FIGURE 5.8 – Mesure de force par vision et par capteur capacitif, relativement au temps. La justesse de la mesure par vision est ainsi estimée à 2.1 µN.

5.4/ CONCLUSION

Après la preuve de concept alliant mire pseudo-périodique et système compliant en un capteur de micro-forces, nous avons réalisé un capteur de très faibles dimensions par impression 3D intégrant en son sein deux mires périodiques. Les progrès de la lithographie laser permettent en effet de réaliser avec précision des motifs micrométriques et de concevoir facilement des pièces monolithiques intégrant des fonctions complexes. Avec des périodes de 4 µm, les mires ont ainsi permis une mesure de force avec une justesse de l'ordre du micro-Newton, sous MEB, pour un

système compliant de raideur 15.3 N.m^{-1}. De meilleures performances sont à attendre avec une meilleure maîtrise du MEB, qui fournit encore des images assez bruitées lorsque la mesure est réalisée en temps-réel.

Avec le progrès des technologies, la rapidité de fabrication de tels capteurs va s'accroître, et leur coût va diminuer. Disposer d'organes terminaux intelligents et en grand nombre sera alors aisé, et la vision semble toute indiquée pour exploiter la flexibilité qui résultera de ces progrès. Elle permet en effet de réaliser des mesures de position et de force simultanément, par exemple pour réaliser des tâches de micro-manipulation, et ce en limitant grandement l'encombrement (ou du moins en le déportant sur le dispositif de vision).

6

MESURE 6 DDL PAR MIRE PÉRIODIQUE

Sommaire

6.1 Introduction 86
6.2 Mesures en projection perspective 86
6.2.1 Modèle et stratégie 86
6.2.2 Recherche de la pose hors-plan 87
6.2.2.1 Utilisation du flou 87
6.2.2.2 Estimation locale de la période 88
6.2.2.3 Optimisation du module de la convolution 90
6.3 Mesure 6 DDL par optimisation 90
6.3.1 Méthode 90
6.3.2 Évaluation des performances 92
6.4 Conclusion 94

6.1/ INTRODUCTION

L'un des verrous relevé au début de ce mémoire est celui de la mesure multi-DDL en microrobotique. Grâce à des mires 2D, nous sommes jusqu'ici parvenu à réaliser des mesures haute-précision suivant 3 DDL : deux translations et une rotation. Ces déplacements ayant lieu dans le plan focal du système de vision, coïncidant avec le plan de la mire, ils restent assez simples à mesurer dans l'image à partir du moment où l'on peut estimer le ratio entre pixel et mètre. Et grâce aux mesures dans le domaine fréquentiel, des résolutions de l'ordre du millième de pixel en translation et du millionième de radian en rotation ont été observées.

Mais lorsqu'une mire périodique se déplace hors du plan focal (rotations hors-plan, translation suivant l'axe optique), l'image qui en résulte ne correspond plus à un motif périodique. Les méthodes présentées jusqu'ici ne s'appliquent alors plus. L'objectif de ce chapitre est donc de réaliser une mesure 6 DDL haute-résolution grâce aux mires planes périodiques.

A l'échelle microscopique, deux grandes catégories de systèmes de vision sont à distinguer. Dans le premier cas, le système de vision fournira une projection perspective de la scène observée, le plus souvent à faible grandissement. Dans le second cas, l'image se formera par projection parallèle, ce qui est courant à fort grandissement. Or la projection parallèle rend le grandissement invariant aux modifications de distance de l'objet à l'objectif (au flou près). L'absence de profondeur dans l'image change alors complètement la problématique de la mesure 6 DDL [1]. Dans ce chapitre, nous nous fixons donc comme objectif de travailler à la réalisation d'une mesure 6 DDL dans le cas d'une projection perspective [2], qui fournit un cadre moins contraignant (les informations sur la profondeur sont plus accessibles) mais néanmoins utile à de nombreuses applications.

Dans de telles situations, les mires 2D présentées jusqu'ici peuvent être utilisées et restent riches en informations visuelles exploitables. Dans la mesure où de très bonnes performances ont été obtenues jusqu'ici grâce à ces mires, il est souhaitable de rechercher des performances similaires pour une mesure 6 DDL, à minima concernant les 3 DDL déjà mesurés [3]. Pour profiter des travaux déjà réalisés, on peut donc chercher à étendre une méthode de mesure existante (mesurant par exemple suivant les 3 DDL du plan focal) à la mesure 6 DDL (mesurant donc ici en supplément les 3 DDL manquants).

6.2/ MESURES EN PROJECTION PERSPECTIVE

6.2.1/ MODÈLE ET STRATÉGIE

La méthode se place dans le cadre d'une mesure par vision à partir d'une projection perspective de la scène observée (en l'occurrence une mire 2D). Le modèle de projection perspective choisi est le modèle sténopé (ou *pinhole*). Ce modèle permet de représenter simplement la plupart des systèmes de vision perspective. Un rappel des équations régissant le modèle est présent en annexe E.1. Pour ce qui suit, on retiendra principalement que :

- les paramètres extrinsèques représentant la position et l'orientation de la mire par rapport à la caméra se notent x, y, z (positions en translation suivant les axes correspondants), α, β et θ (positions en rotation suivant lesdits axes).

1. Mais ne change rien à la question de la mesure 3 DDL pour une mire située dans le plan focal, telle qu'elle a été abordée dans les chapitres précédents. C'est pourquoi nous n'avons jusqu'ici pas eu à différencier, par exemple, mesures sous microscope optique classique et mesure sous MEB.
2. Le cas de la mesure en projection parallèle ne sera abordé que sous l'angle des... perspectives.
3. Il convient de mentionner que des méthodes de mesure de pose 6 DDL existent déjà, y compris utilisant des mires. On peut ainsi penser aux mires utilisées pour la réalité augmentée, méthodes aujourd'hui banalisées au point de servir sur le marché ludique. Cependant de telles mesures sont réalisées pour des applications ne nécessitant pas de hautes résolutions. Toujours pour la réalité augmentée par exemple, une résolution de mesure vaguement subpixellique sera amplement suffisante. Nous nous plaçons donc ici dans un cas plus exigeant, où de hautes résolutions sont à atteindre.

- les caractéristiques internes du système de vision (appelés paramètres intrinsèques) sont sa distance focale $\overline{f}$, les coordonnées $-\overline{x_0}$ et $-\overline{y_0}$ du coin en bas à gauche de l'image dans le repère image (en mètre) et les densités de pixels $\overline{k}_u$ et $\overline{k}_v$.
- les autres paramètres pouvant être ajoutés au modèle, tels que les sources de déformation, sont négligés.

Au total, 11 paramètres sont donc à évaluer pour la mesure de pose 6 DDL. Une première étape pour simplifier la méthode consiste alors à étalonner le système de vision au préalable de la mesure, afin de déterminer les valeurs des 5 paramètres intrinsèques. Ce procédé, classique en vision, n'était jusqu'ici pas nécessaire car le passage de mesure pixellique à mesure métrique se faisait à l'aide de la connaissance des périodes de la mire, ici insuffisantes pour évaluer sa pose en profondeur. On notera néanmoins qu'ajouter une étape d'étalonnage induira une erreur, même minime, dans la mesure de pose.

Reste alors 6 paramètres extrinsèques, les 6 coordonnées de pose dans l'espace. Comme évoqué précédemment, nous souhaitons que la méthode hérite des travaux précédents, notamment en réalisant une mesure de phase pour évaluer la pose en translation suivant les axes $\vec{u}$ et $\vec{v}$ de la mire (et éventuellement sa rotation θ). Pour cela, il convient d'évaluer la pose du plan constitué par la mire indépendamment de son motif, et donc les valeurs de z, α et β. Une évaluation locale de la profondeur sur plusieurs points de l'image pourrait par exemple permettre de reconstituer ce plan.

Une fois ces paramètres z, α et β évalués, il est possible de s'intéresser au calcul des paramètres x, y et θ via l'utilisation des méthodes habituelles (ou du moins leur adaptation). Une première solution, assez intuitive, serait de venir redresser l'image A en une image A', équivalent à l'image d'une mire qui se situerait dans le plan focal. Autrement dit, déformer l'image pour se replacer dans un cas maîtrisé. Cependant une telle opération introduira dans la méthode de nombreuses approximation, car le passage d'une image A à une image déformée A' requiert de recalculer la valeur de chaque pixel suivant la valeur des pixels jugés "proches", par interpolation.

Il est donc préférable de projeter la fonction d'analyse Z utilisée initialement pour la mesure de phase. En effet, cela sera plus rapide (Z doit de toute façon être calculée) et ne sera pas générateur d'erreur supplémentaire (Z est issue d'une fonction, donc numérique et ainsi parfaitement en accord avec les paramètres utilisés pour le calculer). Les mesures de phases effectuées jusque là pourront alors être appliquées.

6.2.2/ RECHERCHE DE LA POSE HORS-PLAN

Trois pistes ont été retenues pour essayer d'estimer la pose hors-plan d'une mire périodique plane. La première utilise le flou de l'image pour obtenir une information sur la profondeur locale. La deuxième consiste à réaliser des mesures ponctuelles de période pour estimer cette même profondeur. La troisième réalise une optimisation sur le module $r = |\sum A \cdot Z|$.

6.2.2.1/ UTILISATION DU FLOU

Le flou présent sur une image est le reflet de la distance entre la scène et le plan focal, et donc entre la scène et le système de vision. Or, observer une image partiellement floue est courant à l'échelle microscopique, où la profondeur de champ peut se trouver particulièrement limitée. C'est pourquoi le flou est une caractéristique très utilisée en microrobotique, par exemple via les méthodes de *depth-from-focus* qui permettent d'évaluer la profondeur d'une scène à partir d'un jeu d'images aux focus différents. Néanmoins de telles méthodes requièrent de multiples images, par exemple pour balayer la scène avec différentes valeurs de focus, ce qui est très coûteux en temps d'exécution.

Dans le cas qui nous intéresse (équivalent à la mesure de pose d'un plan texturé), il est possible de réaliser une cartographie du flou dans la scène, représentée par exemple en figure 6.1. On y voit clairement une zone nette (zone claire) linéaire, et une décroissance de la netteté (ou croissance du flou) lorsque l'on s'éloigne de cette droite. Cette carte de netteté peut alors être exploitée en deux temps. La première étape consistera à évaluer l'équation de la droite nette, formée par l'intersection de la mire avec le plan focal. La distance focale étant connue, cela donne deux des trois inconnues permettant de déterminer la pose du plan de la mire. Reste à déterminer l'angle du plan autour de la droite nette, ce qui peut s'obtenir par l'observation de l'évolution du flou autour de cette droite. En effet, plus cet angle est important, plus le flou s'accroît rapidement.

Cependant l'utilisation d'une telle méthode fait appel à de nombreuses hypothèses. Tout d'abord, il est nécessaire que l'angle hors-plan de la mire soit suffisant pour qu'il y ait un flou, ou plutôt une variation de flou, exploitable. Or même avec la profondeur de champ parfois très limitée en microrobotique, cela rend la méthode inutilisable pour des angles hors-plan quasi-nuls. De même, il est nécessaire que la droite nette soit située dans le champ de vision, ce qui impose de nouvelles contraintes de pose. Enfin, déterminer l'angle hors-plan à partir du flou n'est pas trivial, et fait appel à un modèle spécifique au système de vision utilisé. Néanmoins, le plus grand avantage de cette méthode est d'être peut-être la seule à fournir des informations sur la profondeur de la scène lorsque l'on se place dans le cas d'une projection parallèle.

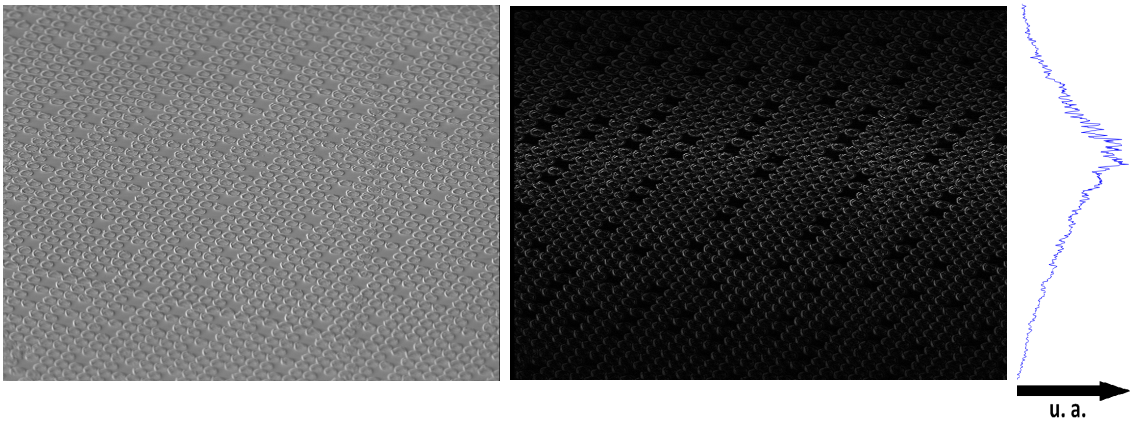


FIGURE 6.1 – Illustration du flou présent sur une image de mire pseudo-périodique réalisée par un MEB (donc ici en projection parallèle). A gauche, l'image d'origine ; au centre, une cartographie du flou (en clair les pixels nets, en foncé les pixels flous) basée sur l'écart d'intensité entre un pixel et ses voisins ; à gauche, représentation graphique du flou vertical (moyenne horizontale des intensités), avec une échelle arbitraire.

6.2.2.2/ ESTIMATION LOCALE DE LA PÉRIODE

Dans le chapitre 4, nous avons observé qu'en plus de l'asservissement visuel suivant 3 DDL, il était possible de réaliser une mesure de position suivant l'axe optique (la profondeur) via l'estimation de la période pixellique de la mire. En effet, en projection perspective, les dimensions d'un objets varieront dans l'image avec sa distance au système de vision. Dans le cas des mires périodiques, cela se traduit notamment par une variation de la période pixellique. Ainsi, avec un système de vision étalonné et une mire dont on connaît la période, il est possible de mesurer sa position z. Mais cela a été observé jusqu'ici uniquement pour une mire placée perpendiculairement à l'axe optique (donc d'angles hors-plan nuls ou quasi-nuls).

En effet, lorsque les angles hors-plan deviennent suffisants, on ne plus vraiment parler "d'une" unique période pixellique de la mire, car la période varie dans l'image. Ainsi il est possible, si l'on

dispose d'une méthode adaptée, de faire correspondre à chaque pixel de l'image [4] une mesure locale de la période. On peut alors, à partir de ces périodes locales, réaliser autant d'estimations de la distance séparant chacun des "points" correspondant sur la mire et le système de vision. Une reconstitution du plan de la mire devient alors possible, et avec elle l'estimation de sa pose suivant les 3 DDL manquants.

Reste alors à déterminer la période pixellique locale en différents points de l'image. Plusieurs méthodes peuvent être envisagées pour cela, dont certaines ont déjà été utilisées dans les chapitres précédents. Ainsi la méthode de mesure de période utilisée dans le chapitre 4 donne un résultat avec une erreur d'environ 0.01 pixel (dans des conditions standards). Ce genre de méthode reste utilisable (bien qu'avec des résultats dégradés) pour des motifs de période variable, afin de déterminer par exemple la période moyenne de l'image. On peut alors raisonner en termes de sous-images, traitées chacunes indépendamment pour extraire de leurs périodes moyennes des périodes locales de la grande image (voir figure 6.2).

Théoriquement, l'estimation de 3 périodes locales (et donc la mesure de période moyenne sur 3 sous-images) est suffisante pour permettre la détermination du plan de la mire. Cependant, nous recherchons de grandes précisions sur la mesure, ce qui implique que l'erreur sur l'estimation de la période conduira à une erreur importante sur l'estimation de la pose de la mire. Augmenter le nombre de sous-images utilisées permettra néanmoins d'augmenter le nombre de points constituant ce plan, et donc devrait diminuer l'erreur commise sur l'estimation de sa pose [5]. Cependant une telle mesure sera très coûteuse en temps de calcul : l'estimation des périodes en 2D est une opération longue, et d'autant plus longue et résolue que le nombre de pixels dans l'image sera élevé. Une piste pour améliorer la précision et la rapidité d'une telle méthode consisterait à plutôt utiliser une transformée en ondelettes

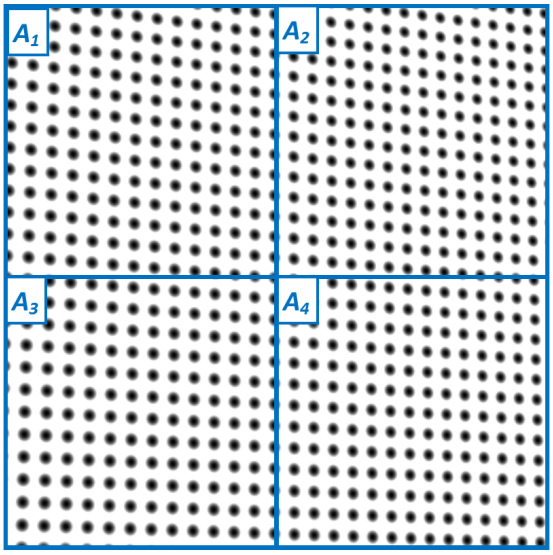


Image	Périodes
A	$\tilde{\lambda}_u = 19.98$ pix $\tilde{\lambda}_v = 19.17$ pix
A_1	$\tilde{\lambda}_u = 19.53$ pix $\tilde{\lambda}_v = 19.23$ pix
A_2	$\tilde{\lambda}_u = 18.56$ pix $\tilde{\lambda}_v = 17.29$ pix
A_3	$\tilde{\lambda}_u = 20.62$ pix $\tilde{\lambda}_v = 19.71$ pix
A_4	$\tilde{\lambda}_u = 19.51$ pix $\tilde{\lambda}_v = 17.70$ pix

FIGURE 6.2 – Principe de la décomposition en sous-images. L'image originelle A est ici décomposée en 4 sous-images. Pour retrouver la pose du plan de la mire, il est possible de réaliser la mesure de période localement sur chaque sous-image, afin d'obtenir l'information sur la profondeur.

4. Ou à un nombre plus restreint de pixels, mais suffisant pour estimer la pose.
5. Des essais préliminaires ont été réalisés en ce sens. Cependant, même en utilisant plus d'une centaine de périodes locales (donc pour un temps de calcul de plusieurs minutes), la précision de mesure des angles hors-plan était moins bonne que 1 degré.

6.2.2.3/ OPTIMISATION DU MODULE DE LA CONVOLUTION

Dans les chapitres précédents, nous avons généralement utilisé la phase, résultat dans le cas 1D de l'équation suivante :

$$\phi = \arg(\sum A \cdot Z) \tag{6.1}$$

avec A le signal et Z la fonction d'analyse associée, calculée à partir de la fréquence estimée de A. Ici, comme illustré plus tôt en figure 2.4, la phase est égale à l'argument de la somme de N points, avec chaque point de phase égale à celle de la fonction d'analyse Z et de module égal à l'intensité de A (au pixel correspondant). Ainsi, si la mire périodique (d'image A) translate suivant son axe principal, sa phase variera proportionnellement tandis que le module $r = |\sum A \cdot Z|$ ne variera pas.

Maintenant, que se passe-t-il si la mire 1D s'éloigne, ou s'approche, de la caméra (tout en restant perpendiculaire à l'axe optique) ? Ce module r diminuera alors, la fonction d'analyse Z n'étant alors plus de même période que A. La figure 6.3 représente cela sous simulation, pour un cas donné. On y observe nettement la décroissance du module lorsque A s'éloigne de Z en fréquence, de par le déplacement suivant l'axe optique $\vec{z}$. De même, une rotation hors-plan d'une mire 1D (donc une rotation suivant $\vec{y}$ pour une mire d'axe principal $\vec{x}$ perpendiculaire à l'axe optique $\vec{z}$) générera elle aussi une décroissance du module r [6].

Ainsi le module r varie suivant la pose hors-plan de la mire, et ce indépendamment de la phase ϕ. Il est néanmoins impossible d'utiliser cette unique valeur au sein d'un modèle d'estimation complet de la pose. Il ne peut être utilisé que comme un critère significatif de la proximité de A et Z en terme de fréquence (y compris la fréquence ponctuelle). Une solution est donc d'utiliser le module r comme critère d'optimisation des paramètres inconnus (la pose suivant les DDL manquants) permettant de définir la fonction d'analyse.

6.3/ MESURE 6 DDL PAR OPTIMISATION

La solution retenue pour réaliser la mesure suivant 6 DDL est l'optimisation du module. Cette solution est polyvalente, car elle devrait fonctionner pour toute pose de mire (hormis bien sûr pour les angles hors-plan proches de $\pi/2$, où la mire n'est plus visible). Elle s'inscrit par ailleurs dans la continuité des méthodes déjà développées. **En effet, en plus de permettre une mesure de phase très proche de celle réalisée auparavant pour la mesure de pose 3 DDL, elle repose sur un résultat déjà calculé mais non-utilisé : le module r.** Les paramètres mentionnés dans la suite sont illustrés par la figure 6.4.

6.3.1/ MÉTHODE

A partir des paramètres intrinsèques du système de vision, des périodes de la mire 2D utilisée et de sa pose supposée, il est possible de calculer les fonctions d'analyse Z_u et Z_v (chacune orientée suivant un axe de la mire, $\vec{u}$ et $\vec{v}$, pour permettre la mesure de phase suivant cet axe). La fonction d'analyse Z_u est ainsi définie par :

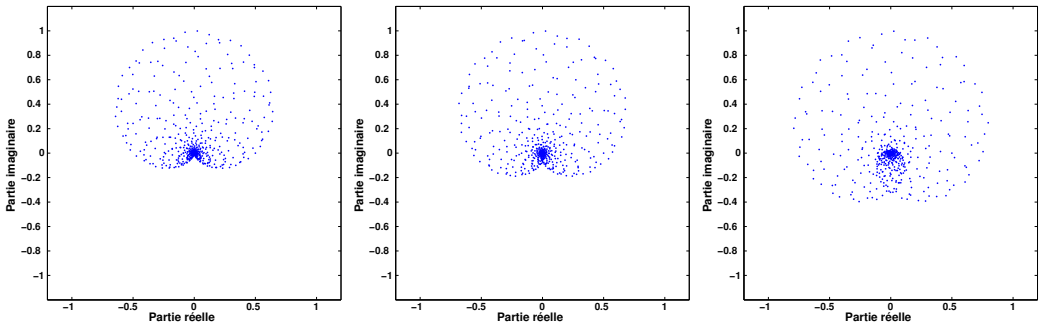
$$Z_u(n,m) = e^{-\left(\frac{n-N/2}{N/c}\right)^2 - \left(\frac{m-M/2}{M/c}\right)^2} \cdot e^{-\frac{2i\pi}{\lambda_u}\mathcal{P}(n,m)} \tag{6.2}$$

avec $\mathcal{P}(n,m)$ la projection inverse du point (n,m) par le modèle sténopé.

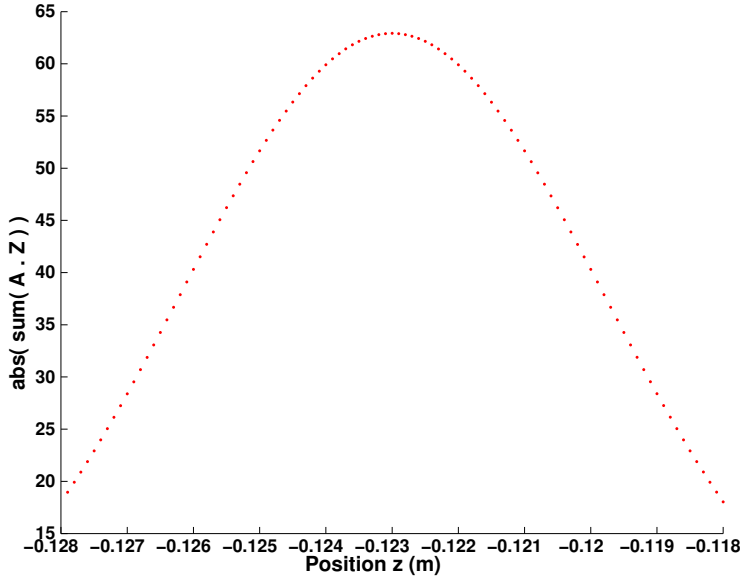
Pour savoir si la pose initiale est juste, on calcule les modules $r_u = |\sum A \cdot Z_u|$ et $r_v = |\sum A \cdot Z_v|$, que l'on vient ensuite sommer en $r = r_u + r_v$. Ce module sert alors de critère à l'algorithme d'optimisation employé [7].

6. Cela est illustré par la figure E.1, présentée en annexe car très proche de la figure 6.3

7. Dans la suite, nous utiliserons l'algorithme de base défini par la fonction *fminunc* de Matlab, qui permet de résoudre des problèmes d'optimisation non linéaires et multi-variables sans restriction.



(a) $A \cdot Z$ pour $z = -0.123$ m. (b) $A \cdot Z$ pour $z = -0.121$ m. (c) $A \cdot Z$ pour $z = -0.118$ m.



(d) Module de la somme des valeurs résultant de $A \cdot Z$ suivant la distance z de la mire à la caméra.

FIGURE 6.3 – Observation de l'effet d'une variation de position z (axe hors-plan) d'une mire 1D sur la convolution $A \cdot Z$. En considérant la somme des valeurs du vecteur résultant, on observe que sa phase varie peu mais surtout que son module décroit rapidement avec la différence de position z entre Z et A. (a-c) représentations dans le plan complexe de $A \cdot Z$ suivant la valeur de z ; (d) valeur du module r suivant z.
Caractéristiques de la simulation : $\lambda = 1$ mm ; $\overline{f} = 20$ mm ; $\overline{n_0} = 3.2$ mm ; $\overline{k_n} = 100$ mm^{-1} ; $x = 0$ m ; z variable par pas de 0.0001 m autour de -0.123 m ; $\theta = 0$ rad.

Les paramètres à modifier seront uniquement z, α, β et θ. En effet, les paramètres intrinsèques sont considérés comme établis par l'étalonnage préalable[8], les périodes métriques de la mire sont connues et les positions x et y ne sont pas utilisées pour la définition de la fonction d'analyse (qui servira justement à les trouver).

Ainsi, jusqu'à ce que soit atteint un critère d'arrêt de l'algorithme, la méthode raffinera les quatre paramètres d'entrée pour faire correspondre Z et A. Une fois un critère d'arrêt atteint par l'algorithme d'optimisation, les valeurs de z, α, β et θ sont conservées, ainsi que les phases ϕ_u et ϕ_v qui permettent alors de calculer u et v (les positions en translation de la mire dans le plan de la mire). Enfin, les valeurs d'angles trouvées précédemment permettent de réaliser un changement

8. On pourrait néanmoins les considérer comme inconnus et les faire rechercher par l'algorithme. Cela rajouterait cependant jusqu'à 5 variables, rendant la convergence plus difficile, là où étalonner le système de vision est relativement aisé.

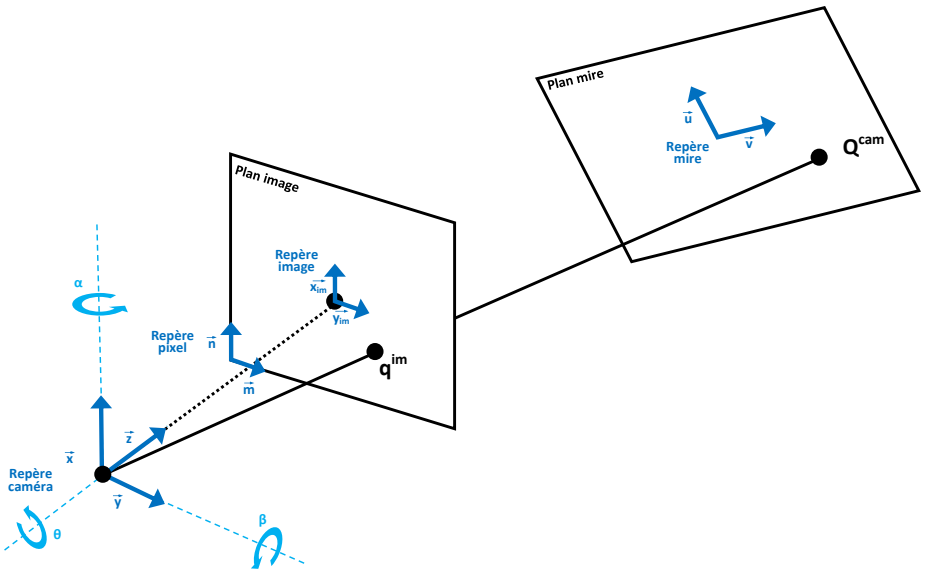


FIGURE 6.4 – Repères utilisés pour la mesure 6 DDL. Les paramètres extrinsèques à évaluer sont définis dans le repère caméra.

de repère pour obtenir x, y et z dans le repère de la caméra. Cet algorithme est représenté en figure 6.5.

6.3.2/ ÉVALUATION DES PERFORMANCES

Pour évaluer les performances de la méthode, un simulateur de mire 2D, constituée de points et vue par un système de vision sténopé, est utilisé. La mire est définie avec une période de 1 mm, égale suivant ses deux directions principales (voir figure 6.6). On réalise avec cette mire des déplacements sinusoïdaux, de fréquences et amplitudes arbitraires (voir tableau 6.1 et figure 6.7), que l'on cherche à mesurer. Une vidéo de 1000 images est donc ainsi générée et analysée.

La figure présente l'erreur commise sur l'estimation de la pose. A chaque itération, la pose initiale est définie à partir de la pose à l'itération précédente. L'erreur commise globalement sur la mesure est détaillée dans le tableau 6.1.

Les performances obtenues sur la mesure dans le plan de la mire sont donc inférieures au micromètre en translation (x, y) et de l'ordre de la dizaine de milliradians en rotation (θ). Cela est cohérent avec les résultats obtenus par les autres méthodes présentées dans les chapitres précédents (voir notamment le chapitre 4). **Concernant z, α et β, les performances sont moins bonnes d'environ un facteur 10, mais restent adaptées à la mesure en micro-robotique.** Globalement, les erreurs sont de l'ordre du dix-millième de la plage de mesure [9] pour cette simulation.

Cette simulation montre les bonnes performances de la méthode en conditions nominales. Le bémol principal est le temps de calcul, proche de 10s entre chaque image, qui rend difficile une utilisation temps réel. L'utilisation d'un autre algorithme d'optimisation pourrait cependant grandement modifier cette performance.

Enfin, des simulations ont été faites en conditions fortement bruitées. On y observe que la méthode reste fonctionnelle lorsque l'image est soumise à un bruit important et variable, la précision diminuant d'environ un facteur 100 mais la linéarité restant inférieure ou égale à 1%

9. La plage expérimentale sera bien sûr à considérer suivant la profondeur de champ.

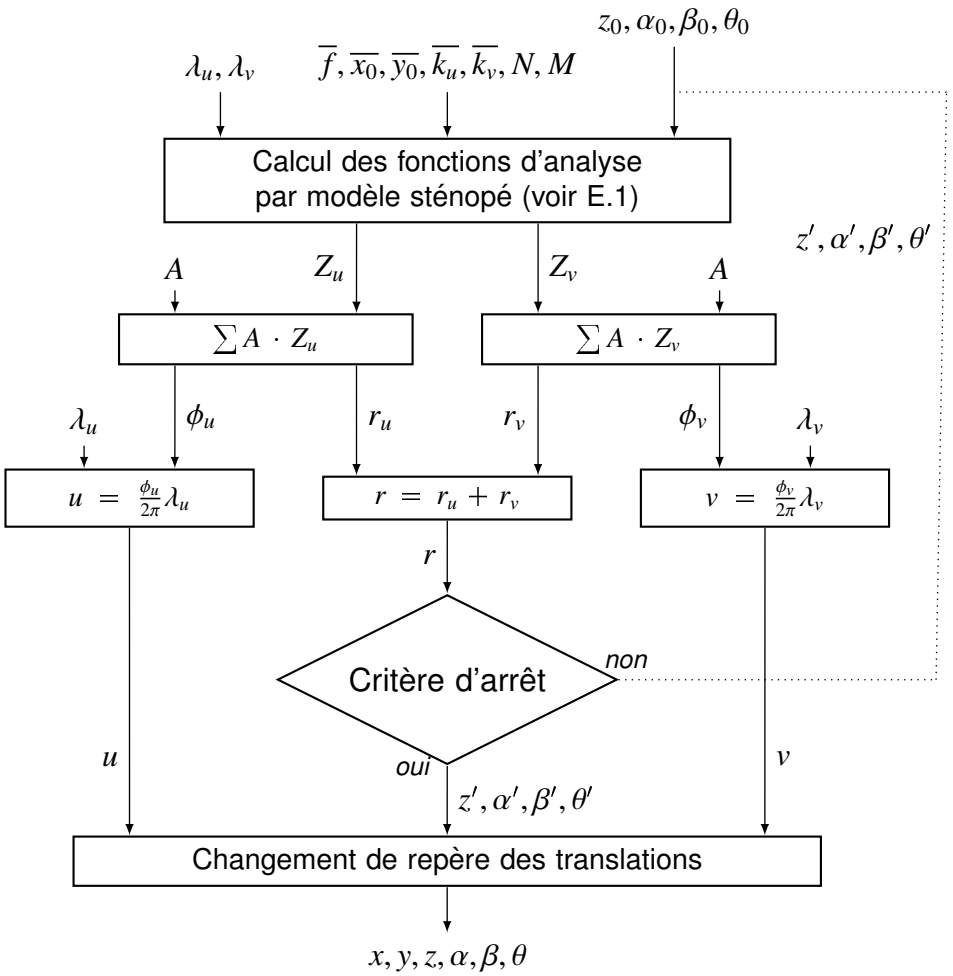


FIGURE 6.5 – Algorithme de mesure 6 DDL. L'optimisation est assurée dans les simulations par la fonction *fminunc* de Matlab, avec ses critères d'arrêt standards.

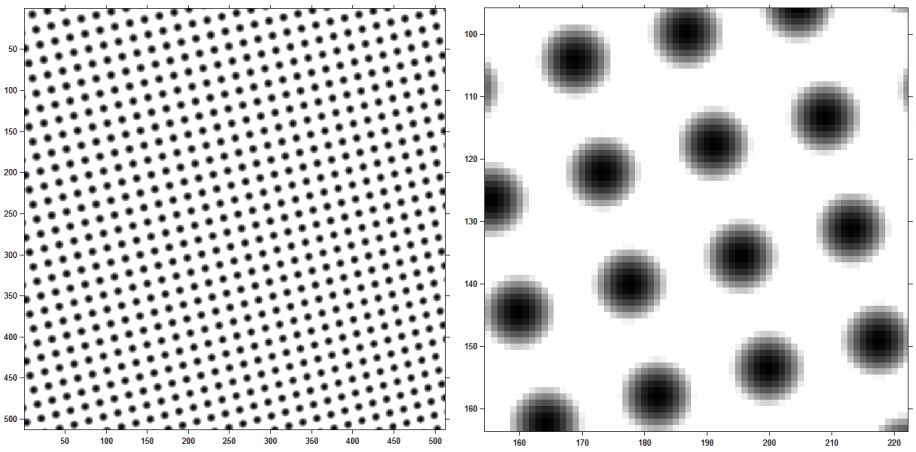


FIGURE 6.6 – Mire périodique 2D ($\lambda = 1$ mm) simulée pour un modèle sténopé ($\overline{f} = 20$ mm ; $\overline{n_0} = \overline{m_0} = 3.2$ mm ; $\overline{k_n} = \overline{k_m} = 100$ mm^{-1} ; dimension 640×640 pixels).

TABLE 6.1 – Déplacements simulés et mesurés de la mire 2D.

	Consigne			Erreur de mesure	
	Moyenne	Amplitude	Période	3σ	% de l'amplitude
x	0 m	0.6 mm	34 img	0.12 µm	0.020%
y	0 m	0.6 mm	56 img	0.11 µm	0.018%
z	−0.1 m	100 mm	100 img	4.4 µm	0.0044%
α	0 rad	1.2 rad	47 img	0.11 mrad $\simeq 0.0063°$	0.0092%
β	0 rad	1.2 rad	78 img	0.10 mrad $\simeq 0.0057°$	0.0083%
θ	0 rad	3 rad	183 img	0.036 mrad $\simeq 0.0021°$	0.0012%

pour les 6 DDL. Ces résultats sont détaillés en annexe E.3.

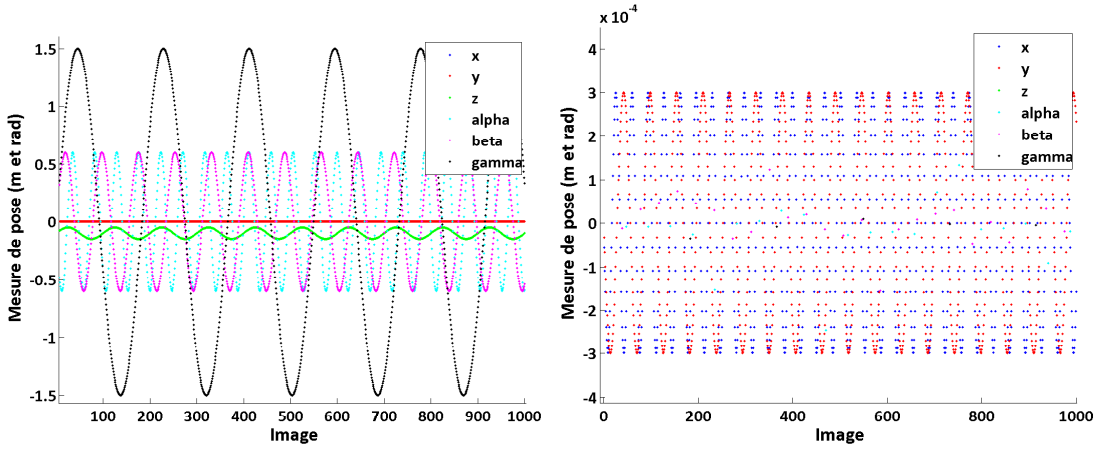


FIGURE 6.7 – Mesure de pose d'une mire périodique 2D ($\lambda = 1$ mm) (en simulation).

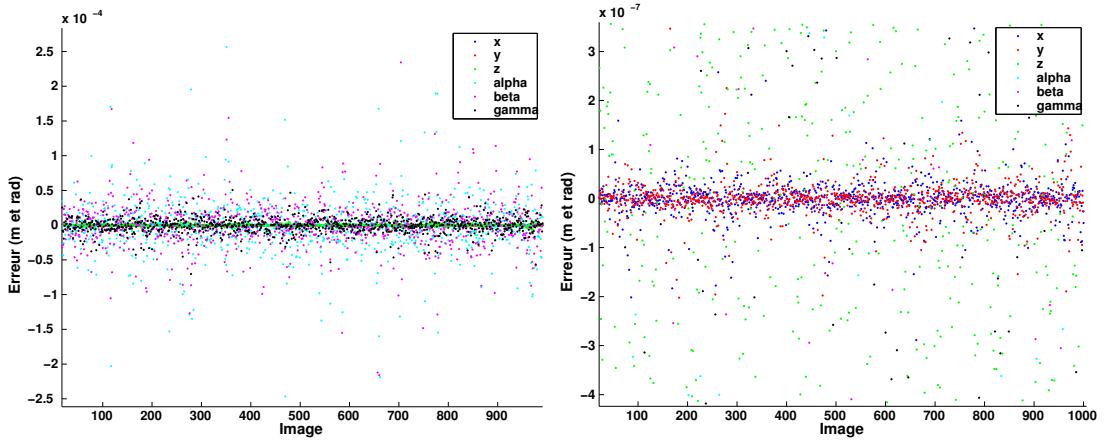


FIGURE 6.8 – Erreur de mesure de pose d'une mire périodique 2D ($\lambda = 1$ mm) (en simulation).

6.4/ CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons vu comment utiliser à son plein potentiel la mesure dans le domaine fréquentiel. L'observation des variations du module r suivant la pose a en effet permis d'élaborer

une méthode de mesure 6 DDL par optimisation. Les simulations ont montré, pour une mire 2D de période 1 mm, une exactitude de mesure de l'ordre de 100 nm en translation et de 0.1 mrad en rotation. La méthode est d'autant plus intéressante qu'elle reste fonctionnelle lorsque l'image est soumise à un fort bruit, bien que ses performances se dégradent nettement.

La méthode permet donc une mesure 6 DDL hautement performante. La mire utilisée étant purement périodique, la plage absolue de la mesure reste limitée par la période. Cette plage peut néanmoins être étendue, par exemple par l'utilisation d'une mire codée. On notera aussi que l'algorithme présenté pourra, comme celui utilisé dans le chapitre 4, être adapté à l'asservissement visuel de manière élégante en insérant l'optimisation des paramètres extrinsèques dans la boucle d'asservissement. Enfin, les performances de la méthode seront prochainement évaluées expérimentalement, via l'observation d'une mire 2D fixée sur un robot à 6 DDL.

7

CONCLUSION ET PERSPECTIVES

L'utilisation de la vision en tant qu'outil de mesure a ouvert des voies particulièrement intéressantes pour la microrobotique. Intrinsèquement multi-DDL et permettant la mesure à distance, elle souffre néanmoins de certaines limites, telle sa précision de mesure limitée par la résolution et la quantification de l'image, ou encore sa plage restreinte par le champ de vision et la profondeur de champ. Or, disposer d'un rapport plage/résolution élevé est crucial pour assurer les mesures de déplacements de la plupart des microrobots. Face à ce constat, nous avons décidé d'explorer le potentiel des mires périodiques pour la mesure par vision.

Dans ce manuscrit, nous avons proposé différentes méthodes originales de mesures, toutes basées sur l'utilisation de mires périodiques placées sur un système en déplacement par rapport à un dispositif de vision. A partir de l'analyse fréquentielle des images ainsi formées, ces méthodes ont fourni des mesures suivant 1 à 6 DDL, avec de grandes performances tant en termes de résolution que de robustesse, et parfois de plage. Elles ont été testées en simulation puis expérimentées sur différentes applications. Leur utilisation pour la microrobotique est ainsi particulièrement justifiée, tant pour l'étalonnage que pour le contrôle référencé capteur. Les contributions scientifiques de chaque chapitre sont détaillées ci-dessous.

Le premier chapitre a permis d'introduire les problématiques liées à l'usage de capteurs en microrobotique, ainsi que les réponses fournies dans la littérature. Les principaux verrous relevés sont liés à l'encombrement, l'influence sur le système observé, la robustesse, le nombre de DDL mesurés et le rapport plage/résolution. Il a été montré que les moyens de mesure classiques ne répondent que partiellement à ces problématiques. La piste que nous avons alors choisie d'explorer est celle de la vision, pour laquelle de nombreuses références font état de mesures multi-DDL et déportées, et parfois même de hautes résolutions par le biais d'images fortement structurées. Les méthodes aux meilleures performances reposent alors sur des motifs périodiques, qui fournissent une grande redondance d'information et permettent ainsi des mesures avec des résolutions de l'ordre du centième, voire du millième de pixel. Ces méthodes restent cependant peu exploitées en microrobotique, et sont souvent confinées à une mesure de faible plage et suivant 1 DDL.

Le deuxième chapitre a introduit par le détail une méthode de mesure de déplacement reposant sur l'observation d'un motif périodique 1D. La périodicité y est considérée d'un point de vue fréquentiel, la méthode reposant initialement sur la Transformée de Fourier Discrète (TFD) pour extraire de l'image une phase (comprise entre 0 et 2π), traduction numérique de la pose de la mire. La mire utilisée étant monofréquentielle, il n'était néanmoins pas souhaitable de réaliser une TFD dans sa totalité pour extraire la phase. On préféra ainsi utiliser une fonction d'analyse complexe périodique qui, par produit avec l'image fournie par la vision, permet le calcul de la phase souhaitée. De nombreuses simulations ont été réalisées en faisant varier les paramètres d'une telle mesure : taille du signal, quantification, allure, période, bruit, etc. Il en résulte notamment que, avec des paramètres d'utilisation standards, la précision que l'on peut attendre d'une telle méthode est de l'ordre du millième de la période de la mire. Il a été aussi remarqué que cette mesure est particulièrement robuste aux perturbations.

Les mesures exposées dans le troisième chapitre ont été l'occasion d'éprouver

expérimentalement les travaux du chapitre précédent, en y ajoutant deux améliorations. En premier lieu, une solution originale au problème de la plage de mesure absolue a été proposée, celle-ci étant normalement limitée à une période. Cette solution consiste à utiliser le principe de Vernier, à savoir utiliser conjointement deux motifs de périodes légèrement différentes pour en former un troisième de période plus grande. Ainsi, il a été observé expérimentalement que l'on pouvait accroître la plage de mesure d'un facteur 20 environ (et théoriquement jusqu'à 50), tout en conservant la haute résolution de mesure obtenue par la mesure de phase. L'utilisation d'une mire micrométrique, de période 8 μm, a ainsi permis d'obtenir des mesures de déplacements avec une précision de l'ordre de 5 nm et une plage de 168 μm. Dans un second temps, il a été apporté à la méthode une amélioration du nombre de DDL qu'elle pouvait mesurer, via la réalisation d'une mire 2D exploitant le principe de Vernier. Des performances similaires au cas précédent ont été observées, cette fois-ci pour une mesure 2 DDL. Ainsi, cette méthode a permis une mesure 2 DDL robuste avec une précision nanométrique pour une plage quasi-millimétrique.

Alors que les méthodes de mesure du chapitre 3 reposent sur l'utilisation de vecteurs d'intensité judicieusement choisis dans l'image, la méthode exposée dans le chapitre 4 consiste à analyser l'ensemble de l'image d'une mire périodique 2D, via une fonction d'analyse matricielle. Il a en effet été observé qu'il était possible, à partir d'une estimation grossière des périodes pixelliques et de l'orientation d'une mire 2D, de converger progressivement vers l'estimation de ses déplacements suivant 3 DDL (2 translations, 1 rotation). Cet algorithme récursif se trouve donc particulièrement adapté à une application d'asservissement visuel d'un microrobot. Les expériences ont montré que le suivi ainsi réalisé sur la pose d'une mire de période 1 mm est très robuste aux perturbations (occultation, flou, variations de luminosité, etc.) et converge en quelques dizaines d'itérations, avec une stabilité finale de l'ordre du micromètre en translation et inférieure au milliradian en rotation.

Le cinquième chapitre avait pour but d'étendre nos méthodes de mesure de position à celles de mesure de force. A partir d'un système mécanique compliant simple sur lequel deux mires de Vernier 1D ont été fixées et exploitées de manière différentielle, des mesures de forces haute-performances ont été réalisées expérimentalement. Le défaut principal de cette preuve de concept était ses dimensions macrométriques, qui rendaient le système trop sensible aux perturbations thermiques (en plus de le rendre difficilement utilisable pour une application microrobotique réelle). Nous avons décidé de travailler sur l'intégration d'un tel capteur à un dispositif microrobotique pratique : un organe terminal de micro-pince. Le procédé de fabrication choisi fut l'impression 3D, méthode ambitieuse pour la réalisation du micro-composants mais néanmoins pratique : l'intégralité de l'organe terminal a été réalisée de façon monolithique, incluant directement deux mires de périodes 4 μm. Outre sa forte intégration, ce capteur de force présente comme avantage d'être passif, et donc particulièrement adapté à une utilisation sous MEB. Les essais ont montré des performances limitées en terme de précision, l'utilisation d'un MEB comme outil métrologique étant difficile. Néanmoins, la possibilité d'intégration et d'exploitation de mires directement dans un système micrométrique, réalisé en impression 3D, est un argument conséquent pour le développement de ces méthodes.

Enfin, le sixième et dernier chapitre a consisté à étendre nos principes de mesure précédents à une mesure 6 DDL. A partir de la méthode présentée en chapitre 4 (donc l'analyse fréquentielle de l'image en son entièreté), il a été choisi de réaliser la mesure de la pose hors-plan de la mire via une méthode d'optimisation. Le critère utilisé est le module du complexe résultant du traitement classique de l'image et de la fonction d'analyse associée. De bons résultats ont été obtenus en simulations, théoriquement suffisants pour une application à la microrobotique. Les expérimentation associées ne seront néanmoins réalisées qu'après la rédaction de ce mémoire.

Cette thèse a donc permis d'explorer et de résoudre plusieurs problématiques de la mesure en microrobotique. Son point de départ a été une méthode de mesure de déplacement sans contact et déportée, mais aussi hautement résolue : la mesure de phase d'une mire périodique. Deux améliorations majeures ont ensuite été explorées : l'extension de la plage de mesure absolue (via le principe de Vernier), et la mesure suivant de multiples DDL. Les cadres applicatifs ont aussi été variés, allant de l'étalonnage à la mesure de force en passant par l'asservissement visuel. Ainsi, comme nous le souhaitions au départ de cette thèse, la mesure par mire périodique a démontré

ses hautes-performances et son adaptabilité face aux nombreuses problématiques de la mesure en microrobotique.

PERSPECTIVES APPLICATIVES

Vers la démocratisation de la mesure par mires Une certaine vision de ce que pourrait être la plateforme microrobotique de demain nous a servi de guide durant cette thèse : elle serait dotée de multiples mires, tant sur sa structure que sur ses actionneurs et sur les éléments manipulés, et munie pour seuls capteurs de quelques caméras. Une telle plateforme de micromanipulation par mires aurait pour avantage de faciliter la commande référencée capteur, par des mesures déportées et sans interaction avec les systèmes. La limite principale à la réalisation d'une telle plateforme réside néanmoins dans la capacité à implanter des mires sur ses différents éléments.

Dans cet esprit, des essais ont été réalisés au sein du laboratoire pour réaliser des tâches d'assemblage de microcomposants plans. Les mires utilisées consistent en une combinaison de motifs périodiques et de motifs type "QR-Code" (voir figure 7.1) pour assurer une plage de mesure suffisamment large, et ont été intégrée aux microcomposants dés leur conception.

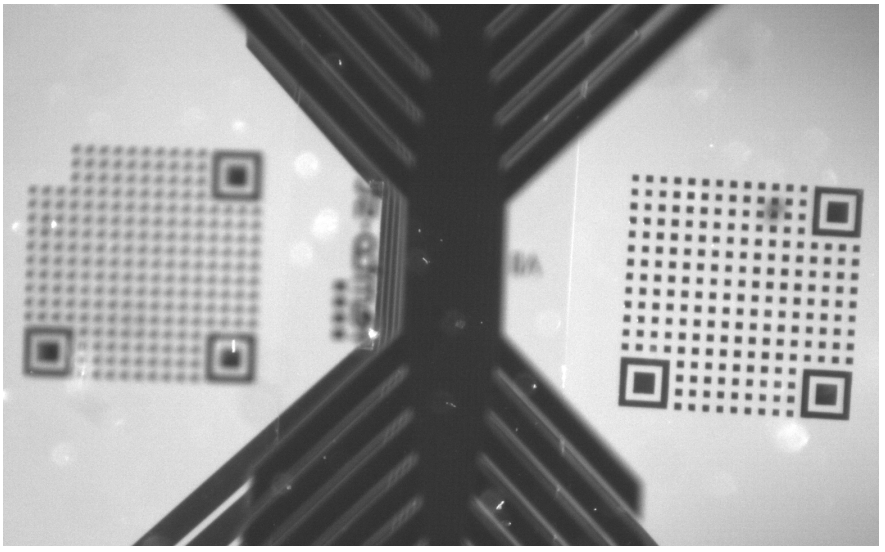


FIGURE 7.1 – Illustration de deux mires "QR-Code" intégrées à des microcomposants plans à assembler (les mires sont ici dans deux plans différents).

Vers la standardisation de la mesure par mires Durant cette thèse, plusieurs chercheurs et doctorants ont souhaité utiliser des mires pour effectuer leurs mesures (les autres types de capteurs étant, dans leur cas, difficiles à mettre en place). Au vu de ces demandes et des différents essais déjà réalisés (essentiellement pour des tâches de positionnement), il semble nécessaire de travailler à la simplification de l'utilisation des mires, notamment pour rendre la méthode indépendante de son utilisateur. Il serait donc bon de standardiser nos méthodes, tant dans la conception des mires que dans l'algorithme utilisé pour la mesure. Cela devra notamment passer par la réalisation d'une bibliothèque, voire d'un logiciel, reprenant les différents aspects de la mesure. Cette démarche a été entamée avec la création d'une bibliothèque en C++ pour la mesure sur mire de Vernier 1D et de diverses fonctions MATLAB ; pour une utilisation courante et simplifiée, il serait pertinent de l'uniformiser et de l'étendre.

PERSPECTIVES SCIENTIFIQUES

Vers la mesure en projection parallèle L'essentiel des mesures réalisées durant cette thèse ont eu lieu avec une mire située dans le plan focal du système de vision, pour des déplacements effectués dans ce même plan. La question du modèle de projection à employer est apparue à partir du chapitre 6, durant lequel nous nous sommes intéressés à des mesures hors-plan, et nous avons alors préféré nous focaliser sur un modèle de projection perspective afin de faciliter l'accès aux informations visuelles relatives à la profondeur. Néanmoins, réaliser une mesure 6 DDL avec un système de vision à projection parallèle, tel qu'un MEB, serait particulièrement bienvenu. Si des pistes sont déjà envisagées (telle que l'utilisation du flou de l'image), les méthodes restent à développer.

Vers l'estimation de force multi-DDL Nous n'avons eu l'occasion de traiter dans cette thèse que le cas de la mesure d'une force exercée suivant un unique axe. Pourtant les besoins d'intégration, de faible encombrement et de découplage de capteurs de force sont très similaires à ceux des capteurs de position. Ainsi il sera intéressant d'utiliser des mires pour évaluer les déplacements de corps d'épreuves compliants multi-DDL. Des travaux sont en cours dans ce sens, avec une application à la mesure d'une micro-force dirigée essentiellement suivant un axe mais dont les forces parasites et les couples nous intéressent ; deux mires 2D ont donc été placées sur le mécanisme compliant associé, pour réaliser une mesure de force différentielle.

Vers la robotique guidée par les mires Les méthodes de mesure présentées dans cette thèse permettent de reconsidérer notre façon de concevoir la microrobotique. En apportant un moyen de mesure précis, 6 DDL et déporté, il devient en effet possible de réaliser des tâches en boucle fermée avec une grande liberté. Il devient aussi possible d'estimer les contraintes subies par une structure mécanique en lui apposant un certain nombre de mires. Pour donner un exemple concret d'application, des travaux sont en cours pour développer de nouvelles structures robotiques parallèles contrôlées par mires, assurant ainsi une grande précision de déplacement malgré l'absence d'autres capteurs et l'actionnement déporté (ce qui allège la structure, lui permettant d'accéder à de plus grandes cadences). D'autres innovations en conception robotique pourraient voir le jour via ce type de raisonnement.

Vers les mires 3D Le développement des procédés de fabrication 3D, telle que l'impression 3D, permet d'envisager l'utilisation de mires présentant des reliefs, voire même de mires totalement 3D. Ce genre de structure pourrait fournir des informations spatiales bien plus riches qu'une mire plane, pour peu que l'on parvienne à en percevoir les différentes strates. Une mire relativement plane mais dotée de reliefs pourrait ainsi fournir des informations complexes sur le flou, et faciliter son interprétation pour la mesure de profondeur. Quant aux mires totalement 3D, elles pourraient par exemple être utilisées pour réaliser des mesures via des systèmes d'imagerie 3D tels que l'OCT (Optical Coherence Tomography) ou l'holographie digitale.

BIBLIOGRAPHIE

[1] IEC BIPM, ILAC IFCC, IUPAP IUPAC, and OIML ISO. *The international vocabulary of metrology–basic and general concepts and associated terms (VIM), 3rd edn. JCGM 200: 2012*. 2008.

[2] Z. Roth, B. Mooring, and B. Ravani. An overview of robot calibration. *IEEE Journal on Robotics and Automation*, 5(3):377–385, 1987.

[3] W. Gopel, J. Hesse, and J. N. Zemel. Sensors–A comprehensive survey, Volume 7, Mechanical Sensorsrs, 1994.

[4] Y. Bellouard. *Microrobotics: methods and applications*. CRC Press, 2009.

[5] W. Gao. *Precision nanometrology: sensors and measuring systems for nanomanufacturing*. Springer Science and Business Media, 2010.

[6] P. P. L. Regtien. *Sensors for mechatronics*. Elsevier, 2012.

[7] A. J. Fleming. A review of nanometer resolution position sensors: operation and performance. *Sensors and Actuators A: Physical*, 190:106–126, 2013.

[8] C. W. De Silva. *Sensors and Actuators: Engineering system instrumentation*. CRC Press, 2015.

[9] C. Clévy, I. Lungu, K. Rabenorosoa, and P. Lutz. Positioning accuracy characterization of assembled microscale components for micro-optical benches. *Assembly Automation*, 34(1):69–77, 2014.

[10] B. Nelson, Y. Zhou, and B. Vikramaditya. Sensor-based microassembly of hybrid MEMS devices. *IEEE Control systems*, 18(6):35–45, 1998.

[11] Q. Lu, X. Zhang, and Y. Fan. Micro-vision-based displacement measurement with high accuracy. In *International Symposium on Precision Engineering Measurements and Instrumentation*, pages 83210–83210, 2011.

[12] L. Cui, E. Marchand, S. Haliyo, and S. Régnier. Hybrid automatic visual servoing scheme using defocus information for 6-DoF micropositioning. In *IEEE International Conference on Robotics and Automation*, pages 6025–6030, 2015.

[13] N. Marturi, B. Tamadazte, S. Dembélé, and N. Piat. Image-guided nanopositioning scheme for SEM. *IEEE Transactions on Automation Science and Engineering*, 2016.

[14] M. Ourak, B. Tamadazte, O. Lehmann, and N. Andreff. Wavelets-based 6 DOF visual servoing. In *IEEE International Conference on Robotics and Automation*, pages 3414–3419, 2016.

[15] C. D. McGray, S. M. Stavis, J. Giltinan, E. Eastman, S. Firebaugh, J. Piepmeier, J. Geist, and M. Gaitan. Mems kinematics by super-resolution fluorescence microscopy. *Journal of Microelectromechanical Systems*, 22(1):115–123, 2013.

[16] H. K. Chu, J. K. Mills, and W. L. Cleghorn. Dual-arm micromanipulation and handling of objects through visual images. In *IEEE International Conference on Mechatronics and Automation*, pages 813–818, 2012.

[17] E. Avci, C.-N. Nguyen, K. Ohara, M. Kojima, Y. Mae, and T. Arai. Towards high-speed automated micromanipulation. In *International Conference on Robotics and Automation*, pages 1718–1723, 2013.

[18] W. Shang, H. Lu, W. Wan, T. Fukuda, and Y. Shen. Vision-based nano robotic system for high-throughput non-embedded cell cutting. *Scientific Reports*, 6, 2016.

[19] J. Liu, Z. Gong, K. Tang, Z. Lu, and Y. Sun. Locating end-effector tips in automated micromanipulation. In *IEEE International Conference on Robotics and Automation*, pages 1724–1729, 2013.

[20] J. Kokorian, F. Buja, and W. M. van Spengen. In-plane displacement detection with picometer accuracy on a conventional microscope. *Journal of Microelectromechanical Systems*, 24(3):618–625, 2015.

[21] J. Yu, X. Zhang, L. Zhou, and Z. Chen. Research on submicron measurement based on computer micro-vision. In *International Conference on Manipulation, Manufacturing and Measurement on the Nanoscale*, pages 247–252, 2013.

[22] B. Tamadazte, E. Marchand, S. Dembélé, and N. Le Fort-Piat. CAD model-based tracking and 3D visual-based control for MEMS microassembly. *The International Journal of Robotics Research*, 2010.

[23] D. Jasper and S. Fatikow. Line scan-based high-speed position tracking inside the SEM. *International Journal of Optomechatronics*, 4(2):115–135, 2010.

[24] Y.-S. Kim, S. H. Yang, K. W. Yang, and N. G. Dagalakis. Design of MEMS vision tracking system based on a micro fiducial marker. *Sensors and Actuators A: Physical*, 234:48–56, 2015.

[25] C. A. Montes, C. Wong, J. C. Ziegert, and L. Mears. Vision-based tracking of a dynamic target with application to multi-axis position control. *Journal of Real-Time Image Processing*, 10(1):119–134, 2012.

[26] W. Huang, C. Ma, and Y. Chen. Displacement measurement with nanoscale resolution using a coded micro-mark and digital image correlation. *Optical Engineering*, 53(12):124103–124103, 2014.

[27] G. F. Bomarito, J. D. Hochhalter, T. J. Ruggles, and A. H. Cannon. Increasing accuracy and precision of digital image correlation through pattern optimization. *Optics and Lasers in Engineering*, 91:73–85, 2017.

[28] L. Clark, B. Shirinzadeh, U. Bhagat, and J. Smith. A vision-based measurement algorithm for micro/nano manipulation. In *IEEE/ASME International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics*, pages 100–105, 2013.

[29] H. Sugiura, S. Sakuma, M. Kaneko, and F. Arai. On-chip method to measure mechanical characteristics of a single cell by using moiré fringe. *Micromachines*, 6(6):660–673, 2015.

[30] C. Yamahata, E. Sarajlic, G. J. M. Krijnen, and M. A. M. Gijs. Subnanometer translation of microelectromechanical systems measured by discrete Fourier analysis of CCD images. *Journal of Microelectromechanical Systems*, 19(5):1273–1275, 2010.

[31] C. Yamahata, E. Sarajlic, M. Stranczl, G. J. M. Krijnen, and M. A. M. Gijs. Subpixel translation of MEMS measured by discrete fourier transform analysis of CCD images. In *International Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems Conference*, pages 1697–1700, 2011.

[32] P. Sandoz, V. Bonnans, and T. Gharbi. High-accuracy position and orientation measurement of extended two-dimensional surfaces by a phase-sensitive vision method. *Applied Optics*, 41(26):5503–5511, 2002.

[33] P. Sandoz, B. Trolard, D. Marsaut, and T. Gharbi. Microstructured surface element for high-accuracy position measurement by vision and phase measurement. In *Latin American Meeting on Optics, Lasers, and Their Applications*, pages 606–611, 2004.

[34] E. M. Petriu. Absolute-type position transducers using a pseudorandom encoding. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 1001(4):950–955, 1987.

[35] E. M. Petriu. Absolute position measurement using pseudo-random binary encoding. *IEEE Instrumentation and Measurement Magazine*, 1(3):19–23, 1998.

[36] K. Engelhardt and P. Seitz. Absolute, high-resolution optical position encoder. *Applied Optics*, 35(1):201–208, 1996.

[37] P. Masa, E. Franzi, and C. Urban. Nanometric resolution absolute position encoders. *CSEM Scientific and Technical Report*, pages 1–3, 2008.

[38] P. Sandoz and J. A. Galeano-Zea. Space-frequency analysis of pseudo-periodic patterns for subpixel position control. In *International Symposium on Optomechatronic Technologies*, pages 16–21, 2009.

[39] J. Galeano-Zea and P. Sandoz. Pseudo-periodic patterns for subpixel accuracy visual control: Principle, pattern designs, and performances. In *SPIE Europe Optical Metrology*, pages 73891N–73891N, 2009.

[40] J. Galeano-Zea, P. Sandoz, E. Gaiffe, J.-L. Prétet, and C. Mougin. Pseudo-periodic encryption of extended 2-D surfaces for high accurate recovery of any random zone by vision. *International Journal of Optomechatronics*, 4(1):65–82, 2010.

[41] N. Tan, C. Clévy, G. J Laurent, P. Sandoz, and N. Chaillet. Characterization and compensation of xy micropositioning robots using vision and pseudo-periodic encoded patterns. In *IEEE International Conference on Robotics and Automation*, pages 2819–2824, 2014.

[42] N. Tan, C. Clévy, G. J Laurent, P. Sandoz, and N. Chaillet. Accuracy quantification and improvement of serial micropositioning robots for in-plane motions. *IEEE Transactions on Robotics*, 31(6):1497–1507, 2015.

[43] N. Tan, C. Clévy, G. J Laurent, and N. Chaillet. Calibration and validation of XYΘ micropositioners with vision. In *IEEE/ASME International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics*, pages 256–261, 2012.

[44] B. Van der Pol. The fundamental principles of frequency modulation. *Journal of the Institution of Electrical Engineers-Part III: Radio and Communication Engineering*, 93(23):153–158, 1946.

[45] D. O. Popa, R. Murthy, and A. N. Das. M3-deterministic, multiscale, multirobot platform for microsystems packaging: design and quasi-Static precision evaluation. *IEEE Transaction on Automation Science and Engineering*, 6(2):345–361, 2009.

[46] E. Lubrano, M. Bouri, and R. Clavel. Ultra-high-precision industrial robots calibration. In *IEEE International Conference on Robotics and Automation*, pages 228–233, 2011.

[47] B. Espiau, F. Chaumette, and P. Rives. A new approach to visual servoing in robotics. *IEEE Transactions on Robotics and Automation*, 8(3):313–326, 1992.

[48] E. Marchand and C. Collewet. Using image gradient as a visual feature for visual servoing. In *IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems*, pages 5687–5692, 2010.

[49] B. Tamadazte, G. Duceux, N. Le-Fort Piat, and E. Marchand. Highly precise micropositioning task using a direct visual servoing scheme. In *IEEE International Conference on Intelligent Robots and Systems*, pages 5689–5694, 2011.

[50] E. Marchand, F. Chaumette, F. Spindler, and M. Perrier. Mutual information-based visual servoing. *IEEE Transactions on Robotics*, 27(5):958–969, 2011.

[51] N. P. Papanikolopoulos and P. K. Khosla. Adaptive robotic visual tracking: Theory and experiments. *IEEE Transaction on Automatic Control*, 38(3):429–445, 1993.

[52] L.-A. Duflot, A. Krupa, B. Tamadazte, and N. Andreff. Towards ultrasound-based visual servoing using shearlet coefficients. In *IEEE International Conference on Robotics and Automation*, 2016.

[53] B. Boashash. Estimating and interpreting the instantaneous frequency of a signal. II. Algorithms and applications. *Proceedings of the IEEE*, 80(4):540–568, 1992.

[54] E. Marchand, F. Chaumette, F. Spindler, and M. Perrier. Controlling an uninstrumented manipulator by visual servoing. *The International Journal of Robotics Research*, 21(7):635–647, 2002.

[55] E. Malis, F. Chaumette, and S. Boudet. 2 $1/2$D visual servoing. *IEEE Transactions on Robotics and Automation*, 15(2):238–250, 1999.

[56] M. Rakotondrabe, A. Ivan, S. Khadraoui, P. Lutz, and N. Chaillet. Simultaneous displacement and force self-sensing in piezoelectric actuators and applications to robust control of the displacement. *IEEE Transactions on Mechatronics*, 20(6):1–13, 2014.

[57] K. Rabenorosoa, C. Clévy, Q. Chen, and P. Lutz. Study of forces during micro-assembly tasks using two-Sensing-fingers gripper. *IEEE Transactions on Mechatronics*, 17:811–821, 2012.

[58] J. D. Wason, J. T. Wen, J. J. Gorman, and N. G. Dagalakis. Automated multiprobe microassembly using vision feedback. *IEEE Transactions on Robotics*, 28(5):1090–1103, 2012.

[59] C. Clévy, M. Rakotondrabe, and N. Chaillet. *Signal Measurement and Estimation Techniques for Micro and Nanotechnology*. Springer, 2011.

[60] R. J. Wood and K. Cho, K. J.and Hoffman. A novel multi-axis force sensor for microrobotics applications. *Smart Materials and Structures*, 18(12):125002, 2009.

[61] F. Beyeler, S. Muntwyler, and B. J. Nelson. A six-axis MEMS force–torque sensor with micro-Newton and nano-Newtonmeter resolution. *Journal of Microelectromechanical Systems*, 18(2):433–441, 2009.

[62] Y. Sun, S. N. Fry, D. P. Potasek, D. J. Bell, and B. J. Nelson. Characterizing fruit fly flight behavior using a microforce sensor with a new comb-drive configuration. *Journal of Microelectromechanical Systems*, 14(1):4–11, 2005.

[63] B. Komati, J. Agnus, C. Clévy, and P. Lutz. Prototyping of a highly performant and integrated piezoresistive force sensor for microscale applications. *Journal of Micromechanics and Microengineering*, 24(3):035018, 2014.

[64] M. Dienwiebel, E. De Kuyper, L. Crama, J. W. M. Frenken, J. A. Heimberg, D.-J. Spaanderman, D. G. van Loon, T. Zijlstra, and E. van der Drift. Design and performance of a high-resolution frictional force microscope with quantitative three-dimensional force sensitivity. *Review of Scientific Instruments*, 76(4):043704, 2005.

[65] P. Estevez, J. M. Bank, M. Porta, J. W., P. M. Sarro, M. Tichem, and U. Staufer. 6 DOF force and torque sensor for micro-manipulation applications. *Sensors and Actuators A: Physical*, 186:86–93, 2012.

[66] M. Billot, X. Xu, J. Agnus, E. Piat, and P. Stempflé. Multi-axis MEMS force sensor for measuring friction components involved in dexterous micromanipulation: design and optimisation. *International Journal of Nanomanufacturing*, 11(3-4):161–184, 2015.

[67] J. Abadie, E. Piat, S. Oster, and M. Boukallel. Modeling and experimentation of a passive low frequency nanoforce sensor based on diamagnetic levitation. *Sensors and Actuators A: Physical*, 173(1):227–237, 2012.

[68] V. Nesterov. Facility and methods for the measurement of micro and nano forces in the range below 10^{-5} N with a resolution of 10^{-12} N (development concept). *Measurement Science and Technology*, 18(2):360, 2007.

[69] X. J. Zhang, S. Zappe, R. W. Bernstein, O. Sahin, C.-C. Chen, M. Fish, M. P. Scott, and O. Solgaard. Micromachined silicon force sensor based on diffractive optical encoders for characterization of microinjection. *Sensors and Actuators A: Physical*, 114(2):197–203, 2004.

[70] Y. Zhou, B. J. Nelson, and B. Vikramaditya. Integrating optical force sensing with visual servoing for microassembly. *Journal of Intelligent and Robotic Systems*, 28(3):259–276, 2000.

[71] K. Kristiansen, P. McGuiggan, G. Carver, C. Meinhart, and J. Israelachvili. 3D force and displacement sensor for SFA and AFM measurements. *Langmuir*, 24(4):1541–1549, 2008.

[72] P. J 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. *IEEE Transactions on Robotics and Automation*, 19(5):917–921, 2003.

[73] A. N. Reddy, N. Maheshwari, D. K. Sahu, and G. K. Ananthasuresh. Miniature compliant grippers with vision-based force sensing. *IEEE Transactions on Robotics*, 26(5):867–877, 2010.

[74] D. J. Cappelleri, G. Piazza, and V. Kumar. A two dimensional vision-based force sensor for microrobotic applications. *Sensors and Actuators A: Physical*, 171(2):340–351, 2011.

[75] M. A. Greminger and B. J. Nelson. Vision-based force measurement. *IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence*, 26(3):290–298, 2004.

[76] Y. H. Anis, J. K. Mills, and W. L. Cleghorn. Vision-based measurement of microassembly forces. *Journal of Micromechanics and Microengineering*, 16(8):1639, 2006.

[77] R. J. Chang, C. C. Shiu, and C. Y. Cheng. Self-biased-SMA drive PU microgripper with force sensing in visual servo. *International Journal of Advanced Robotic Systems*, 10, 2013.

[78] F. Karimirad, S. Chauhan, and B. Shirinzadeh. Vision-based force measurement using neural networks for biological cell microinjection. *Journal of Biomechanics*, 47(5):1157–1163, 2014.

[79] M. Power and G.-Z. Yang. Direct laser written passive micromanipulator end-effector for compliant object manipulation. In *IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems*, pages 790–797, 2015.

[80] C. Yamahata, E. Sarajlic, L. Jalabert, M. Kumemura, D. Collard, and H. Fujita. Mechanical characterization of biomolecules in liquid using silicon tweezers with subnanonewton resolution. In *International Conference on Micro Electro Mechanical Systems*, pages 607–610, 2009.

[81] Y. Sun, K.-T. Wan, K. P. Roberts, J. C. Bischof, and B. J. Nelson. Mechanical property characterization of mouse zona pellucida. *IEEE Transactions on Nanobioscience*, 2(4):279–286, 2003.

[82] T. Chen, L. Chen, B. Liu, J. Wang, and X. Li. Design of a four-arm structure MEMS gripper integrated with sidewall force sensor. In *IEEE International Conference on Nano/Micro Engineered and Molecular Systems*, 2009.

[83] J. Rajagopalan, A. Tofangchi, and M. T. A. Saif. Linear high-resolution bioMEMS force sensors with large measurement range. *Journal of Microelectromechanical Systems*, 19(6):1380–1389, 2010.

[84] M. A. Cullinan, R. M. Panas, and M. L. Culpepper. A multi-axis MEMS sensor with integrated carbon nanotube-based piezoresistors for nanonewton level force metrology. *Nanotechnology*, 23(32):325501, 2012.

[85] M. Power and G.-Z. Yang. Optomechanical force estimation using passive micromanipulator end-effectors. In *International Conference on Manipulation, Automation and Robotics at Small Scales*, pages 1–5, 2016.

[86] X. Li, D. Su, and Z. Zhang. A novel technique of microforce sensing and loading. *Sensors and Actuators A: Physical*, 153:13–23, 2009.

[87] J. A. Harley and T. W. Kenny. A high-stiffness axial resonant probe for atomic force microscopy. *Journal of Microelectromechanical Systems*, 10(3):434–441, 2001.

[88] M. Rakotondrabe, C. Clévy, K. Rabenorosoa, and K. Ncir. Presentation, force estimation and control of an instrumented platform dedicated to automated micromanipulation tasks. In *IEEE International Conference on Automation Science and Engineering*, pages 722–727, 2010.

[89] V. Guelpa, G. J Laurent, P. Sandoz, and C. Clévy. Vision-based microforce measurement with a large range-to-resolution ratio using a twin-scale pattern. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, 20(6):3148–3156, 2015.

[90] T. Tiemerding, C. Diederichs, S. Zimmermann, and S. Fatikow. Closing the loop: high-speed visual servoing and control of a commercial nanostage inside the SEM. In *International Conference on Manipulation, Manufacturing and Measurement on the Nanoscale*, pages 35–39, 2013.

[91] C. Macfarquhar and G. Gleig. *Encyclopædia britannica: or, A dictionary of arts, sciences, and miscellaneous literature*, volume 15. 1797.

[92] P. Vernier. *La Construction, l'usage et les propriétez du quadrant nouveau de mathematique*. Fr. Vivien., 1631.

[93] E. Pézenas. *Mémoires de Mathématique, et de Physique, seconde partie*. A Avignon, chez la Veuve Girard, 1755.

[94] W. Jean. La dédicace du livre de Vernier. *Au fil de la plume, cahier numéro 10*, 2003.

[95] S. Henein. *Conception des guidages flexibles*. Presses Polytechniques Universitaires Romandes, Lausanne, Switzerland, 2001.

TABLE DES FIGURES

1.1 Comparaison des performances de différents types de capteurs de position utilisables en microrobotique, hors vision. Les valeurs sont prises pour être représentatives des performances hautes de l'état de l'art. Ces capteurs ne réalisent habituellement des mesures que suivant une unique direction. 8

1.2 Exemple de plateforme de micromanipulation provenant de [9], composée d'une pince 4 DDL, d'un préhenseur à vide et de 16 micro ou nano-actionneurs. 11

1.3 Images prises lors de la mesure de position d'un micro-couteau[18]. 16

1.4 Images prises lors d'une tâche de micro-assemblage par vision [22]. 17

1.5 Différents objets suivis sous MEB et trajet du faisceau d'électrons associé [23]. (a) motif circulaire, (b) motif pour le suivi 3 DDL. 17

1.6 Système micro-mécatronique présentant des mires utilisées comme marqueurs [24]. 18

1.7 Méthode du Moiré [29]. A gauche, schéma du principe de mesure de phase par méthode du Moiré ; à droite, exemple d'une mesure pour la caractérisation des propriétés mécaniques d'une cellule. 19

1.8 Structures périodiques utilisées dans [30] pour réaliser une mesure de position via la mesure de phase. 20

1.9 Utilisation d'une mire pseudo-périodique dans le cadre de la calibration d'une plateforme microrobotique [42]. 21

2.1 Illustration de la transformée de Fourier sur un signal périodique. 25

2.2 Illustration de la transformée de Fourier sur un signal continu composé de plusieurs signaux périodiques (et d'un bruit blanc). 4 signaux périodiques sont additionnées, la TFD fait donc ressortir 4 pics en amplitude, révélateurs des 4 fréquences utilisées. La phase de chaque signal utilisé peut alors être déterminée via l'angle de la TFD pour leur fréquence associée. 26

2.3 Correspondance entre translation d'un signal périodique 1D et mesure de phase. Le signal à une période de 100 pixels ; la translation se fait à une vitesse de 10 pixels par seconde. 27

2.4 Représentation d'un signal 1D A (de période 42.246 pixels) et de la fonction d'analyse Z associée (avec $c = 4.5$, un choix justifié en annexe B.2). La phase est obtenue par l'angle de la somme du vecteur résultant de la convolution de A et Z. . . . 29

2.5 Simulation : erreur de mesure de position d'un signal sinusoïdal 1D en translation, sans quantification.
Caractéristiques de la simulation : N = 640 ; $\lambda = 21.123$ pixels ; pas de translation : 0.01 pixel ; plage de translation : 100 pixels. 30

2.6 Simulation : exactitude (3-σ) de mesure de position d'un signal sinusoïdal 1D (non quantifié) en translation, exprimée suivant la période (en pixel) du signal. La période du signal est considérée comme parfaitement connue. En haut : erreur pixellique ; en bas : erreur en pourcentage de la période.
Caractéristiques de la simulation : N = 640 ; λ variable par pas de 0.01 pixel ; pas de translation : 0.01 pixel ; plage de translation : 10 pixels. 31

2.7 Simulation : erreur de mesure de position d'un signal sinusoïdal 1D en translation, avec et sans quantification.
Caractéristiques de la simulation : N = 640 ; $\lambda = 21.123$ pixels ; quantification : 8 bits ; pas de translation : 0.01 pixel ; plage de translation : 100 pixels. 32

2.8 Simulation : exactitude (3-σ) de position pixellique maximale d'un signal sinusoïdal 1D en translation, exprimé suivant la période (en pixel) du signal. La période du signal est considérée comme parfaitement connue.
Caractéristiques de la simulation : N = 640 ; λ variable par pas de 0.01 pixel ; quantification : 8 bits ; pas de translation : 0.01 pixel ; plage de translation : 100 pixels. . 33

2.9 Simulation : Exactitude (3-σ) de mesure de position d'un signal sinusoïdal 1D suivant le niveau de bruit qui lui est appliqué. La simulation étant réalisée sur un signal parfait subissant un bruit gaussien de moyenne 0 et de variance variable (entre 0 et 0.01). Trois courbes représentatives d'une partie du vecteur d'intensité sont ajoutées, pour des variances de 0.0001, 0.001 et 0.009.
Caractéristiques de la simulation : N = 640 ; $\lambda = 21.123$ pixels ; quantification : 8 bits ; pas de translation : 0.1 pixel ; plage de translation : 10 pixels ; pas de variance : 10^{-7}. 35

2.10 Simulation : Exactitude (3-σ) de mesure de position d'un signal 1D suivant le type du signal. Les 8 signaux utilisés sont représentés en figures (a) à (h).
Signal 1 : signal sinusoïdal parfait.
Signal 2 : signal triangulaire.
Signal 3 : signal sinusoïdal imparfait (base plus large, sommet plus étroit).
Signal 4 : combinaison d'un signal sinusoïdal parfait et de signaux sinusoïdaux de périodes et amplitudes moindres.
Signal 5 : signal sinusoïdal parfait à la puissance 1/2.
Signal 6 : signal sinusoïdal parfait à la puissance 1/5.
Signal 7 : signal sinusoïdal parfait à la puissance 1/10.
Signal 8 : signal sinusoïdal parfait à la puissance 1/100.
Caractéristiques de la simulation : N = 640 ; $\lambda = 21.123$ pixels ; quantification : 8 bits ; pas de translation : 0.01 pixel ; plage de translation : λ. 36

3.1 Algorithme initial de mesure de position d d'un signal périodique discret A. Cette méthode présente deux grands défauts : (1) elle implique de faire une transformée de Fourier du signal à chaque itération et (2) la recherche du pic est une méthode grossière de mesure de la fréquence du signal, ce qui implique que la phase sera donnée le plus souvent avec une erreur due à l'erreur sur l'estimation de la fréquence. 39

3.2 Algorithme précis de mesure de position d d'un signal périodique discret A. La partie *Initialisation* peut n'être réalisée qu'une fois, en début de mesure (si la fréquence du signal est stable). 40

3.3 Deux motifs périodiques de périodes légèrement différentes forment un motif de période plus grande. 41

3.4 Extension de plage de mesure de phase par l'utilisation d'un motif de Vernier (deux périodes légèrement différentes utilisées conjointement). (a) Deux motifs de période différentes ; (b) phase correspondante aux deux motifs ; (c) différence de phase entre motifs ; (d) différence de phase après déroulement de phase. 43

3.5 Décomposition du déplacement en l'addition de $q\lambda_1$ et $\frac{\phi_1}{2\pi}\lambda_1$. 44

3.6 Mire de Vernier créée arbitrairement : $\tilde{\lambda}_1 = 31.41$ pixels, $\tilde{\lambda}_2 = 34.74$ pixels, $n_1 = 59.26$, $n_2 = 53.58$, $\tilde{\Lambda} = 327.7$ pixels 45

3.7 Schéma de principe de la mesure par mire de Vernier 1D. 46

3.8 Mire de Vernier 1D fabriquée en salle blanche par photolithographie d'aluminium sur du verre, telle qu'observée sur le dispositif expérimental. $\lambda_1 = 8$ µm, $\lambda_2 = 8.4$ µm, $\Lambda = 168$ µm. 47

3.9 Dispositif expérimental pour la caractérisation des performances de la mire de Vernier 1D en quasi-statique. 48

3.10 Mesure du déplacement linéaire de la mire de Vernier 1D. (a) déplacement total; (b) erreur entre la mesure par vision et la référence (capteur capacitif). 48

3.11 Déplacement de la navette du dispositif compliant après impulsion, tel que mesuré par vision avec une vitesse d'acquisition de 1389.5 fps. (a) vue large) ; (b) zoom. . 49

3.12 Principe de combinaison de deux mires de Vernier 1D formant une mire de Vernier 2D. 50

3.13 Image typique de la mire de Vernier 2D fabriquée, telle que traitée pour la mesure (1280×960 pixels). Ici $\lambda_{u,1} = \lambda_{v,1} = 8$ µm, $\lambda_{u,2} = \lambda_{v,2} = 8.3$ µm, $\Lambda_u = \Lambda_v = \Lambda = 221.33$ µm et $W_u = W_v = 32$ µm. 51

3.14 Dispositif expérimental pour la mire de Vernier 2D. Le dispositif a été utilisé dans une salle de métrologie permettant une réduction des bruit mécaniques et thermiques. La mire se déplace à la fois en $\vec{x}$ et en $\vec{y}$, l'actionneur 1 DDL étant placé de manière oblique. 53

3.15 Résultat de la mesure de résolution. Une consigne en créneaux d'amplitude 0.5 nm est envoyé à l'actionneur avec une fréquence de 1 Hz. On retrouve cette fréquence dans l'analyse par TFD de la mesure par vision, qui est donc bien influencé par le déplacement. 54

3.16 Mesures effectuées par vision et avec le capteur capacitif lors d'un essai en rampe (ici tiré de la série 1). La série totale est dix fois plus grande que celle représentée ici. 55

3.17 Vérification de la plage de mesure de 221.33 µm de la mire de Vernier 2D lors d'un déplacement suivant les 2 axes du plan. 56

4.1 Algorithme itératif de mesure de position d et de fréquence f d'un signal périodique discret A_0 de taille N. A_{-1} et A_{+1} correspondent à A_0 décalés d'un pixel vers l'avant ou l'arrière (et complété avec un zéro). 62

4.2 Illustration du lien entre domaines spatial et fréquentiel dans le cas d'un signal 2D sinusoïdal suivant deux directions. 63

4.3 Pose et erreur sur l'estimation de pose d'une mire parfaite, lors d'un simulation de translations. 65

4.4 Représentation de l'algorithme d'asservissement visuel. 66

4.5 Dispositif expérimental pour l'asservissement visuel. 67

4.6 Validation expérimentale sous conditions nominales. (a) Image de départ; (b) image finale; (c) erreur commise durant l'asservissement. 68

4.7 Validation expérimentale pour des images floues. (a) Image de départ; (b) image finale; (c) erreur commise durant l'asservissement. 68

4.8 Validation expérimentale pour un éclairage variable. (a) Image de départ; (b) image finale; (c) erreur commise durant l'asservissement. 69

4.9 Validation expérimentale avec occultation forte de la mire. (a) Image de départ; (b) image finale; (c) erreur commise durant l'asservissement. 70

4.10 Validation expérimentale en combinant flou, éclairage variable et occultation importante de la mire. (a) Image de départ; (b) image finale; (c) erreur commise durant l'asservissement. 70

4.11 Validation expérimentale pour un bruit arbitraire (projection d'un film sur la mire). (a) Image de départ; (b) image finale; (c) erreur commise durant l'asservissement. 71

4.12 Estimation de la position de la mire suivant $\vec{z}$. La mire est déplacée manuellement avec une table de micro-positionnement. Une étape préliminaire d'étalonnage est ici requise. 71

5.1 Résolution de capteurs de force suivant leur plage. Il est important de remarquer que certaines sources ne détaillent pas quelle est leur définition de résolution. Les numéros font référence à la bibliographie, hormis les capteurs industriels suivants : c1, Anton Paar. Nanotribometer NTR3 ; c2, FemtoTools. FT-S Microforce Sensing Probe ; c3, PCE Inst. Force Gauge PCE-FG 10K ; c4, PCE Inst. Precision Force Gauge PCE-FG 50 ; c5, Kern. Precision Balance PBS 620-3M ; c6, Timber. Balance pour voiture ref: WWSE15T. 75

5.2 Structure compliante sur laquelle la mire est fixée. Le lien entre la navette mobile et la base se fait par quatre poutres bi-encastrées qui maximisent un déplacement de la navette suivant un unique axe, en translation. Le champ de vision du dispositif de vision se focalise sur la mire. (a) Photo du dispositif compliant. L'insert rappelle ce qui apparaît dans le champ de vision ; (b) schéma de principe du dispositif. . . . 77

5.3 Résolution de capteurs de force micrométriques en fonction de leur dimensions (surface) et du nombre de degrés de liberté qu'il permettent de mesurer. Le choix de la surface comme critère provient du fait qu'il s'agit de la dimension la plus couramment caractéristique de la taille du capteur, et donc limitant en terme d'encombrement. La potentielle partie déportée des capteurs (comme la caméra par exemple) n'est pas comprise dans la surface. Les performances (exactitude théorique et justesse expérimentale) du capteur présenté dans ce chapitre sont présentées en vert. Les numéros font référence à la bibliographie, hormis les capteurs industriels suivants : c1, FemtoTools. FT-S Microforce Sensing Probe. 80

5.4 Concept du capteur de force par vision intégré, ici dans le cadre d'une application en tant qu'organe terminal d'une micro-pince. 81

5.5 Image MEB du capteur durant l'essai de mesure de force. Les mesures sont réalisées sur des images similaires. 82

5.6 Image MEB de deux zones critiques du capteur : sa grille périodique et une de ses lames compliantes. 82

5.7 Mesure de force capacitive relativement à la mesure de position par vision. La raideur y est ainsi estimée à 15.3 N.m^{-1}. 83

5.8 Mesure de force par vision et par capteur capacitif, relativement au temps. La justesse de la mesure par vision est ainsi estimée à 2.1 μN. 83

6.1 Illustration du flou présent sur une image de mire pseudo-périodique réalisée par un MEB (donc ici en projection parallèle). A gauche, l'image d'origine ; au centre, une cartographie du flou (en clair les pixels nets, en foncé les pixels flous) basée sur l'écart d'intensité entre un pixel et ses voisins ; à gauche, représentation graphique du flou vertical (moyenne horizontale des intensités), avec une échelle arbitraire. . 88

6.2 Principe de la décomposition en sous-images. L'image originelle A est ici décomposée en 4 sous-images. Pour retrouver la pose du plan de la mire, il est possible de réaliser la mesure de période localement sur chaque sous-image, afin d'obtenir l'information sur la profondeur. 89

6.3 Observation de l'effet d'une variation de position z (axe hors-plan) d'une mire 1D sur la convolution $A \cdot Z$. En considérant la somme des valeurs du vecteur résultant, on observe que sa phase varie peu mais surtout que son module décroit rapidement avec la différence de position z entre Z et A. (a-c) représentations dans le plan complexe de $A \cdot Z$ suivant la valeur de z ; (d) valeur du module r suivant z.
Caractéristiques de la simulation : $\lambda = 1$ mm ; $\overline{f} = 20$ mm ; $\overline{n_0} = 3.2$ mm ; $\overline{k_n} = 100$ mm^{-1} ; $x = 0$ m ; z variable par pas de 0.0001 m autour de -0.123 m ; $\theta = 0$ rad. 91

6.4 Repères utilisés pour la mesure 6 DDL. Les paramètres extrinsèques à évaluer sont définis dans le repère caméra. 92

6.5 Algorithme de mesure 6 DDL. L'optimisation est assurée dans les simulations par la fonction *fminunc* de Matlab, avec ses critères d'arrêt standards. 93

6.6 Mire périodique 2D ($\lambda = 1$ mm) simulée pour un modèle sténopé ($\overline{f} = 20$ mm ; $\overline{n_0} = \overline{m_0} = 3.2$ mm ; $\overline{k_n} = \overline{k_m} = 100$ mm^{-1} ; dimension 640×640 pixels). 93

6.7 Mesure de pose d'une mire périodique 2D ($\lambda = 1$ mm) (en simulation). 94

6.8 Erreur de mesure de pose d'une mire périodique 2D ($\lambda = 1$ mm) (en simulation). . 94

7.1 Illustration de deux mires "QR-Code" intégrées à des microcomposants plans à assembler (les mires sont ici dans deux plans différents). 99

A.1 Exemple de capteur capacitif de Femto Tools (Suisse). 120

A.2 Capteurs optiques de chez Micro-Epsilon. A gauche, principe d'un capteur à triangulation laser. A droite, principe d'un capteur confocal. 121

A.3 Interférométrie. A gauche, représentation d'un interféromètre de Michelson ; l'observation des interférences après division puis recombinaison du laser permet d'évaluer la position relative des miroirs. A droite, exemple d'interféromètre à deux axes de Zygo (USA), permettant une mesure 2 DDL (2 translations converties en 1 translation et 1 rotation). 122

A.4 Encodeurs linéaires. A gauche, principe basique de mesure . A droite, exemple d'encodeur linéaire de Heidenhain (Allemagne). 122

B.1 Exemple de fonctions d'analyse (partie réelle et partie imaginaire), suivant la valeur de c. 124

B.2 Simulation : Expression de l'écart-type optimal de la partie gaussienne de la fonction d'analyse pour la mesure en translation d'un signal sinusoïdal 1D suivant sa période, exprimé par c dans la formule choisie pour l'écart type : N/c.
Caractéristiques de la simulation : N = 640 ; λ variable par pas de 0.01 pixel ; quantification : 8 bits ; pas de translation : 0.1 pixel ; plage de translation : 20 pixels. 125

B.3 Simulation : Exactitude (3-σ) lors de la mesure de position d'un signal sinusoïdal 1D suivant sa période (en pixel) et l'écart-type de la partie gaussienne de la fonction d'analyse. (a) en adaptant l'écart-type de la gaussienne de la fonction d'analyse suivant la valeur trouvée en figure B.2 ; (b)-(e) pour des valeurs fixes d'écart-type.
Caractéristiques de la simulation : N = 640 ; λ variable par pas de 0.01 pixel ; quantification : 8 bits ; pas de translation : 0.01 pixel ; plage de translation : 20 pixels. . 126

B.4 Simulation : Exactitude (3-σ) de mesure de position d'un signal sinusoïdal 1D suivant la période mesurée par la méthode (en pixel). Il s'agit donc d'une simulation reflétant l'erreur pouvant être commise si l'on ne calcule pas la période en pixel à chaque itération, mais que l'on se fie à une période initiale.
Caractéristiques de la simulation : N = 640 ; $\lambda = 21.123$ pixels ; $\lambda_{estimation}$ variable par pas de 0.001 pixel ; quantification : 8 bits ; pas de translation : 0.1 pixel ; plage de translation : 10 pixels. 127

B.5 Simulation : erreur pouvant être tolérée sur l'estimation de la période. Critère : l'erreur faite lors de la mesure en translation d'un signal sinusoïdal 1D avec utilisation de la période erronée doit être inférieure à 0.1% de la période réelle.
Caractéristiques de la simulation : N = 640 ; λ variable par pas de 0.1 pixel ; $\lambda_{estimation}$ variable par pas de 0.01 pixel ; quantification : 8 bits ; pas de translation : 0.1 pixel ; plage de translation : λ pixel. 128

B.6 Principe de l'évaluation de la résolution de la méthode de mesure. 129

B.7 Simulation : Estimation de la résolution pixellique de mesure en translation d'un signal sinusoïdal 1D suivant sa période (en pixel). La simulation étant réalisée sur un signal parfait, la résolution est le plus petit déplacement provoquant à coup sûr une variation de la mesure, autrement dit provoquant une variation du signal une fois celui-ci discrétisé.
Caractéristiques de la simulation : N = 640 ; λ variable par pas de 0.01 pixel ; quantification : 8 bits ; pas de translation : 10^{-5} pixel ; plage de translation : 1 pixel. . . . 130

B.8 Simulation : Exactitude (3-σ) de mesure de position d'un signal sinusoïdal 1D filtré par une gaussienne d'espérance, centre et intensité variables. Rapporté au cas des mires, la finalité est de simuler des variations d'éclairage telles qu'elles ont pu être observées empiriquement. 8 signaux représentatifs de cas extrêmes de modification par la gaussienne sont représentés en figures (a) à (h), nommés par leur écart-type-espérance-amplitude.
Caractéristiques de la simulation : N = 640 ; $\lambda = 21.123$ pixels; quantification : 8 bits ; pas de translation : 0.01 pixel ; plage de translation : λ ; écart-type de la gaussienne variant de 300 à 500 par pas de 50 ; espérance de la gaussienne variant de 0 à 320 par pas de 20 ; intensité de la gaussienne variant de 0.1 à 1 par pas de 0.1. . . . 131

C.1 Extraction de la fréquence du signal à partir du module de sa TFD. 133

C.2 Simulation : mesure de période d'un signal sinusoïdal 1D suivant sa période. Chaque point correspond à la moyenne des périodes évaluées lors d'une translation du signal.
Caractéristiques de la simulation : N = 640 ; $\tilde{\lambda}$ variable par pas de 0.01 pixel ; quantification : 8 bits ; pas de translation : 0.01 pixel ; plage de translation : $\tilde{\lambda}$. En zoom : mesures pour $\tilde{\lambda} = 21.123$ pixels.
134

C.3 Illustration d'un instrument astronomique présentant un vernier (partie D). Issu de [91]. 136

C.4 Algorithme de mesure de position d'une mire de Vernier 1D. 138

C.5 Représentation de la sélection des quatre lignes horizontales utilisées pour trouver la meilleure zone de travail pour la mesure de position suivant x. L'image est moyennée verticalement au préalable. V_A est choisie arbitrairement, les autres lignes sont espacées de $\tilde{W}_v/4$. 139

C.6 Algorithme de mesure de position d'une mire de Vernier 2D, première étape. La mesure se fait ici suivant l'axe $\vec{u}$; l'algorithme est à répéter suivant l'axe $\vec{v}$. 141

C.7 Algorithme de mesure de position d'une mire de Vernier 2D, deuxième et troisième étape. La mesure se fait ici suivant l'axe $\vec{u}$; l'algorithme est à répéter suivant l'axe $\vec{v}$. 142

C.8 Algorithme global d'identification des paramètres nécessaires à la mesure. L'algorithme est à répéter en inversant les axes pour trouver les paramètres manquants. 143

C.9 Algorithme raffiné d'évaluation de la période d'un signal ainsi que de la fonction d'analyse associée. 145

C.10 Algorithme de calcul de $\tilde{W}_v$ et $\theta_{rad/p,u}$. Les lettres en rouge font référence à la figure C.11. L'algorithme symétrique permet de trouver $\tilde{W}_v$ et $\theta_{rad/p,u}$. 147

C.11 Illustrations des étapes intermédiaires à l'initialisation de la méthode (voir figure C.10).148

C.12 Erreur réalisée entre la mesure par vision et son interpolation linéaire, exprimée suivant la mesure capacitive (pour la série 1). La linéarité de la mesure correspond ici à l'erreur maximale, soit 19 nm ou 0.16%. On remarquera que la courbe semble osciller avec une période de 8 µm environ, ce qui correspond à la période de la mire utilisée pour la mesure. Le défaut de linéarité observé peut donc raisonnablement être imputé à un effet de bord sur la mire, déjà vu en figure 2.5 149

C.13 Répétabilité de la mesure par vision pour les 17 valeurs de consigne (pour la série 1). 150

C.14 Justesse de la mesure par vision pour les 17 valeurs de consigne (pour la série 1). Le défaut de justesse semble dû au défaut de linéarité. 150

C.15 Trajectoire des six séries de mesure réalisées pour vérifier les performances obtenues en différents endroits de la plage de mesure. 151

D.1 Dispositif expérimental utilisé pour évaluer les performances de la mesure de force en terme de précision. Une plateforme de nanopositionnement est utilisée pour déplacer le capteur capacitif de référence et ainsi appliquer une force (suivant $\vec{z}$) sur le dispositif compliant sur lequel est fixée la mire. 154

D.2 Résultat expérimental : mesure de force par vision suivant le temps, pour un déplacement sinusoïdal de l'actionneur. 154

D.3 Moyenne des mesures de forces réalisées pour chacun des états du système (150 états, 50 points par état). Le zoom illustre la répétabilité observée pour chaque état, calculée par 3 fois l'écart-type sur les 50 valeurs (3σ). 155

D.4 Mesure de force par vision moyennée suivant la mesure de force de référence moyennée. Chaque point correspond donc à la moyenne de 50 mesures (tant pour la vision que pour la référence). Les forces appliquées ont été choisies dans la plage de mesure du capteur de référence, i.e. [0; 2.2 mN]. 156

D.5 Dispositif expérimental de mesure de force par vision pour une large plage. La structure compliante est la même que celle présentée en figure 5.2. La navette applique une force sur la balance (et inversement) lorsque sa base est déplacée par la table de micro-positionnement. Deux mires de Vernier 1D sont utilisées : la première est fixée à la navette; la seconde est fixée à la base. Le champ de vision de la caméra comprend les deux mires pour permettre une mesure différentielle de la position, et donc une mesure de force même dans le cas où base et navette se déplacent toutes deux dans le repère caméra. 157

D.6 Mesure de force par vision suivant la mesure du capteur de référence (une balance) lors d'une expérience large-plage. Les forces sont appliquées arbitrairement par un déplacement vertical de la structure compliante sur la balance. 158

D.7 Erreur entre la mesure de force par vision et la mesure de référence, pour l'expérience large-plage. Les résultats se trouvent dans le seuil de confiance de la balance, définie par ses valeurs de répétabilité et linéarité. 158

D.8 Les trois types de guidage flexibles considérés. On retiendra la liaison par 4 lames, fournissant un bon compromis face aux instabilités et aux contraintes mécaniques. 159

D.9 (a) schéma du mécanisme compliant choisie ; (b) modèle CAO (Conception Assistée par Ordinateur) dudit mécanisme. La partie fixe du mécanisme agit comme support, mais aussi comme une butée mécanique et comme une référence pour la mesure différentielle. 160

D.10 Longueur l du mécanisme relativement à son épaisseur et sa largeur pour $K = 2.5$ N.m^{-1}. 161

D.11 Analyse des variations des raideurs linéaires K_y, K_z, $K_{\alpha x}$, $K_{\alpha y}$ and $K_{\alpha z}$ en parcourant le domaine des paramètres géométriques possibles (L, b, h) après prise en compte de plusieurs critères. 162

E.1 Observation de l'effet d'une variation d'angle hors-plan d'une mire 1D sur la convolution $A \cdot Z$. En considérant la somme des valeurs du vecteur résultant, on observe que sa phase varie peu mais surtout que son module décroit rapidement avec la différence d'angle entre Z et A. (a-c) représentations dans le plan complexe de $A \cdot Z$ suivant la valeur de θ ; (d) valeur du module r suivant θ.
Caractéristiques de la simulation : $\lambda = 1$ mm ; $\overline{f} = 20$ mm ; $\overline{n_0} = 3.2$ mm ; $\overline{k_n} = 100$ mm^{-1} ; $x = 0$ m ; $z = -0.123$ m ; θ variable par pas de 0.01 rad (voir le modèle sténopé en E.1). 167

E.2 Mire périodique 2D ($\lambda = 1$ mm) simulée pour un modèle sténopé ($f = 20$ mm ; $n_0 = m_0 = 3.2$ mm ; $k_n = k_m = 100$ mm^{-1} ; dimension 640×640 pixels) soumis à un bruit variable. 168

E.3 Erreur de mesure de pose d'une mire périodique 2D ($\lambda = 1$ mm) (en simulation) soumise à un bruit variable important. 168

LISTE DES TABLES

2.1 Simulation : exactitude de mesure en translation d'un signal sinusoïdal 1D suivant la quantification du signal.
Caractéristiques de la simulation : $N = 640$; $\lambda = 21.123$ pixels ; pas de translation : 0.1 pixel ; plage de translation : 20 pixels. 33

2.2 Simulation : exactitude (3-σ) de mesure de position d'un signal sinusoïdal 1D en translation, exprimée suivant la taille N du signal et sa période λ. La période vaut soit 21.123 pixels, soit reste constante relativement à la taille du signal. Les flèches indiquent l'allure de l'effet d'un accroissement de la taille du signal sur l'exactitude de mesure.
Caractéristiques de la simulation : quantification : 8 bits ; pas de translation : 0.01 pixel ; plage de translation : λ. 34

3.1 Résultats expérimentaux des six séries de mesures par vision. 56

3.2 Résumé des résultats moyens et comparaison avec la référence capacitive. 56

5.1 Résultats expérimentaux de mesures de force par vision. 78

6.1 Déplacements simulés et mesurés de la mire 2D. 94

D.1 Dimensions et raideurs principales correspondantes du capteur de force par vision. *Théorique* : dimensions théoriques issues du dimensionnement ; *fabriqué* : dimensions effectivement réalisées et raideur déduite ; *étalonné* : raideur évaluée expérimentalement. 163

E.1 Déplacements simulés et mesurés de la mire 2D soumise à un bruit variable important. 168

ANNEXES

A

ANNEXE - CHAPITRE 1 : LA MESURE DE POSITION EN MICROROBOTIQUE

A.1/ PRÉSENTATION SUCCINCTE DES CAPTEURS DE POSITION USUELS EN MICRO-ROBOTIQUE

Les **capteurs résistifs** les plus simples sont basés sur la mesure des variations de résistance d'un rhéostat mis en contact d'un curseur en déplacement. Pour l'échelle micrométrique, on préfère une conception basée sur l'étirement d'une couche conductrice laminée entre deux couches isolantes. Simples, compacts, précis et peu coûteux, de tels capteurs sont beaucoup utilisés malgré leur faible sensibilité et le bruit de mesure parfois important causé par l'échauffement de la résistance.

Un **capteur piézorésistif** verra quant à lui sa résistance varier suite à une contrainte mécanique, du fait de sa fabrication en un matériau spécifique tel le silicium ou le germanium. L'utilisation de ces semi-conducteurs apporte une grande sensibilité à ces capteurs en comparaison à leurs homologues résistifs, tout en conservant leurs qualités en termes de coût et d'intégration. Ils restent cependant très sensibles aux variations de température et ont une plage d'élongation (maximum d'environ $0.1\ \%$), une stabilité sur le long-terme et une linéarité (typiquement $0.1\ \%$) limitées. Ces défauts peuvent cependant grandement se corriger (notamment au sein de structures de circuits électroniques en ponts), permettant à ces capteur d'être souvent intégrés aux dispositifs MEMS.

Les mesure par **capteur piézoélectrique** résultent de la mesure d'un champ électrique généré par la déformation d'une matière polarisée. Peu sensibles aux bruits thermiques mais plutôt sensibles aux bruits électroniques à basse-fréquence, ces capteurs ont une grande bande-passante et une très bonne résolution.

Comme son nom l'indique, un **capteur capacitif** (voir figure A.1) verra sa capacité changer lorsque se déplaceront les unes par rapport aux autres les électrodes et/ou la partie diélectrique le composant. Ces capteurs sont les plus utilisés pour les applications de nano-positionnement, car performants à la fois en terme de coût, de résolution, de linéarité et de bande-passante. Ils sont cependant de plage limitée et de conception assez complexes (du moins si l'on souhaite limiter au maximum l'impact des défauts de fabrication sur la mesure, principale source de non-linéarité dans ces capteurs).

Afin d'améliorer les performances de ces capteurs, des dispositifs en peigne sont couramment utilisés en technologie MEMS. La sensibilité s'en trouve grandement améliorée. Certaines configurations peuvent aussi augmenter la plage de mesure (via un système d'encodeur capacitif).

Les **capteurs électrothermiques** se basent sur la mesure d'une variation de résistance is-

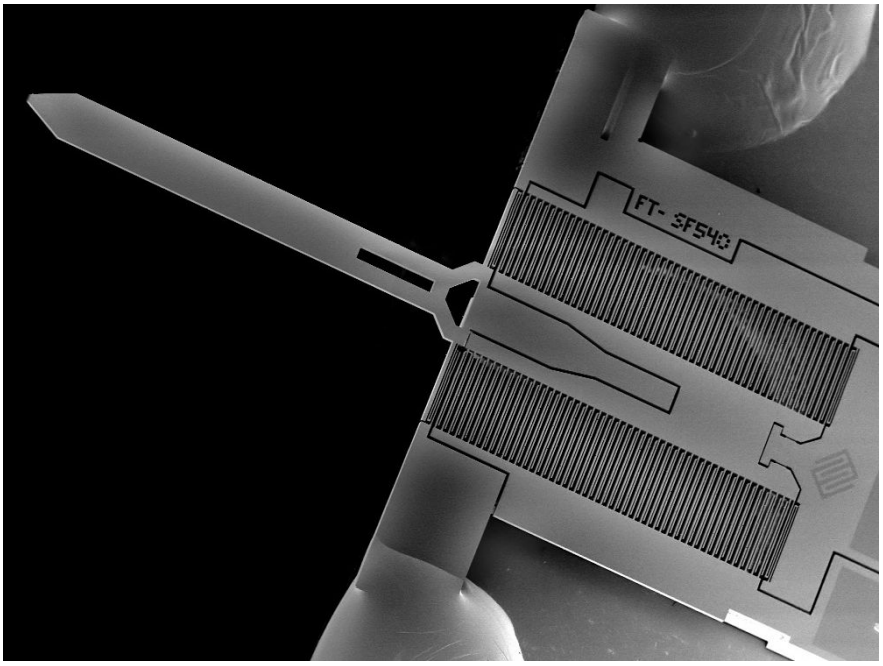


FIGURE A.1 – Exemple de capteur capacitif de Femto Tools (Suisse).

sue d'une variation de chemin de conduction thermique. Dotés d'une bonne résolution et particulièrement compacts, ces capteurs sont très utilisés en technologies MEMS malgré leur bande passante limitée.

Les capteurs inductifs peuvent être de deux types, mais jouent tous sur l'observation d'une variation d'inductance générée par un champs magnétique.

Les premiers sont les **capteurs à courant de Foucault** (eddy-current sensors), utilisant le déplacement entre une bobine et une partie conductrice ou ferromagnétique pour observer des variations de courant. Sensibles à la température et plutôt adaptés aux grand déplacements, ces capteurs sont surtout utilisés pour leur résistance totale aux pollutions invasives (telles les poussières).

Les second sont les **capteurs LVDT** (pour Linear Variable Differential Transformer), autrement dit des capteurs passifs de déplacements linéaires. Ils utilisent trois bobines, deux de commande et une de mesure, ainsi qu'une tige dont la mobilité permet de faire varier le champs magnétique appliqué aux bobines, et donc le courant dans la bobine capteur. Ces capteurs sont très robustes et de très bonne résolution sur de larges plages, mais ont une bande passante limitée et sont souvent à utiliser pour de "grand" déplacements (typiquement 1 mm). Enfin il s'agit là de mesures sans contact, bien que la structure du capteur impose en soit un guidage parfait du déplacement et donc potentiellement une contrainte sur le système étudié, qui sera donc de préférence mobile suivant un unique degré de liberté.

La **triangulation laser** (voir figure A.2, gauche) repose sur la projection d'un spot lumineux sur la surface de l'objet d'intérêt (qui ne doit pas être polie). Ce rayon sera diffusé, puis perçu par un capteur orienté suivant un angle précis par rapport à l'émetteur (typiquement 30°). La mesure de l'angle entre le rayon émis et le rayon diffusé est alors caractéristique de la distance séparant le capteur de l'objet. Ces capteurs ont l'avantage de disposer d'une grande plage pour une assez bonne résolution. Leur utilisation est assez simple et leur encombrement limité.

Les **capteurs confocaux chromatiques** (voir figure A.2, droite) utilisent une lumière polychromatique (par exemple une lumière blanche) qui se voit diffusée ou réfléchie sur la surface de l'objet

d'intérêt en passant par une optique constituée de plusieurs lentilles dont le but est de diviser la lumière en longueurs d'onde monochromatiques. Un capteur spectrométrique vient alors observer la longueur d'onde se focalisant sur l'objet, qui est caractéristique de la distance à évaluer.

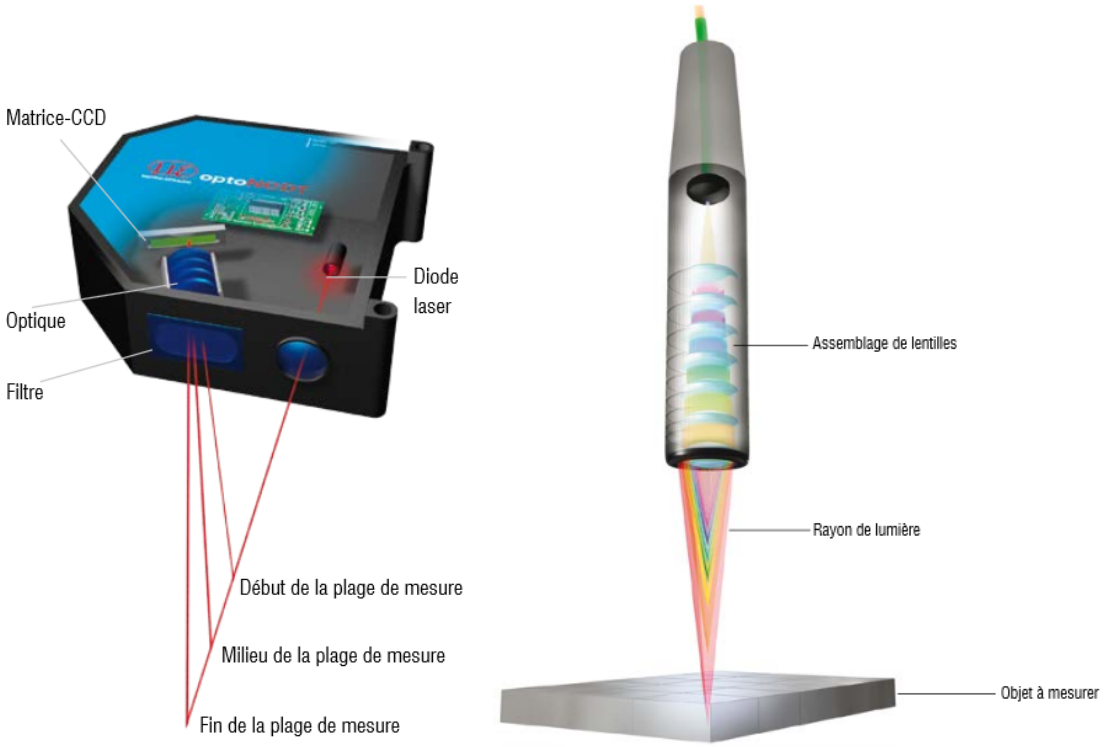


FIGURE A.2 – Capteurs optiques de chez Micro-Epsilon. A gauche, principe d'un capteur à triangulation laser. A droite, principe d'un capteur confocal.

L'**interférométrie optique** (voir figure A.3) utilise la superposition d'ondes électromagnétiques issue de lasers, via des montages tels le très connu interféromètre de Michelson. On lui préférera néanmoins, en métrologie de la position, des modèles Heterodyne permettant une mesure plus robuste et résolue. La connaissance très précise que nous avons des longueurs d'onde des lasers offre alors à ces capteurs un parfait étalonnage. Performants en termes de résolution, de linéarité, de bande-passante et de plage (théoriquement illimitée), ils restent cependant chers, encombrants et assez sensibles aux perturbations environnementales. La mesure réalisée est par ailleurs relative, ce qui implique que cette mesure est perdue en cas d'interruption.

Les **encodeurs linéaires optiques** (voir figure A.4) observent la position d'un réticule de balayage périodique par rapport à une référence de même période, le tout éclairé par une source de lumière. Ces capteurs ont de bonnes résolutions et linéarités, mais ont un fort encombrement. Des améliorations peuvent être apportées, telles que l'utilisation d'une grille pseudo-périodique pour une mesure absolue ou encore la méthode du Moiré pour une mesure plus robuste.

Il existe aussi des encodeurs au fonctionnement interférométrique, mêlant cette méthode à celle évoquée précédemment. L'utilisation d'une grille de période proche de la longueur d'onde de la lumière projetée provoque une diffraction perçu par plusieurs capteurs, permettant d'accroître la résolution de la mesure.

Signalons enfin que le principe des encodeurs peut s'appliquer aux capteurs magnétiques, inductifs ou encore capacitifs.

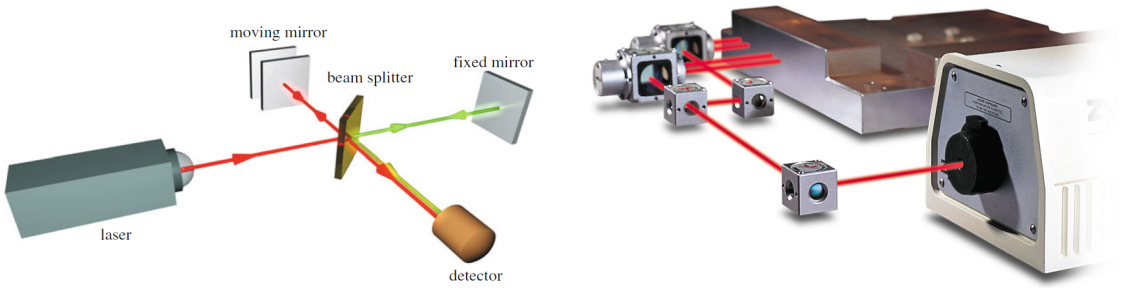


FIGURE A.3 – Interférométrie. A gauche, représentation d'un interféromètre de Michelson ; l'observation des interférences après division puis recombinaison du laser permet d'évaluer la position relative des miroirs. A droite, exemple d'interféromètre à deux axes de Zygo (USA), permettant une mesure 2 DDL (2 translations converties en 1 translation et 1 rotation).

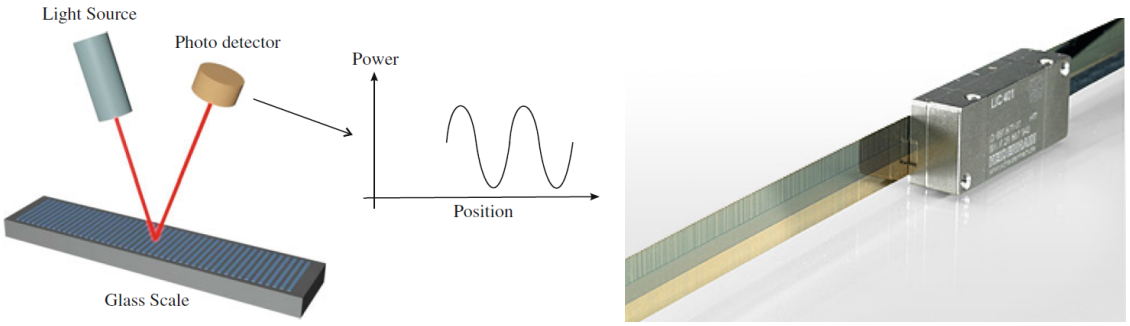


FIGURE A.4 – Encodeurs linéaires. A gauche, principe basique de mesure . A droite, exemple d'encodeur linéaire de Heidenhain (Allemagne).

B

ANNEXE - CHAPITRE 2 : MESURE DE POSITION HAUTE-RÉSOLUTION PAR VISION

B.1/ PARAMÈTRES STANDARDS DES SIMULATIONS

Certaines valeurs de paramètres de simulation seront conservées comme standards lorsqu'elles ne font pas l'objet de l'étude à proprement parler. Ces valeurs standards ne seront par ailleurs pas nécessairement choisies comme favorables à la qualité de la mesure, afin de présenter des performances non-optimales (ce sera par exemple le cas de la dimension du signal, pris à 640 pixels alors que la mesure de position d'un signal plus grand donnerait de meilleurs résultats) :

- Le signal sera pris comme parfaitement sinusoïdal.
- La quantification de l'image se fera en 8 bits (lorsque la quantification aura lieu), qui est une valeur standard en vision.
- Un signal de 640 pixels sera utilisé, car il s'agit de la limite basse courante des caméras traditionnelles.
- Plusieurs études se feront avec des périodes pixelliques variables, afin d'étudier une large palette de cas. Néanmoins si une étude se fait avec une période fixe (autrement dit un zoom fixe et une translation parfaitement dans l'axe de la mire, si l'on se replace dans le contexte des mires), cette période sera de 21.123 pixels. Ce choix, déjà utilisé en exemple dans les simulations précédentes, est relativement arbitraire : il s'agit simplement d'une valeur dans la plage des valeurs possibles, sans être extrême et non-entier.
- Les pas et plages de variation (de période ou de translation par exemple) seront pris pour assurer une étude suffisamment complète tout en permettant un temps de simulation pratique (ne dépassant pas une dizaine d'heures dans le pire des cas). Il s'agira typiquement de pas de 0.1 à 0.01 pixel.

B.2/ RÉGLAGE DU FENÊTRAGE DE LA FONCTION D'ANALYSE

La méthode de la mesure de phase 1D repose sur une fonction d'analyse définie, pour rappel, comme suit :

$$Z(n) = e^{-\left(\frac{n-N/2}{N/c}\right)^2} \cdot e^{-2i\pi f(n-N/2)} \tag{B.1}$$

L'écart-type N/c du fenêtrage est choisi pour permettre la corrélation avec l'ensemble du signal réel, mais en privilégiant le centre de l'image. Sa valeur est à choisir pour prendre en compte

une fenêtre maximale du signal tout en limitant les effets de bords. Précédemment, nous avons réalisé les simulations avec $c = 4.5$. D'autres valeurs sont cependant à envisager ; la figure B.1 représente ainsi la fonction d'analyse pour quelques valeurs de c.

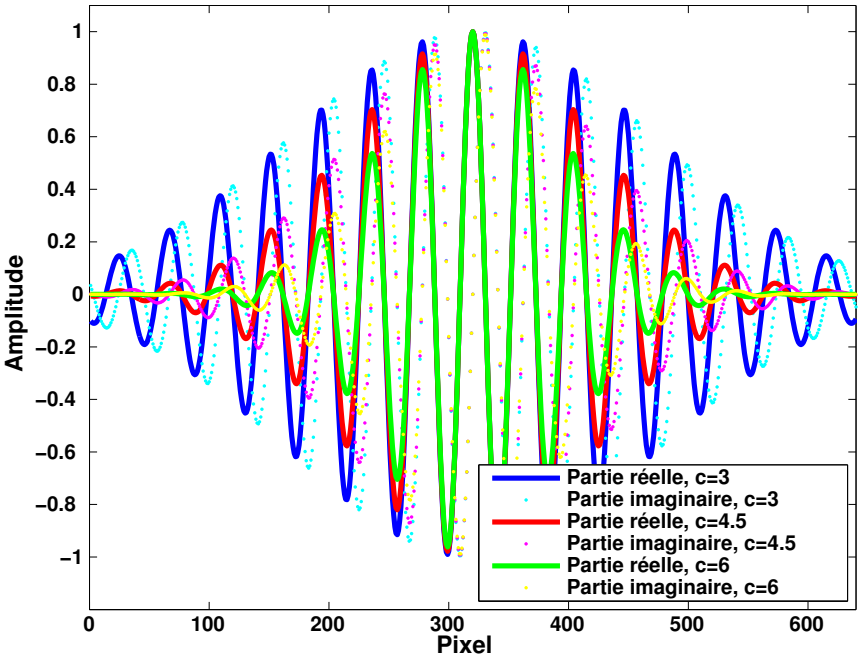


FIGURE B.1 – Exemple de fonctions d'analyse (partie réelle et partie imaginaire), suivant la valeur de c.

Les simulations suivantes justifient le choix de l'écart-type de la gaussienne. La figure B.2 présente l'écart-type optimal (ou plus exactement le coefficient c dans la valeur d'écart-type $\sigma = N/c$) suivant la période de signal considérée, celui qui minimise l'erreur lors de la simulation de mesure en translation du signal. On peut y voir que, suivant la période considérée, des valeurs allant de 4.5 à 5.5 sont idéales pour ce paramètre. Ce paramètre ne peut cependant pas être recalculé à chaque itération suivant la période pixellique du signal (en la recalculant à chaque itération par exemple), notamment afin de pouvoir comparer les résultats entre mesures indépendamment de ce paramètre. On peut donc dans un premier temps choisir $c = 4.5$, valeur qui minimisera davantage les effets de bords que 5.5.

Pour vérifier si le choix de mettre l'écart-type à $N/4.5$ reste pertinent pour toutes périodes (même si ce n'est pas, la plupart du temps, la solution optimale), une simulation d'estimation de l'erreur suivant la période est réalisée en prenant plusieurs valeurs d'écart-type. La figure B.3.a présente tout d'abord l'exactitude de mesure obtenue en faisant varier l'écart-type suivant la période (donc en prenant le cas optimal, suivant les valeurs de la figure B.2). Sur les figures B.3.b à e, la même simulation est réalisée mais en fixant la valeur d'écart-type à respectivement 3, 4.5, 6 et 10. On y observe que le choix de valeurs extrêmes provoque une erreur forte, alors que les erreurs pour 4.5 et 6 sont proches de celles du cas idéal. **Ainsi, et bien qu'une valeur d'écart-type de 6 donne des résultats légèrement meilleurs pour de grandes périodes, une valeur de 4.5 sera préférée en générale pour la mesure, afin de prendre en compte davantage d'information dans l'image (car la fenêtre est alors plus large), et assurer ainsi une meilleurs robustesse.**

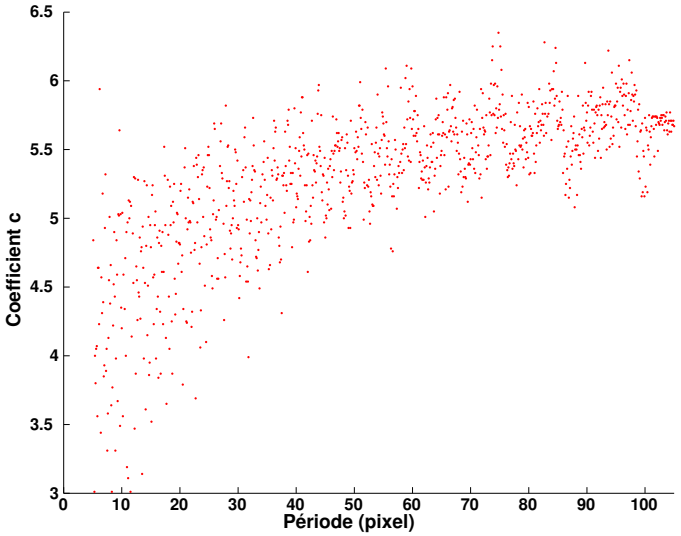


FIGURE B.2 – Simulation : Expression de l'écart-type optimal de la partie gaussienne de la fonction d'analyse pour la mesure en translation d'un signal sinusoïdal 1D suivant sa période, exprimé par c dans la formule choisie pour l'écart type : N/c.
Caractéristiques de la simulation : N = 640 ; λ variable par pas de 0.01 pixel ; quantification : 8 bits ; pas de translation : 0.1 pixel ; plage de translation : 20 pixels.

B.3/ TOLÉRANCE SUR L'ESTIMATION DE LA PÉRIODE PIXELLIQUE

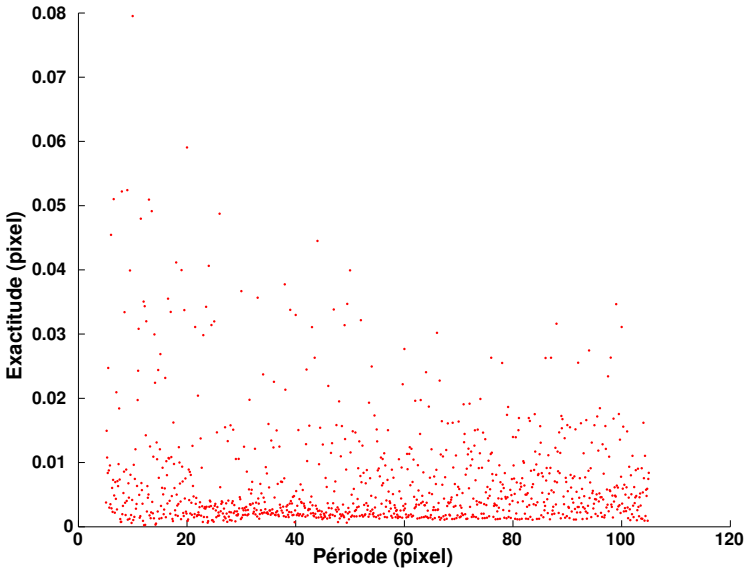
L'une des étapes les plus importantes de la méthode est l'estimation de la période du signal. Celle-ci est en effet nécessaire au calcul de la fonction d'analyse qui sera appliquée au signal. Or si l'on a jusqu'ici considéré le cas d'une estimation parfaite de celle-ci, on ne peut dans la pratique obtenir un tel résultat. Une erreur sur cette estimation, même minime, est inévitable. Il faut donc évaluer quelle est l'erreur tolérable sur l'estimation de la période pour assurer une mesure de position correcte [1].

La figure B.4 illustre une simulation réalisée en ce sens. Pour une période réelle de 21.123 pixels, la mesure de position a été effectuée en considérant une période mesurée variant sur une plage de plusieurs pixels (et donc une fonction d'analyse imparfaite). La figure illustre l'exactitude de la mesure suivant cette période estimée avec erreur. On observe alors que l'erreur reste faible (entre 0.0015 et 0.005 pixel) sur une plage totale de période de plus de 2 pixels.

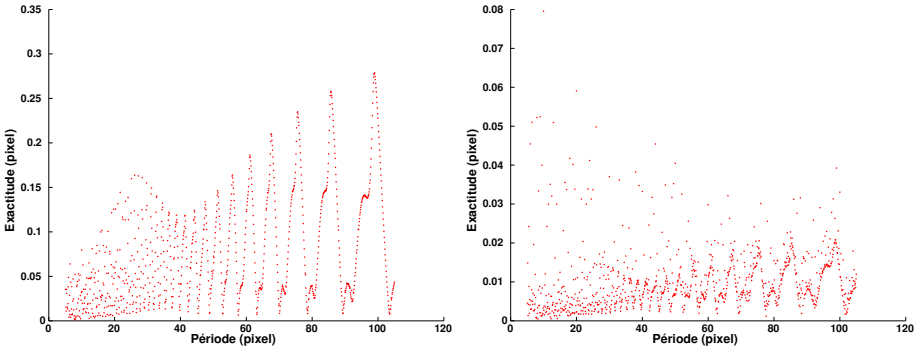
Pour aller plus loin, il est intéressant d'observer la tolérance sur la période suivant la période observée. La figure B.5 représente cela pour des périodes allant de 5 à 105 pixels, en considérant que l'erreur sur la mesure est tolérable tant qu'elle n'est pas supérieure à 0.05% de la période [2]. On observe alors que la tolérance sur la période s'accroit largement avec celle-ci, allant de quelques dixièmes de pixels à plusieurs dizaines, suivant une courbe d'ordre 2. Rapporté à la période, toujours en figure B.5, on observe en effet une relation de proportionnalité entre le rapport tolérance/période et la période.

Dans la pratique, le phénomène ici observé viendra contrebalancer, au moins partiellement, l'effet de l'erreur d'estimation de la période. Dans le contexte de la mesure par vision, cela permettrait de réaliser des mesures de position dans le plan de la mire sans être inquiété par une légère translation de celle-ci suivant l'axe du dispositif visuel.

1. Nous reviendrons sur les conséquences de l'erreur sur la mesure dans le chapitre 3.
2. Il s'agit d'un choix réalisé empiriquement par l'observation de la figure 2.6, sur laquelle l'exactitude est inférieure à 0.015% de la période. Cette valeur permet d'englober les valeurs d'exactitude en "fond de courbe" sur la figure B.4, quelle que soit la période réelle.

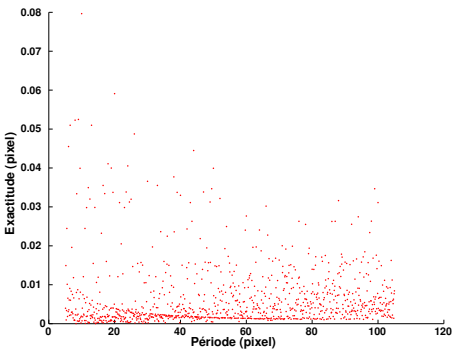


(a) Exactitude (3-σ) en adaptant l'écart-type σ du fenêtrage (suivant les valeurs de la figure B.2.

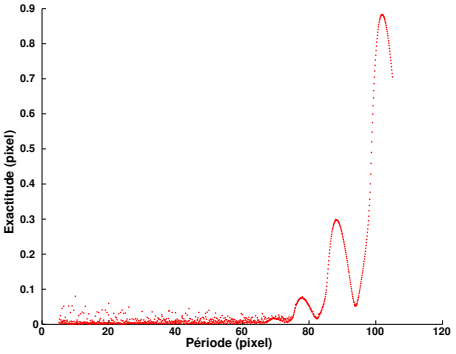


(b) Pour $c = 3$.

(c) Pour $c = 4.5$.

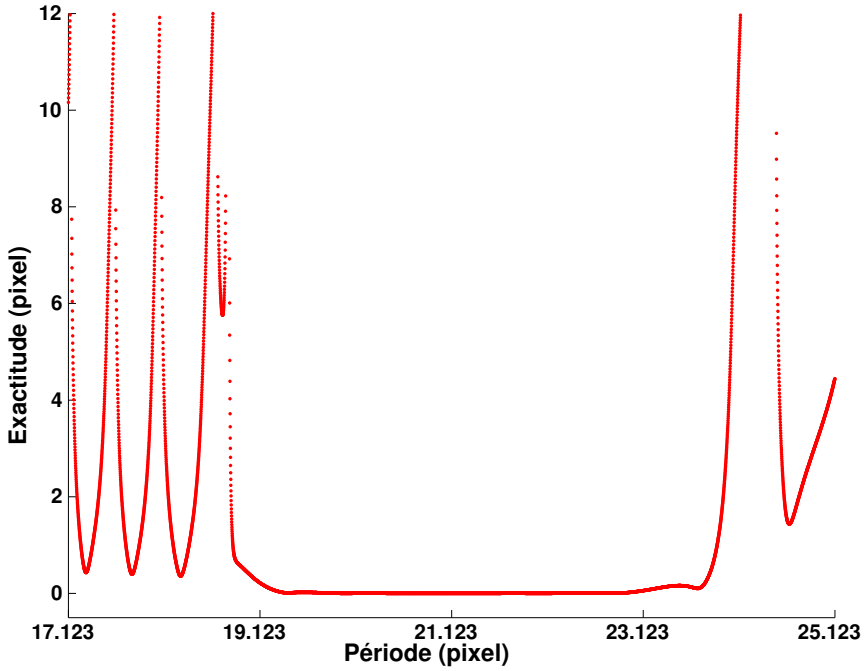


(d) Pour $c = 6$.

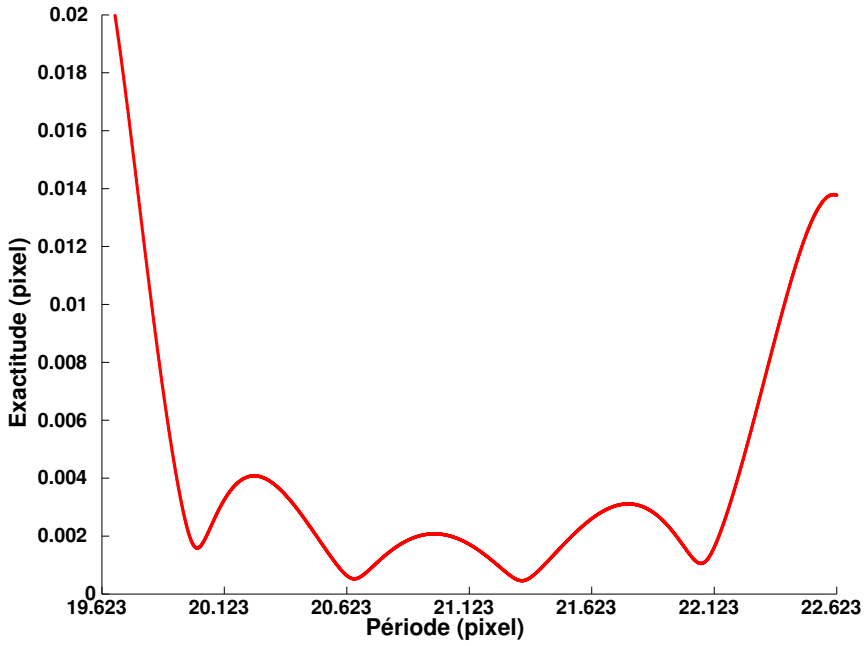


(e) Pour $c = 10$.

FIGURE B.3 – Simulation : Exactitude (3-σ) lors de la mesure de position d'un signal sinusoïdal 1D suivant sa période (en pixel) et l'écart-type de la partie gaussienne de la fonction d'analyse. (a) en adaptant l'écart-type de la gaussienne de la fonction d'analyse suivant la valeur trouvée en figure B.2 ; (b)-(e) pour des valeurs fixes d'écart-type.
Caractéristiques de la simulation : N = 640 ; λ variable par pas de 0.01 pixel ; quantification : 8 bits ; pas de translation : 0.01 pixel ; plage de translation : 20 pixels.

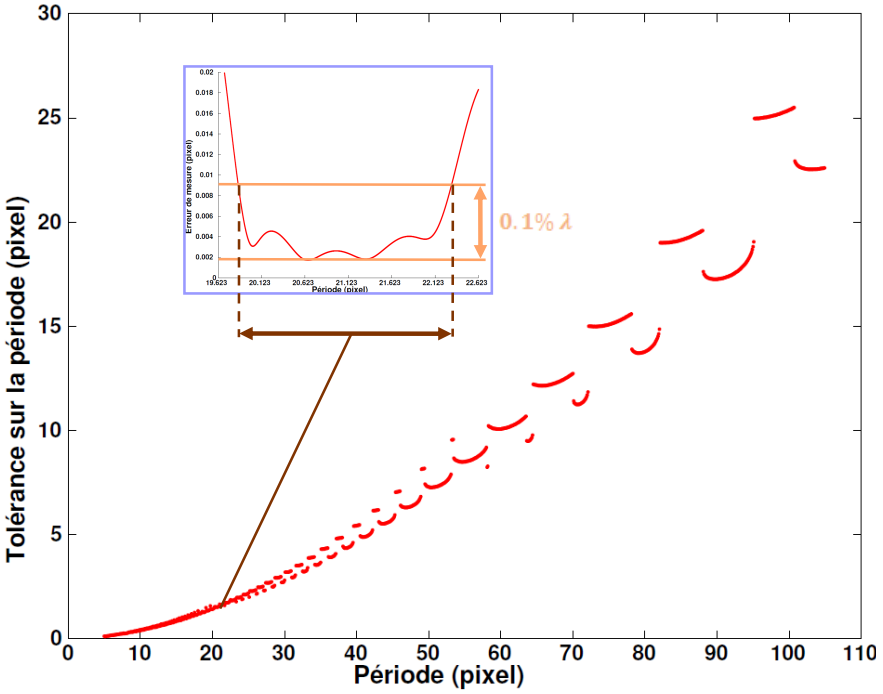


(a) Exactitude (3-σ) de mesure suivant la période estimée, pour une période réelle de 21.123 pixels.

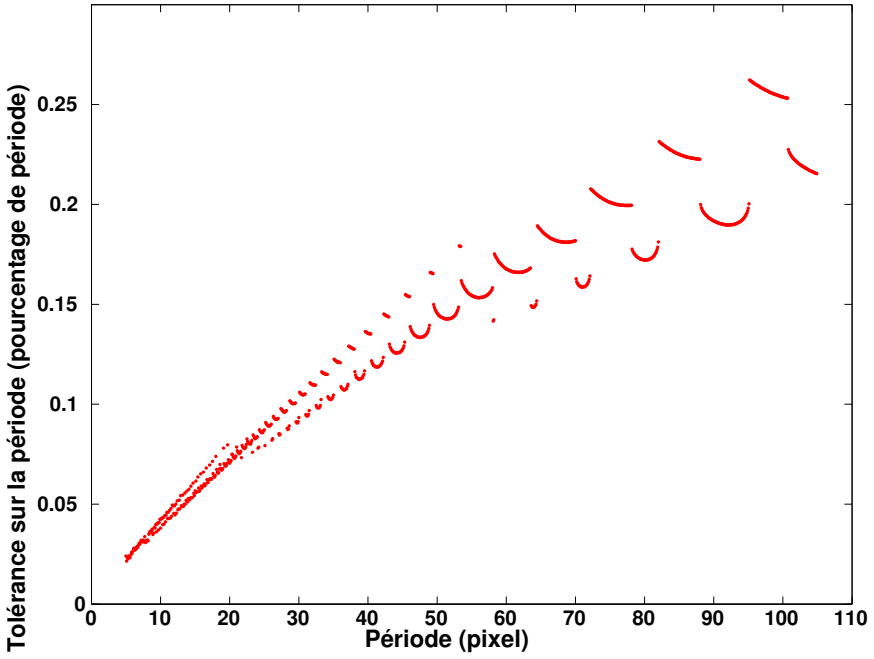


(b) Zoom sur les faibles valeurs d'exactitude de la figure(a).

FIGURE B.4 – Simulation : Exactitude (3-σ) de mesure de position d'un signal sinusoïdal 1D suivant la période mesurée par la méthode (en pixel). Il s'agit donc d'une simulation reflétant l'erreur pouvant être commise si l'on ne calcule pas la période en pixel à chaque itération, mais que l'on se fie à une période initiale.
Caractéristiques de la simulation : N = 640 ; $\lambda = 21.123$ pixels ; $\lambda_{estimation}$ variable par pas de 0.001 pixel ; quantification : 8 bits ; pas de translation : 0.1 pixel ; plage de translation : 10 pixels.



(a) Tolérance possible sur l'estimation de la période, en pixels.



(b) Tolérance possible sur l'estimation de la période, en pourcentage de la période réelle.

FIGURE B.5 – Simulation : erreur pouvant être tolérée sur l'estimation de la période. Critère : l'erreur faite lors de la mesure en translation d'un signal sinusoïdal 1D avec utilisation de la période erronée doit être inférieure à 0.1% de la période réelle.
Caractéristiques de la simulation : N = 640 ; λ variable par pas de 0.1 pixel ; $\lambda_{estimation}$ variable par pas de 0.01 pixel ; quantification : 8 bits ; pas de translation : 0.1 pixel ; plage de translation : λ pixel.

B.4/ LIMITE DE RÉSOLUTION CAUSÉE PAR LA QUANTIFICATION

La quantification du signal aura pour répercussion fondamentale de rendre impossible à percevoir par le capteur les mouvements infinitésimaux : si le signal analogique se déplace trop peu, son équivalent numérique ne variera pas. On peut donc s'interroger sur l'impact qu'aura cette quantification sur la résolution de la mesure.

La résolution de mesure est la "plus petite variation de la grandeur mesurée qui produit une variation perceptible de l'indication correspondante" [1]. En ce sens, nous évaluerons quel est le plus petit déplacement du signal continu qui fasse varier à coup sûr la mesure de son équivalent discrétisé. Notons que la justesse de cette mesure n'a pas d'importance à ce sujet, seule compte la perception du changement La figure B.6 illustre ce qu'est cette résolution. Pour un signal périodique donné, une translation avec un pas très réduit est réalisé. La résolution de la mesure correspond au plus petit déplacement du signal assurant une variation de la mesure.

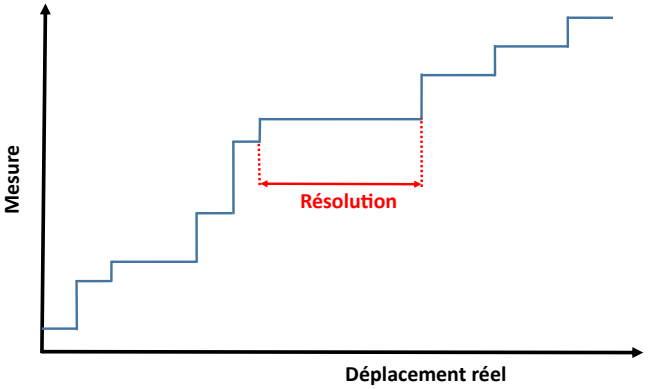


FIGURE B.6 – Principe de l'évaluation de la résolution de la méthode de mesure.

La figure B.7 présente les valeurs de résolution de mesure lors de translations de signaux sinusoïdaux 1D de périodes diverses mais tous quantifiés en 8 bits. Chaque point correspond donc, pour une période de signal donnée, au plus petit déplacement dudit signal faisant varier la mesure. Par exemple : dans les conditions de la simulation, le déplacement d'un signal de période 25 pixels provoquera forcément une modification de la mesure si la translation se fait sur au moins 0.0005 pixel.

Tout d'abord la résolution peut être assez mauvaise pour certaines périodes (jusqu'à 0.03 pixel). La grande majorité des valeurs se situe néanmoins sous 0.003 pixel pour de larges périodes et 0.001 pixel pour de faibles périodes[3]. Le second point important est que l'augmentation de la période va de pair avec une diminution de la résolution pixellique. Ainsi la résolution varie dans le sens de la période pixellique du signal. Rapportée au domaine métrique, la résolution ne varie donc que peu en fonction de la période.

La résolution ainsi obtenue est à considérer comme la limite ultime de la méthode appliquée à un signal numérique : lorsqu'il est parfait (sans bruit), la mesure de position d'un signal de 640 pixels quantifié en 8 bits se fait avec une résolution d'environ 0.005% de la période. Il est impossible d'obtenir une mesure plus précise que cette valeur.

3. Notons que l'étude de la résolution est d'un apport très théorique : dans un cas réel, le bruit de mesure noie bien souvent les très petits déplacements et rend le seuil de détection plus élevé.

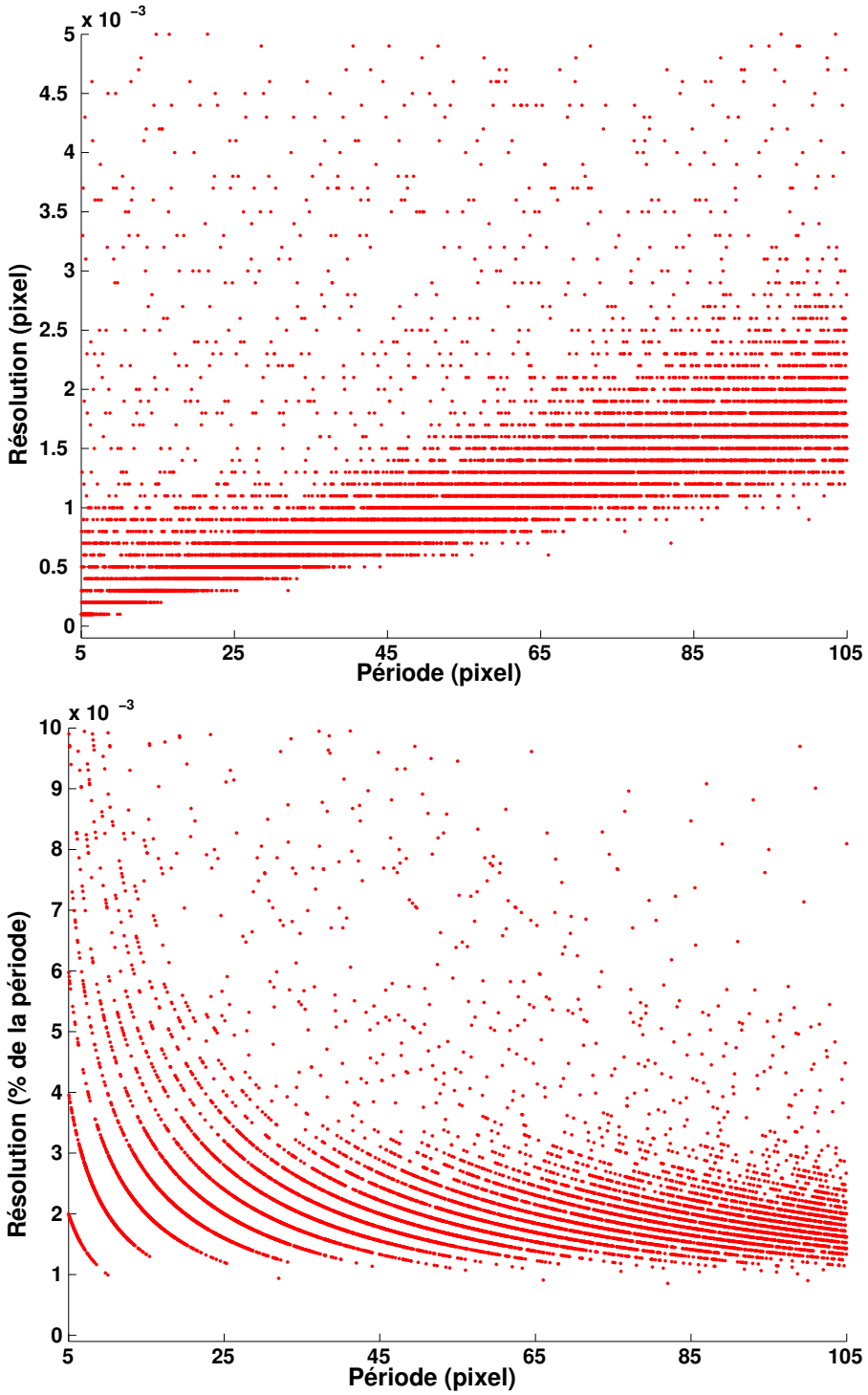
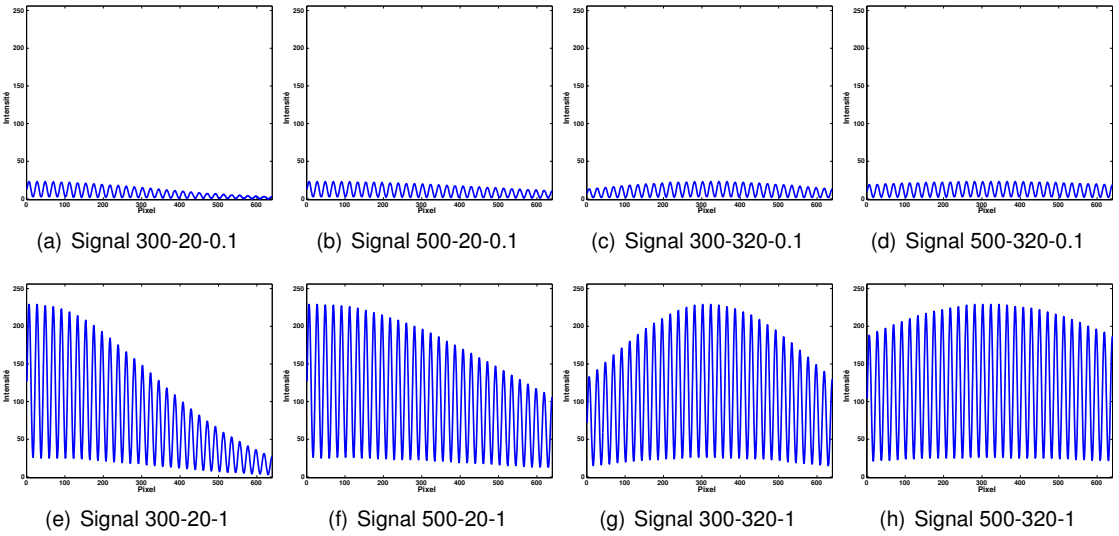


FIGURE B.7 – Simulation : Estimation de la résolution pixellique de mesure en translation d'un signal sinusoïdal 1D suivant sa période (en pixel). La simulation étant réalisée sur un signal parfait, la résolution est le plus petit déplacement provoquant à coup sûr une variation de la mesure, autrement dit provoquant une variation du signal une fois celui-ci discrétisé.
Caractéristiques de la simulation : $N = 640$; λ variable par pas de 0.01 pixel ; quantification : 8 bits ; pas de translation : 10^{-5} pixel ; plage de translation : 1 pixel.

B.5/ MESURE SUR MIRE ÉCLAIRÉE NON-UNIFORMÉMENT



(a) Signal 300-20-0.1 (b) Signal 500-20-0.1 (c) Signal 300-320-0.1 (d) Signal 500-320-0.1

(e) Signal 300-20-1 (f) Signal 500-20-1 (g) Signal 300-320-1 (h) Signal 500-320-1

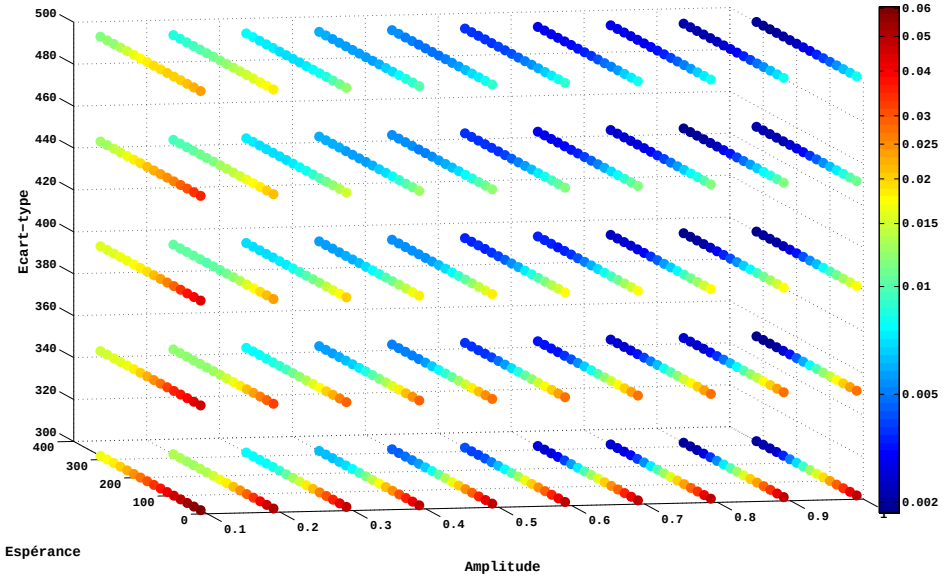


FIGURE B.8 – Simulation : Exactitude (3-σ) de mesure de position d'un signal sinusoïdal 1D filtré par une gaussienne d'espérance, centre et intensité variables. Rapporté au cas des mires, la finalité est de simuler des variations d'éclairage telles qu'elles ont pu être observées empiriquement. 8 signaux représentatifs de cas extrêmes de modification par la gaussienne sont représentés en figures (a) à (h), nommés par leur écart-type-espérance-amplitude.
Caractéristiques de la simulation : $N = 640$; $\lambda = 21.123$ pixels; quantification : 8 bits ; pas de translation : 0.01 pixel ; plage de translation : λ ; écart-type de la gaussienne variant de 300 à 500 par pas de 50 ; espérance de la gaussienne variant de 0 à 320 par pas de 20 ; intensité de la gaussienne variant de 0.1 à 1 par pas de 0.1.

C

ANNEXE - CHAPITRE 3 : MESURE DE POSITION PAR MIRE DE VERNIER

C.1/ IMPACT DE L'UTILISATION DE L'INTERPOLATION PARABOLIQUE POUR L'ESTIMATION DE LA PÉRIODE D'UN SIGNAL 1D

Plutôt que d'estimer la période d'un signal périodique en se basant uniquement sur le pic du module de sa TFD, on part de ce pic pour réaliser une interpolation parabolique sur les points environnants afin d'obtenir une mesure de période pixellique plus proche de la réalité. Le signal n'étant en effet pas parfaitement sinusoïdal car discrétisé, le spectre des fréquences se disperse autour de la fréquence principale. La figure C.1 illustre cela. Notons qu'il serait possible de réaliser d'autres types d'interpolations pour évaluer la période du signal ; celle-ci a cependant l'avantage d'être rapide et peu impactée par le bruit sur le module de la TFD.

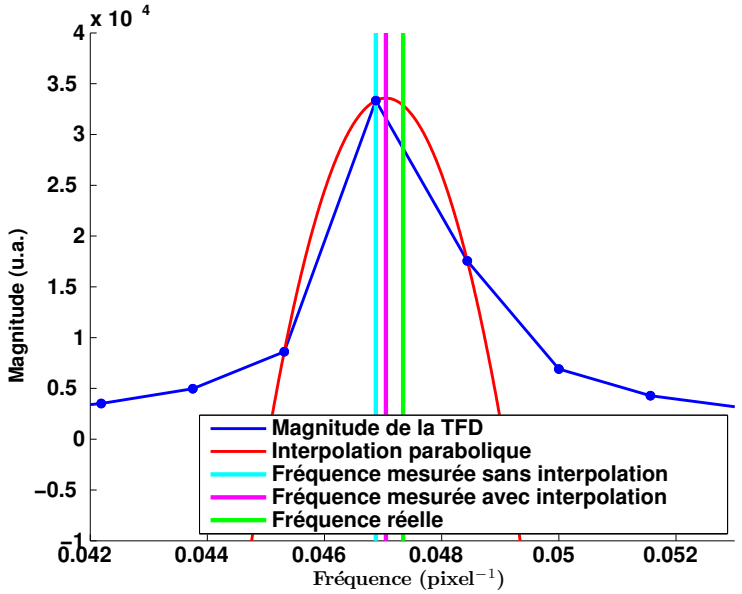


FIGURE C.1 – Extraction de la fréquence du signal à partir du module de sa TFD.

Cette interpolation ne corrige pas toujours avec une grande précision la mesure de période, comme l'illustre la figure. C.2, mais (1) n'aggrave jamais l'erreur et (2) corrige la mesure d'autant plus qu'elle s'éloigne de la valeur vraie. Avec l'exemple précédent ($\tilde{\lambda} = 21.123$ pixels et $N = 640$ pixels), l'erreur devient ainsi de 0.16 pixels.

Plusieurs observations sont à faire au vu de la figure C.2. Tout d'abord, il est notable que l'erreur sur la période croit avec la période, ou plus exactement avec la part que prend une période au sein du signal. Cela est issu du fait que la précision vient de la redondance d'information, qui se trouve limitée lorsque seules quelques périodes sont visibles. Ensuite l'on confirme que l'interpolation est parfois très efficace, permettant une estimation exacte (en théorie) de la période alors que la simple DFT en fournit une estimation très erronée. Cependant on regrettera que l'interpolation d'ordre 2 donne parfois une mesure encore imparfaite (allant jusqu'à plusieurs pixels en cas de grande période). On ne peut pourtant se risquer à réaliser une interpolation d'ordre plus élevé, le bruit sur le spectre de fréquence pouvant être dans la pratique très élevé. **L'interpolation parabolique constitue donc un bon compromis, permettant d'améliorer parfois sensiblement l'estimation de la période matricielle.**

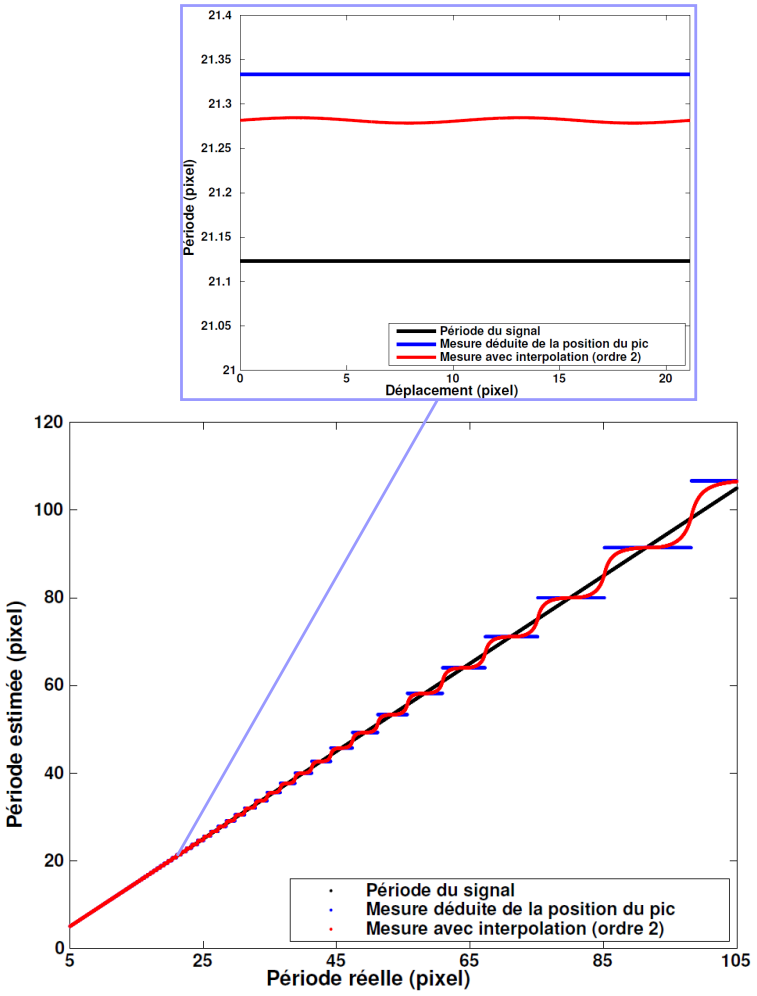


FIGURE C.2 – Simulation : mesure de période d'un signal sinusoïdal 1D suivant sa période. Chaque point correspond à la moyenne des périodes évaluées lors d'une translation du signal. Caractéristiques de la simulation : $N = 640$; $\tilde{\lambda}$ variable par pas de 0.01 pixel ; quantification : 8 bits ; pas de translation : 0.01 pixel ; plage de translation : $\tilde{\lambda}$. En zoom : mesures pour $\tilde{\lambda} = 21.123$ pixels.

C.2/ L'HISTOIRE DU VERNIER

Pierre Vernier est un inventeur Franc-Comtois qui vécu de 1580 à 1637. Dans son ouvrage le plus célèbre, titré "La Construction, l'usage et les propriétés du quadrant nouveau de mathématiques" [92], il décrit son invention : un instrument permettant de réaliser des mesures d'angles bien plus précisément que les autres instruments de l'époque. Cet outil, comme de nombreux qui lui ont succédés, reposait sur un principe que l'on nomme aujourd'hui "principe de Vernier".

Voici comment Pierre Vernier lui-même l'introduisit à Isabelle d'Autriche en dédicace de son ouvrage : il s'agit d'*un instrument mathématique de mon invention, de la grandeur d'un demi-pied seulement, par lequel néanmoins on peut avec une grande facilité, et fort exactement connaître toutes les mesures du ciel et de la Terre, jusqu'aux minutes. Il ne tire pas son excellence de ce que c'est un quart de cercle divisé en nonante parties égales, ni de ce que les divisions de la planche d'icelui sont de trente parties, contenant chacune un degré et un trentième, puisqu'il n'y a mathématicien qui ne sache que le quotient de la division de 31 par 30 est 1 plus un trentième ; et ainsi des autres divisions, sur lesquels peuvent être fondés divers intrumens, èsquels il faut user de répétitions, d'ouverture de compas, de transport d'icelles, ou bien d'une multitude de cercles avec incertitude et confusion... Je prends la perfection de l'instrument, des divisions courantes qui accompagnent perpétuellement le rayon visuel, sans l'aide desquelles il est impossible de le justifier et d'assigner un point fixe en la ligne du rayon qui doit vérifier les opérations... Le mien a cet avantage sur les autres [...]* (sic).

Pierre Vernier décrit donc là un outil de mesure d'angle autorisant une précision de l'ordre de la minute (chaque degré étant divisé en 60 minutes d'arc, équivalentes donc à 0.0166 degrés ou encore 0.00029 radian). Un outil similaire est présenté en figure C.3. Cet outil est composé d'un demi-cercle gradué en degrés auquel est adjoint un second demi-cercle gradué de 31 traits espacés de 0.97 degré. Ce qui est nommé ici "principe de Vernier" repose là : utiliser deux "règles", graduées avec des périodicités légèrement différentes, pour effectuer une mesure plus précise. Ce principe est aujourd'hui couramment utilisé, notamment dans les pieds à coulisse mécaniques.

Notons que la parenté dudit principe n'est pas à attribuer à Pierre Vernier [93, 94]. Celui-ci ne la revendique d'ailleurs pas : son expression "il n'y a mathématicien qui ne sache que le quotient de la division de 31 par 30 est 1 plus un trentième" montre que le principe de base est bien connu à son époque. La découverte remonte plutôt à Petrus Nonius (nom latinisé, de nom original Pedro Nunes), mathématicien portugais qui a vécu de 1502 à 1578. On retiendra aussi les travaux de Christopher Clavius (nom latinisé, de nom original Schlüssel), qui vécut de 1538 à 1612, et essaya de simplifier la méthode de Nonius. Ce que nous appelons "vernier" en France (mais aussi dans le monde anglophone) est en effet encore aujourd'hui appelé nónio (ou un dérivé proche de ce terme) en de nombreuses régions du monde (pays germanophones, hispanophones, russophones et italophones notamment).

C'est donc l'amélioration du principe que revendique Vernier, via l'utilisation d'une petite partie mobile. C'est autrement dit une plus-value avant tout mécanique. La critique que fait Vernier aux autres dispositifs similaires au sien s'adresse d'ailleurs directement à ceux de Clavius ("il faut user de répétitions, d'ouverture de compas, de transport d'icelles") et de Ninus ("une multitude de cercles avec incertitude et confusion"). Ainsi la découverte de Vernier "fut moins regardée comme une chose nouvelle que comme le dernier degré de perfection dont la première étoit susceptible" [93] (sic), la première étant la découverte de Nonius.

Par ailleurs, la méthode étant en avance sur son temps, elle fut peu utilisée dans les années qui suivirent sa découverte. C'est pourquoi ce dispositif fut longtemps appelé "Division de Nonius". Le terme "vernier" ne commencera à être utilisé qu'environ 100 ans après la mort de Pierre Vernier. On trouve notamment une référence à ce dernier lors de l'installation d'un cadrant mural à l'Observatoire de Greenwich en 1725.

La raison profonde de l'utilisation du terme "vernier" plutôt que "nonius" en certaines parties du monde est finalement complexe, issue d'une évolution linguistique sur plusieurs siècles. Dans le

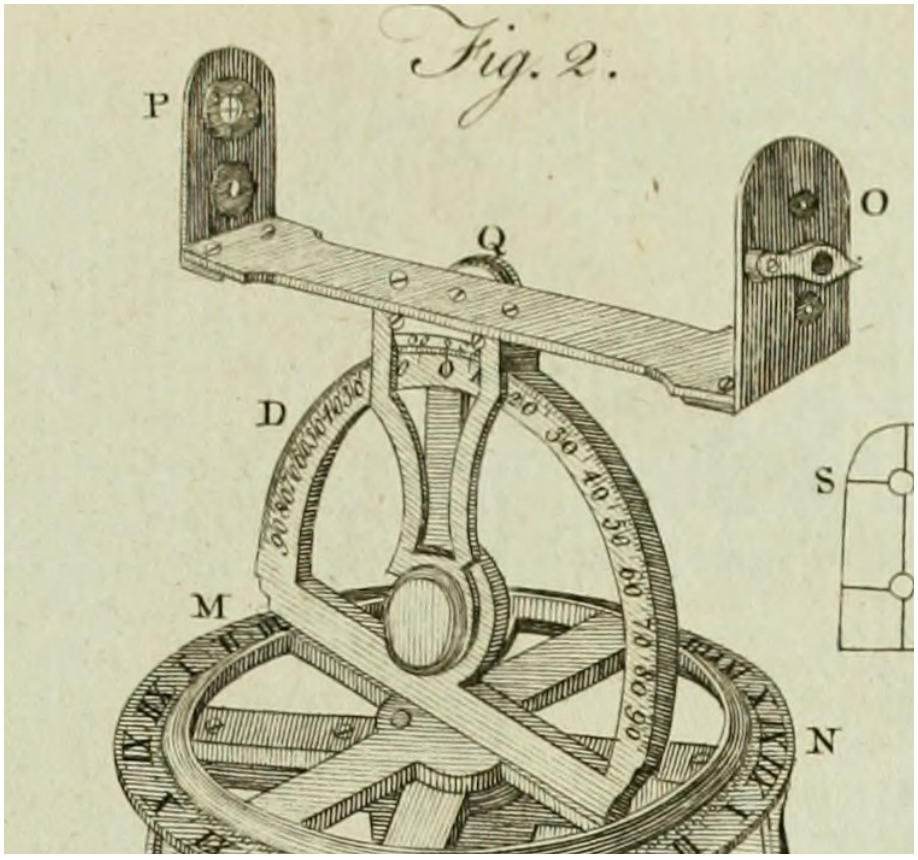


FIGURE C.3 – Illustration d'un instrument astronomique présentant un vernier (partie D). Issu de [91].

cadre de ce mémoire, nous nous permettrons d'utiliser le terme "vernier", norme francophone et anglophone mais aussi clin d'œil à ce fameux mathématicien Franc-Comptois qu'était Pierre Vernier.

C.3/ DÉMONSTRATION : CALCUL DE LA PÉRIODE "LARGE" D'UNE MIRE DE VERNIER

Soit f la fonction qui, à la position x d'un signal de période λ, associe sa phase :

$$f_\lambda : x \mapsto 2\pi\frac{x}{\lambda} \pmod{2\pi}$$

Soient deux signaux de périodes λ_1 et λ_2, avec $\lambda_1 < \lambda_2$. L'objectif est de trouver les valeurs de x pour lesquelles la soustraction de leurs deux phases s'annulent (en faisant l'hypothèse que de telles valeurs existent). On a alors :

$$\begin{aligned} & f_{\lambda_1}(x) - f_{\lambda_2}(x) = 0 \\ \Rightarrow & \left(2\pi\frac{x}{\lambda_1} \pmod{2\pi}\right) - \left(2\pi\frac{x}{\lambda_2} \pmod{2\pi}\right) = 0 \end{aligned}$$

Il existe alors deux entiers k_1 et k_2 tels que :

$$2\pi\frac{x}{\lambda_1} - 2\pi k_1 - 2\pi\frac{x}{\lambda_2} + 2\pi k_2 = 0$$

On obtient alors que la soustraction des deux phases s'annule pour :

$$x = (k_1 - k_2)\frac{\lambda_1\lambda_2}{\lambda_2 - \lambda_1}$$

avec $k_1 = round(\frac{x}{\lambda_1})$ et $k_2 = round(\frac{x}{\lambda_2})$, et donc $k_1 > k_2$.

Ainsi, si une valeur de x existe répondant à nos critères, alors une infinité de valeurs existent via la multiplication par un coefficient entier C :

$$C \cdot x = (C \cdot k_1 - C \cdot k_2)\frac{\lambda_1\lambda_2}{\lambda_2 - \lambda_1}$$

Enfin il faut trouver quelle est la plus petite valeur positive de x pour laquelle la soustraction des phases s'annule, hors $x = 0$. k_1 et k_2 étant entiers, il s'agit au mieux d'une valeur pour laquelle $k_1 - k_2 = 1$. On a alors :

$$x = \frac{\lambda_1\lambda_2}{\lambda_2 - \lambda_1}$$

On vérifie alors :

$$\begin{aligned} f_{\lambda_1}\left(\frac{\lambda_1\lambda_2}{\lambda_2 - \lambda_1}\right) - f_{\lambda_2}\left(\frac{\lambda_1\lambda_2}{\lambda_2 - \lambda_1}\right) &= 2\pi\left(\frac{\lambda_1\lambda_2}{\lambda_1(\lambda_2 - \lambda_1)} - \frac{\lambda_1\lambda_2}{\lambda_2(\lambda_2 - \lambda_1)} - k_1 + k_2\right) \\ &= 2\pi(1 - 1) = 0 \end{aligned}$$

C.4/ ALGORITHME : MESURE D'UNE MIRE DE VERNIER 1D

Détail de l'algorithme : Vernier 1D (voir fig. C.4)

Nous faisons l'hypothèse que l'axe principal de la mire (l'axe suivant lequel on peut appliquer le principe de Vernier) est horizontal dans l'image (nommé l'axe $\vec{x}$).

- Les entrées :
  - L'image A
  - La taille du filtre $\tilde{f}_m$ (typiquement 5 pixels)
  - Les coordonnées m_1 et m_2 pour l'extraction de lignes dans l'image
  - Les périodes λ_1 et λ_2
- La sortie :
  - Position d
- Les grandes étapes :
  1. Moyennage : en moyennant l'image verticalement sur $\tilde{f}_m$ pixels, on limite l'effet des artefacts de l'image sur la mesure utilisant un vecteur horizontal, ainsi que les bruits hautes-fréquences.
  2. Extraction de lignes : on extrait les deux vecteurs d'intensité utiles, un par motif périodique.
  3. Mesure de phase : application de la méthode de mesure de phase vue auparavant.
  4. Phase du Vernier : méthode de mesure grossière, nécessaire à l'évaluation de q par la suite.
  5. Calcul de position raffiné : grâce aux phases ϕ_1 et Φ, ainsi qu'aux périodes métriques de la mire, la position est calculée.

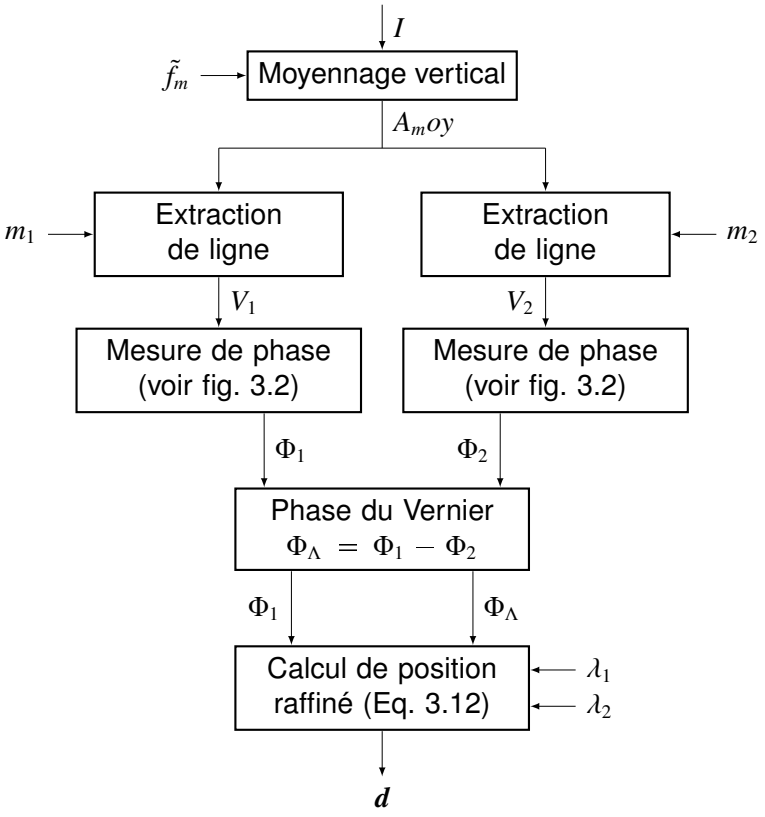


FIGURE C.4 – Algorithme de mesure de position d'une mire de Vernier 1D.

C.5/ ALGORITHME : MESURE DE POSITION D'UNE MIRE DE VERNIER 2D

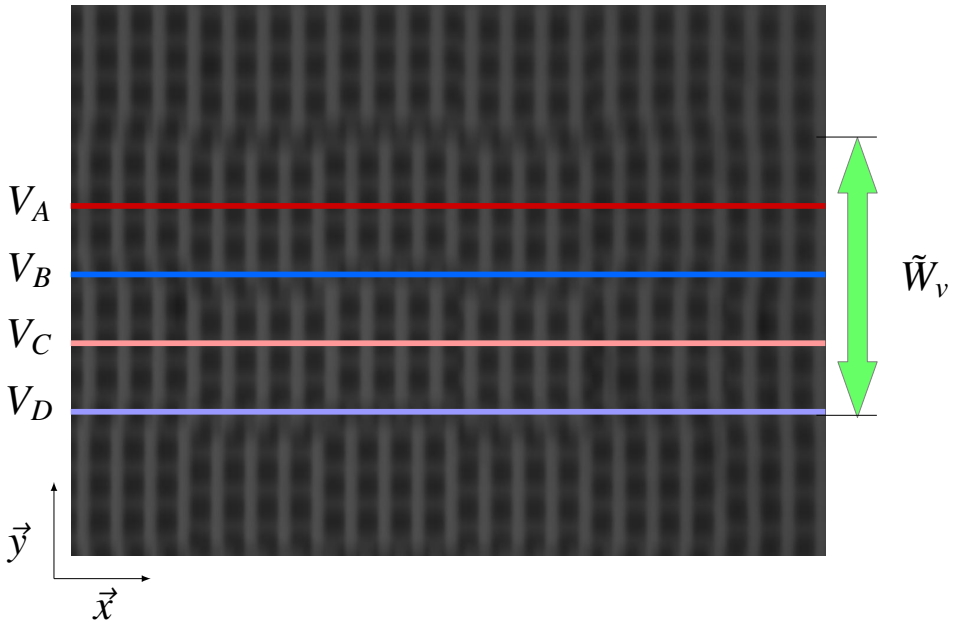


FIGURE C.5 – Représentation de la sélection des quatre lignes horizontales utilisées pour trouver la meilleure zone de travail pour la mesure de position suivant x. L'image est moyennée verticalement au préalable. V_A est choisie arbitrairement, les autres lignes sont espacées de $\tilde{W}_v/4$.

Détail de l'algorithme : mesure par Vernier 2D (voir figs. C.6 et C.7)

Le cas de la mesure suivant l'axe $\vec{v}$ (ici vertical) ne sera pas détaillé : le même algorithme est appliqué suivant $\vec{v}$ en adaptant les notations en conséquence.

- Les entrées :
  - L'image A
  - La taille du filtre $\tilde{f}_m = round(\tilde{\lambda}_{v,1} + \tilde{\lambda}_{v,2})/2$
  - La coordonnée $\tilde{y}_A$ pour l'extraction de la première ligne dans l'image
  - La largeur de grille $\tilde{W}_v$
  - Les deux fonctions d'analyse $Z_{u,1}$ et $Z_{u,2}$
  - $\theta_{rad/p,u}$, l'expression de l'angle de la mire suivant l'axe $\vec{z}$ en radian par pixel (il s'agit plus exactement du décalage de phase par pixel en raison de l'angle)
  - Les périodes λ_1 et λ_2
- La sortie :
  - Position x
- Les grandes étapes :

1. Moyennage : en moyennant l'image verticalement, on limite l'effet des artefacts de l'image sur la mesure utilisant des vecteurs horizontaux

$$A_m = A * C$$

avec C un vecteur colonne de taille $\tilde{f}_m$ dont chaque élément vaut $1/\tilde{f}_m$. Outre le filtrage qui est effectué, cela permet de retrouver une forme de mire similaire au Vernier 1D (voir figure C.5).

2. Extraction de lignes : on extrait les quatre vecteurs d'intensité V_A, V_B, V_C et V_D d'intérêt(aux coordonnées m_A, m_B, m_C et m_D), séparés de $\tilde{W}_v$ pixels (voir figure C.5). Les trois étapes suivantes servent à déterminer quel couple constitue un motif de Vernier (car un seul répond à ce critère).
3. Calcul des produits : chaque vecteur d'intensité est multiplié (produit scalaire) par chacune des deux fonctions d'analyse $Z_{u,1}$ et $Z_{u,2}$, pour donner au total huit produits P_{Ki} :
$$P_{Ki} = \sum_n V_K(n) \cdot Z_{u,i}$$
avec $K \in [A, B, C, D]$, $i \in [1, 2]$ et $Z_{u,i}$ la fonction d'analyse d'équation (pour rappel) :
$$Z_{u,i}(n) = e^{-\left(\frac{n-N/2}{N/4.5}\right)^2} \cdot e^{-\left(\frac{2i\pi(n-N/2)}{\lambda_{u,i}}\right)}$$
4. Appariement des produits : chaque produit est associé à son complémentaire, celui correspondant à la ligne distante de lui de $\tilde{W}_v/2$ pixels ($A \leftrightarrow C$, $B \leftrightarrow D$) et obtenu avec la fonction d'analyse différente de la sienne ($Z_{u,1}$ ou $Z_{u,2}$). Les éléments de chaque couple voient alors leurs modules multipliées entre eux. Il y a donc quatre modules :
$$M_{A1C2} = |P_{A1}| \cdot |P_{C2}| \qquad M_{A2C1} = |P_{A2}| \cdot |P_{C1}|$$
$$M_{B1D2} = |P_{B1}| \cdot |P_{D2}| \qquad M_{B2D1} = |P_{B2}| \cdot |P_{D1}|$$
5. Choix du meilleur couple : le plus grand module parmi les quatre (noté $M_{\alpha 1 \beta 2}$) est le module du couple correspondant à un motif de Vernier. On utilisera donc pour la suite les produits $P_{\alpha 1}$ (produit du vecteur V_α et de la fonction d'analyse $Z_{u,1}$) et $P_{\beta 2}$ (produit du vecteur V_β et de la fonction d'analyse $Z_{u,2}$).
6. Calcul de phase des grilles : l'argument de chaque produit donne la phase de la grille associée.
7. Prise en compte de l'angle : chaque phase est corrigée en prenant en compte le potentiel défaut d'orientation entre la mire et la caméra en replaçant les deux phases à l'ordonnée m_A.
8. Phase du Vernier : méthode de mesure grossière, nécessaire à l'évaluation de q par la suite.
9. Calcul de position raffiné : grâce aux phases ϕ_1 et Φ, ainsi qu'aux périodes métriques de la mire, la mesure de position est obtenue (équation 3.12).

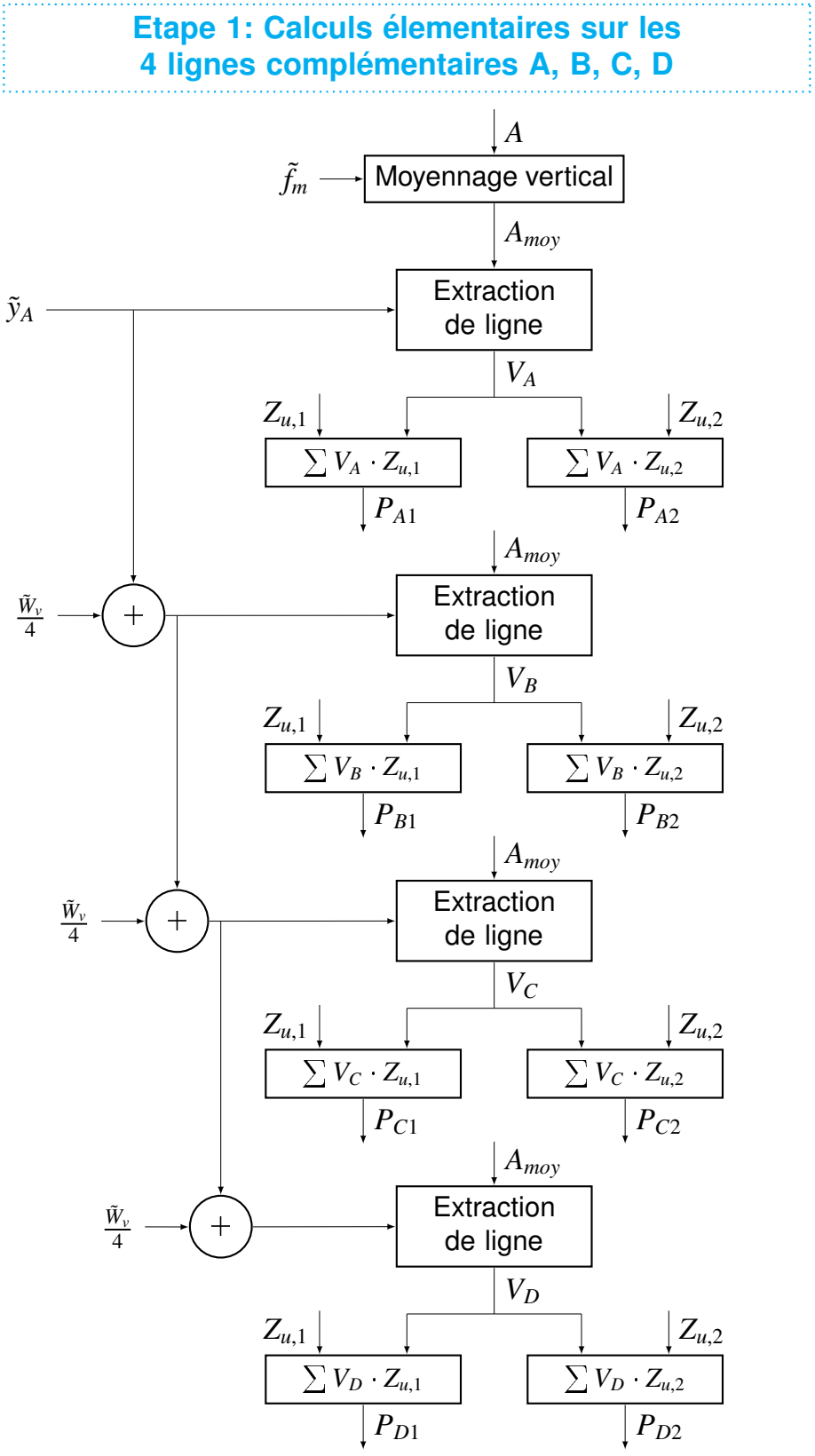


FIGURE C.6 – Algorithme de mesure de position d'une mire de Vernier 2D, première étape. La mesure se fait ici suivant l'axe $\vec{u}$; l'algorithme est à répéter suivant l'axe $\vec{v}$.

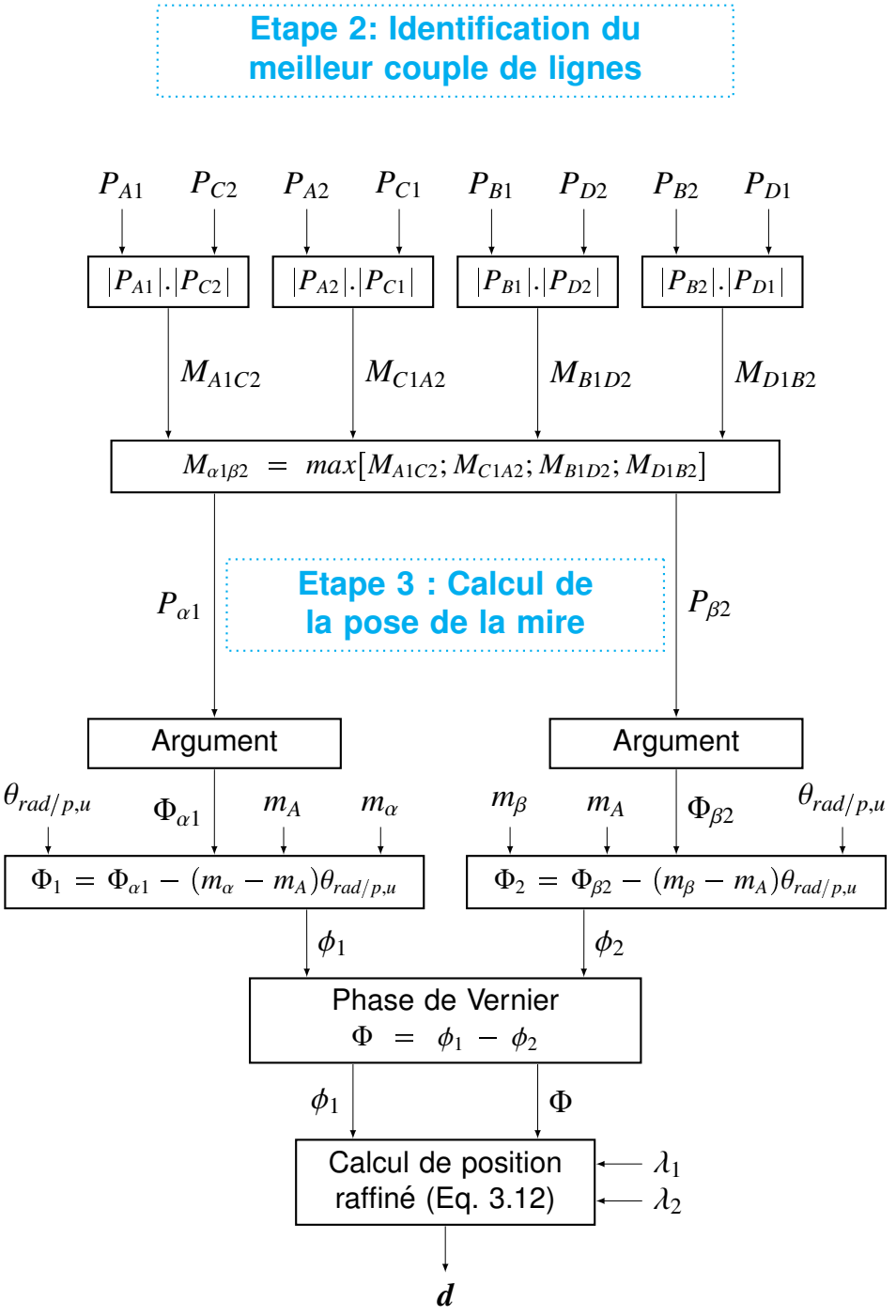


FIGURE C.7 – Algorithme de mesure de position d'une mire de Vernier 2D, deuxième et troisième étape. La mesure se fait ici suivant l'axe $\vec{u}$; l'algorithme est à répéter suivant l'axe $\vec{v}$.

C.6/ ALGORITHME : IDENTIFICATION DES PARAMÈTRES PRÉLIMINAIRES À L'UTILISATION D'UNE MIRE DE VERNIER 2D

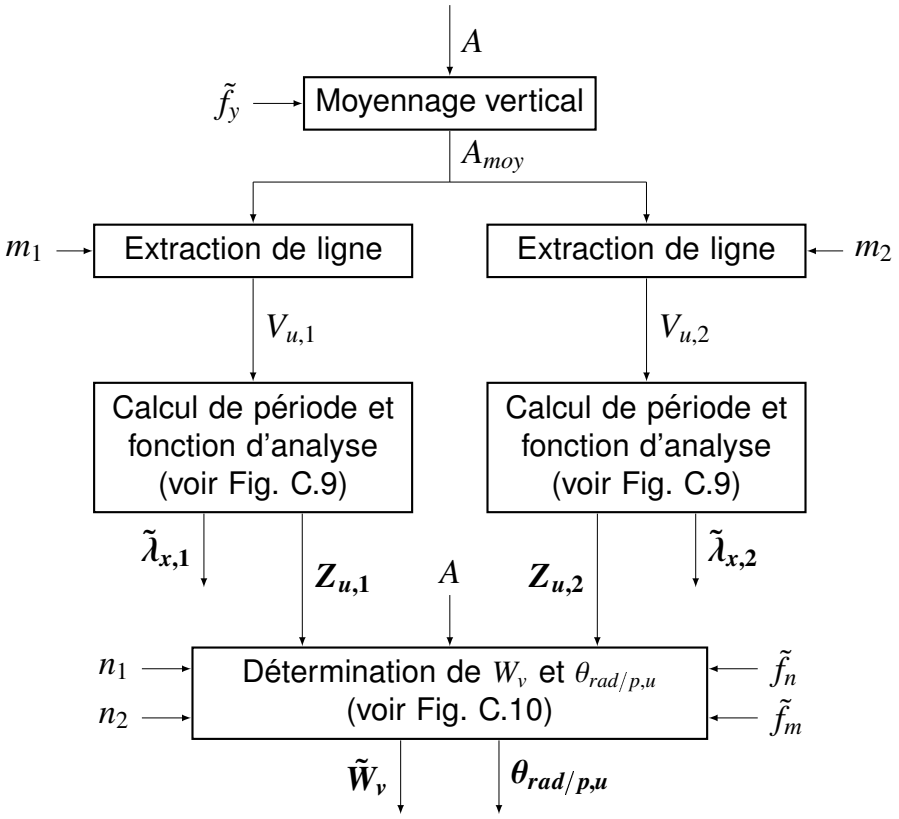


FIGURE C.8 – Algorithme global d'identification des paramètres nécessaires à la mesure. L'algorithme est à répéter en inversant les axes pour trouver les paramètres manquants.

Détail de l'algorithme : mesure de période et recherche de fonctions d'analyse raffinées (voir fig. C.9)

- L'entrée :
  - Le vecteur d'intensité V
- Les sorties :
  - La période $\tilde{\lambda}^+$ (distinguée ici de $\tilde{\lambda}$, la période estimée plus grossièrement).
  - La fonction d'analyse Z
- Les grandes étapes :

1. Estimation grossière de la période : estimation via la TFD, sans interpolation parabolique.

2. Calcul de la fonction d'analyse :

$$Z(n) = e^{-\left(\frac{n-N/2}{N/4.5}\right)^2} \cdot e^{-\left(\frac{2i\pi(n-N/2)}{\tilde{\lambda}}\right)}$$

3. Raffinage de la période :
  - Convolution du vecteur d'intensité et de la fonction d'analyse.
  - L'argument de la convolution donne une mesure de phase.
  - Déroulement de la phase.
  - Ajustement linéaire sur la phase déroulée, sensée être une courbe du premier ordre parfaite dans le cas idéal.
  - Calcul de la période : $\tilde{\lambda}^+ = 2\pi/a$ avec a la pente de la courbe précédente.

4. Test d'arrêt : on conserve les dernières période et fonction d'analyse calculées si le critère d'arrêt est réalisé. Sinon, on reboucle au calcul de la fonction d'analyse avec la nouvelle période. Critère d'arrêt : la période raffinée actuelle est très proche de la période raffinée de l'itération précédente (écart choisi ici à moins de 10^{-5} pixel).

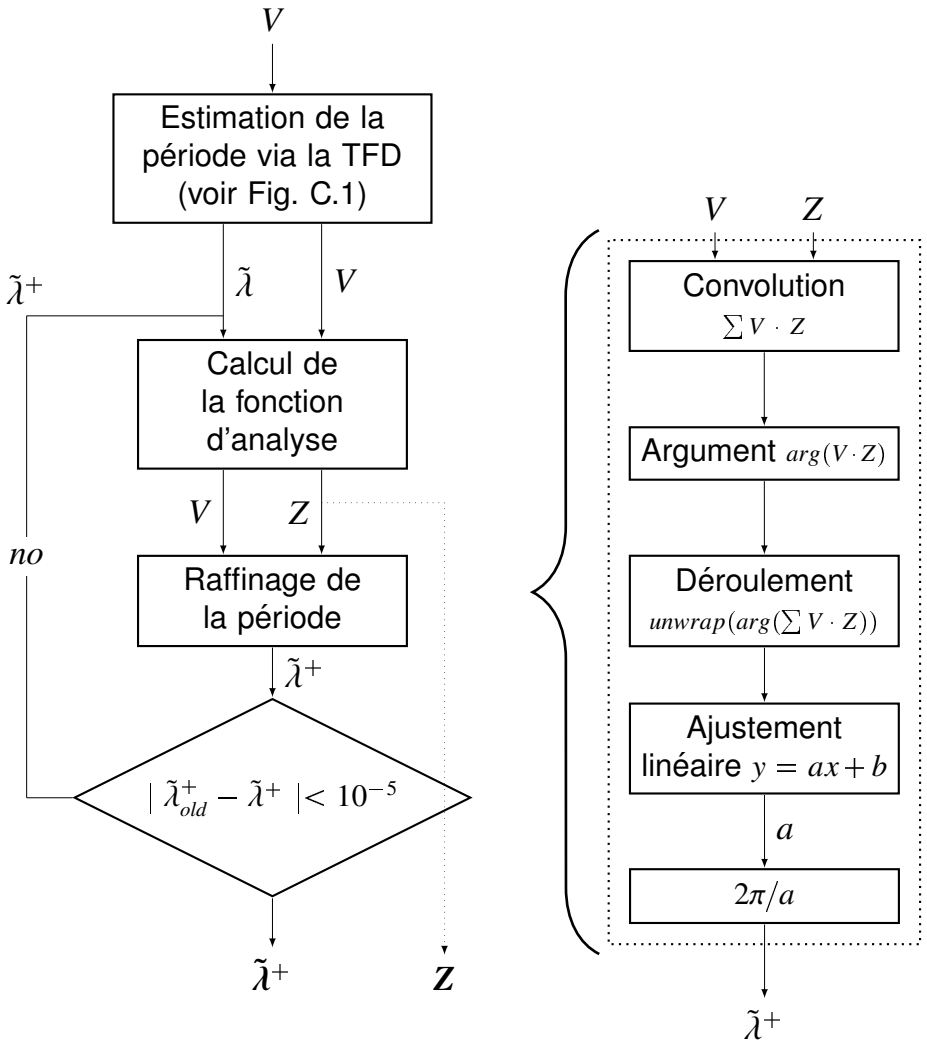


FIGURE C.9 – Algorithme raffiné d'évaluation de la période d'un signal ainsi que de la fonction d'analyse associée.

Détail de l'algorithme : mesure de la largeur $\tilde{W}_v$ et du défaut angulaire $\theta_{rad/p,u}$ (voir fig. C.10)

- Les entrées :
  - L'image A
  - La taille des filtres $\tilde{f}_n = round(\tilde{\lambda}_{u,1} + \tilde{\lambda}_{u,2})/2$ et $\tilde{f}_m = round(\tilde{\lambda}_{v,1} + \tilde{\lambda}_{v,2})/2$
  - Les coordonnées n_1 et n_2 pour l'extraction des vecteurs d'intensité, avec n_1 l'abscisse correspondant au motif de période λ_1 et n_2 l'abscisse correspondant au motif de période λ_2
  - Les deux fonctions d'analyse $Z_{v,1}$ et $Z_{v,2}$
- Les sorties :
  - La largeur de grille $\tilde{W}_v$
  - $\theta_{rad/p,u}$, l'expression de l'angle de la mire suivant l'axe $\vec{z}$ en radian par pixel
- Les grandes étapes :

1. Moyennages de l'image et extraction des vecteurs d'intensité (verticaux) V_1 et V_2.
2. Convolution de l'image moyennée verticalement avec les vecteurs d'intensité, donnant les images A_1 et A_2.
3. Calcul du produit scalaire des convolutions par les fonctions d'analyse ($i \in [1,2]$) :
$$\sum_m (A_i(:,m) \cdot Z_{v,i})$$
4. Extraction des arguments et modules de $S_{v,i}$.
5. Calcul de $\tilde{W}_v$
   - Calcul du vecteur V_{W_x}, fonction des modules des $S_{y,i}$
   - Évaluation de la période de V_{W_v}, donc de $\tilde{W}_v$.
6. Calcul de $\theta_{rad/p,u}$
   - Sélection des points traduisant le décalage de phase du signal, reflet du défaut angulaire. Les figures C.11.e et f illustrent cette sélection. Les points sont choisis tels que la dérivée seconde du signal en leur position soit minime (ici < 0.02 rad.pixel^{-2}).
   - Interpolation linéaire du premier ordre sur les points précédemment extraits.
   - Moyennage des deux valeurs de pente ainsi obtenues, donnant la valeur de la variation de phase par pixel $\theta_{rad/p,u}$.

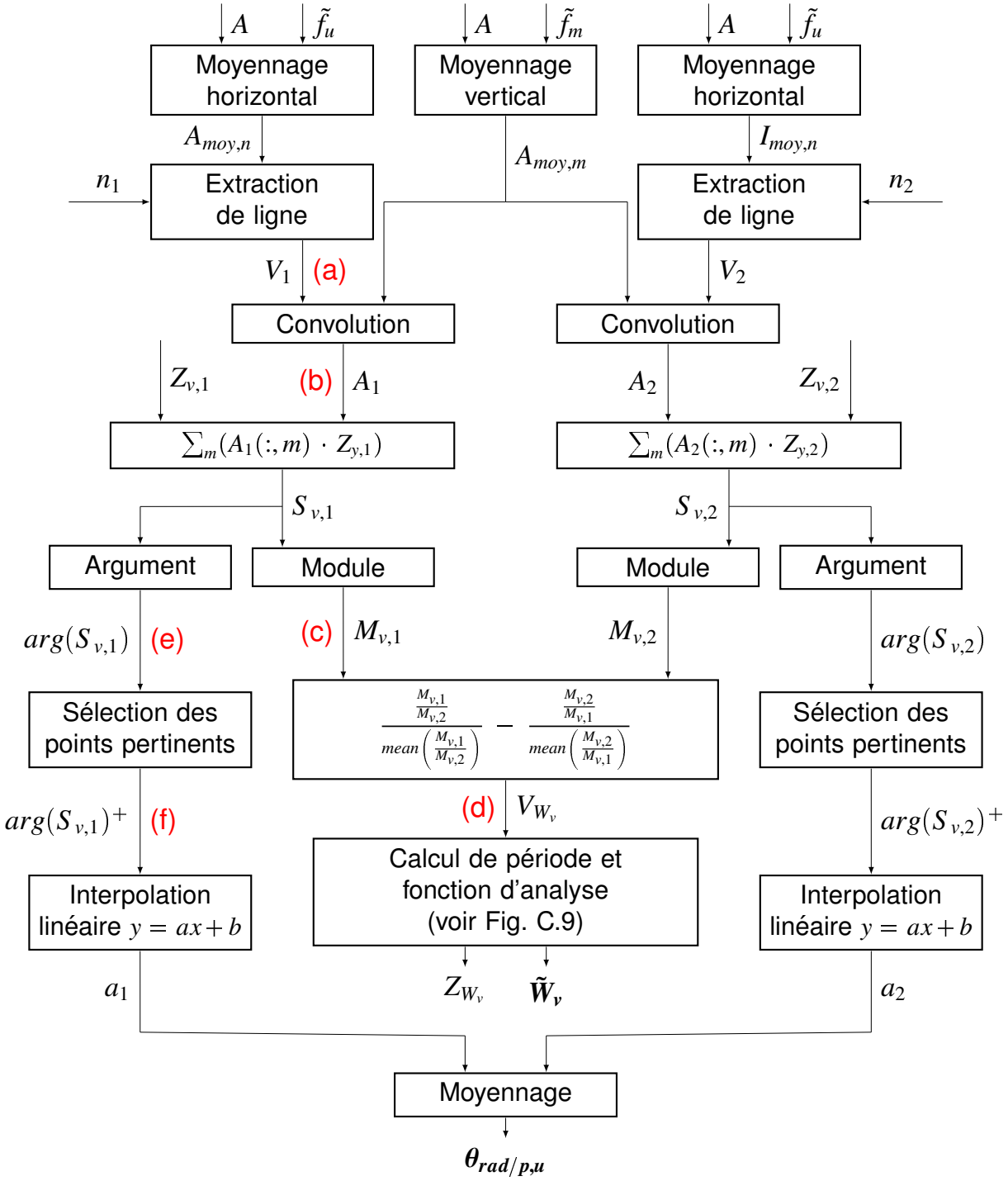
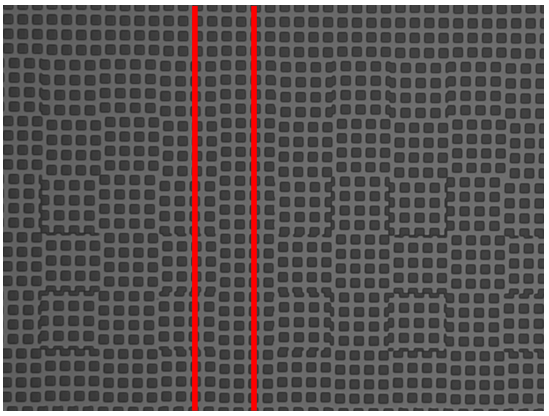
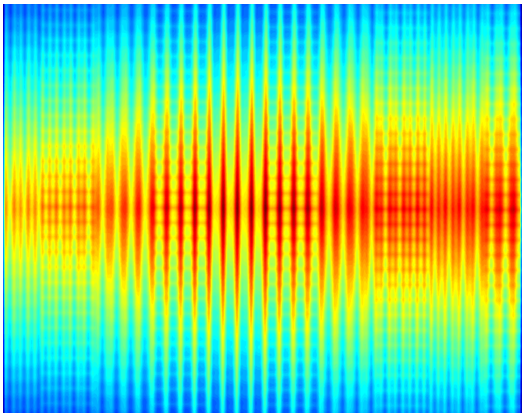


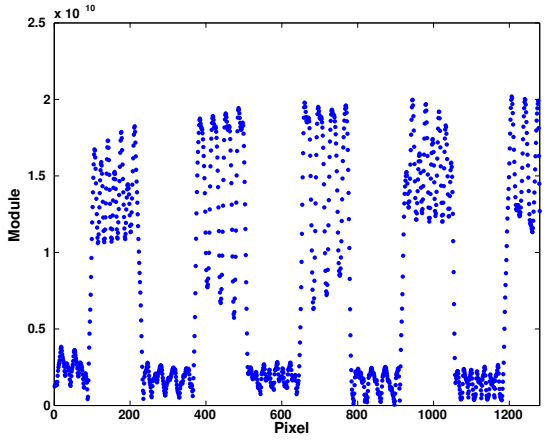
FIGURE C.10 – Algorithme de calcul de $\tilde{W}_v$ et $\theta_{rad/p,u}$. Les lettres en rouge font référence à la figure C.11. L'algorithme symétrique permet de trouver $\tilde{W}_v$ et $\theta_{rad/p,u}$.



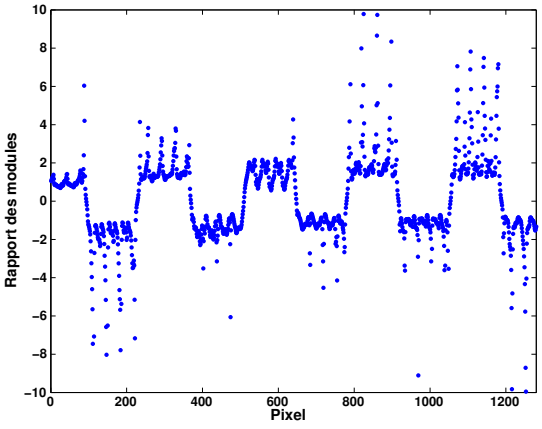
(a) Sélection de V_1 et V_2 sur A



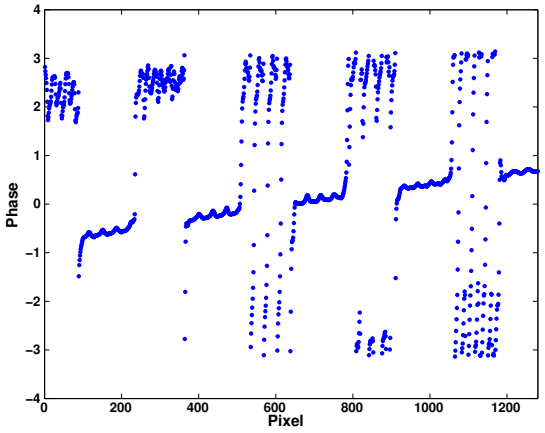
(b) A_1, convolution de V_1 et $A_{moy,v}$



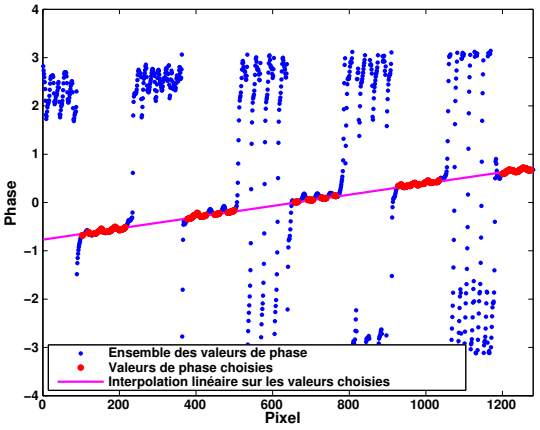
(c) $M_{v,1}$, module de $S_{v,1}$



(d) V_{W_v}, rapport des modules



(e) arg$(S_{v,1})$, phase de $S_{v,1}$



(f) Sélection des points pertinents et interpolation linéaire sur arg$(S_{v,1})$

FIGURE C.11 – Illustrations des étapes intermédiaires à l'initialisation de la méthode (voir figure C.10).

C.7/ RÉSULTAT EXPÉRIMENTAUX SUR MIRE DE VERNIER 2D

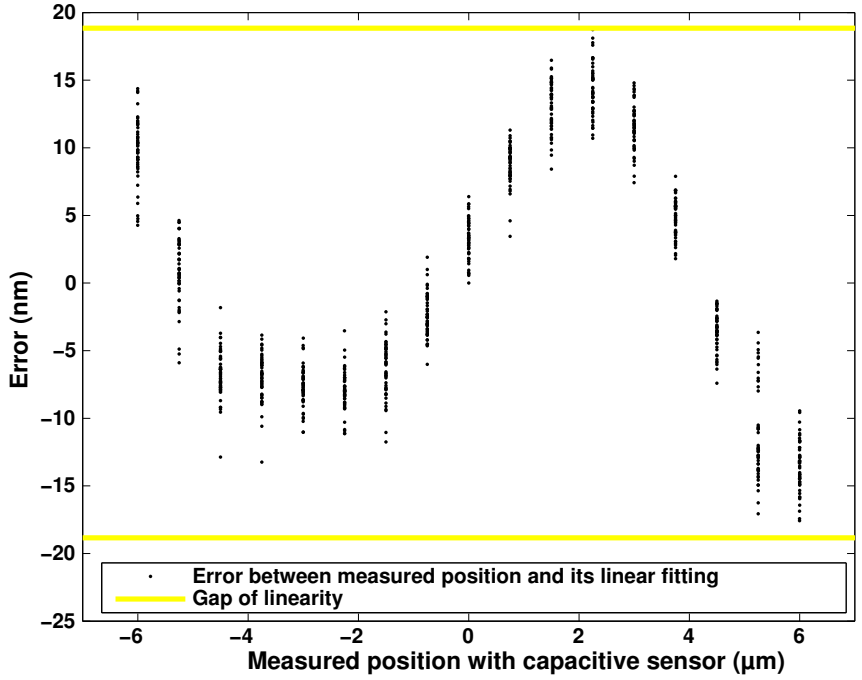


FIGURE C.12 – Erreur réalisée entre la mesure par vision et son interpolation linéaire, exprimée suivant la mesure capacitive (pour la série 1). La linéarité de la mesure correspond ici à l'erreur maximale, soit 19 nm ou 0.16%. On remarquera que la courbe semble osciller avec une période de 8 µm environ, ce qui correspond à la période de la mire utilisée pour la mesure. Le défaut de linéarité observé peut donc raisonnablement être imputé à un effet de bord sur la mire, déjà vu en figure 2.5

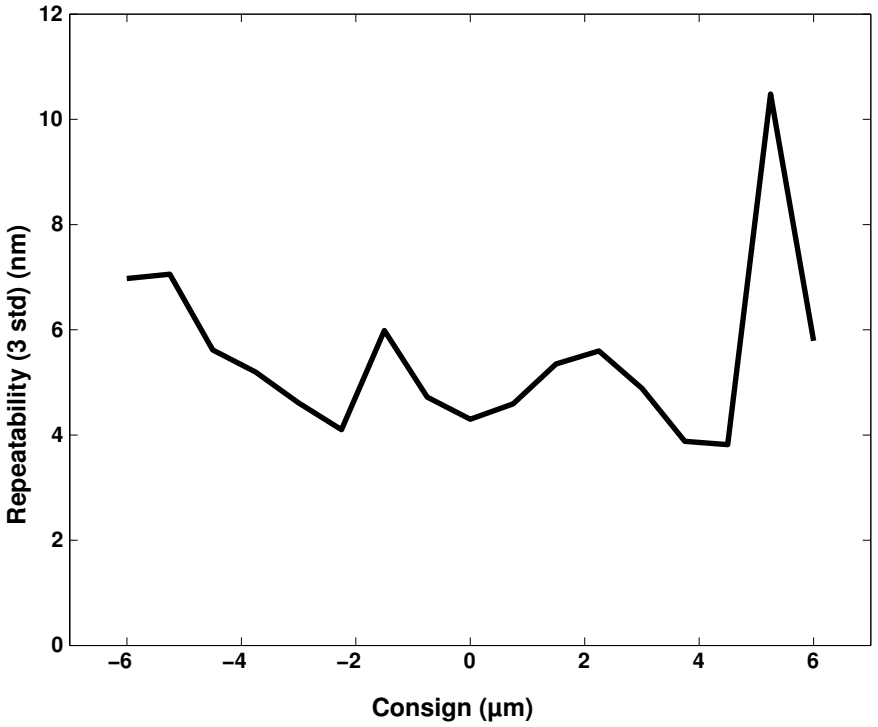


FIGURE C.13 – Répétabilité de la mesure par vision pour les 17 valeurs de consigne (pour la série 1).

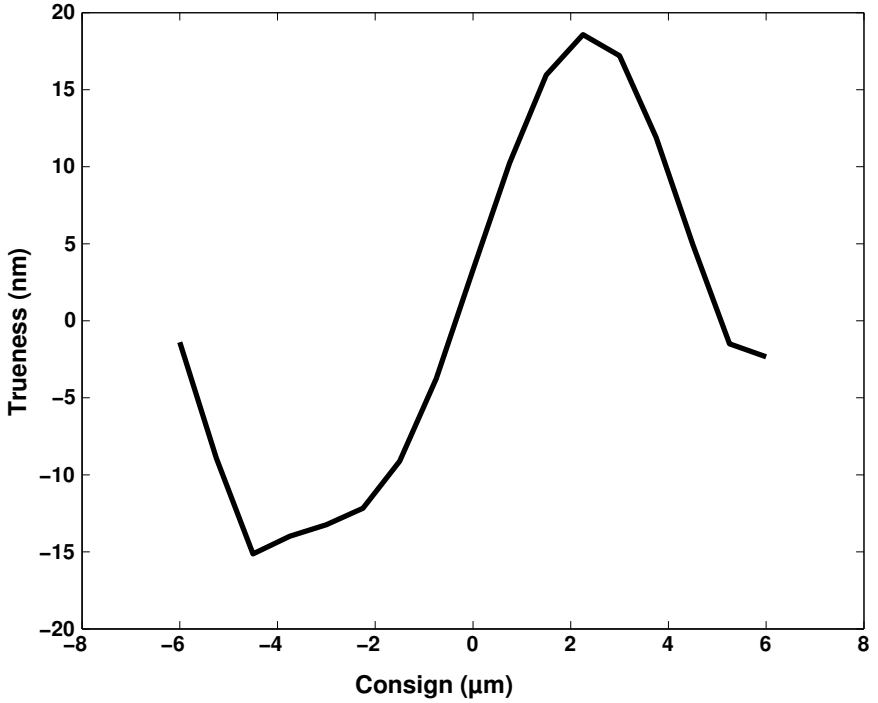


FIGURE C.14 – Justesse de la mesure par vision pour les 17 valeurs de consigne (pour la série 1). Le défaut de justesse semble dû au défaut de linéarité.

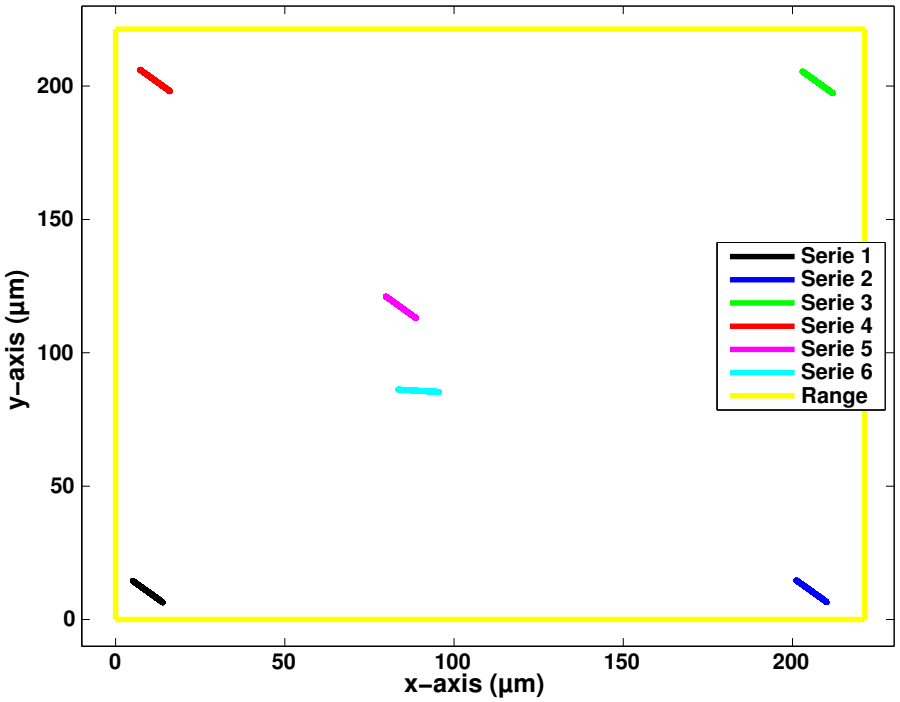


FIGURE C.15 – Trajectoire des six séries de mesure réalisées pour vérifier les performances obtenues en différents endroits de la plage de mesure.

D

ANNEXE - CHAPITRE 5 : APPLICATION À LA MESURE DE MICRO-FORCE

D.1/ PERFORMANCES EXPÉRIMENTALES

Les performances du capteur de force proposé ont été observées expérimentalement en deux étapes. La première, reposant sur des déplacements faibles, permet d'évaluer la répétabilité et la justesse. La seconde illustre la grande plage de mesure et la constance des performances sur cette plage.

D.1.1/ MESURE À L'ÉCHELLE DU MICRO-NEWTON

La référence utilisée pour la mesure est un capteur capacitif FemtoTools (FT-S270) de plage 2 mN et de résolution 0.4 µN (voir figure D.1). Son défaut de linéarité a été corrigé via la courbe d'étalonnage fournie par le fabriquant. Ce capteur est fixé à une plateforme de nanopositionnement XY (Piezosystem Jena PXY 200 D12) permettant des déplacements allant jusqu'à 200 µm, contrôlé en boucle fermée par un capteur capacitif interne de résolution 0.4 nm. Enfin pour atténuer les perturbations environnementales le dispositif est placé sur une table antivibrations, dans une salle contrôlée en température ($\Delta T < 1°$C), en humidité et isolée mécaniquement du reste du bâtiment.

L'expérience consiste en l'observation de 50 cycles de déplacements réalisés par la plateforme de nanopositionnement le long d'un unique axe $\vec{z}$. L'allure de ces déplacements est sinusoïdale. Ainsi la plateforme vient pousser la navette mobile par l'intermédiaire du capteur de référence. Au total 150 mesures ont été réalisées pour chaque période du déplacement (cette période valant 20 s). La raideur du dispositif compliant a été évaluée, via la procédure présentée plus haut, à 240 N.m^{-1}.

La figure D.2 présente le résultat de la mesure par vision durant ces 50 cycles. La figure D.3 illustre les moyennes des mesures réalisées pour un même état théorique du système, chaque point correspondant à la moyenne de 50 points de la figure D.2.

De cette expérience peut tout d'abord être extraite la valeur de répétabilité du capteur de force par vision, définie par 3 fois l'écart-type (3σ) observé pour chaque état du système (voir figure D.3). Les 150 valeurs de répétabilité ainsi obtenues varient de 4.3 µN à 7.8 µN, avec une moyenne de 5.8 µN. On retiendra la valeur dans le pire cas, à savoir $3\sigma = 7.8$ µN.

Il est cependant important de noter que ce résultat inclut la répétabilité de la table de nanopositionnement. Une estimation grossière de la répétabilité habituelle d'un nano-actionneur est de 100 fois sa résolution, d'après [43]. Ici, cela correspond à une répétabilité de 40 nm, soit en terme de force appliquée à notre dispositif compliant de raideur 240 N.m^{-1} un défaut de répétabilité de

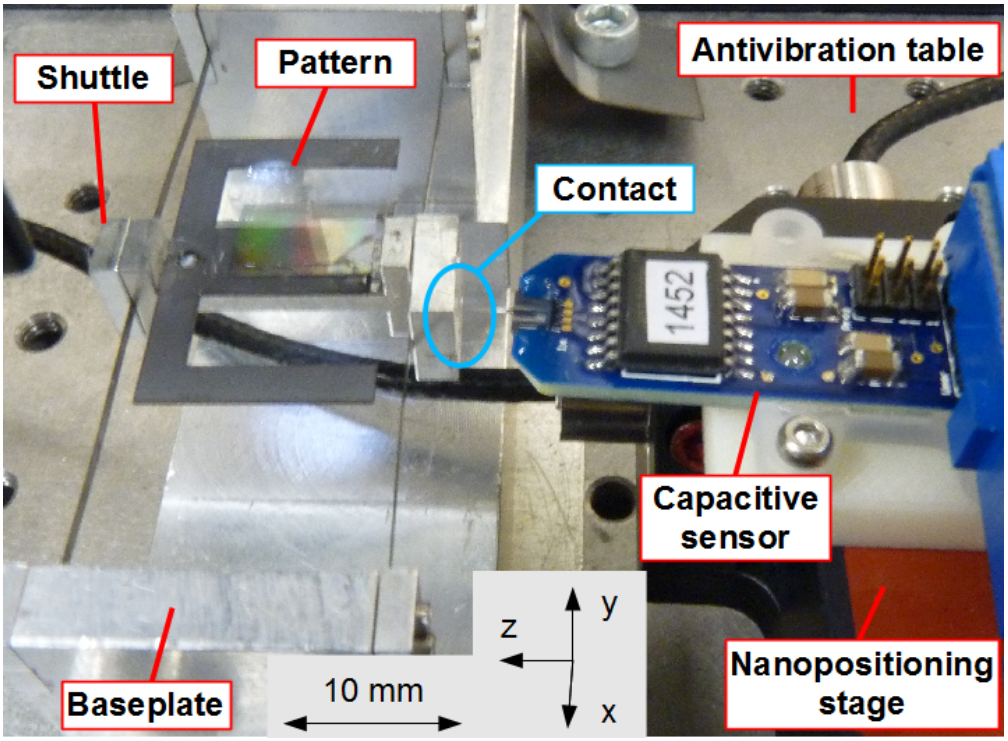


FIGURE D.1 – Dispositif expérimental utilisé pour évaluer les performances de la mesure de force en terme de précision. Une plateforme de nanopositionnement est utilisée pour déplacer le capteur capacitif de référence et ainsi appliquer une force (suivant $\vec{z}$) sur le dispositif compliant sur lequel est fixée la mire.

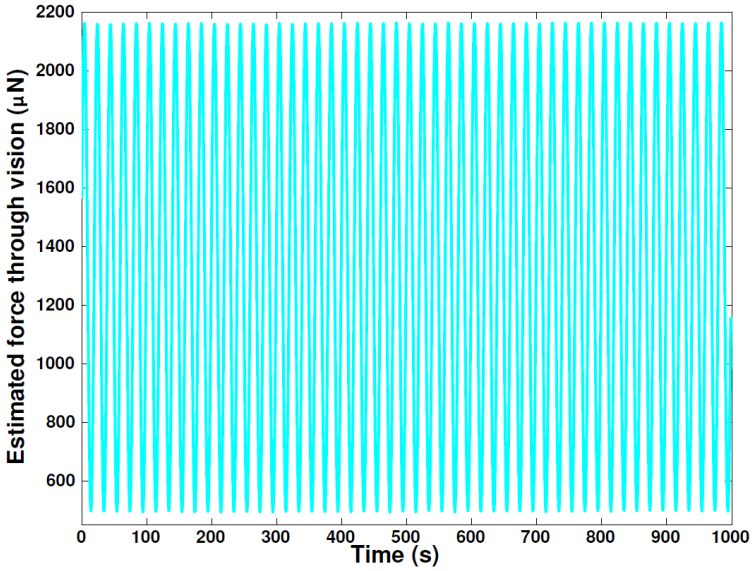


FIGURE D.2 – Résultat expérimental : mesure de force par vision suivant le temps, pour un déplacement sinusoïdal de l'actionneur.

9.6 µN. On retrouve le même ordre de grandeur pour ces deux répétabilités ; il est donc possible que la répétabilité de la mesure par vision soit meilleure que 7.8 µN, ce que nous n'avons pu observer avec le matériel disponible.

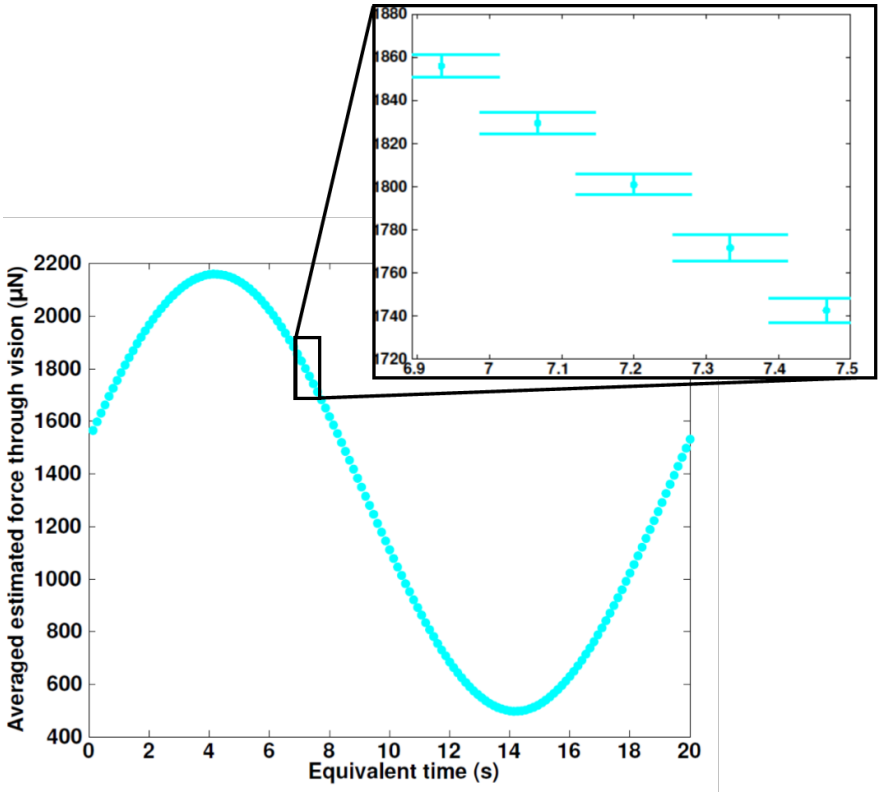


FIGURE D.3 – Moyenne des mesures de forces réalisées pour chacun des états du système (150 états, 50 points par état). Le zoom illustre la répétabilité observée pour chaque état, calculée par 3 fois l'écart-type sur les 50 valeurs (3σ).

La seconde caractéristique pouvant être extraite de cette expérience est la justesse. Celle-ci est définie, pour rappel, comme "l'étroitesse de l'accord entre la moyenne d'un nombre infini de valeurs mesurées répétées et une valeur de référence" [1]. Elle est donc évaluée par comparaison de la mesure par vision et de la mesure par capteur capacitif, sur un large nombre de mesures.

Ainsi la justesse, évaluée à chacun des 150 états du système, correspond à la différence entre la moyenne des mesures par vision pour chaque état et la moyenne des mesures capacitives correspondantes. La figure D.4 en présente le résultat : la mesure par vision et la mesure par capteur capacitif sont proches, avec un écart maximal (et donc une justesse) de 15 µN. Notons que cette valeur de justesse démontre au passage que la raideur du système compliant a été correctement estimé.

D.1.2/ MESURE À L'ÉCHELLE DU MILLI-NEWTON

Un second dispositif expérimental a été mis en place (voir la figure D.5) pour éprouver la méthode sur de larges plages de mesure. Le capteur de référence est cette fois-ci une balance étalonnée (Mettler Toledo ML3002, de répétabilité $\sigma = 0.01$ g $\simeq 100$ µN et de linéarité 0.02 g $\simeq 200$ µN). La structure compliante reste la même, et est fixée à une table de micro-positionnement au-dessus de la balance, afin d'assurer un déplacement suivant l'axe vertical $\vec{z}$. A l'équilibre, la force appliquée à la balance par la navette est donc égale à celle appliquée à la navette mobile par la balance. La raideur de la navette a été évaluée, via la méthode précédemment exposée, à 843 N.m^{-1}.

Pour évaluer le déplacement de la navette relativement à sa base fixe, une mesure différentielle

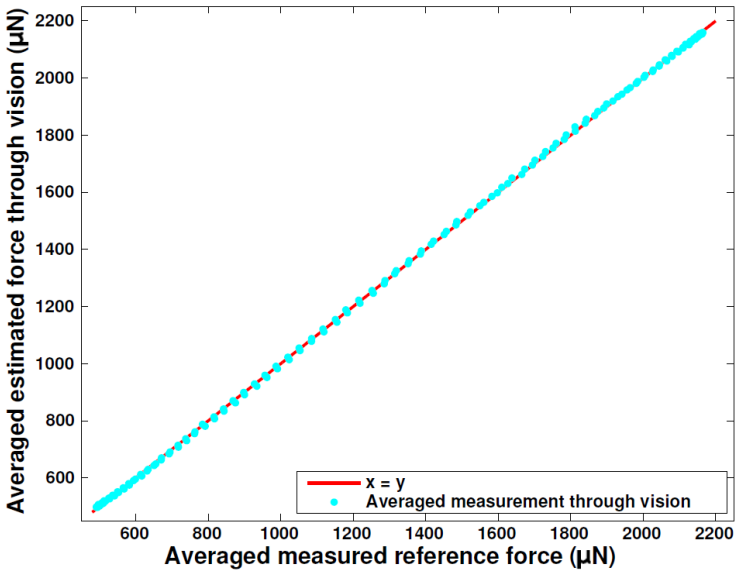


FIGURE D.4 – Mesure de force par vision moyennée suivant la mesure de force de référence moyennée. Chaque point correspond donc à la moyenne de 50 mesures (tant pour la vision que pour la référence). Les forces appliquées ont été choisies dans la plage de mesure du capteur de référence, i.e. [0; 2.2 mN].

est effectuée grâce à deux mires : la première est fixée à la navette, la seconde est fixée à la base (il s'agit respectivement des mires 1 et 2 de la figure D.5). Cette mesure différentielle s'avère nécessaire car ici c'est la base de la structure compliante qui se déplace principalement relativement à la caméra, et non uniquement la navette mobile. La force exercée est donc proportionnelle à la différence de position entre la navette et la base, chacune associée à une mire.

Dans un premier temps, aucune force n'est appliquée au dispositif (pas de contact) pour mettre en corrélation les deux capteurs (vision et référence). Puis un ensemble de forces arbitraires sont appliquées, sur une plage allant de 19.2 mN à 50.2 mN. La figure D.6 présente ainsi les mesures réalisées par la vision suivant celles du capteur de référence. On peut clairement y lire une bonne linéarité de la mesure de force sur cette plage.

Pour la caractériser au mieux, la figure D.7 illustre l'erreur réalisée entre les deux mesures, toujours suivant la mesure de référence. On y observe une erreur pic-à-pic de 303 µN pour une plage de 50.2 mN . La linéarité est donc égale à $(303 \cdot 10^{-6})/(50.2 \cdot 10^{-3}) = 0.6\%$. Ce résultat est cependant à considérer en gardant à l'esprit le seuil de confiance de la balance, définie grâce à ses valeurs de répétabilité et linéarité. Il est donc possible que la linéarité de notre capteur soit meilleure que 0.6%, ce qui reste impossible à vérifier sans un capteur de référence suffisamment précis et de plage suffisamment grande.

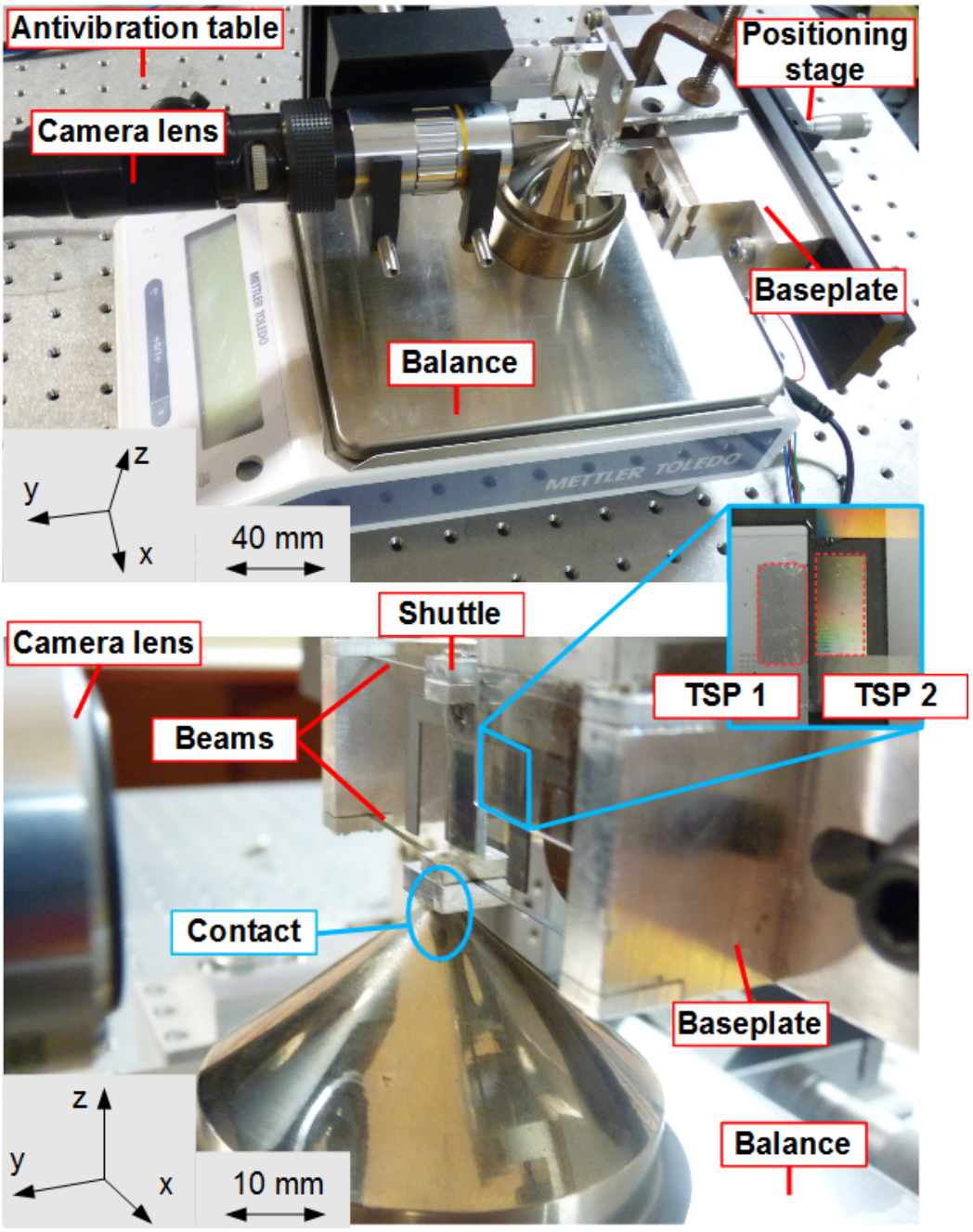


FIGURE D.5 – Dispositif expérimental de mesure de force par vision pour une large plage. La structure compliante est la même que celle présentée en figure 5.2. La navette applique une force sur la balance (et inversement) lorsque sa base est déplacée par la table de micro-positionnement. Deux mires de Vernier 1D sont utilisées : la première est fixée à la navette; la seconde est fixée à la base. Le champ de vision de la caméra comprend les deux mires pour permettre une mesure différentielle de la position, et donc une mesure de force même dans le cas où base et navette se déplacent toutes deux dans le repère caméra.

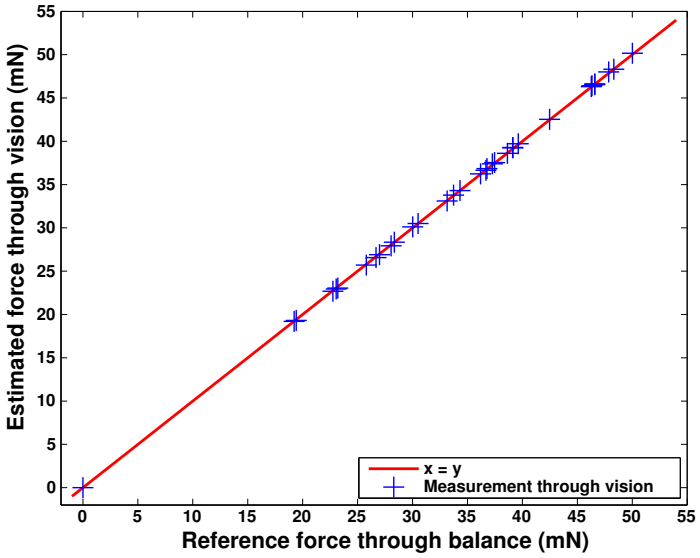


FIGURE D.6 – Mesure de force par vision suivant la mesure du capteur de référence (une balance) lors d'une expérience large-plage. Les forces sont appliquées arbitrairement par un déplacement vertical de la structure compliante sur la balance.

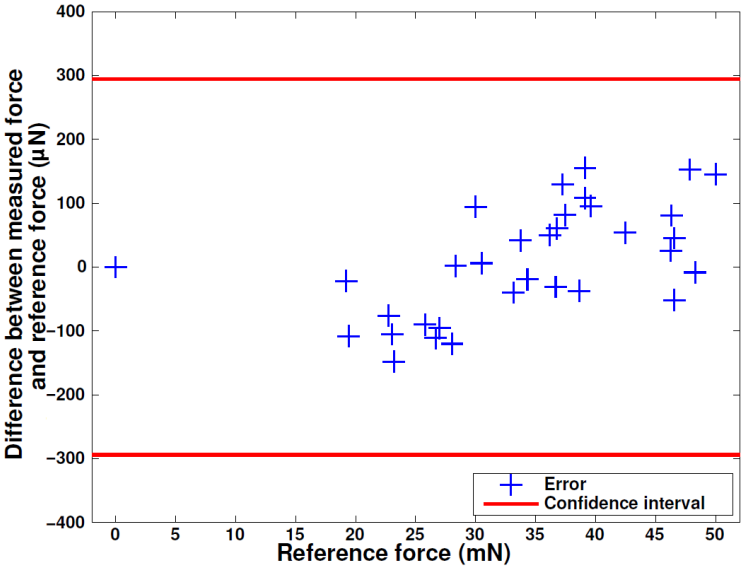
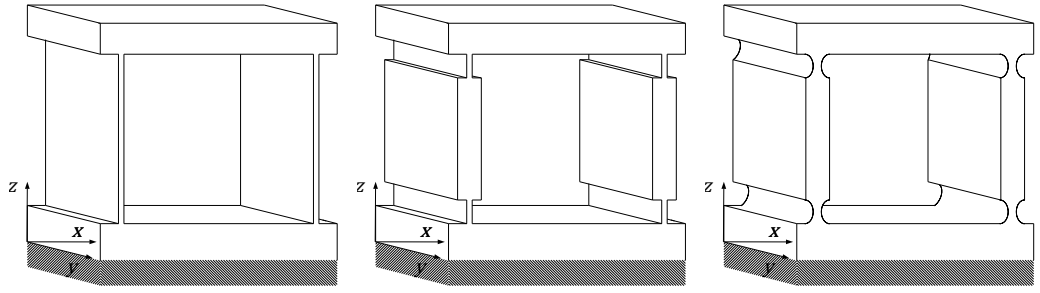


FIGURE D.7 – Erreur entre la mesure de force par vision et la mesure de référence, pour l'expérience large-plage. Les résultats se trouvent dans le seuil de confiance de la balance, définie par ses valeurs de répétabilité et linéarité.

D.2/ ÉTUDE MÉCANIQUE DU CAPTEUR DE FORCE INTÉGRÉ

D.2.1/ CHOIX DU TYPE DE STRUCTURE

Pour mesurer la force appliquée selon une direction unique, la structure du capteur doit guider le mouvement. Si une force F est appliquée sur le mécanisme compliant, la partie mobile se déplacera ainsi dans la direction du guidage. Le guidage le plus simple possible pour le mouvement linéaire consiste à utiliser deux plaques droites reliées entre elles à leur extrémité (figure D.8.a). Pour éviter d'éventuelles instabilités mécaniques dans les plaques, une structure à quatre plaques peut être privilégiée (figure D.8.b). Enfin, une troisième solution consiste à utiliser quatre nœuds faisant pivot (figure D.8.c). La conception avec quatre charnières définit mieux les centres de rotation au niveau cinématique, mais concentre en même temps les contraintes mécaniques sur ces points. Dans le cas présent, le matériau est défini par le procédé de lithographie laser par immersion. Il s'agira typiquement de la résine SU-8. Étant donné que ce matériau a une bonne limite élastique, la conception avec quatre plaques constitue un bon compromis sur la gestion des instabilités et des contraintes.



(a) Guidage 2 lames (b) Guidage 4 lames (c) Guidage 4 nœuds

FIGURE D.8 – Les trois types de guidage flexibles considérés. On retiendra la liaison par 4 lames, fournissant un bon compromis face aux instabilités et aux contraintes mécaniques.

Les raideurs des liaisons flexibles de base sont bien connues et peuvent être calculées avec la théorie des plaques de la mécanique continue [4, 95]. On considère ici un guidage à quatre plaques reliant une partie mobile à une partie fixe. Deux fois deux plaques y sont reliées par un corps rigide intermédiaire, ce qui constitue ce que l'on peut nommer un ressort à lames (voir figure D.9). Un ressort à lame agit comme deux ressorts en parallèle, sa rigidité est donc du double de celle donnée en mode de cisaillement :

$$K = \frac{1}{\xi(\xi^2 - 3\xi + 3)} \frac{2Ebh^3}{l^3} \tag{D.1}$$

avec b, h et l les principales dimensions de la liaison, $\xi = \frac{2l_c}{l}$ le rapport entre la longueur des deux plaques et la longueur totale du ressort (une valeur standard est de 0.3), E étant le module de Young du matériau et I étant le moment d'inertie (qui est ici $\frac{bh^3}{12}$).

D.2.2/ DIMENSIONNEMENT

L'impression 3D permet de produire des formes complexes à l'échelle micrométrique. Dans notre recherche d'un capteur de très faibles dimensions, nous cherchons à réaliser un motif le plus petit possible. Les essais montrent que la lithographie laser avec un appareil Photonic Professional GT de Nanoscribe permet d'obtenir un motif périodique de période 4 µm avec une bonne fiabilité. En deçà, la qualité du motif n'est plus assurée. Les études des chapitres précédents montrent que

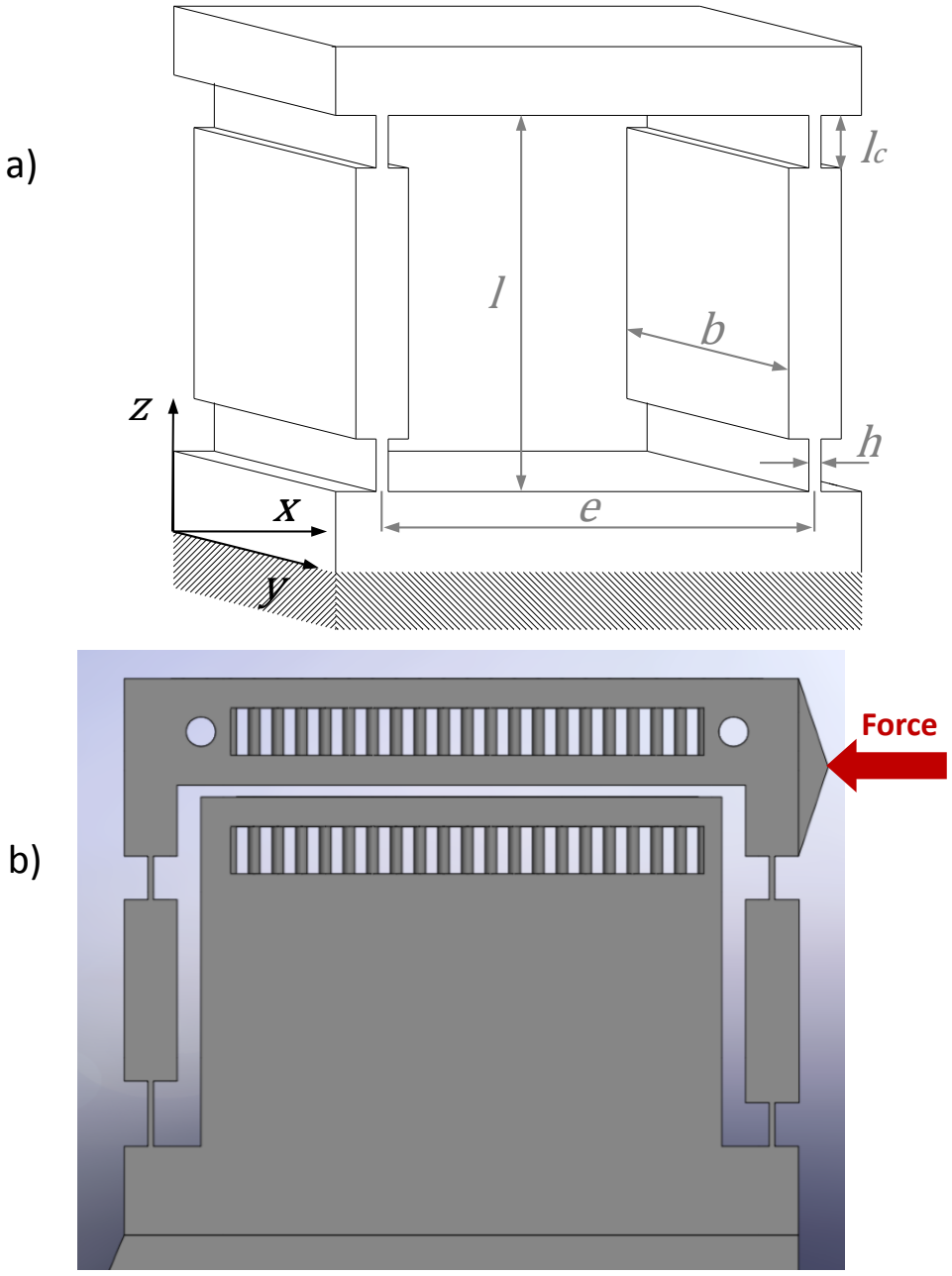


FIGURE D.9 – (a) schéma du mécanisme compliant choisie ; (b) modèle CAO (Conception Assistée par Ordinateur) dudit mécanisme. La partie fixe du mécanisme agit comme support, mais aussi comme une butée mécanique et comme une référence pour la mesure différentielle.

le déplacement peut être mesuré avec une exactitude proche du millième de cette période. On considère qu'environ 20 périodes doivent être visibles pour avoir une redondance d'information satisfaisante, on prendra donc $e > 80$ µm. Nous en déduisons aussi que l'exactitude de la mesure sera théoriquement d'environ 4 nm pour une telle période.

Pour que les performances du capteur se rapprochent des performances obtenues par des capteurs de force capacitifs standards, l'objectif est de réaliser un capteur avec une justesse de l'ordre de 10 nN. Ainsi la rigidité souhaitée pour la structure est $K = 2.5$ N.m^{-1}.

La résine IP-Dip utilisée pendant le processus d'impression en 3D est considérée comme ayant

des propriétés mécaniques similaires à celle du SU-8 : le module Young considéré est $E = 2$ GPa et le module de cisaillement est $\sigma_Y = 34$ MPa.

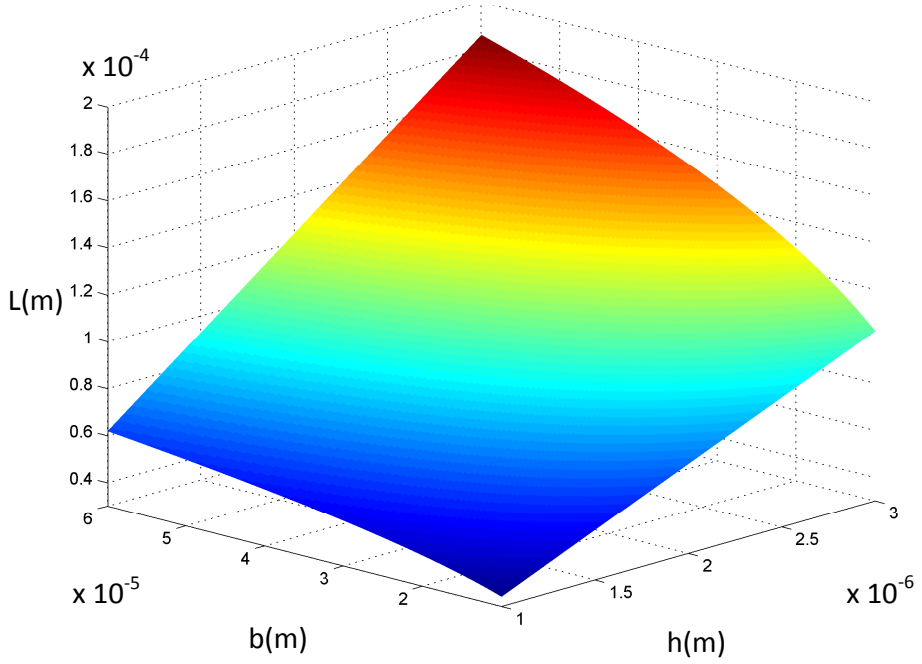


FIGURE D.10 – Longueur l du mécanisme relativement à son épaisseur et sa largeur pour $K = 2.5$ N.m^{-1}.

Pour atteindre cette raideur, la longueur des lames peut être calculée en fonction de sa largeur et de son épaisseur à partir de l'équation (D.1):

$$l = \left(\frac{2Ebh^3}{K\xi(\xi^2 - 3\xi + 3)} \right)^{1/3} \tag{D.2}$$

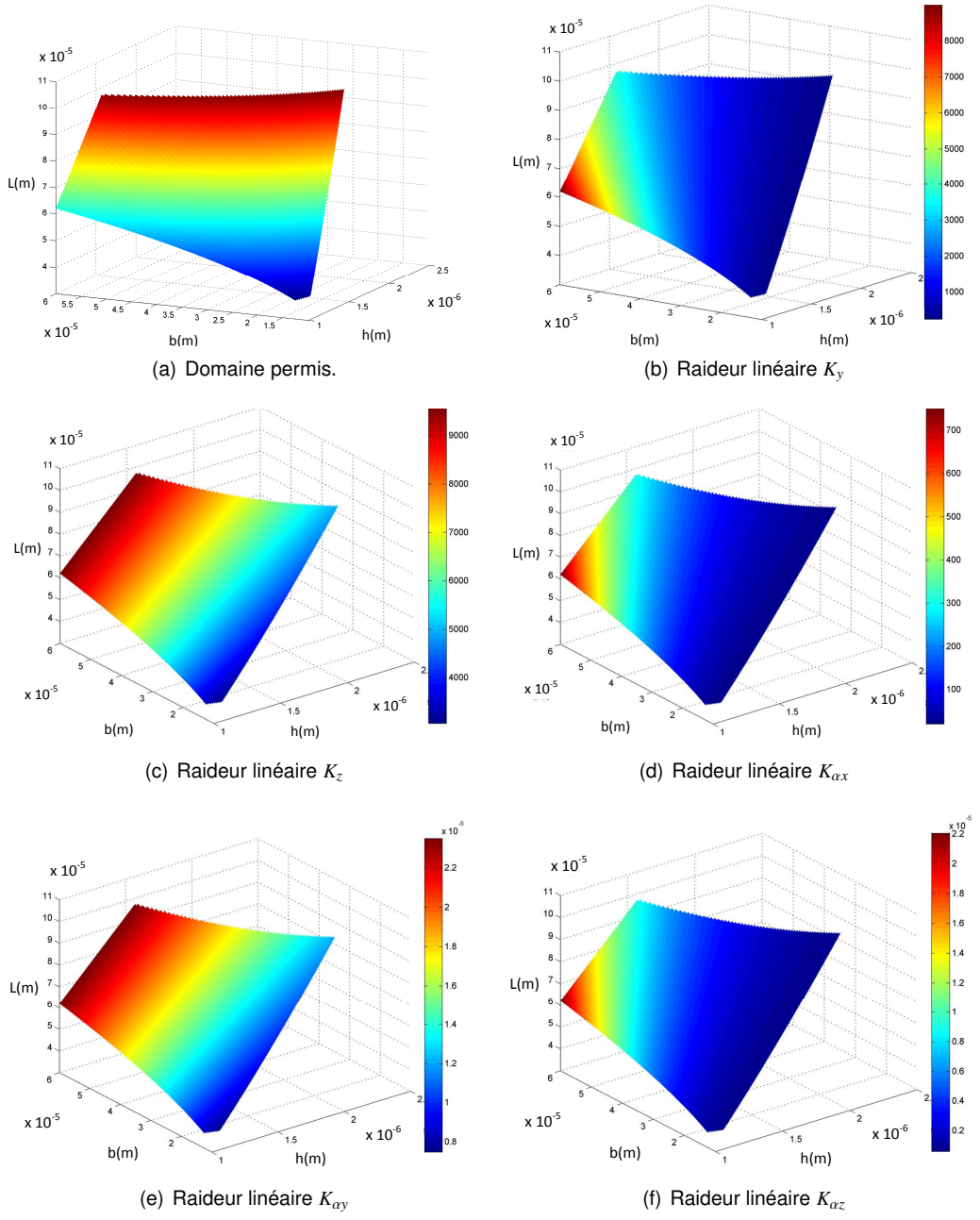
Cette fonction est présentée dans la figure D.10 pour une épaisseur h variant de 1 µm à 3 µm et une largeur b variant de 10 µm à 60 µm.

La figure D.10 présente toutes les valeurs de l possibles, mais toutes ne sont pas réalistes et certaines conditions doivent être ajoutées. La première condition vient de la théorie des plaques sur laquelle les calculs sont basés: $b \geqslant 10h$ et $l \geqslant 10h$. Ce critère permet de retirer de la liste des possibilités le coin droit de la surface D.10. Il est également important de veiller à ce que le mécanisme ne se brise pas. Étant donné qu'une butée mécanique a été ajoutée au mécanisme pour éviter que le déplacement ne dépasse la longueur d'une période (qui est la plage de la mesure de déplacement sans ambiguïté), le plus grand déplacement avant rupture mécanique doit simplement être supérieur à 4 µm. La formule du plus grand déplacement est alors :

$$\delta_{max} = \frac{l^2 \sigma_Y}{3Eh} \tag{D.3}$$

Cette condition permet de supprimer le coin inférieur de la surface D.10.

Les calculs précédents ne tiennent compte que d'une force appliquée dans la direction de l'axe x (les axes sont représentés dans la figure D.9). Mais même dans ce cas, les forces de traction et de compression sont également appliquées sur les plaques suivant l'axe z à moins que la force suivant l'axe x ne soit appliquée à une hauteur de $l/2$, auquel cas ces forces indésirables s'annulent. Ce phénomène peut être négligé dans une première approximation; mais nous avons



(a) Domaine permis.

(b) Raideur linéaire K_y

(c) Raideur linéaire K_z

(d) Raideur linéaire $K_{\alpha x}$

(e) Raideur linéaire $K_{\alpha y}$

(f) Raideur linéaire $K_{\alpha z}$

FIGURE D.11 – Analyse des variations des raideurs linéaires K_y, K_z, $K_{\alpha x}$, $K_{\alpha y}$ and $K_{\alpha z}$ en parcourant le domaine des paramètres géométriques possibles (L, b, h) après prise en compte de plusieurs critères.

choisi de nous assurer de la validité de cette approximation en limitant le ratio l/e, ce qui diminue l'importance de ces forces. Un ratio maximal de 1 est un choix raisonnable, ce qui signifie que les plaques ne peuvent pas être plus longues que la distance entre elles. Ce critère réduit considérablement les plages des paramètres géométriques utilisables. La figure D.11.a illustre les dimensions ainsi possibles pour le mécanisme.

Le mécanisme ne doit permettre qu'un mouvement le long de l'axe x et bloquer les autres. Pour ce faire, les paramètres sélectionnés sont ceux qui donnent les rigidités les plus élevées possibles

TABLE D.1 – Dimensions et raideurs principales correspondantes du capteur de force par vision. *Théorique* : dimensions théoriques issues du dimensionnement ; *fabriqué* : dimensions effectivement réalisées et raideur déduite ; *étalonné* : raideur évaluée expérimentalement.

	$L(\mu m)$	$h(\mu m)$	$b(\mu m)$	$l(\mu m)$	$l_c(\mu m)$	K (N.m^{-1})
Théorique	4	1	49.3	49	7.4	2.5
Fabriqué	4	1.5	51	47	7	10.1 (th)
Étalonné						15.3

le long des autres axes. Les différentes raideurs sont les suivantes:

$$K_y = \frac{2Ehb^3}{L^3\xi(\xi^2 - 3\xi + 3)} \tag{D.4}$$

$$K_z = \frac{2Ehb}{L\xi} \tag{D.5}$$

$$K_{\alpha x} = \frac{2Ehb^3}{12L\xi} \tag{D.6}$$

$$K_{\alpha y} = \frac{Ehb^3}{6L\xi} + 2\left(\frac{e}{2}\right)^2 \frac{Ehb}{L\xi} \tag{D.7}$$

$$K_{\alpha z} = \frac{Gbh^3}{6L\xi} + 2\left(\frac{e}{2}\right)^2 \frac{Ehb^3}{L^3\xi} \tag{D.8}$$

avec le module de cisaillement $G = \frac{E}{2(1+\nu)}$ et ν le coefficient de Poisson (ici à 0.33). K_x, K_y, et K_z sont les raideurs linéaires (en N.m^{-1}) du mécanisme respectivement le long des axes x, y et z; puisque K_x est la rigidité linéaire selon l'axe des motifs périodiques, on l'appelle simplement K. $K_{\alpha x}$, $K_{\alpha y}$ et $K_{\alpha z}$ sont les raideurs angulaires (en N.m.rad^{-1}) du mécanisme respectivement autour des axes x, y et z. Leurs valeurs sont affichées dans la figure D.11 à l'exception de K (ou K_x) qui a déjà été choisi à 2.5 N.m^{-1}. Il apparaît clairement que le coin gauche de la surface, avec une valeur maximale de b et une valeur minimale de h, maximise toutes les raideurs. Les dimensions choisies sont donc celles correspondant à ces valeurs, et sont présentées dans le tableau D.1 (ligne *théorique*).

E

ANNEXE - CHAPITRE 6 : MESURE 6 DDL PAR MIRE PÉRIODIQUE

E.1/ LE MODÈLE STÉNOPÉ

Le modèle sténopé utilisé est un modèle classique. Ce qui suit a donc surtout pour but d'établir les notations.

Dans le repère caméra, la position d'un point Q^{cam} s'exprime par

$$Q^{cam} = \begin{pmatrix} X^{cam} \\ Y^{cam} \\ Z^{cam} \\ 1 \end{pmatrix} \tag{E.1}$$

Le point image q^{im}, projection de Q^{cam} dans le plan image, s'obtient avec la distance focale $\overline{f}$ [1] par :

$$q^{im} = \begin{pmatrix} x^{im} \\ y^{im} \\ 1 \end{pmatrix} \sim \begin{pmatrix} \overline{f} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \overline{f} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} X^{cam} \\ Y^{cam} \\ Z^{cam} \\ 1 \end{pmatrix} \tag{E.2}$$

avec $\sim$ la relation d'égalité à un facteur près.

La prochaine étape consiste à prendre en compte le passage en pixels. On définit donc un repère pixel $(\vec{n}, \vec{m})$. Le changement de repère requiert de connaître les coordonnées $-\overline{n_0}$ et $-\overline{m_0}$ du coin en bas à gauche de l'image, par rapport au repère image (donc en mètre). On définit aussi la densité de pixels en direction de $\vec{n}$, $\overline{k_n}$, et celle suivant $\vec{m}$, $\overline{k_m}$. On a alors :

$$\begin{pmatrix} n \\ m \\ 1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \overline{k_n} & 0 & 0 \\ 0 & \overline{k_m} & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 & \overline{n_0} \\ 0 & 1 & \overline{m_0} \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x^{im} \\ y^{im} \\ 1 \end{pmatrix} \tag{E.3}$$

On notera alors K la matrice des paramètres intrinsèques [2] (appelée aussi matrice d'étalonnage) :

$$K = \begin{pmatrix} \overline{k_n f} & 0 & \overline{k_n}\overline{n_0} \\ 0 & \overline{k_m f} & \overline{k_m}\overline{m_0} \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \tag{E.4}$$

1. L'écriture $\overline{f}$ (plutôt que simplement f) permet de différencier les paramètres intrinsèques du modèle sténopé des autres notations de ce mémoire, telle que la fréquence f.
2. Nous négligerons que les autres paramètres intrinsèques potentiels, tels que les paramètres de distorsion.

Pour le cas qui nous intéresse (le plus souvent l'observation de mires mobiles par une caméra fixe), nous souhaitons modéliser la pose d'un objet (initialement dans le repère monde) par rapport à la caméra. Pour représenter ses déplacements, on utilise les deux matrices t (matrice de translation) et R (matrice de rotation) telles que :

$$t = \begin{pmatrix} x \\ y \\ z \end{pmatrix} \tag{E.5}$$

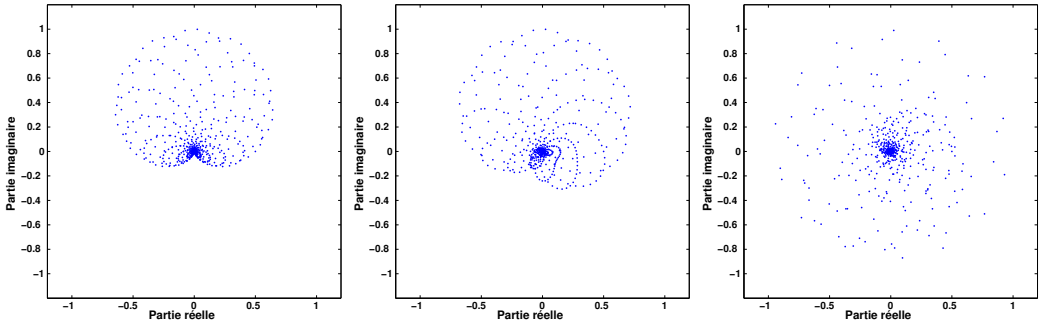
$$R = \begin{pmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 0 \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cos(\beta) & 0 & \sin(\beta) \\ 0 & 1 & 0 \\ -\sin(\beta) & 0 & \cos(\beta) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos(\alpha) & -\sin(\alpha) \\ 0 & \sin(\alpha) & \cos(\alpha) \end{pmatrix} \tag{E.6}$$

avec x, y et z les translations et α, β et θ les angles d'Euler en rotation.

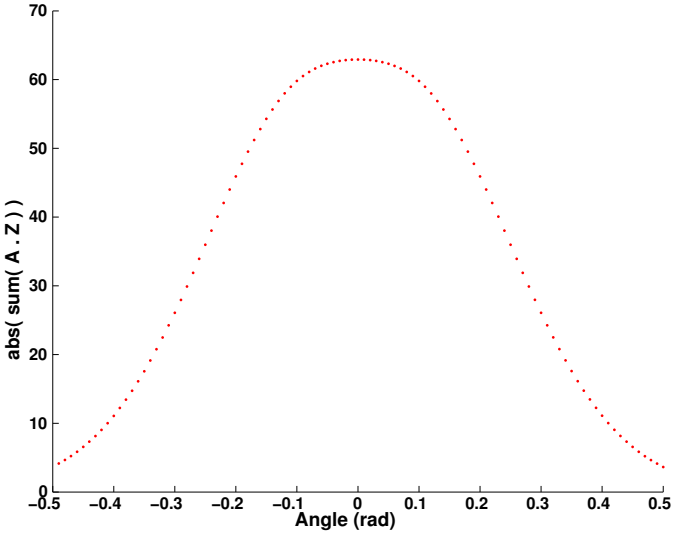
On obtient finalement le passage du repère absolu au repère pixel par la matrice 3×4 de projection perspective P :

$$P \sim K \times [R - t] \tag{E.7}$$

E.2/ OPTIMISATION SUR LE MODULE DE LA CONVOLUTION



(a) $A \cdot Z$ pour $\theta = 0$ rad. (b) $A \cdot Z$ pour $\theta = 0.2$ rad. (c) $A \cdot Z$ pour $\theta = 0.5$ rad.



(d) Module de $\sum A \cdot Z$ suivant l'angle de la mire par rapport à la caméra.

FIGURE E.1 – Observation de l'effet d'une variation d'angle hors-plan d'une mire 1D sur la convolution $A \cdot Z$. En considérant la somme des valeurs du vecteur résultant, on observe que sa phase varie peu mais surtout que son module décroit rapidement avec la différence d'angle entre Z et A. (a-c) représentations dans le plan complexe de $A \cdot Z$ suivant la valeur de θ ; (d) valeur du module r suivant θ.
Caractéristiques de la simulation : $\lambda = 1$ mm ; $\overline{f} = 20$ mm ; $\overline{n_0} = 3.2$ mm ; $\overline{k_n} = 100$ mm^{-1} ; $x = 0$ m ; $z = -0.123$ m ; θ variable par pas de 0.01 rad (voir le modèle sténopé en E.1).

E.3/ ÉVALUATION DES PERFORMANCES EN CONDITIONS BRUITÉES

Pour étudier la robustesse de la méthode, celle-ci a été soumise en simulation à un fort bruit variable. Ce bruit est issu d'une vidéo choisie pour les variations qu'elle entraîne sur l'ensemble de l'image (voir figure E.2). Par rapport à la mesure sans bruit, la précision diminue d'environ un facteur 100, la linéarité restant inférieure ou égale à 1% pour les 6 DDL (voir tableau E.1 et figure E.3).

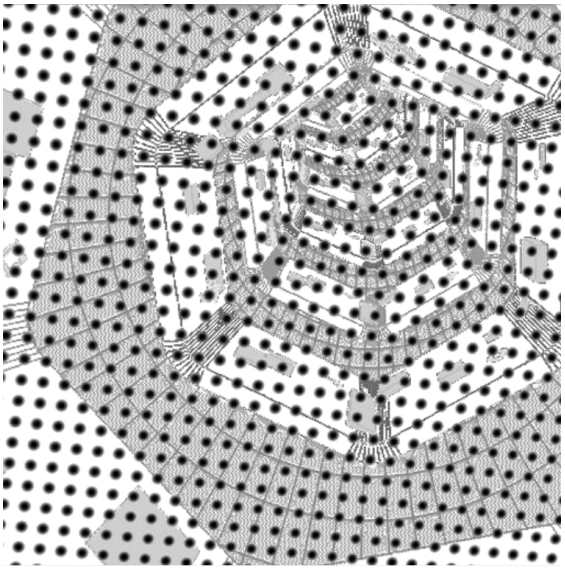


FIGURE E.2 – Mire périodique 2D ($\lambda = 1$ mm) simulée pour un modèle sténopé ($f = 20$ mm ; $n_0 = m_0 = 3.2$ mm ; $k_n = k_m = 100$ mm^{-1} ; dimension 640×640 pixels) soumis à un bruit variable.

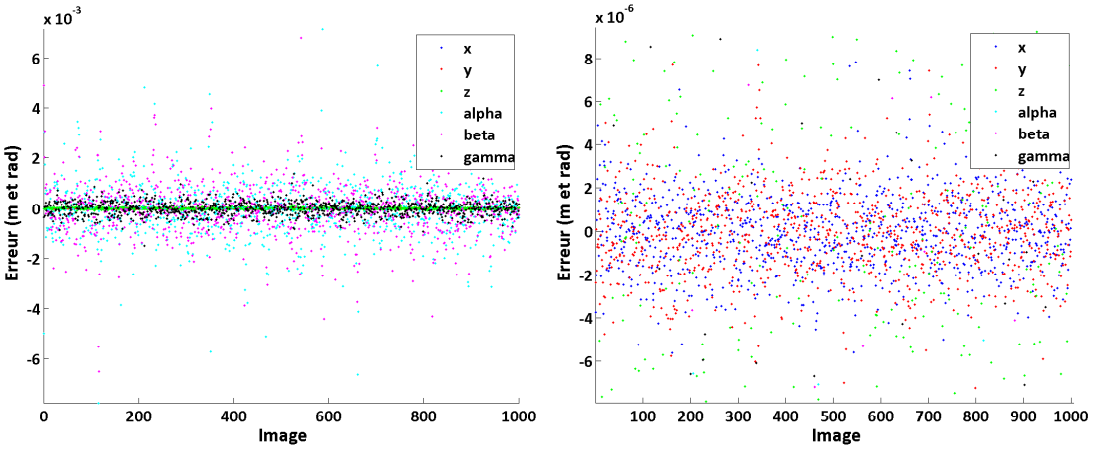


FIGURE E.3 – Erreur de mesure de pose d'une mire périodique 2D ($\lambda = 1$ mm) (en simulation) soumise à un bruit variable important.

TABLE E.1 – Déplacements simulés et mesurés de la mire 2D soumise à un bruit variable important.

	Consigne			Erreur de mesure	
	Moyenne	Amplitude	Période	3σ	% de l'amplitude
x	0 m	0.6 mm	34 img	5.4 µm	0.90%
y	0 m	0.6 mm	56 img	5.7 µm	0.95%
z	−0.1 m	10 mm	100 img	102 µm	1.0%
α	0 rad	1 rad	47 img	3.4 mrad $\simeq 0.19°$	0.34%
β	0 rad	1 rad	78 img	3.2 mrad $\simeq 0.18°$	0.32%
θ	0 rad	1 rad	183 img	0.87 mrad $\simeq 0.050°$	0.087%

Document réalisé avec LaTeX et :
le style LaTeX pour Thèse de Doctorat créé par S. Galland — http://www.multiagent.fr/ThesisStyle
la collection de paquets `tex-upmethodology` — http://www.arakhne.org/tex-upmethodology/

Résumé :

La métrologie de position est un domaine critique en microrobotique, où les forts facteurs d'échelle et les perturbations subies contraignent souvent à utiliser de nombreux capteurs hautes-performances. La vision offre alors des outils très intéressants, tant en termes d'encombrement que de nombre de degrés de liberté mesurables.
Les travaux développés au cours de cette thèse ont pour but d'apporter, grâce à l'observation de mires pseudo-périodiques, des solutions aux différents verrous rencontrés classiquement dans ce contexte, notamment en termes de rapport plage/résolution ou de mesure multi-DDL. Plusieurs méthodes originales ont été proposées, éprouvées expérimentalement sur plusieurs types d'applications (mesure de position, asservissement visuel, mesure de force, etc.) et constituées en réponse aux différentes problématiques soulevées (précision nanométrique sur plage millimétrique, mesure 6 DDL, haute robustesse, etc.).

Mots-clés : microrobotique, mesure par vision, mire pseudo-périodique

Abstract:

Position metrology is a critical domain in microrobotics, where high scale factors and perturbations often force to use numerous high-performance sensors. Vision offers very interesting tools, both in terms of congestion and number of measurable degrees of freedom.
The work developed during this thesis aims at bringing, thanks to pseudo-periodic patterns, solutions to the different locks conventionally encountered in this context, in particular in terms of range-to-resolution ratio or multi-DDL measurement. Several original methods have been proposed, tested experimentally on several types of applications (position measurement, visual servoing, force measurement, etc.) and maded in response to the various problems raised (nanometric precision on millimetric range, 6 DDL measurement, high robustness, etc.).

Keywords: microrobotics, measurement by vision, pseudo-periodic pattern

SPIM

■ École doctorale SPIM 1 rue Claude Goudimel F - 25030 Besançon cedex
■ tél. +33 (0)3 81 66 66 02 ■ **ed-spim@univ-fcomte.fr** ■ www.ed-spim.univ-fcomte.fr

UFC
UNIVERSITÉ
DE FRANCHE-COMTÉ