Optimisation des lois de commande d'un imageur sur critère optronique. Application à un imageur à deux étages de stabilisation.

Sophie Frasnedo

▶ **To cite this version:**

Sophie Frasnedo. Optimisation des lois de commande d'un imageur sur critère optronique. Application à un imageur à deux étages de stabilisation.. Autre. Université Paris Saclay (COmUE), 2016. Français. NNT : 2016SACLC079 . tel-01437573

HAL Id: tel-01437573

https://theses.hal.science/tel-01437573

Submitted on 20 Jan 2017

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.

université PARIS-SACLAY

CentraleSupélec

NNT : 2016SACLC079

THÈSE DE DOCTORAT DE L'UNIVERSITÉ PARIS-SACLAY, préparée à CentraleSupélec

ÉCOLE DOCTORALE N°580
Sciences et Technologies de l'Information et de la Communication
Spécialité de doctorat : Automatique

Par :
Mme Sophie Frasnedo

Optimisation des lois de commande d'un imageur sur critère optronique. Application à un imageur à deux étages de stabilisation.

Thèse présentée et soutenue à Gif sur Yvette le 06 décembre 2016

Composition du Jury :

M. M. Balesdent	Ingénieur de recherche	Examinateur
M. J. Bect	Professeur adjoint	Invité
M. C. Chapuis	Ingénieur	Invité
M. G. Duc	Professeur	Invité
M. P. Feyel	Ingénieur	Encadrant
M. Y. Le Gorrec	Professeur des universités	Président du jury
M. S. Moussaoui	Professeur des universités	Rapporteur
M. G. Sandou	Professeur	Directeur de thèse
M. P. Siarry	Professeur des universités	Rapporteur

THÈSE DE DOCTORAT
DE L'UNIVERSITÉ PARIS-SACLAY,
préparée à CentraleSupélec

ÉCOLE DOCTORALE N°580
Sciences et Technologies de l'Information et de la Communication
Spécialité de doctorat : Automatique

Par :
Mme Sophie Frasnedo

Optimisation des lois de commande d'un imageur sur critère optronique. Application à un imageur à deux étages de stabilisation.

Table des matières

1 Introduction **1**
- 1.1 Contexte et problématique . . . 1
- 1.2 Description du système existant à un seul étage de stabilisation . . . 3
- 1.3 Notion de qualité image . . . 4
- 1.4 Objectifs des travaux . . . 6
- 1.5 Plan du manuscrit . . . 8
- 1.6 Publications personnelles . . . 8

2 Système : architecture, évolution matérielle et modélisation adoptée **9**
- 2.1 Introduction . . . 9
- 2.2 État de l'art des architectures de stabilisation . . . 10
  - 2.2.1 Architecture de stabilisation à étage simple . . . 10
  - 2.2.2 Architecture de stabilisation à double étage . . . 14
- 2.3 Architecture de stabilisation existante et évolution matérielle proposée 16
  - 2.3.1 Modification de l'architecture de stabilisation existante . . . 16
  - 2.3.2 Choix des nouveaux composants . . . 22
- 2.4 Modélisation du système pour la simulation . . . 37
  - 2.4.1 Modèle adopté pour l'étage de stabilisation primaire . . . 37
  - 2.4.2 Modèle de l'architecture à deux étages de stabilisation . . . 39
- 2.5 Conclusion . . . 50

3 Synthèse des lois de commande de la plate-forme : prise en compte directe d'un critère de qualité image **51**
- 3.1 Introduction . . . 51
- 3.2 État de l'art concernant la synthèse de correcteurs de Ligne de Visée 52
- 3.3 Quantification de la qualité image : choix d'un critère et méthode de calcul . . . 55
  - 3.3.1 Définition de la Fonction de Transfert de Modulation . . . 55
  - 3.3.2 Méthode d'évaluation adoptée . . . 57
- 3.4 Mise en forme de la fonction de coût . . . 62
  - 3.4.1 Quantification de la qualité image . . . 62
  - 3.4.2 Contraintes liées au système . . . 65
  - 3.4.3 Expression de la fonction de coût F . . . 68
- 3.5 Forme des correcteurs adoptés . . . 71
  - 3.5.1 Structure de correction de l'étage primaire . . . 71
  - 3.5.2 Structure de correction de l'étage secondaire . . . 78
  - 3.5.3 Réglage à la main des correcteurs des étages de stabilisation . 79
  - 3.5.4 Analyse empirique de la fonction de coût et de l'influence des paramètres par coupe d'espace . . . 83

3.6 Conclusion 92

4 Optimisation des correcteurs de stabilisation de la Ligne de Visée 95
4.1 Introduction 95
4.2 Optimisation locale 97
4.2.1 État de l'art et choix de l'algorithme d'optimisation locale . . 97
4.2.2 Résultats et conclusion sur la méthode employée 100
4.3 Optimisation globale 105
4.3.1 État de l'art et choix de l'algorithme d'optimisation globale . 105
4.3.2 Description détaillée de l'algorithme choisi et implémentation 107
4.3.3 Résultats de simulation et conclusion sur la méthode 122
4.4 Conclusion 131

5 Conclusion 135
5.1 Bilan 135
5.2 Perspectives 136

A Réglages et caractérisations effectués sur le système 139
A.1 Réglage des offsets des codeurs et des moteurs 139
A.2 Équilibrage de la plate-forme 140
A.3 Réglage en tirage et tilt de l'imageur 140
A.4 Frottements 140

B Élaboration du cahier des charges pour le moyen de mesure de l'étage primaire, l'actionneur et le capteur de l'étage secondaire 143
B.1 Détermination de la perturbation en vitesse 143
B.2 Élaboration de la matrice d'exigences de l'actionneur et du capteur de l'étage de stabilisation secondaire 145
B.3 Élaboration de la matrice d'exigences du capteur inertiel de vitesse de l'étage primaire 146

C Description du banc de prototypage rapide 149
C.1 Principe du prototypage rapide 149
C.2 Banc d'essais mis en place 150
C.3 Modèle Simulink d'interface conçu 151

D Évaluation de la Fonction de Transfert de Modulation pour un mouvement en deux dimensions 155
D.1 Utilisation des Fonctions de Transfert de Modulation en une dimension 155
D.2 Utilisation des Fonctions de Transfert de Modulation en deux dimensions 155

E Fonctionnement d'un capteur à cliché instantané et d'un capteur bolométrique non refroidi 157
E.1 Capteur à "cliché instantané" 157

E.2 Présentation d'un bolomètre non refroidi 157
E.2.1 Principe de fonctionnement 157
E.2.2 Équation thermique 158

F Détermination de l'ordre de l'intégrateur dans le correcteur de l'étage primaire 161
F.1 Exigence 161
F.2 Modèle du système utilisé 161
F.3 Application du théorème de la valeur finale 162

G Approche standard de la synthèse H_∞, application à un problème simple 163
G.1 Principe de la synthèse H_∞ et système considéré 163
G.2 Description du problème standard 163
G.3 Introduction de pondérations sur les signaux du système 165

Références bibliographiques 169

Chapitre 1

Introduction

Sommaire

1.1 Contexte et problématique 1
1.2 Description du système existant à un seul étage de stabilisation 3
1.3 Notion de qualité image 4
1.4 Objectifs des travaux 6
1.5 Plan du manuscrit 8
1.6 Publications personnelles 8

1.1 Contexte et problématique

Cette thèse s'inscrit dans le cadre d'une collaboration mise en place entre CentraleSupélec (anciennement Supélec) et Safran Electronics and Defense (anciennement Sagem) concernant les problématiques d'asservissement inertiel de Ligne de Visée, poursuivant ainsi une collaboration forte illustrée par la thèse de [Hirwa (2013b)] qui s'intéresse à la synthèse de correcteurs de stabilisation de Ligne de Visée d'ordre fixe et la thèse de [Feyel (2015)] qui concerne l'optimisation des paramètres de l'asservissement à l'aide de métaheuristiques.

L'asservissement inertiel de la Ligne de Visée (LdV) consiste à orienter et à maintenir fixe par rapport à une référence inertielle la direction dans laquelle est pointé un dispositif optronique, comme une caméra, malgré les perturbations extérieures.

Ce travail de thèse s'intéresse plus particulièrement à la fonction de stabilisation inertielle de la Ligne de Visée. De la même manière qu'un photographe cherche à obtenir un cliché net en maintenant son appareil fixe dans la direction de la prise de vue, la stabilisation de la Ligne de Visée permet de réaliser un flux d'images de bonne qualité, où les détails de la scène sont discernables pour un opérateur humain.

Les problématiques de stabilisation de Ligne de Visée se retrouvent entre autres dans les applications suivantes : le pointage d'antennes mobiles en direction de satellites ([Debruin (2008)]), l'amélioration de la qualité des photographies prises avec les téléphones portables ([Liu (2015)]), la surveillance et le guidage de missiles ([Hilkert (2008)]), ...

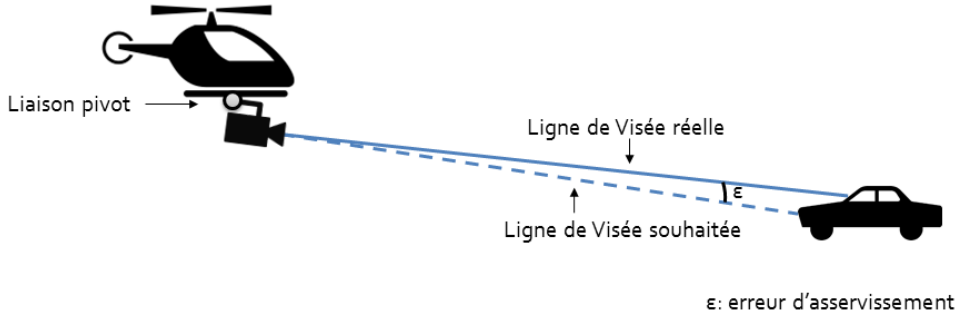

FIGURE 1.1 – Dispositif optronique monté sur un porteur de type hélicoptère

On s'intéresse ici à une caméra fixée sur un porteur mobile et qui acquiert l'image d'une scène. Ce porteur peut être un humain, un véhicule terrestre, marin ou aérien. La figure 1.1 schématise le dispositif.

Afin d'assurer la stabilisation inertielle de la Ligne de Visée, la somme des couples qui lui sont appliqués doit être nulle, quels que soient les mouvements du porteur et les vibrations qu'il transmet. La stabilisation inertielle de Ligne de Visée consiste ainsi à faire du rejet de perturbations. La Ligne de Visée est affectée par des couples perturbateurs au large spectre fréquentiel. Les perturbations induites par les manœuvres du porteur en constituent les basses fréquences, les vibrations du porteur génèrent des mouvements parasites haute fréquence.

Une structure de contrôle de la Ligne de Visée, décrite par la figure 1.2, est mise en place afin de générer un couple qui compense les couples perturbateurs. Elle comporte une architecture électromécanique avec un capteur capable de mesurer les mouvements de la Ligne de Visée et un actionneur qui agit sur la direction de la Ligne de Visée. La structure de compensation inclut également une partie logicielle : la loi de commande, qui génère l'ordre envoyé à l'actionneur à partir de l'erreur d'asservissement. Les défauts des composants de cette structure, comme le bruit du capteur ou les défauts de linéarité de l'actionneur, entraînent également des perturbations. Le système est dimensionné pour que les perturbations engendrées soient négligeables par rapport au gain apporté par la structure de compensation.

Plusieurs éléments conduisent depuis les années 80 ([Masten (1987)]) à une demande accrue de performance en ce qui concerne la stabilisation de la Ligne de Visée.

En particulier, la nécessité stratégique dans le domaine militaire de voir plus loin (et donc de discerner des objets plus petits) entraîne des exigences de qualité d'image plus importantes. Cela se traduit entre autres par une augmentation de l'exigence de stabilisation de la Ligne de Visée.

L'agilité croissante des porteurs génère de plus des environnements extérieurs

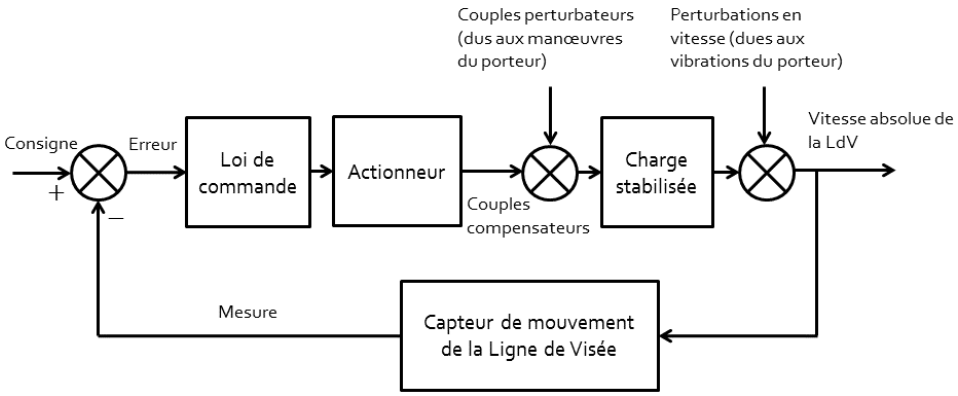

FIGURE 1.2 – Structure de compensation des perturbations de la Ligne de Visée

plus dynamiques et donc des perturbations plus importantes à contrer.

Enfin, deux tendances sont observées quant aux détecteurs optiques utilisés dans les dispositifs optroniques. Une première tendance est l'augmentation de la résolution des détecteurs, ce qui se traduit par une diminution de la taille des pixels, afin de distinguer des objets de faible taille dans l'image. Une erreur de stabilisation pénalise d'autant plus la qualité de l'image que le pixel est de taille faible. La seconde évolution constatée est l'utilisation croissante de capteurs infrarouges non refroidis, bon marché et qui offrent un gain de place et une simplification du système grâce à la suppression du circuit de refroidissement. Un phénomène de rémanence se manifeste sur ce type de capteur. On dit également que les capteurs infrarouges non refroidis possèdent une "mémoire", ce qui introduit du flou dans l'image lorsque la Ligne de Visée est en mouvement. À performances de stabilisation égales, la qualité d'image d'un capteur refroidi sera supérieure à celle d'un capteur non refroidi. Dans le cadre de cette étude, un capteur infrarouge non refroidi sera utilisé.

En parallèle de cette exigence croissante concernant les performances de stabilisation, les délais et les coûts impartis pour les projets industriels sont réduits. Le temps passé par l'ingénieur en charge de synthétiser les lois de commande doit donc être le plus faible possible, malgré la complexification du cahier des charges.

Ce contexte incite à l'amélioration des performances intrinsèques de stabilisation, ainsi qu'à l'élaboration de procédures de synthèse des lois de commande simples et compatibles avec les délais industriels.

Le paragraphe suivant introduit le dispositif optronique et la plate-forme de stabilisation existante.

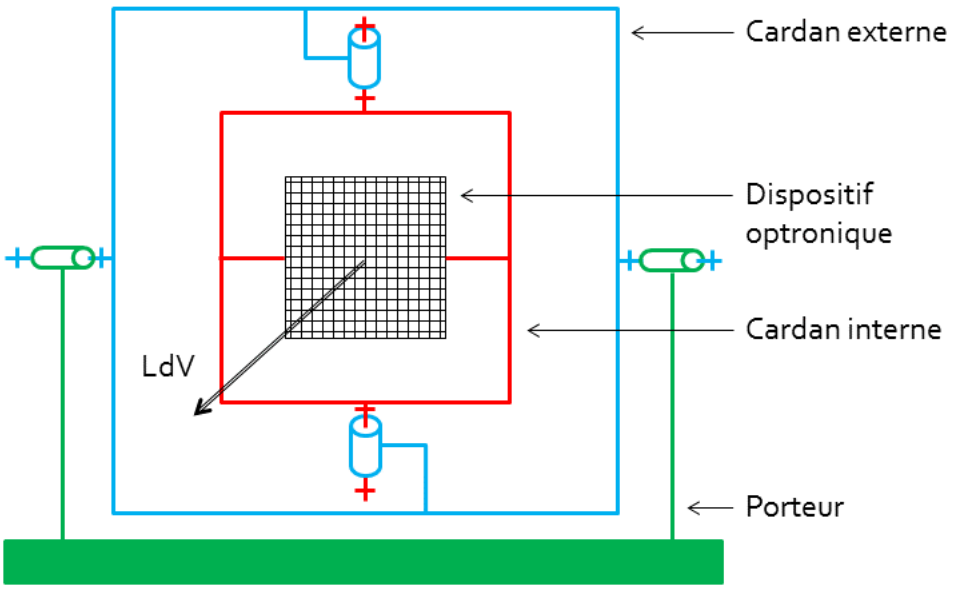

FIGURE 1.3 – Système existant

1.2 Description du système existant à un seul étage de stabilisation

Le dispositif optronique de visée se compose d'un ensemble de lentilles, d'un détecteur infrarouge et d'une carte électronique associée. Cet ensemble est lié au porteur grâce à un système de cardans qui lui assure deux degrés de liberté en rotation (voir figure 1.3).

On définit sur la figure 1.4 deux repères dans lesquels pourra être mesurée la direction de la Ligne de Visée : le repère inertiel $\mathcal{R}_i$ et le repère lié à la plate-forme $\mathcal{R}$. On définit également le repère P, attaché à l'étage de stabilisation existant.

Dans un système mécanique où les liaisons sont parfaites (sans frottement notamment) et les éléments infiniment rigides, ce montage suffit à isoler le dispositif optronique des mouvements du porteur selon les deux axes sur lesquels les liaisons pivots sont placées. Malgré une conception mécanique rigoureuse, des imperfections persistent et une architecture de stabilisation est nécessaire. Chacun des axes de rotation est ainsi instrumenté par des capteurs et motorisé afin de compenser les perturbations résiduelles.

Les travaux présentés dans ce mémoire s'intéressent à la stabilisation de la Ligne de Visée selon un seul axe, Y (l'autre étant considéré comme fixe) afin de simplifier l'étude.

La qualité de l'image est dépendante de la capacité de la plate-forme à isoler le dispositif optronique des perturbations extérieures et à les compenser au besoin.

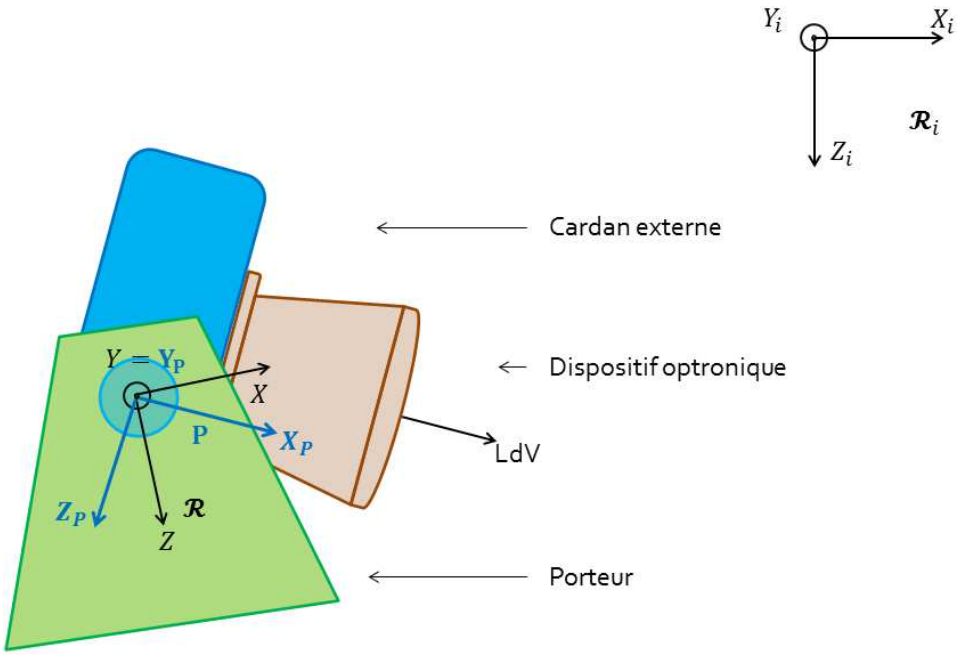

FIGURE 1.4 – Référentiels utilisés

1.3 Notion de qualité image

La qualité d'une image est fréquemment quantifiée à l'aide de la Fonction de Transfert de Modulation (FTM). Cette grandeur représente le niveau de contraste en fonction des fréquences spatiales présentes dans l'image. Plus le niveau de contraste est élevé, plus l'image est de bonne qualité. À l'inverse, lorsque le système de visée transforme une source lumineuse ponctuelle en une image étalée, le contraste est dégradé. Le niveau de contraste baisse avec la fréquence spatiale : cela correspond au fait qu'il est plus difficile de discerner un détail que la forme générale d'un objet. Dans un système d'imagerie, tous les éléments sont susceptibles de générer une dégradation de l'image. On peut citer les aberrations des lentilles, le résiduel de stabilisation, l'électronique associée au détecteur, la transmittance de l'atmosphère, etc. Chacune des sources de dégradation est représentée par une fonction de FTM. La FTM complète du système d'imagerie est donnée par le produit des FTM associées aux différents éléments de la chaine d'image.

La FTM de bougé spécifie la dégradation introduite par le résiduel de stabilisation dans l'image. C'est la grandeur d'intérêt pour les ingénieurs en charge d'asservir la plate-forme de stabilisation de la Ligne de Visée. Dans la pratique industrielle, il est courant d'utiliser un critère dérivé de cette spécification, l'écart-type de l'erreur de stabilisation, pour régler les paramètres des correcteurs.

Les deux critères ne sont pas équivalents. Par conséquent, une synthèse effectuée à partir du critère dérivé nécessite une étape supplémentaire de vérification sur le critère haut-niveau de FTM.

Le flux vidéo est destiné à être analysé par un opérateur humain. Le mouvement de la Ligne de Visée d'une image sur l'autre, couplé à l'intégration temporelle opérée par l'œil humain, génère une dégradation de l'image. La FTM, quantifiant le flou présent dans une image, n'est pas le critère pertinent pour quantifier le mouvement trame à trame. Un autre critère devra donc être défini pour prendre en compte cette source de dégradation de l'image.

1.4 Objectifs des travaux

Afin de s'adapter aux nouvelles exigences de stabilisation, tout en respectant les contraintes industrielles de coût et de délai, une double approche est proposée ici :

- Une modification matérielle est effectuée sur la structure de stabilisation existante. Un étage de stabilisation secondaire (parfois appelé "étage de stabilisation fine") est ajouté au démonstrateur pour compenser l'erreur de stabilisation résiduelle de la structure existante et ainsi tenter d'augmenter la performance de stabilisation. Cette étape a été décomposée en une étude préliminaire de l'architecture mise en place, la réalisation d'un cahier des charges, une étude des technologies disponibles sur le marché, le choix et le suivi des fournisseurs. Un banc d'essais a également été mis en place pour caractériser les nouveaux composants inclus dans l'architecture.
- Une modification de la méthode de synthèse des correcteurs est envisagée. Le critère dit "haut-niveau", portant sur la FTM, est directement utilisé dans la synthèse des lois de commande de la structure à deux étages de stabilisation, au lieu du critère dérivé classiquement utilisé. Une optimisation des paramètres des correcteurs de stabilisation de la Ligne de Visée est ainsi proposée, à partir d'une fonction de coût incluant notamment la spécification de FTM. L'utilisation du critère "haut-niveau" offre un gain de temps et une simplification de la synthèse du correcteur en supprimant l'étape de vérification. De plus, le critère dérivé peut s'avérer conservatif. Lorsque les performances recherchées sont élevées, l'utilisation de ce critère peut ainsi conduire à la conclusion erronée qu'il n'existe pas de solutions au problème posé. L'emploi direct de la Fonction de Transfert de Modulation lors de la synthèse des correcteurs permet d'éviter cet écueil.

  Cependant, l'évaluation de cette fonction de coût est coûteuse en temps de calcul. Le budget d'évaluation est par conséquent limité. L'algorithme d'optimisation utilisé devra prendre en compte cette caractéristique, afin de proposer un asservissement qui respecte les spécifications dans un temps de calcul raisonnable. Des méthodes locales, disposant d'un point initial supposé proche d'un optimum ou bien des méthodes globales bayésiennes, adaptées à l'optimisation de fonctions coûteuses, sont envisageables.

Une analyse a posteriori du déroulement de la thèse est proposée sur la figure 1.5.

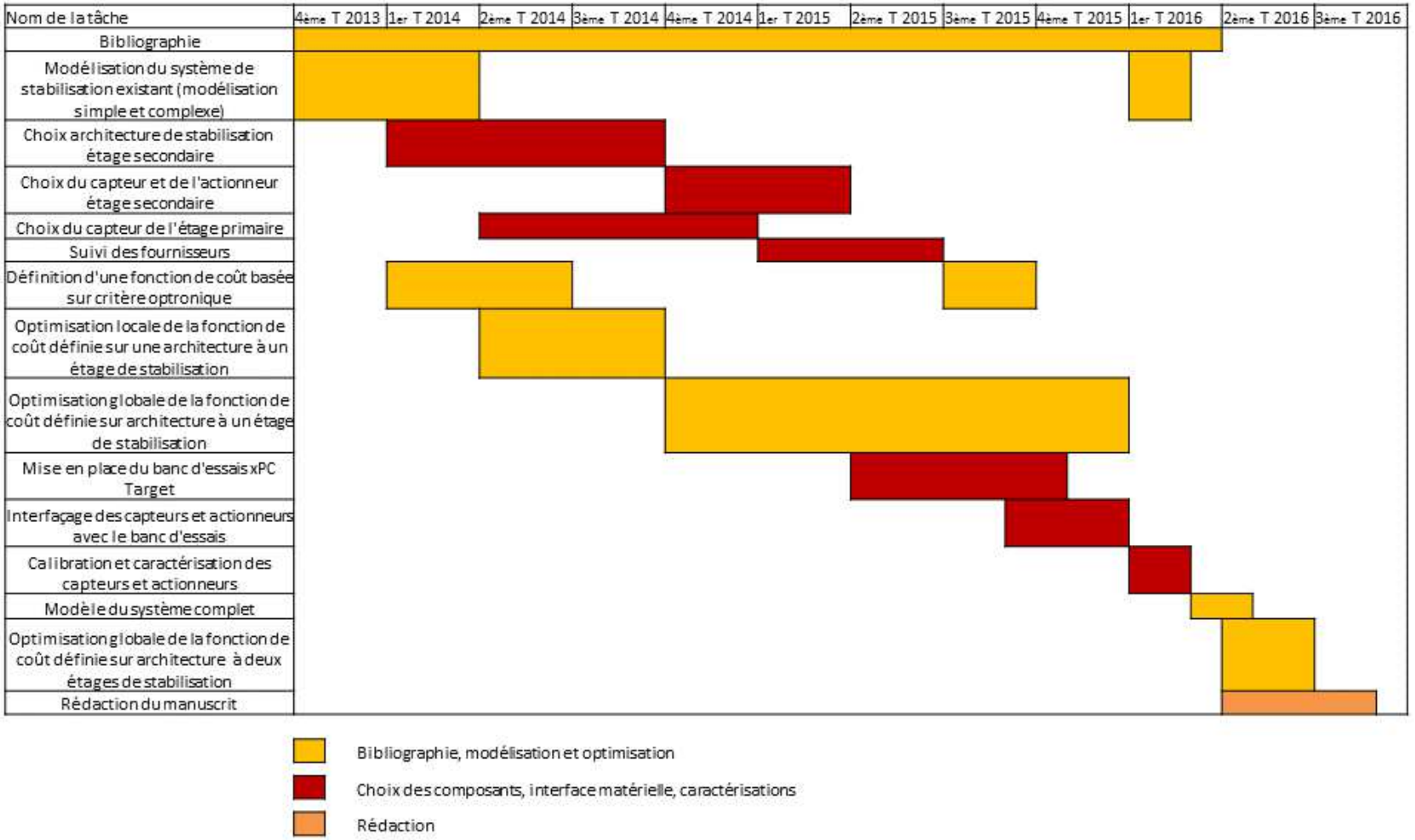

FIGURE 1.5 – Déroulement de la thèse

1.5 Plan du manuscrit

Le manuscrit s'articule de la façon suivante :

- Après un état de l'art sur les architectures existantes de stabilisation de Ligne de Visée, le chapitre 2 s'attache à décrire la structure de stabilisation de départ, dit "étage de stabilisation primaire". La conception de l'étage secondaire incluant le choix de l'architecture et des composants est ensuite détaillée. Une modélisation du système complet est ensuite proposée.
- Le chapitre 3 s'intéresse, dans un premier temps, aux méthodes de synthèse des asservissements de la Ligne de Visée. Les critères de qualité image utilisés dans la méthode proposée sont décrits puis intégrés dans une fonction de coût F qui inclut également des contraintes liées au système.
- Le temps d'évaluation de la fonction de coût proposée étant élevé, le chapitre 4 présente un état de l'art des méthodes d'optimisation adaptées aux fonctions coûteuses. Ces méthodes permettent de régler les paramètres des lois de commande par l'optimisation de F dans un temps de calcul raisonnable. Le temps imparti ici est de l'ordre de 8 heures. Une méthode d'optimisation locale et une méthode d'optimisation bayésienne globale sont ensuite proposées et comparées. L'apport de l'étage supplémentaire de stabilisation est également quantifié.
- Une conclusion résume les travaux effectués et propose des perspectives.
- Les annexes abordent des thèmes liés à l'aspect matériel (les réglages et caractérisations effectués sur la plate-forme de stabilisation, l'élaboration du cahier des charges des composants de l'architecture à deux étages de stabilisation ou encore l'interface entre la maquette du démonstrateur et le banc d'essai), s'intéressent à des considérations optroniques (le calcul de la Fonction de Transfert de Modulation et le fonctionnement du capteur infrarouge) et détaillent des problématiques de commande (la détermination de la forme d'un correcteur à partir d'une spécification particulière et l'application à un problème simple de la synthèse H_∞).

1.6 Publications personnelles

S. Frasnedo, C. Chapuis, G. Duc, P. Feyel et G. Sandou. Optimization of Line of Sight controller based on high-level optronic criterion, *IFAC workshop on Advanced Control Navigation for Autonomous Aerospace Vehicles*, 2015

S. Frasnedo, J. Bect, C. Chapuis, G. Duc, P. Feyel et G. Sandou. Line of sight controller tuning using Bayesian optimization of a high-level optronic criterion, *IFAC workshop on Control Applications of Optimization*, 2015

Chapitre 2

Système : architecture, évolution matérielle et modélisation adoptée

Sommaire

2.1 Introduction 9
2.2 État de l'art des architectures de stabilisation 10
2.2.1 Architecture de stabilisation à étage simple 10
2.2.2 Architecture de stabilisation à double étage 14
2.3 Architecture de stabilisation existante et évolution matérielle proposée 16
2.3.1 Modification de l'architecture de stabilisation existante 16
2.3.2 Choix des nouveaux composants 22
2.4 Modélisation du système pour la simulation 37
2.4.1 Modèle adopté pour l'étage de stabilisation primaire 37
2.4.2 Modèle de l'architecture à deux étages de stabilisation 39
2.5 Conclusion 50

2.1 Introduction

La portée d'un système de visée, c'est-à-dire sa capacité à voir loin, est directement reliée au résiduel de stabilisation de sa Ligne de Visée ([Cooper (1991)]). De plus, avec l'augmentation de la résolution des capteurs, la stabilisation devient le facteur limitant pour les dispositifs d'imagerie.

Un des objectifs de ces travaux est d'imaginer, à partir d'une architecture de stabilisation existante, une évolution matérielle qui permettrait d'améliorer intrinsèquement la performance de stabilisation de la Ligne de Visée. Lorsque la performance demandée devient trop contraignante pour l'étage primaire, une solution consiste en l'ajout d'un étage de stabilisation, dit *étage de stabilisation secondaire*, dont le rôle serait de réduire le résiduel de stabilisation de l'architecture déjà existante. L'étage de stabilisation secondaire doit s'intégrer dans un système complexe et résister à des environnements contraignants.

Une revue des architectures de stabilisation existantes est proposée ici, suivie d'une description de l'architecture existante dont on dispose et de l'évolution matérielle adoptée. Enfin, une modélisation du système complet, utilisée a posteriori pour la simulation et l'optimisation des correcteurs, est détaillée.

2.2 État de l'art des architectures de stabilisation

2.2.1 Architecture de stabilisation à étage simple

Les techniques de compensation du mouvement de la Ligne de Visée se divisent en plusieurs familles.

On peut citer tout d'abord les techniques de compensation passives décrites notamment dans [Cooper (1991)]. Certaines de ces techniques se fondent sur l'utilisation d'amortisseurs et de ressorts pour limiter la transmission de mouvements parasites au dispositif optronique et ainsi préserver la stabilisation de la Ligne de Visée ([Matthews (1986)]). Cependant, l'architecture mécanique adoptée est propre à un environnement donné et doit être pensée à nouveau pour de nouvelles conditions d'acquisition d'images. On peut également classer dans cette même famille les méthodes qui exploitent l'effet gyroscopique pour la stabilisation de la Ligne de Visée : le dispositif optronique est placé à l'intérieur d'un solide, appelé volant d'inertie, possédant une inertie importante et mû par une rotation rapide dans une direction donnée ([Cooper (1991)], [Beckerleg (1987)], [Hilkert (2008)]). L'effet gyroscopique qui en résulte stabilise le dispositif optronique en le protégeant des couples perturbateurs.

Cette technique est parfois utilisée pour stabiliser les antennes présentes sur les satellites ([Hilkert (2008)]). Cependant sa configuration massive peut ne pas être adaptée à toutes les applications. De plus, la rotation du volant d'inertie pose des problèmes techniques au niveau des câbles d'alimentation et de commande du dispositif optronique, reliés à des parties fixes par rapport au volant d'inertie.

Les techniques de compensation du mouvement de la Ligne de Visée par traitement d'image constituent une deuxième catégorie. Le recalage d'image est utilisé pour compenser le mouvement trame à trame, c'est-à-dire d'une image sur l'autre comme illustré sur la figure 2.1 et les techniques de déconvolution sont employées pour supprimer le flou engendré par l'erreur de stabilisation à l'intérieur d'une image ([Crombez (2011)], [Cannell (2006)]).

Ces méthodes nécessitent d'autant plus de ressources de calcul qu'elles font appel à des algorithmes sophistiqués. De plus, pour assurer une correction des effets du résiduel de stabilisation, la fréquence des images utilisées doit être suffisamment élevée ([Kennedy (2008)]) pour ne pas limiter la bande passante. Sur un système embarqué, soumis à des contraintes de poids et de consommation, ces ressources ne sont pas toujours disponibles.

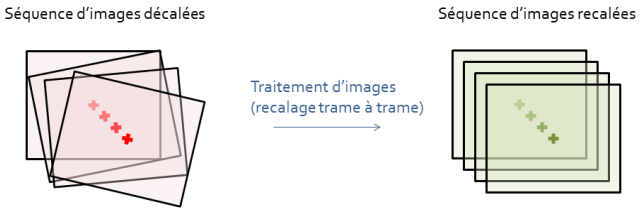

FIGURE 2.1 – Recalage d'images trame à trame par traitement d'image

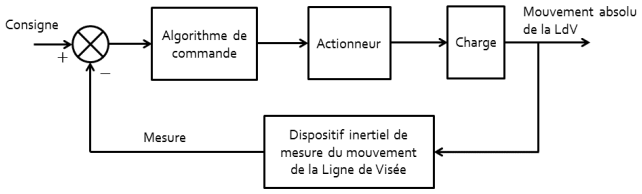

FIGURE 2.2 – Principe général des architectures de stabilisation optro-mécaniques

La dernière famille de méthodes de compensation de mouvement de la Ligne de Visée se compose des architectures de stabilisation optro-mécaniques et des techniques d'asservissement associées, qui correspondent à l'application développée ici. Ces architectures se composent toujours d'un dispositif d'acquisition du mouvement de la Ligne de Visée et d'un algorithme de commande qui, à partir de la mesure du mouvement de la Ligne de Visée, élabore les ordres envoyés ensuite à un actionneur, qui agit sur la direction de la Ligne de Visée pour la maintenir fixe par rapport à une direction absolue donnée. Ce principe est illustré sur la figure 2.2.

Ce principe général se décline en différentes mises en œuvre matérielles. On peut établir un classement selon deux critères : la charge et la méthode de mesure du mouvement de la Ligne de Visée.

On appelle charge ce qui est mis en mouvement par les actionneurs de l'architecture de stabilisation. La charge stabilisée peut être le dispositif optronique (ou imageur) directement. On qualifie ici ce montage d'architecture *imageur porté*. Un schéma d'architecture *imageur porté* est présenté en figure 2.3, où le dispositif optronique est isolé des mouvements du porteur par un ensemble de deux cardans imbriqués et mobiles, chacun entraîné par un moteur, selon deux axes de rotation orthogonaux.

Lorsque le dispositif optronique possède une inertie trop importante pour être suspendu et entraîné par les actionneurs, il est fixé sur la structure du porteur et la direction de la Ligne de Visée est alors stabilisée à l'aide d'éléments optiques, tels que des miroirs ([Hipp (1981)]) ou des prismes mobiles asservis ou encore des lentilles liquides ([Masten (2008)]). Cette configuration est appelée ici *imageur fixé*.

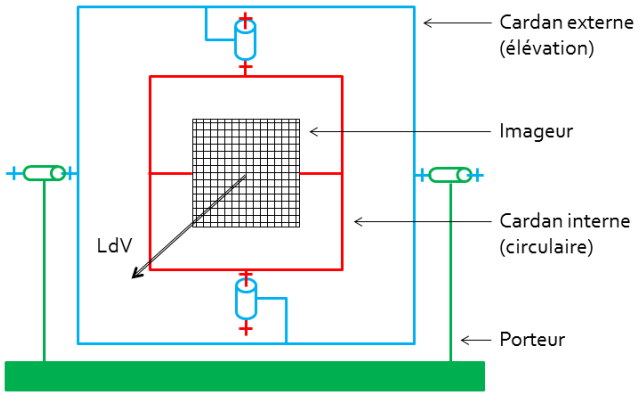

FIGURE 2.3 – Schéma d'architecture *imageur porté*

Un exemple de mise en œuvre d'architecture *imageur fixé* est donné en figure 2.4.

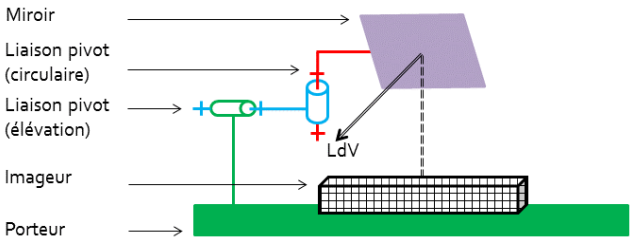

FIGURE 2.4 – Schéma d'architecture *imageur fixé*

Lorsque c'est possible, on préfère adopter l'architecture *imageur porté*, plus simple au niveau de la mise en œuvre et « naturellement inertielle » ([Hilkert (2008)]) : si l'on suppose que les liaisons pivots entre le dispositif optronique et le porteur sont parfaites (c'est-à-dire sans frottements) et que la charge suspendue ne possède pas de balourd, autrement dit qu'elle est parfaitement équilibrée ; alors le dispositif optronique est isolé des mouvements extérieurs du porteur, sans qu'il y ait besoin d'une structure d'asservissement.
Parmi les architectures de stabilisation optro-mécaniques, le mouvement de la Ligne de Visée peut être mesuré directement ou indirectement.
Lorsque la mesure du mouvement de la Ligne de Visée se fait directement, le capteur de mouvement inertiel et le dispositif optronique à stabiliser sont solidaires. Cette architecture est appelée ici *mesure portée*. La figure 2.5 représente un système de stabilisation de Ligne de Visée pour lequel la mesure du mouvement de la Ligne de Visée est réalisée par un gyromètre, directement placé sur le dispositif optronique. Pour des questions de simplicité, un seul axe de rotation a été représenté.

À cause des problématiques de limitation d'encombrement, comme dans les appareils photos compacts ([Hilkert (2008)]), il n'est pas toujours possible de placer le capteur de mouvement inertiel à proximité immédiate du dispositif optronique.

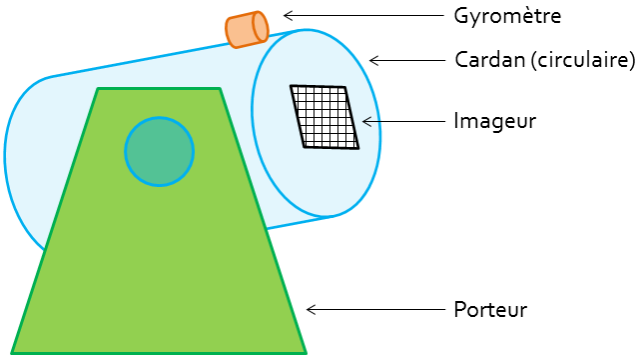

FIGURE 2.5 – Schéma d'architecture *mesure portée*

De même, lorsque l'on cherche à réduire au maximum l'inertie de la masse suspendue pour augmenter la dynamique du système (pour des fonctions de balayage par exemple), il peut être judicieux de ne pas y inclure le capteur inertiel.

Dans ces cas, le capteur inertiel est monté sur le porteur et mesure ses mouvements. Une transformation géométrique, dont l'exactitude dépend de la rigidité de la structure, est ensuite effectuée pour aboutir à la mesure (fictive) des mouvements de la plate-forme, mais effectuée au niveau de la Ligne de Visée. Des capteurs relatifs, comme des resolveurs ou des codeurs ([Hilkert (2008)]) mesurent ensuite les mouvements du dispositif optronique par rapport à la plate-forme. Une composition des mouvements suivant l'équation (2.1) est alors nécessaire pour aboutir au mouvement du dispositif optronique par rapport au repère inertiel $\mathcal{R}_i$.

$$\theta_{LdV/\mathcal{R}_i} = \theta_{LdV/plate-forme} + \theta_{plate-forme/\mathcal{R}_i} \tag{2.1}$$

Ce type de système, nommé ici *mesure indirecte* (ou encore *mesure strapdown*), est conçu de la même manière que les architectures *mesure portée*, excepté le fait que la boucle d'asservissement prend en compte un signal recomposé de la Ligne de Visée, comme le montre le schéma-bloc de la figure 2.6.

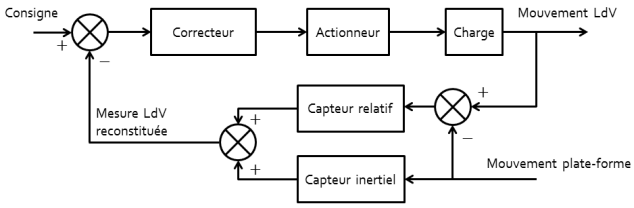

FIGURE 2.6 – Schéma d'architecture *mesure indirecte*

Quand l'application le permet, on préfère l'architecture *mesure portée* à l'architecture *mesure indirecte*, plus complexe ([Kennedy (2003)]). L'architecture *mesure portée* ne comporte notamment pas le désavantage d'inclure un capteur relatif sup-

plémentaire, qui ajoute ses imperfections à l'erreur de mesure du premier capteur. De plus, la configuration *mesure indirecte* exige du capteur inertiel de fonctionner sur toute la plage du mouvement de la plate-forme, et non pas autour d'un seul point de fonctionnement (zéro) pour la configuration *mesure portée*. Les variations des caractéristiques du capteur, comme par exemple le facteur d'échelle sur la plage de mesure, seront d'autant plus préjudiciables dans la configuration *mesure indirecte* que le capteur est situé hors de la boucle d'asservissement. Enfin, on peut noter que l'utilisation croissante de gyromètres et d'accélérateurs MEMS (Micro-Electro-Mechanical Systems) ([Liu (2015)]) facilite le respect de la contrainte d'encombrement rencontrée dans l'architecture *mesure portée*.

Ce classement n'est pas exhaustif. Il existe d'autres architectures de stabilisation, notamment dans [Wang, H. G. (2008)] où le dispositif optronique est immergé dans un liquide de même densité que lui et dans lequel il se déplace à l'aide de jets, ou encore dans [Polzer (2013)] où la stabilisation est effectuée à l'aide de masselottes mobiles déplacées selon un algorithme de commande, pour faire coïncider en permanence le centre de rotation des cardans et le centre de masse de la charge portée. Ces architectures, plus rares, ne seront pas évoquées avec plus de détails ici.

2.2.2 Architecture de stabilisation à double étage

Afin d'améliorer la performance de stabilisation, on peut ajouter à un étage de stabilisation, dit étage de stabilisation primaire, un deuxième étage, appelé étage de stabilisation secondaire. Ce deuxième étage est porté par l'étage primaire. Dans cette configuration, le dispositif optronique est porté par l'étage secondaire.

Toutes les méthodes de compensation vues au paragraphe précédent peuvent se combiner pour créer une architecture hybride et améliorer la performance (voir [Cooper (1991)], [Hilkert (2008)]). On se concentrera ici seulement sur les combinaisons possibles entre les architectures à *mesure portée* et celles à *mesure indirecte*, au cœur des travaux de ce mémoire.

Les propriétés générales d'un étage de stabilisation primaire sont une grande inertie, un grand débattement et une dynamique lente. De ce fait, il est également mis à contribution dans la fonction d'orientation (non étudiée ici) du dispositif optronique. L'étage de stabilisation secondaire est caractérisé à l'inverse par une faible inertie, de petits débattements mais une dynamique rapide ([Sinno (2010)]).

Un premier montage possible inclut un étage primaire à *mesure portée* et un étage secondaire à *mesure indirecte*, c'est-à-dire ici asservi en relatif par rapport à l'étage primaire. Un exemple de cette architecture à double étage *mesure portée* - *mesure indirecte*[1] est modélisé par le schéma-bloc de la figure 2.7.

L'étage primaire, commandé en vitesse dans l'exemple, reçoit la consigne de précession, nulle pour un problème de stabilisation inertielle. L'étage de stabilisation

1. Le premier terme concerne l'étage primaire et le second l'étage secondaire.

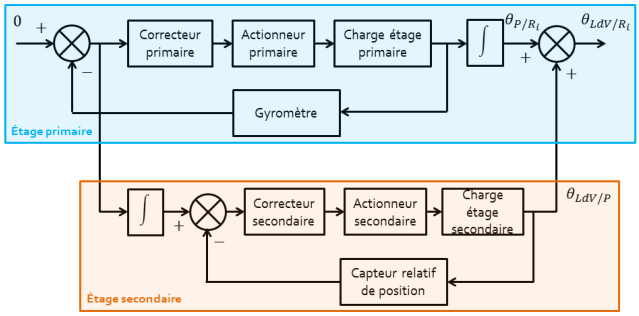

FIGURE 2.7 – Schéma d'architecture à double étage *mesure portée - mesure indirecte*

secondaire reçoit pour sa part l'erreur d'asservissement de l'étage primaire, c'est-à-dire l'opposée de la vitesse absolue de l'étage primaire. La dynamique élevée de la boucle de stabilisation secondaire va permettre de recopier et compenser le résiduel de stabilisation de l'étage primaire. Une dynamique trop lente entraîne un déphasage important de la sortie de l'étage de stabilisation secondaire par rapport à l'erreur à compenser et dégrade fortement la performance globale. Dans cette architecture *mesure portée - mesure indirecte*, l'erreur de stabilisation de l'étage primaire doit être suffisamment faible en amplitude pour pouvoir être compensée par l'étage secondaire, qui a un débattement limité.

Une autre possibilité est nommée ici l'architecture *mesure indirecte -mesure portée* : les mouvements de l'étage de stabilisation secondaire sont mesurés par un capteur inertiel, l'étage primaire étant asservi en relatif par rapport à l'étage de stabilisation secondaire. L'étage de stabilisation secondaire reçoit la consigne de précession nulle à suivre en stabilisation et va actionner la charge en conséquence. L'étage primaire a pour rôle d'éviter que l'étage secondaire n'atteigne les butées. Son but est ainsi de combler l'écart relatif créé par les mouvements de l'étage secondaire, autrement dit de « suivre » l'étage secondaire. Un exemple de cette architecture à double étage, parfois également appelée « axe primaire suiveur », est donné par le schéma-bloc de la figure 2.8.

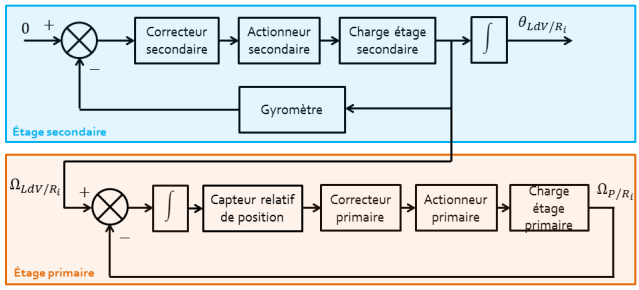

FIGURE 2.8 – Schéma d'architecture à double étage *mesure indirecte - mesure portée*

Cette architecture est habituellement préférée pour les plate-formes inertielles car

elle permet de découpler plus facilement les fonctions de stabilisation et d'orientation ([Hilkert (2008)]).

La mise en œuvre matérielle de ces architectures peut inclure des structures *imageur porté* avec des cardans ([Hilkert (2008)]) ou bien comporter des miroirs ou d'autres dispositifs optroniques, pour un étage ou bien pour les deux ([Haessig (1987)]).

Des applications de stabilisation non inertielles utilisent également des architectures à double étage pour améliorer leurs performances ([Huang (2006)], [Hu (1999)], [Vaillon (2011)]). Dans ce cas, il n'y a pas de capteur inertiel sur l'étage primaire ou sur l'étage secondaire.

Il est possible d'ajouter un troisième étage de stabilisation, encore plus rapide, à une architecture à double étage, si l'espace le permet et si des capteurs et des actionneurs plus performants sont disponibles.

Dans le cadre de ce travail, nous nous concentrerons sur l'élaboration d'une architecture optro-mécanique à deux étages de stabilisation, fondée sur une architecture pré-existante à un étage de stabilisation.

2.3 Architecture de stabilisation existante et évolution matérielle proposée

2.3.1 Modification de l'architecture de stabilisation existante

2.3.1.1 Architecture de départ

Les travaux de ce mémoire se fondent sur une architecture existante de stabilisation de Ligne de Visée à un étage, qui sera transformée pour aboutir à une architecture à deux étages.

L'étage de stabilisation existant possède la configuration *imageur porté*. Le dispositif optronique est constitué d'un ensemble de lentilles et d'une carte électronique sur laquelle est broché un détecteur infrarouge. Cet ensemble est fixé à un premier cardan, dit cardan interne, au niveau du barillet de lentilles. La carte et le détecteur sont reliés au barillet par des colonnettes et une cale creuse. Le cardan interne maintient le dispositif optronique au niveau du barillet, comme le montre la figure 2.9 et possède un degré de liberté en rotation selon l'axe Z (axe de circulaire) par rapport au cardan externe.

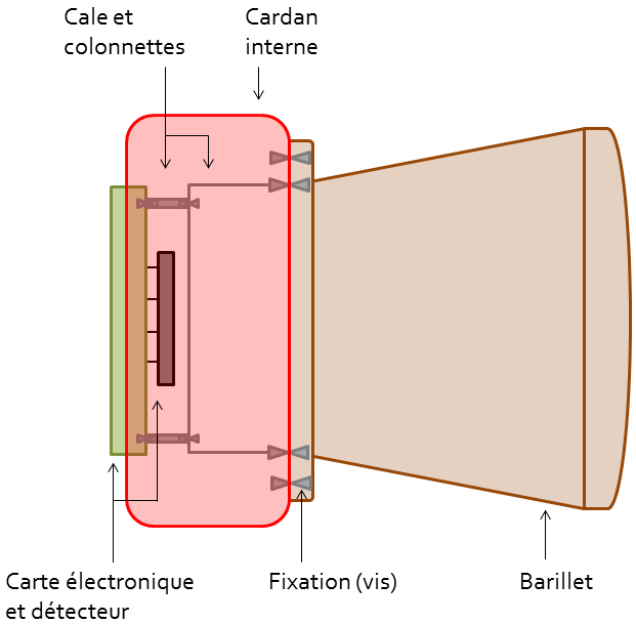

FIGURE 2.9 – Schéma du dispositif optronique dans l'architecture de départ

Le cardan externe est relié au porteur par une liaison pivot selon l'axe Y (axe d'élévation). Les deux axes sont actionnés par des moteurs *brushless*. Une carte de puissance transmet les ordres du correcteur sous forme de commandes PWM (*Pulse Width Modulation* ou Modulation de Largeur d'Impulsion) aux moteurs. Le schéma de la figure 2.10 modélise l'arrangement des cardans et du dispositif optronique.

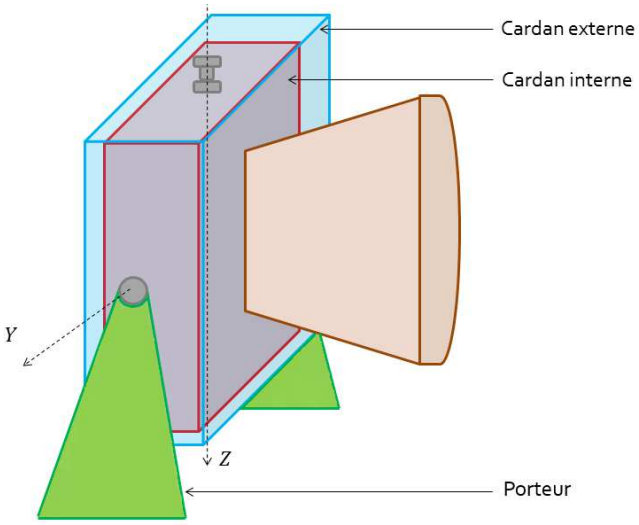

FIGURE 2.10 – Schéma de l'architecture *imageur porté* de départ

L'étage de stabilisation existant possède de plus une architecture à *mesure in-*

directe, décrite par le schéma de la figure 2.11. Une Unité de Mesure Inertielle (UMI), fixée sur le porteur, mesure son orientation absolue. Deux codeurs sont utilisés comme capteurs relatifs pour mesurer les mouvements de rotation du dispositif optronique par rapport au porteur, selon les axes Y (élévation) et Z (circulaire).

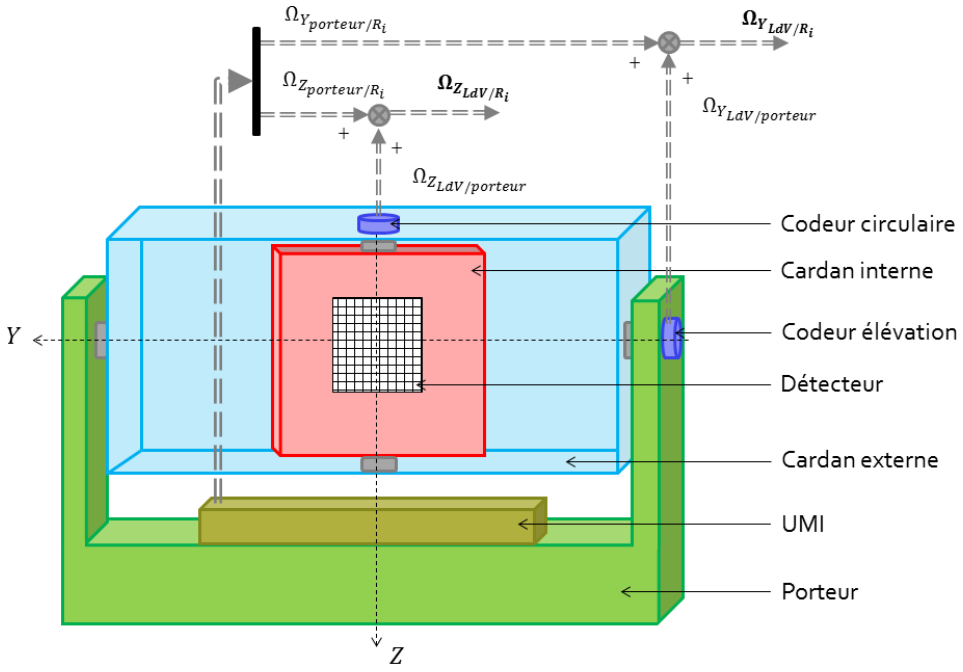

FIGURE 2.11 – Schéma de l'architecture *mesure indirecte* de départ

Par souci de simplicité, on ne s'intéresse qu'à la stabilisation d'un seul axe, dans la suite de ce mémoire. L'axe d'élévation Y est celui qui subit les perturbations les plus importantes sur le système actuel. Il est donc choisi comme l'axe à stabiliser et dont on veut améliorer les performances par ajout d'un étage de stabilisation. L'axe circulaire est fixé et seuls les mouvements de l'axe Y sont pris en compte pour évaluer la performance de stabilisation.

2.3.1.2 Architecture à deux étages proposée

De la plate-forme de stabilisation existante est conservée l'architecture *imageur porté*, préférable lorsqu'elle est possible. Les cardans qui portent le dispositif optronique, les moteurs qui actionnent les cardans et la carte de puissance associée font ainsi également partie de l'architecture de la plate-forme envisagée. Un seul axe de stabilisation étant étudié ici, l'axe de mouvement circulaire est considéré comme fixe.

À cette structure de base, appelée désormais étage de stabilisation primaire, sera adjoint par la suite un nouvel étage de stabilisation (dit étage de stabilisation secondaire) dans le but d'améliorer les performances de stabilisation existantes.

Afin de pouvoir réutiliser des procédures déjà validées de réglage et de caractérisation d'une plate-forme de stabilisation (voir annexe A pour une description plus détaillée des réglages et des caractérisations effectués), les codeurs sont également conservés. Ce choix n'implique pas l'utilisation des codeurs dans la structure de stabilisation à proprement parler et ne pose pas non plus de problème d'encombrement dans la maquette. L'emplacement des codeurs est en effet difficilement exploitable pour le placement d'éléments de l'étage de stabilisation secondaire.

L'UMI est supprimée de l'architecture de stabilisation, au profit d'une architecture *mesure portée* pour l'un des deux étages de stabilisation, architecture préférable elle aussi lorsqu'elle est techniquement envisageable.

Enfin, certains composants, dont les fonctions ne concernent pas l'application développée ici, ne sont pas conservés, afin de dégager de l'espace pour le module de stabilisation secondaire. La figure 2.12 montre l'espace laissé disponible par la suppression de ces composants.

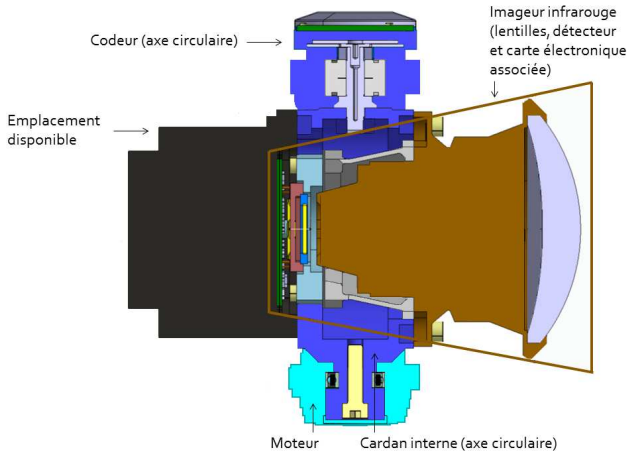

FIGURE 2.12 – Schéma en coupe de l'architecture de stabilisation existante, espace laissé libre par la suppression de composants

L'architecture finale à deux étages de stabilisation comporte donc un étage primaire, dont la méthode de mesure n'est pas encore définie comme *mesure portée* ou *mesure indirecte* par rapport à l'étage de stabilisation secondaire. Le dispositif optronique, au départ fixé à cet étage, comme le représente la figure 2.9, en sera par la suite désolidarisé et porté par l'étage de stabilisation secondaire.

L'élaboration plus détaillée de l'architecture de stabilisation découle en partie du choix des éléments du dispositif optronique entraînés par l'étage de stabilisation

secondaire.

Deux choix s'offrent au concepteur : mettre en mouvement le dispositif optronique complet, composé du barillet de lentilles, du détecteur et de la carte électronique associée ou bien actionner seulement l'ensemble constitué par la carte et le détecteur. Après un tour d'horizon rapide des technologies existantes, il semble difficile de trouver un actionneur capable de déplacer sensiblement la même masse que celle actuellement déplacée par les moteurs de l'étage de stabilisation primaire, tout en étant plus compact, pour s'intégrer dans l'espacement laissé disponible, et plus rapide. Cette première constatation permet de s'orienter vers la seconde solution, qui a l'avantage de déplacer une charge de masse et de volume plus faibles. La charge actionnée par l'étage de stabilisation secondaire se compose donc seulement du détecteur et de la carte associée.

Dans ce cas, le barillet reste fixé au cardan interne. Pour que l'image capturée ne soit pas dégradée par le mouvement de l'étage secondaire, le détecteur doit rester dans le plan focal des lentilles. Un mouvement de rotation selon l'axe Y ou Z (voir figure 2.13) dégraderait la qualité image.

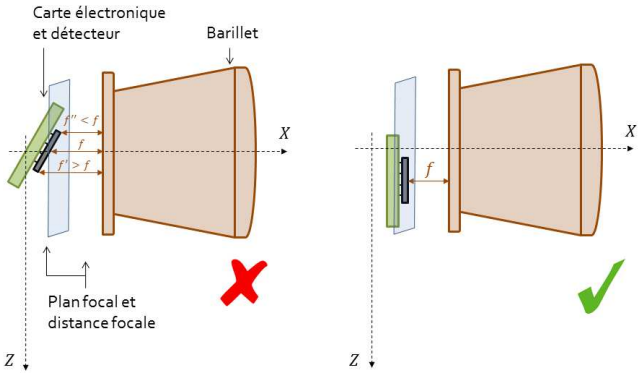

FIGURE 2.13 – Rotation et translation du dispositif optronique par rapport au plan focal

Le mouvement réalisé par l'étage secondaire devra ainsi être une translation pure selon l'axe Z, pour réaliser la correction du résidu de mouvement de rotation autour de l'axe d'élévation Y. L'illustration de la correction d'une erreur angulaire de stabilisation ε_θ par un mouvement de translation d'amplitude z est réalisée sur la figure 2.14. Sur cette représentation, l'erreur angulaire est volontairement exagérée, pour faciliter la compréhension.

Le lien entre z, ε_θ et f, la distance focale est explicité par la figure 2.15.

En faisant l'approximation des petits angles, on obtient la relation 2.2.

$$\varepsilon_\theta \approx \frac{z}{f} \tag{2.2}$$

Une possibilité de montage est décrite par la figure 2.16.

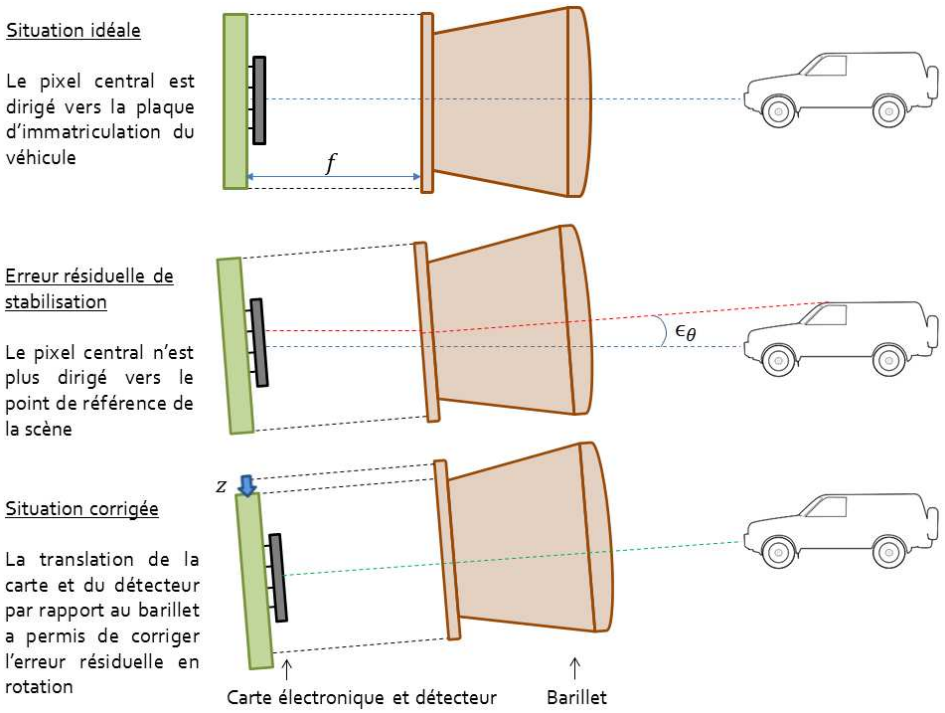

FIGURE 2.14 – Correction de l'erreur angulaire du dispositif optronique par un mouvement de translation de l'ensemble détecteur et carte associée

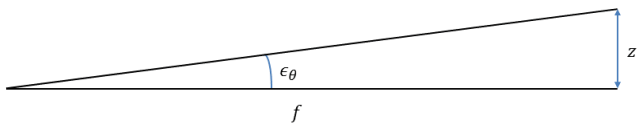

FIGURE 2.15 – Lien géométrique entre la rotation à compenser et la translation de l'étage fin

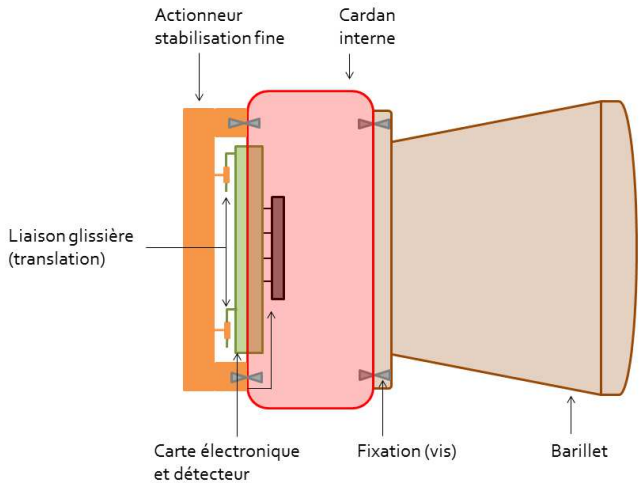

FIGURE 2.16 – Exemple d'un étage de stabilisation secondaire avec barillet de lentilles laissé fixe

Le choix de la translation pour le mouvement de l'étage secondaire oriente le choix de l'architecture du montage à double étage de stabilisation. Sur les deux architectures à double étage présentées précédemment, l'architecture *mesure indirecte -mesure portée* paraît difficilement envisageable ici, notamment parce que la différence des mouvements effectués par chacun des deux axes ne permet pas à l'axe primaire d'effectuer une fonction de « suiveur ». L'architecture à double étage de stabilisation choisie est donc la suivante : *mesure portée - mesure indirecte* (cf. figure 2.7). Les déplacements de l'étage de stabilisation primaire sont mesurés par un capteur inertiel. Les déplacements de l'étage secondaire sont mesurés en relatif par rapport à l'étage de stabilisation primaire.

2.3.2 Choix des nouveaux composants

L'étage de stabilisation primaire possède des actionneurs, hérités de la plateforme de départ. En revanche, l'UMI, qui assurait la mesure inertielle de ses déplacements, a été supprimée. Un moyen de mesure du mouvement absolu de l'étage primaire doit être choisi et interfacé avec les composants existants, pour remplacer le dispositif de *mesure indirecte*.

Ce moyen doit respecter des contraintes sévères d'encombrement et de résistance aux environnements, tout en offrant une performance en adéquation avec les exigences du système. Le choix de l'actionneur et du capteur de l'étage de stabilisation secondaire constitue une tâche à mener en parallèle. Une analyse du système a été réalisée, suivie de la rédaction d'une matrice d'exigences pour le moyen de mesure de l'étage primaire, pour l'actionneur de l'étage secondaire et le capteur de l'étage secondaire. Un choix a ensuite été opéré parmi les technologies existantes du marché.

2.3.2.1 Analyse du système

Un dimensionnement de l'actionneur de l'étage secondaire et des capteurs de mouvement des deux étages est effectué en simulation, à partir de l'étage de stabilisation primaire existant. Le modèle utilisé à cet effet est décrit en figure 2.17.

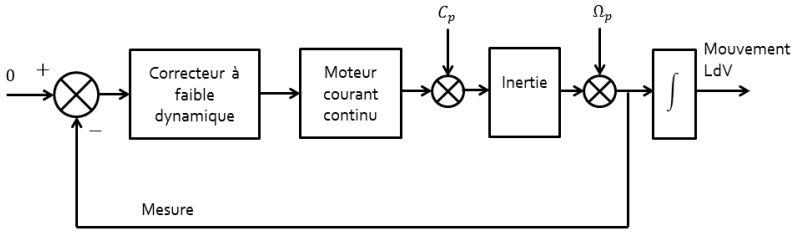

FIGURE 2.17 – Modèle de l'étage de stabilisation primaire utilisé pour le dimensionnement

Dans la suite, les valeurs numériques seront omises, par souci de confidentialité, ainsi que les modèles des capteurs et actionneurs choisis. Seule la démarche sera détaillée.

L'actionneur de l'étage primaire est simplement modélisé par un moteur à courant continu, correctement paramétré pour être représentatif. L'inertie J de l'ensemble est approchée par celle du montage existant. La masse suspendue étant équilibrée, aucun couple de balourd n'est pris en compte.

Les couples perturbateurs C_p se composent simplement des couples de frottement et sont générés à partir d'un modèle de LuGre ([De Wit et coll. (1995)]). La perturbation en vitesse Ω_p, difficilement modélisable théoriquement, a été générée par voie expérimentale (voir l'annexe B).

Un correcteur, à dynamique lente et dont le rôle se limite à ce que l'ensemble optronique reste en position centrale, est réglé manuellement par essai-erreur pour effectuer les manipulations nécessaires au dimensionnement.

Enfin, la mesure est supposée parfaite pour le moment.

Les mouvements de la Ligne de Visée, qui s'apparentent ici, au signe près, à l'erreur de stabilisation, sont ensuite analysés, temporellement et spectralement, pour déterminer les caractéristiques des composants manquants de l'architecture à double étage de stabilisation.

Il sera important de s'assurer de la cohérence des bandes passantes des différents composants de l'étage de stabilisation primaire et de l'étage de stabilisation secondaire, qui doit être plus rapide, pour compenser efficacement le résidu d'erreur de stabilisation. Il est de même primordial que la mesure d'erreur fournie par le capteur de l'étage primaire, qui constitue la consigne de l'étage secondaire, soit d'assez bonne qualité, en ce qui concerne le bruit notamment. Le but est que l'étage de

stabilisation secondaire, aussi précis soit-il, ne tente pas de reproduire une consigne fausse, qui n'améliorera pas la qualité de la stabilisation finale.

2.3.2.2 Choix de l'actionneur et du capteur de l'étage de stabilisation secondaire

On choisit de s'intéresser tout d'abord aux composants de l'étage de stabilisation secondaire. L'actionneur recherché est un actionneur en translation, qui doit pouvoir s'intégrer dans le montage existant. Une vue de l'interface est présentée en figure 2.18.

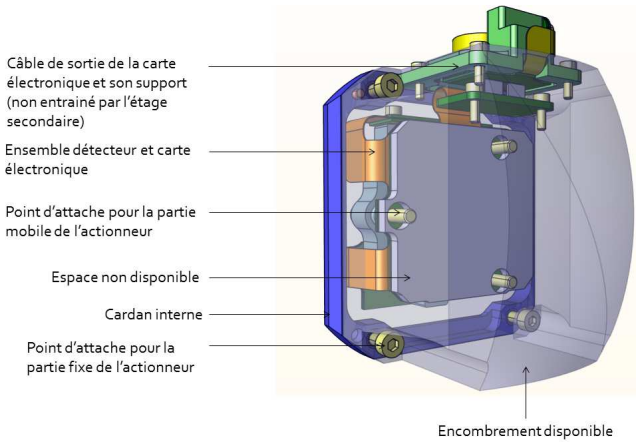

FIGURE 2.18 – Représentation de l'interface entre l'étage de stabilisation existant et l'étage de stabilisation secondaire ajouté

La zone transparente grisée correspond à l'espace laissé disponible pour le module de stabilisation secondaire. Ce dernier peut se rattacher à la structure existante sur le cardan interne, par le biais de quatre vis et à la partie mobile en trois points. La partie mobile est constituée du détecteur, de la carte électronique associée et d'une pièce qui maintient le détecteur sur la carte. Sa masse est d'environ 30g. Une zone grise pleine est symbolisée au dos de la carte. Elle représente un espace non disponible à cause de l'épaisseur des composants électroniques connectés sur la carte. Un ensemble composé du câble de sortie et de son support devra être fixé à la partie fixe de l'actionneur de la stabilisation secondaire.

La matrice d'exigences pour l'actionneur et le capteur de l'étage secondaire est donnée par le tableau 2.1. Son élaboration est détaillée dans l'annexe B et les significations des variables utilisées en lieu et place des spécifications chiffrées sont explicitées. On rappelle, pour faciliter la compréhension, que f_{err} est la fréquence d'un signal sinusoïdal fictif, défini dans l'annexe B, à partir des mouvements de la Ligne de Visée. Certaines spécifications sont mentionnées sans valeur cible à atteindre, mais simplement notées comme « à minimiser » ou « à maximiser ». Les

spécifications chiffrées sont prioritaires dans le choix des composants.

Tableau 2.1 – Matrice d'exigences des composants de l'étage de stabilisation secondaire

Spécification	Exigence
Course de l'actionneur	$> d_{act}\,(\mu\mathrm{m})$
Vitesse	$> v_{act}\,(m.s^{-1})$
Accélération	$> a_{act}\,(m.s^{-2})$
Bande passante actionneur	$> 5f_{err}\,(Hz)$
Résolution actionneur	$< \frac{p_{pixel}}{100}\,(m)$
Erreur de guidage en rotation autour de Y ou Z	$< t_{act}\,(rad)$
Erreur de guidage en rotation autour de X	$< r_{act}\,(rad)$
Bande passante capteur	$>2f_{err}\,(Hz)$
Résolution capteur	$< \frac{p_{pixel}}{100}\,(m)$
Fonctionnement sous accélérations linéaires extérieures	$A_{ext} \times g$ selon X ou Y ou Z
Consommation maximale	à minimiser
Consommation moyenne	à minimiser
Durée d'utilisation continue	à maximiser
Nombre de séquences d'utilisation	à maximiser
Masse ajoutée à la structure existante	à minimiser

Différentes technologies d'actionneurs à faible encombrement ont été envisagées pour cette application. Aux technologies listées dans [Cuff (2007)], comme les dispositifs magnétiques et les dispositifs piézo-électriques, on peut ajouter les actionneurs MEMS utilisés dans les disques durs ([Huang (2006)]) ou la stabilisation de Ligne de Visée des objectifs de téléphones portables ([Liu (2015)]). Ces actionneurs MEMS sont néanmoins rapidement écartés du choix final : la force qu'ils sont à même de développer ne correspond pas à celle nécessaire pour résister aux niveaux d'accélération et actionner la masse constituée du détecteur infrarouge et de sa carte électronique associée.

La famille des dispositifs électro-magnétiques comprend notamment les actionneurs à bobine linéaire mobile (*voice coil actuator*) et les moteurs pas à pas, qui se rapprochent le plus des besoins exprimés dans la matrice d'exigences. Ils possèdent le débattement, ainsi que la capacité de développer les efforts pour résister aux accélérations extérieures, nécessaires à l'application développée ici. Ces actionneurs ont été pré-sélectionnés à l'issue d'une étude de marché sur les dispositifs électromagnétiques, puis des fournisseurs ont été contactés pour discuter plus en détail des besoins exprimés dans la matrice d'exigences. Le déroulement de ces phases a été détaillé dans le chapitre 1.

Les actionneurs à bobine linéaire mobile proposés sur le marché possèdent la dynamique suffisante pour déplacer la charge spécifiée à la vitesse v_{act}. L'ajout de lames flexibles permet d'assurer la précision de guidage demandée. Ces actionneurs

souffrent en revanche des contraintes d'encombrement posées par le dispositif, pour ce qui est du volume mais aussi de la masse : pour cette technologie, la masse de l'actionneur est environ dix fois plus importante que la masse transportée. On ajouterait donc une masse d'environ 300g, ce qui créerait un déséquilibre dans la répartition de la masse suspendue. Le couple de balourd généré serait très important et difficilement compensable par la procédure d'équilibrage décrite dans l'annexe A. Il ressort également des discussions avec les fournisseurs que l'échauffement généré par l'actionneur aurait été tel qu'un circuit de refroidissement aurait dû être envisagé dans la structure fermée de la plate-forme de stabilisation, ce qui aurait augmenté l'encombrement du système, mais aussi sa complexité et son coût. Pour ces raisons, cette technologie a été mise de côté.

Dans la large gamme des moteurs pas à pas, il existe des modèles de masse raisonnable qui peuvent se loger dans le volume alloué par le système de stabilisation existant, tout en ne provoquant pas d'échauffement rédhibitoire pour le fonctionnement des cartes électroniques présentes. Cependant, une difficulté majeure, constituée par le compromis à effectuer entre la dynamique et la résolution (c'est-à-dire la taille du pas pour un moteur pas à pas) atteignables, apparaît en confrontant les performances des moteurs pas à pas avec la matrice d'exigences élaborée. La résolution demandée à l'actionneur dans la matrice d'exigences est $\frac{p_{pixel}}{100}$, ce qui représente un dixième du côté d'un pixel. Calculons la vitesse linéaire V_{lin} atteignable avec un moteur pas à pas du marché. Le moteur Nema 17 42BYGHM810 par exemple possède une résolution importante de 400 pas par tour (soit un pas angulaire θ_{pas} de $\frac{\pi}{200}$ rad) contre 200 pas par tour pour la plupart des moteurs pas à pas. Il peut de plus atteindre une vitesse V_{rot} de $10\pi\ rad.s^{-1}$. Le pas p_{vis} de la vis qui transforme le mouvement rotatif du moteur en translation est donné par les relations 2.3. À partir de ces égalités et en supposant qu'il existe une vis avec le pas calculé p_{vis}, il est possible de déduire la vitesse linéaire atteignable par l'actionneur. On obtient V_{lin} qui vaut $20p_{pixel}$, ce qui est largement inférieur à la vitesse v_{act} recherchée.

$$p_{vis} = \frac{\frac{p_{pixel}}{100}}{\theta_{pas}} = \frac{V_{lin}}{V_{rot}}. \tag{2.3}$$

Les moteurs pas à pas sont donc également écartés du choix de l'actionneur.

La dernière famille d'actionneurs envisagée est celle des piézo-actionneurs. Cette technologie se fonde sur la contraction d'un cristal dit piézo-électrique lorsqu'une tension lui est appliquée, ce qui génère un mouvement. Les piézo-actionneurs présents sur le marché peuvent être classés en deux grandes catégories, selon leur principe de fonctionnement. On peut citer tout d'abord les moteurs piézo-électriques, qui ont pour principale caractéristique un débattement important. Deux principes de fonctionnement utilisés dans ces actionneurs sont illustrés par la suite. La figure 2.19 décrit le fonctionnement des piézo-moteurs, qui utilisent les phénomènes d'adhérence par frottement et de glissement pour générer le mouvement de translation. La partie mobile de l'actionneur et le matériau piézo-électrique sont en contact.

Une tension croissante est appliquée à ce dernier, ce qui provoque son élongation progressive. La partie mobile est entraînée par frottement et se déplace. La tension aux bornes du piézo-actionneur est ensuite rapidement diminuée. La rapidité de la contraction du matériau piézo-électrique qui en résulte ne permet pas l'adhérence de la partie mobile, qui reste fixe. Le processus peut ensuite être itéré pour générer le mouvement désiré.

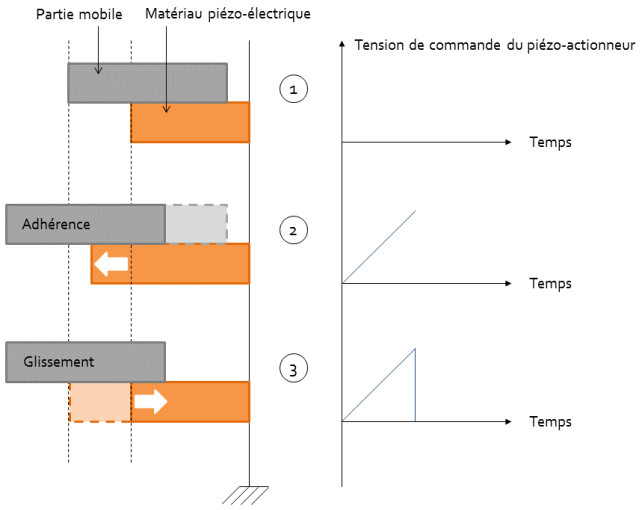

FIGURE 2.19 – Principe de fonctionnement des piézo-moteurs par adhérence et glissement

La technologie est écartée du choix final, notamment à cause de la possibilité d'usure rapide de l'actionneur par friction et de l'incertitude quant à la tenue en vibrations du dispositif.

La figure 2.20 détaille le fonctionnement des piézo-moteurs, qualifiés ici de « chenille », à cause de la ressemblance du mouvement du piézo-actionneur avec celui de l'insecte. Une des deux paires de pinces maintient la tige mobile, pendant que le matériau piézo-électrique subit une élongation, ce qui provoque le déplacement de la tige. L'autre paire maintient ensuite la tige pendant que le matériau piézo-électrique se contracte, ce qui provoque à nouveau une translation de la partie mobile.

Ce type de mise en œuvre est de même mis de côté pour des questions de dynamique insuffisante.

Enfin, on peut citer les piézo-actionneurs directs, pour lesquels le déplacement est simplement créé par l'élongation ou la contraction du cristal piézo-électrique. Ces dispositifs présentent de nombreux avantages par rapport à l'application étudiée ici ([Sofla (2010)], [Eielsen (2010)], [Hwang (2001)], [Goldfarb (1997)]). Ils ont l'avantage notamment de posséder une structure simple, une dynamique suffisante par rapport aux exigences du tableau 2.1 et une résolution adaptée aux besoins, de pouvoir développer les efforts nécessaires pour résister aux accélérations extérieures, tout en s'intégrant dans une structure compacte. De plus, la précision de guidage an-

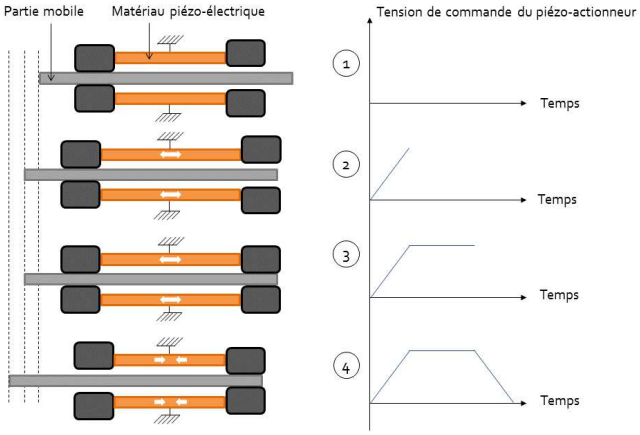

FIGURE 2.20 – Principe de fonctionnement des piézo-moteurs « chenille »

noncée des actionneurs disponibles sur étagère surpasse la précision demandée dans cette application. Ces propriétés en font des actionneurs utilisés dans de nombreuses applications exigeantes ([Sofla (2010)],[Lin (2006)], [Peng (2013)]).

Leur principal inconvénient cependant est leur débattement limité. Aucun dispositif disponible sur le marché ne correspond à la matrice d'exigences en ce qui concerne la course. Plusieurs fournisseurs ont été contactés pour réaliser un prototype qui respecte les besoins décrits dans le tableau 2.1 et leurs propositions ont été évaluées. Attocube, le fournisseur dont les produits étaient les plus proches des spécifications rédigées, a été sélectionné. La collaboration mise en place a permis la réalisation d'un prototype de piézo-actionneur satisfaisant. Le mouvement y a été amplifié à l'aide d'une structure schématisée en figure 2.22. Deux structures de ce type sont placées en série (voir la figure 2.23) pour encore augmenter la course.

Le débattement maximal obtenu d_{max} est légèrement plus important que la valeur demandée d_{act}. Cela permet d'assurer la force nécessaire F_{acc} pour contrer les accélérations linéaires de l'environnement sur l'ensemble du débattement commandé d_{act}. En effet, l'effort développé par le piézo-actionneur en bout de course est nul, comme illustré par la courbe de la figure 2.21. De plus, si des essais en température faible sont effectués, la capacité d'élongation du piézo-actionneur diminue. La course maximale à 20 °C doit donc être supérieure au débattement maximum commandé au piézo-actionneur.

Il ressort des échanges avec le fournisseur du piézo-actionneur et de la littérature ([Croft (2001)]) qu'un compromis existe entre le débattement et la valeur de la bande passante atteignable. En effet, plus le débattement augmente, plus la fréquence de résonance présente sur les piézo-actionneurs ([Eielsen (2010)]) diminue (voir le paragraphe 2.4.2.1 pour l'identification de la fonction de transfert du piézo-actionneur et la mise en évidence de la résonance). La plage de fréquence d'utilisation de l'actionneur est donc d'autant plus limitée que la course est importante. Cette course doit donc être choisie au plus juste.

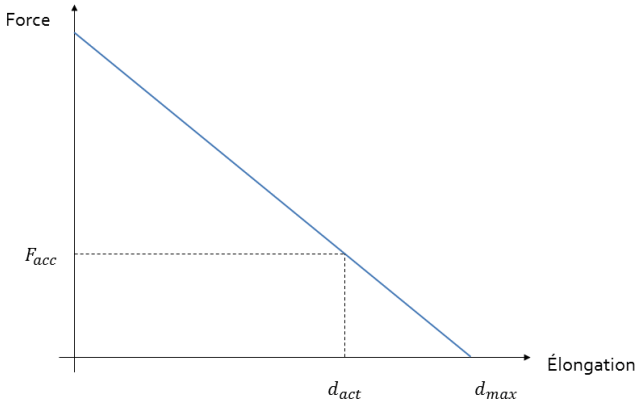

FIGURE 2.21 – Force développée par le piézo-actionneur en fonction de son élongation

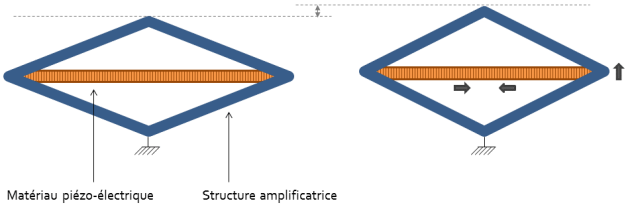

FIGURE 2.22 – Structure d'un piézo-actionneur amplifié

Le capteur de position relatif, constitué de deux jauges de contrainte placées chacune sur un cristal piézo-électrique, a été directement intégré au système par le fournisseur. L'actionneur et le capteur sont représentés sur la photographie de la figure 2.24. Les câbles de commande et de mesure sont reliés à un banc de test de prototypage rapide, via deux boîtiers externes fournis par le fabricant. Un des boîtiers est dédié à la mesure et permet de traiter et d'amplifier le signal issu des jauges de contrainte. L'autre est associé à la commande en tension du piézo-actionneur et permet de générer des tensions élevées à partir des tensions faibles de commande fournies. Le banc de test de prototypage rapide permet de recueillir les mesures, de calculer l'erreur par rapport à la consigne et d'envoyer la commande adéquate. Ce banc et l'interface avec le piézo-actionneur sont décrits plus en détail dans l'annexe C. L'électronique déportée des boîtiers nécessaires à la commande et la mesure représente une solution acceptable pour un démonstrateur avec les coûts et le temps de développement impartis. Cependant, une évolution vers une solution totalement embarquée sera nécessaire pour envisager une industrialisation du système. L'interface mécanique avec le système existant a été, comme l'actionneur, spécialement développée. Le dispositif complet s'intègre ainsi à l'architecture de base, comme le montre la vue en trois dimensions de la figure 2.25.

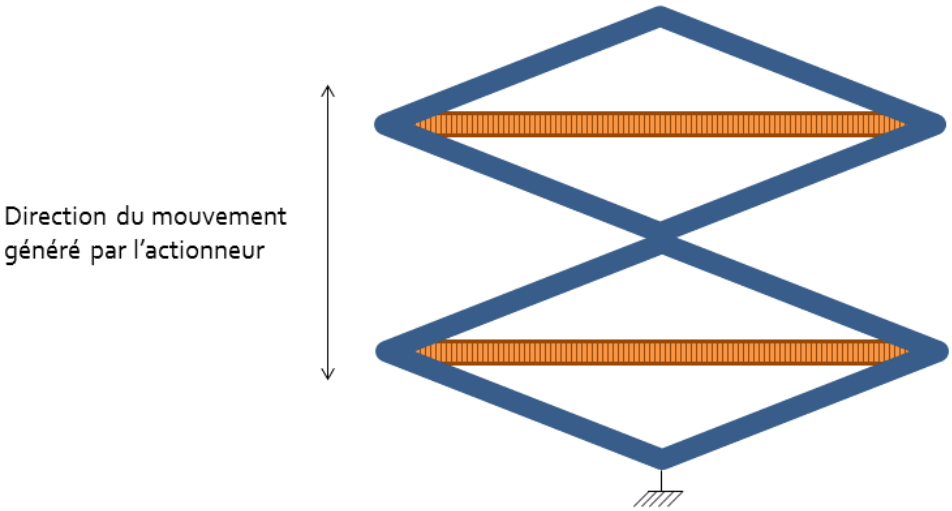

FIGURE 2.23 – Piézo-actionneurs amplifiés placés en série

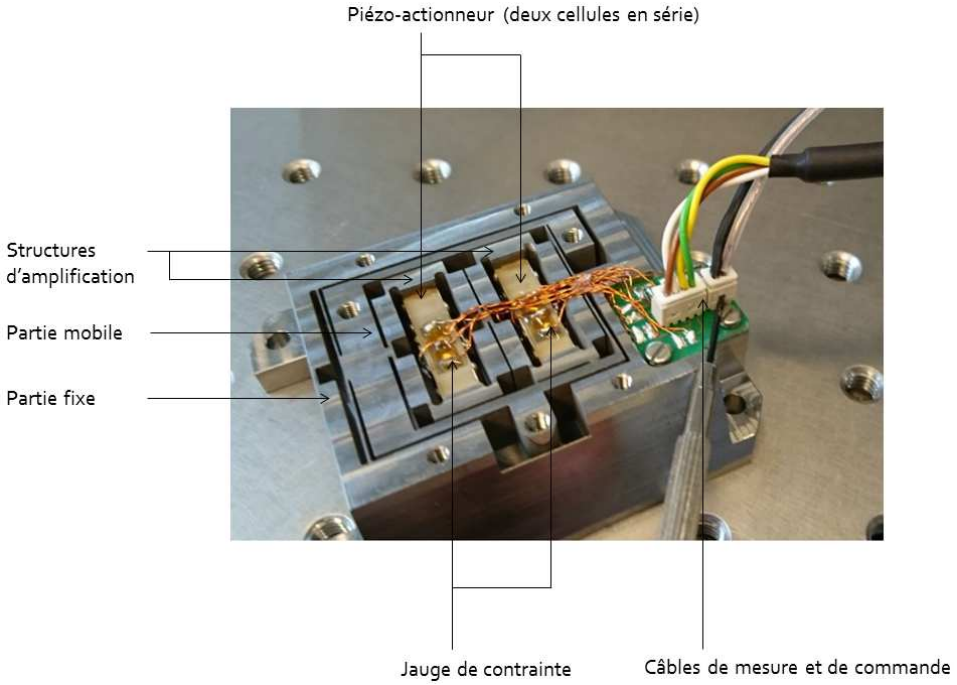

FIGURE 2.24 – Actionneur et capteur de l'étage de stabilisation secondaire

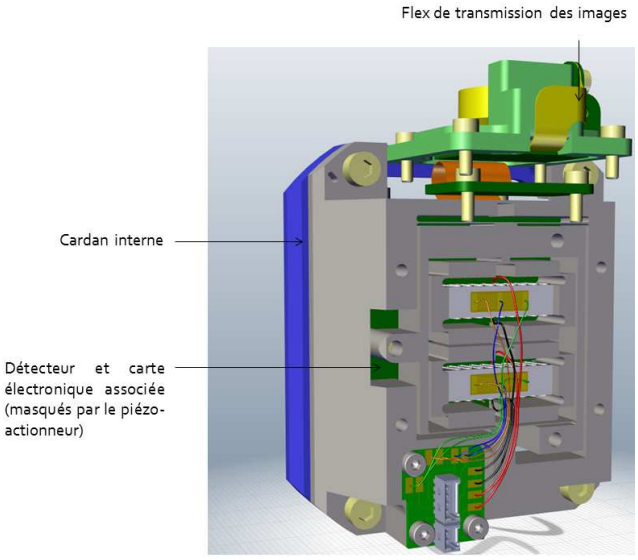

FIGURE 2.25 – Intégration du dispositif complet de l'étage de stabilisation secondaire sur le système existant

2.3.2.3 Choix et mise en œuvre du capteur du premier étage de stabilisation

Un capteur inertiel pour l'étage de stabilisation primaire est également nécessaire pour compléter l'architecture de la plate-forme à double étage de stabilisation. Un état de l'art des technologies existantes est effectué pour aboutir au choix d'une technologie qui s'intègre au démonstrateur. Un cahier des charges est ensuite réalisé pour sélectionner un produit parmi les choix disponibles.

Le traitement d'image permet de déterminer les mouvements de la Ligne de Visée et d'en déduire une mesure de vitesse de rotation ([Crombez (2011)], [Westell (1975)]). Cette technique n'est pas envisageable dans le cas d'étude présenté ici, non seulement à cause de son coût de calcul, qui n'est pas compatible avec les contraintes d'un système embarqué, mais surtout parce que les mouvements de l'image sont composés des mouvements de l'étage de stabilisation primaire, ainsi que de ceux de l'étage de stabilisation secondaire.

Les techniques logicielles rapidement mises de côté, les recherches se concentrent sur les gyromètres. Plusieurs technologies sont disponibles sur le marché.

On peut citer, dans un premier temps, les gyromètres optiques, qui réalisent la mesure de vitesse de rotation grâce à un rayon laser, qui parcourt un chemin optique dans les deux sens (cf. figure 2.26). L'interférence des deux rayons dépend de la vitesse de rotation perpendiculaire au plan du chemin optique. Il s'agit de l'effet Sagnac. La mesure de l'interférence permet ainsi de remonter à la vitesse angulaire. Ces gyromètres sont cependant encombrants (leur précision augmente avec la taille du chemin optique) et incompatibles avec le volume alloué dans l'architecture

existante.

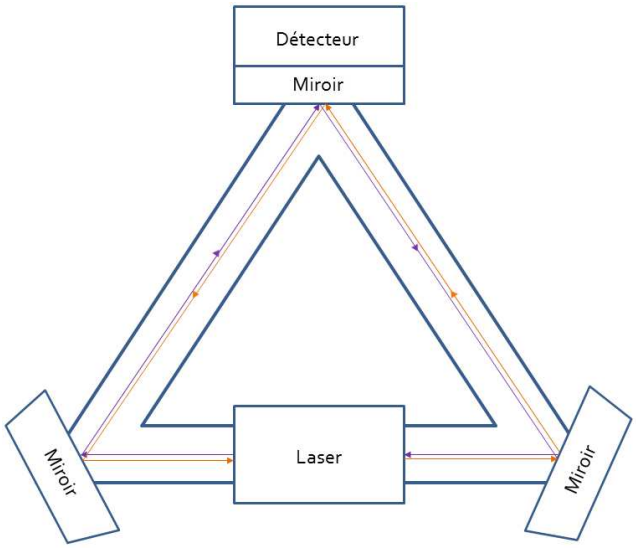

FIGURE 2.26 – Principe de fonctionnement d'un gyromètre optique

Les gyromètres et gyroscopes mécaniques (gyroscopes toupies, quapasons, gyroscopes résonants hémisphériques etc.) comportent des éléments rotatifs ou vibrants, dont les mouvements voient leurs caractéristiques modifiées par la rotation de l'ensemble. Les changements mesurés (ou la force mise en œuvre pour les contrer) permettent de remonter à la vitesse de rotation. Ces capteurs sont, pour la plupart, moins volumineux que les gyromètres optiques. Cependant, leur taille n'est toujours pas compatible avec le volume laissé disponible.

Les gyromètres MEMS, présentés dans [Descharles (2011)], mettent en œuvre divers principes physiques. Ils apparaissent comme la seule technologie capable de s'intégrer dans l'architecture de stabilisation existante. Ils sont déjà utilisés dans de nombreuses applications qui disposent d'un espace réduit, comme les téléphones portables ([Liu (2015)]).

Il est à noter que les grandes familles décrites ici ne constituent pas une liste exhaustive des technologies existantes. On pourra se reporter à [Kuritsky (1983)] et [Hilkert (2008)], pour plus de détails sur les techniques de mesure inertielle de la vitesse angulaire.

Une étude rapide de la bande passante et du bruit de mesure des gyromètres MEMS, c'est-à-dire des caractéristiques les plus importantes d'un gyromètre, selon [Hilkert (2008)], permet de penser que la technologie peut répondre au besoin.

La matrice d'exigences 2.2 est ensuite établie pour permettre le choix d'un produit précis, parmi les possibilités de gyromètres MEMS offertes sur le marché.

Il existe une relation entre le bruit de mesure et la bande passante du gyromètre. Plus la bande passante est élevée, plus le bruit en sortie du gyromètre voit son écart-type augmenter, ce qui entraîne des erreurs de mesure et de la surconsom-

Tableau 2.2 – Matrice d'exigences du gyromètre de l'étage grosssier

Spécification	Exigence
Bande passante du gyromètre	$> 2f_{err}\,(Hz)$
Bruit généré en position	$< \frac{\theta_{pixel}}{100}\,(rad\,RMS)$
Dérive	$< \frac{\theta_{pixel}}{100\tau_{oeil}}\,(rad.s^{-1})$
Erreur de facteur d'échelle	à minimiser
Retard pur	à minimiser

mation. La bande passante ne peut donc pas être choisie arbitrairement grande. La détermination de la matrice d'exigences est détaillée dans l'annexe B. De la même manière que pour la matrice d'exigences du module de stabilisation secondaire, la signification des variables utilisées, en lieu et place des spécifications chiffrées, y sont également explicitées.

Une étude de marché a permis de sélectionner des gyromètres MEMS de différents fournisseurs : Analog Devices, Bosch, Sensonor et Silicon Sensing [2]. Le modèle le plus performant sur les trois critères mis en avant dans la matrice d'exigences est le modèle de gyromètre produit par Analog Devices. C'est celui-ci qui est choisi par la suite. Le fonctionnement repose sur la force de Coriolis, créée par la rotation subie par le MEMS, qui met en mouvement une partie mobile, par rapport à une partie fixe. Le condensateur formé par ces deux parties voit sa capacité varier, ce qui permet, après de nombreux traitements, de remonter à la vitesse de rotation.

La bande passante du capteur f_{gyro} est réglée à $3f_{err}$, ce qui permet de respecter la spécification, tout en ne s'en éloignant pas trop, pour ne pas augmenter la valeur du bruit de mesure. Ce réglage se fait par le choix de valeurs adéquates de résistance et de condensateur d'un circuit RC. La fiche technique du produit préconise également l'ajout d'un autre filtre RC de fréquence de coupure f_{filtre}, en sortie du gyromètre, pour atténuer un bruit haute-fréquence d'origine mécanique.

Contrairement à l'exigence de bande passante, les autres spécifications du tableau 2.2 ne sont que partiellement atteintes. Tout d'abord, la variation de la dérive d_{gyro} génère un mouvement de l'ordre de $4\frac{\theta_{pixel}}{100}$ pendant un temps égal au temps d'intégration de l'œil τ_{oeil}, supérieur au déplacement autorisé $\frac{\theta_{pixel}}{100}$ pendant ce temps. Néanmoins, la performance atteinte étant du même ordre de grandeur que la performance demandée, cette spécification est tout de même jugée satisfaisante. De plus, la dérive du gyromètre peut se compenser facilement par l'ajout d'une sur-boucle de position et l'utilisation des codeurs présents sur la maquette. Enfin l'écart-type b_{gyro} du bruit généré en position par le gyromètre est 5 fois supérieur à celui demandé. De plus, bien que la fiche technique du produit indique une bonne immunité aux vibrations, des tests réalisés par une équipe de Safran Electronics and Defense sur le gyromètre employé montrent que l'écart-type du bruit de mesure est multiplié par un coefficient $c_{vib} > 1$, lorsque le gyromètre est soumis

2. Les noms exacts des modèles de chaque fournisseur sont volontairement omis.

à des vibrations. Dans la modélisation qui suit, la valeur de l'écart-type employée est de $c_{vib}b_{gyro}$. L'influence du bruit de mesure sur la performance sera discutée au chapitre 4. Il est enfin à noter que, pour atteindre la spécification initiale de la matrice d'exigences sur le bruit de mesure, il aurait fallu régler la bande passante du gyromètre sélectionné à environ un dixième de la bande passante requise, ce qui n'est pas envisageable ici. L'erreur due au bruit de mesure sera une source majeure de dégradation de la qualité de l'image.

On observe sur le capteur laissé fixe un décalage par rapport à la mesure attendue. Le gyromètre possède en effet un *offset* qu'il convient de mesurer et de compenser. Une prise de mesure est effectuée à chaque démarrage du démonstrateur, comme détaillé dans l'annexe C.

Le gyromètre choisi et réglé doit ensuite être interfacé avec le système existant. Deux aspects sont considérés ici : le traitement et l'utilisation du signal en sortie du gyromètre, ainsi que la fixation sur les pièces existantes de la plate-forme de stabilisation.

Une carte électronique, sur laquelle est broché le gyromètre, est conçue pour configurer une liaison SPI (*Serial Peripheral Interface*) à partir de la sortie analogique du gyromètre. Les dimensions de cette carte sont restreintes, pour permettre de l'insérer dans les espaces laissés disponibles dans l'architecture du démonstrateur.

Le protocole SPI est utilisé pour communiquer avec le banc de prototypage rapide décrit dans l'annexe C. Il s'agit d'un protocole classique d'échange de données entre un maître (ici la machine temps-réel du banc de prototypage rapide) et un esclave (la carte électronique associée au gyromètre MEMS). Le maître génère un signal d'activation CS qui autorise la transmission. Il génère de plus une horloge CLK qui va être utilisée pour synchroniser les données, et enfin un signal de configuration CFG, qui permet de choisir la sortie du gyromètre qui est lue (le gyromètre peut fournir une mesure de la vitesse ou bien de la température). Le signal SDO correspond à la sortie du gyromètre. Dans cette application, la liaison SPI est implémentée de telle sorte que chacune de ses entrées et ses sorties soient différentielles, avec une entrée notée « + » qui correspond au signal que l'on veut appliquer, et une entrée notée « - », qui correspond au complémentaire de l'entrée « + ». Cela permet de faire voyager le signal du démonstrateur, sur lequel sera fixé la carte, jusqu'au banc d'essai, via un câble de quelques mètres, en réduisant les erreurs dues au bruit notamment. Un schéma récapitulatif de la liaison est donné sur la figure 2.27.

Le choix est fait d'utiliser trois gyromètres MEMS pour effectuer la mesure de la rotation selon l'axe Y, pour s'affranchir des erreurs de calage des gyromètres, schématiquement représentées sur la figure 2.28 pour un gyromètre.

Les erreurs de calage sont caractérisées de la façon suivante : un mouvement de rotation pure, selon un axe (X, Y et Z successivement), est appliqué à l'ensemble des trois gyromètres, à l'aide d'une table oscillante. Un seul gyromètre devrait enregistrer un mouvement mais, à cause de la présence d'erreurs de calage, les deux autres gyromètres vont également enregistrer une rotation, bien que plus faible. Des

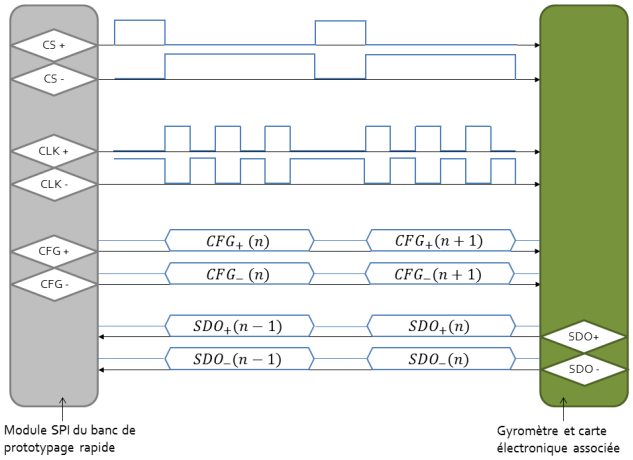

FIGURE 2.27 – Schéma récapitulatif de la liaison SPI du gyromètre

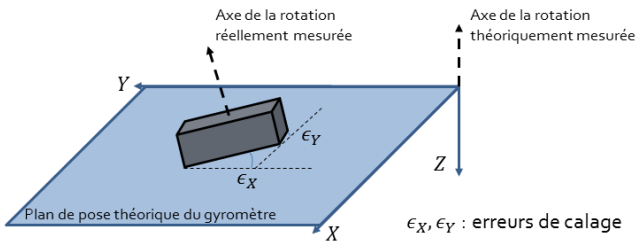

FIGURE 2.28 – Représentation des erreurs de calage d'un gyromètre

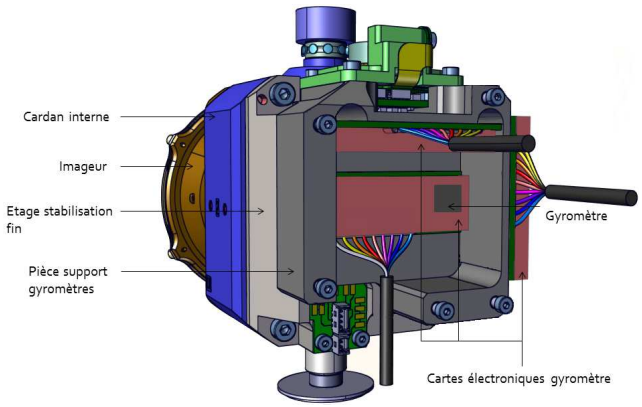

FIGURE 2.29 – Disposition des gyromètres MEMS dans l'architecture existante

opérations géométriques simples permettent de déduire les erreurs angulaires, et de les compenser, pour obtenir une mesure qui n'est pas entachée des défauts de calage.

Une pièce est spécialement dessinée pour fixer sur la maquette existante les trois gyromètres, selon les trois directions de l'espace. La figure 2.29 montre le placement des cartes électroniques dans l'architecture existante. Un gyromètre MEMS est broché sur chaque carte.

Une plaque, conçue pour s'ajuster au support des gyromètres, est ajoutée au montage comme l'illustre la figure 2.30. Cette plaque comporte des emplacements pour visser des masselottes, qui permettent d'équilibrer au mieux l'ensemble suspendu aux cardans (le dispositif optronique, l'étage de stabilisation secondaire et le support des gyromètres). La présence d'un déséquilibre de masse (aussi appelé balourd) génère, sous des environnements vibratoires linéaires, un couple de balourd perturbateur, selon l'axe Y et l'axe Z. La compensation de ce phénomène par l'asservissement entraîne notamment une augmentation de la consommation des moteurs. Une illustration de l'influence d'un défaut d'équilibrage sur un axe est donnée en figure 2.31. La procédure d'équilibrage est succinctement décrite dans l'annexe A.

2.4 Modélisation du système pour la simulation

Une fois les choix d'architecture réalisés, une modélisation Simulink du système complet est effectuée, pour être utilisée par la suite dans l'algorithme d'optimisation des lois de commande. Des correcteurs synthétisés à temps continu vont pouvoir être intégrés à la modélisation et testés en simulation. Ce schéma est différent du schéma Simulink présenté dans l'annexe C. Tous les composants sont modélisés et aucune interface avec le système physique n'est réalisée ici. Cette démarche constitue une approche différente de celle adoptée dans [Rohani (2014)], où une modélisation analytique du système est proposée. La modélisation Simulink a l'avantage d'être facilement modifiable et de permettre une complexification incrémentale : une mo-

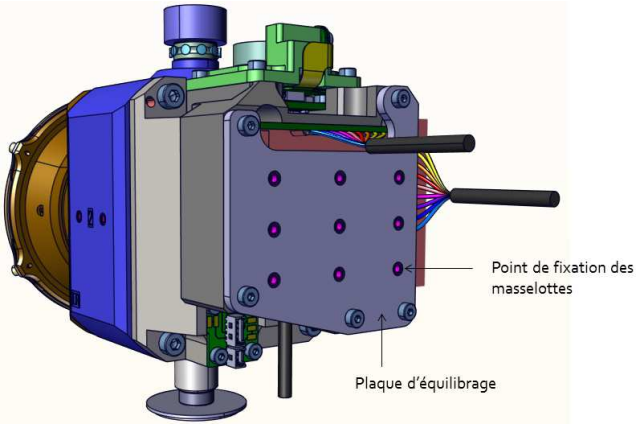

FIGURE 2.30 – Emplacement de la plaque d'équilibrage dans le montage existant

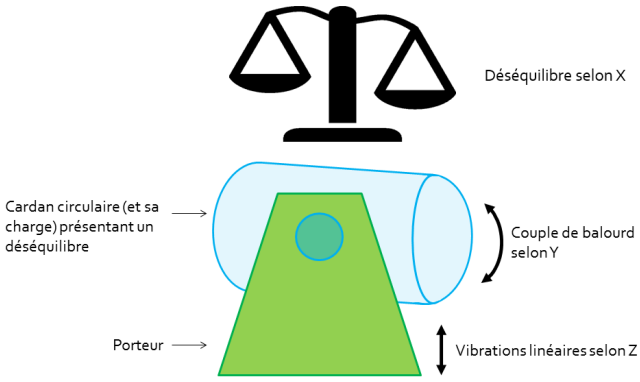

FIGURE 2.31 – Influence du balourd

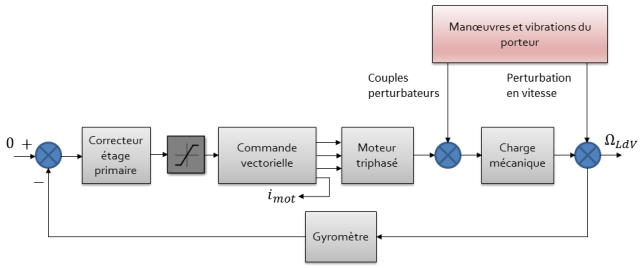

FIGURE 2.32 – Modélisation de l'étage primaire sous forme de schéma-bloc

délisation simple peut être améliorée au fur et à mesure que des connaissances sont acquises sur le système physique.

2.4.1 Modèle adopté pour l'étage de stabilisation primaire

Le modèle de l'étage de stabilisation primaire est en partie issu du modèle développé précédemment à ces travaux, pour le réglage de l'asservissement d'une plateforme à un seul étage de stabilisation, avec la configuration *mesure indirecte*. Le schéma-bloc, qui modélise l'étage primaire du système étudié ici, est donné par la figure 2.32.

Les mouvements du porteur et les oscillations parasites qu'il transmet constituent le scénario des perturbations et interviennent en deux endroits dans le schéma-bloc : dans la formation des couples perturbateurs de frottement et de balourd, ainsi que dans la perturbation en vitesse, via les vibrations de la structure en sortie de modèle. Comme précédemment, dans la simulation du système pour l'élaboration du cahier des charges, les couples de frottements sont modélisés par un modèle de LuGre, dont les coefficients ont été identifiés sur le démonstrateur (cf. annexe A). Le couple de balourd est causé par l'erreur d'équilibrage résiduelle, malgré la procédure d'équilibrage (voir l'annexe A pour plus de détails).

À partir de la tension de commande fournie par le correcteur, un bloc de commande vectorielle est utilisé pour aboutir aux tensions de commande des contrôleurs de courant, appliquées au moteur triphasé. De ce bloc est issue la valeur i_{mot}, le courant qui parcourrait un moteur à courant continu équivalent au moteur triphasé présent dans le montage. La modélisation du moteur triphasé, présente dans le modèle de l'architecture de départ, est conservée. En sortie du bloc moteur, se trouve le couple appliqué à la charge.

La charge est modélisée par une inertie pure en rotation autour de l'axe Y, dont la valeur J est issue des calculs effectués par un logiciel de Conception Assistée par Ordinateur, à partir d'un fichier représentant le système en trois dimensions (fichier dont sont extraites les figures 2.29 et 2.30 notamment). Cette valeur inclut la totalité de la masse suspendue au cardan externe, c'est-à-dire le rotor des moteurs, le cardan interne, le dispositif optronique, les gyromètres et leur support, ainsi que l'étage de stabilisation secondaire.

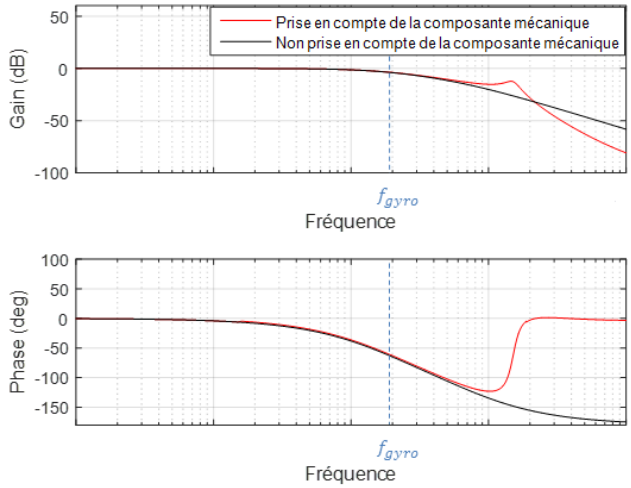

FIGURE 2.33 – Influence du comportement mécanique du gyromètre MEMS sur sa fonction de transfert

Pour simplifier le schéma, seul le gyromètre MEMS, qui mesure principalement la rotation selon Y, supposé dénué de toute erreur de calage, est représenté sur la figure 2.32. Cela ne modifie pas la forme de la fonction de transfert adoptée pour le gyromètre.

Cette fonction de transfert H_{gyro}, donnée par l'équation 2.4 est prise égale au produit de deux filtres du premier ordre, de fréquence de coupure respective f_{gyro} et f_{filtre}. Une composante mécanique haute-fréquence de la fonction de transfert du gyromètre MEMS, fournie par le fabricant du gyromètre sous forme de boite noire, n'est pas prise en compte. Son influence est négligeable sur la bande passante du gyromètre, comme le montre la figure 2.33.

$$H_{gyro}(s) = \frac{1}{1 + \frac{s}{2\pi f_{gyro}}} \times \frac{1}{1 + \frac{s}{2\pi f_{filtre}}} \tag{2.4}$$

Les imperfections du gyromètre, comme le bruit de mesure et la dérive, sont prises en compte. La valeur de la dérive est issue de la fiche technique, alors que l'écart-type b_{gyro} du bruit en position a été mesuré grâce au banc de prototypage rapide (décrit dans l'annexe C), pour prendre en compte une éventuelle influence des traitements de la carte électronique. Le gyromètre est connecté au banc d'essais et maintenu dans une position fixe. Le signal en vitesse est intégré temporellement, puis l'écart-type du signal obtenu est calculé. La valeur expérimentale $\hat{b}_{gyro}$ est du même ordre de grandeur que la valeur théorique : $\hat{b}_{gyro} \simeq 0,95 b_{gyro}$.

Finalement, le gyromètre est modélisé avec une fonction de transfert du deuxième ordre, un bruit en position blanc gaussien d'écart-type $\hat{b}_{gyro}$ (la valeur correspondante du bruit en vitesse est notée $\hat{B}_{gyro}$) et une dérive de valeur d_{gyro}. La figure 2.34 résume la représentation adoptée.

Le correcteur de l'étage primaire est implémenté sous forme d'état. Une satu-

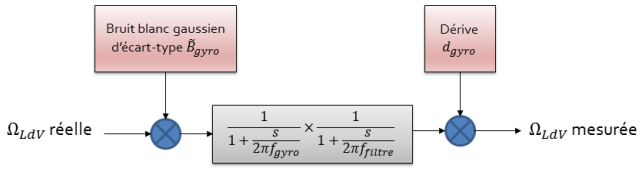

FIGURE 2.34 – Modélisation du gyromètre MEMS adoptée

ration est appliquée avant l'envoi de la commande au moteur, pour reproduire le comportement du démonstrateur. Le système réel inclut, en effet, des saturations pour les commandes, afin de préserver les composantes matérielles (cf. annexe C). Plusieurs lois de commande, réglées par l'utilisateur ou déterminées par un algorithme d'optimisation, pourront être testées à l'aide de ce modèle de simulation par la suite.

2.4.2 Modèle de l'architecture à deux étages de stabilisation

À l'étage de stabilisation primaire précédemment modélisé, on ajoute l'étage de stabilisation secondaire, après avoir caractérisé l'actionneur et le capteur. L'erreur résiduelle de l'étage de stabilisation primaire est utilisée comme consigne pour l'étage secondaire, chargé de la reproduire le plus fidèlement possible, pour la compenser.

2.4.2.1 Caractérisation des piézo-actionneurs

Le banc de prototypage rapide xPC Target, décrit dans l'annexe C, est utilisé pour mener les caractérisations du piézo-actionneur et du capteur de position.

Un capteur de position à courant de Foucault est connecté au banc de prototypage rapide, pour fournir une mesure de position indépendante, et caractériser le piézo-actionneur et la jauge de contrainte séparément. Le modèle utilisé est le eddyNCDT 3300/ES1, qui possède une bande passante permettant l'acquisition de mesures jusqu'à 100kHz, ce qui est tout à fait suffisant pour mesurer les mouvements du piézo-actionneur (les piézo-actionneurs possèdent généralement une bande passante inférieure à ou de l'ordre de 1kHz). Les capteurs à courant de Foucault sont utilisés pour des mesures sur des matériaux conduisant l'électricité. L'extrémité du capteur se compose d'une bobine, dans laquelle circule un courant alternatif à haute fréquence. Le champ électromagnétique résultant induit des courants de Foucault dans le matériau de l'objet dont on mesure le déplacement. Ces courants ont à leur tour un effet sur l'impédance de la bobine. La variation de tension aux bornes de la bobine, provoquée par la variation d'impédance, est proportionnelle à la distance qui sépare l'objet de l'extrémité du capteur.

Le montage expérimental est représenté sur les photos de la figure 2.35.

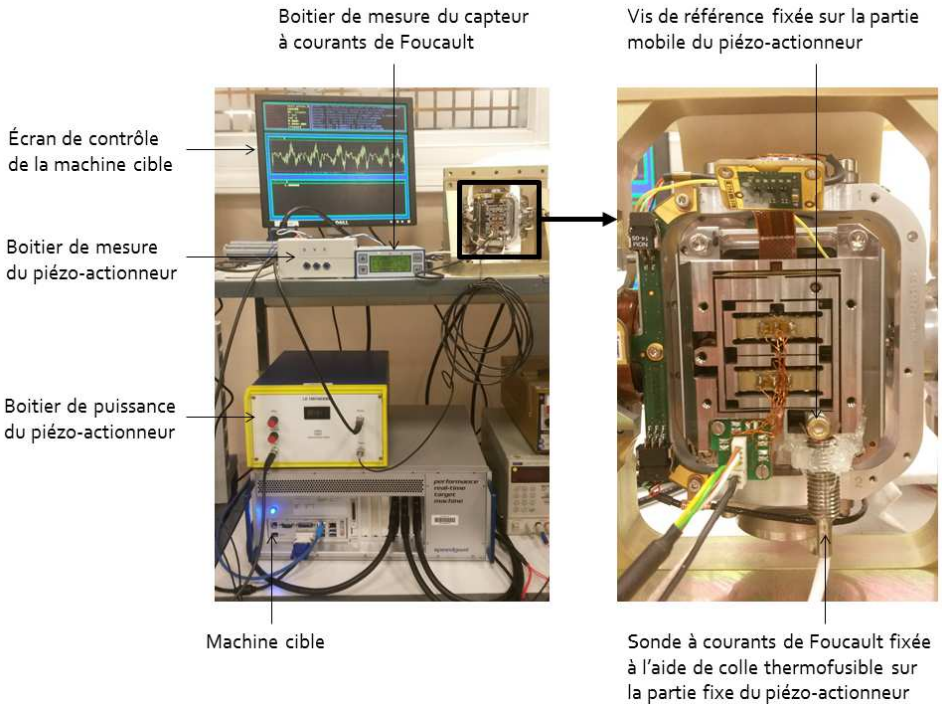

FIGURE 2.35 – Montage expérimental mis en place pour la caractérisation des éléments de la stabilisation secondaire

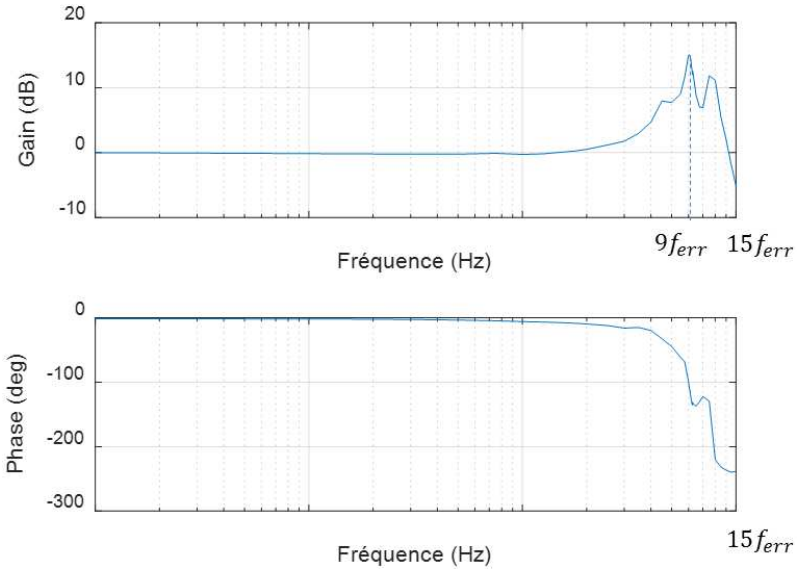

FIGURE 2.36 – Réponse fréquentielle expérimentale du piézo-actionneur de l'étage secondaire

La réponse fréquentielle du piézo-actionneur et celle de la jauge de contrainte sont, dans un premier temps, mesurées. Des commandes sinusoïdales, de fréquence croissante, sont successivement appliquées au piézo-actionneur. Les amplitudes de ces commandes sont faibles, et sont égales à 2% de l'amplitude maximale acceptée par le piézo-actionneur, pour éviter que le phénomène de résonance attendu ([Croft (2001)]) n'endommage le piézo-actionneur. La commande, la sortie du capteur à courant de Foucault et la sortie du boîtier de mesure de l'étage secondaire sont enregistrées, puis analysées. Les figures 2.36, 2.37 et 2.38 représentent respectivement les réponses fréquentielles du piézo-actionneur, du capteur et de l'ensemble actionneur et capteur. La phase de la réponse fréquentielle expérimentale du capteur remonte aux hautes fréquences, alors qu'il est habituel d'assimiler les capteurs à des filtres passe-bas, dont la phase décroit. Il est possible que le phénomène de remontée mesuré provienne d'une erreur de mesure de la phase, difficile à acquérir précisément lorsque l'amplitude du signal est faible. Le capteur se comporte néanmoins comme un gain pur pour les fréquences d'intérêt du signal mesuré. Il sera donc simplement modélisé par une fonction de transfert de 1.

Les figures mettent en avant une résonance, qui est une propriété du piézo-actionneur (et non du capteur, comme le montre la figure 2.37 sur laquelle aucune résonance n'apparaît). Le tracé des réponses fréquentielles expérimentales a été effectué jusqu'à $15f_{err}$, ce qui permet de connaitre le comportement du piézo-actionneur et de la jauge de contrainte sur leur plage de travail.

La fonction de transfert de l'actionneur est identifiée par essai-erreur. La figure 2.39 représente la réponse fréquentielle mesurée sur le système réel, celle de la fonction de transfert identifiée par essai-erreur, ainsi que celle de la fonction de transfert

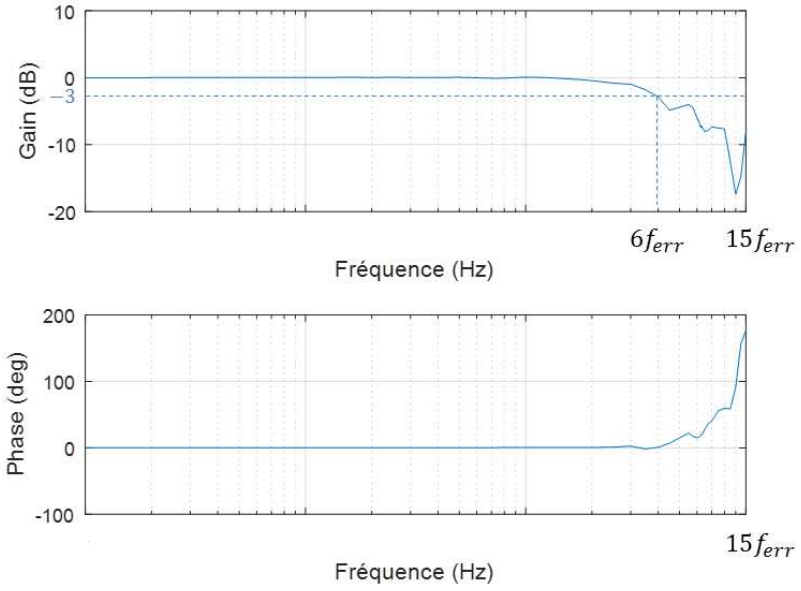

FIGURE 2.37 – Réponse fréquentielle expérimentale du capteur de l'étage secondaire

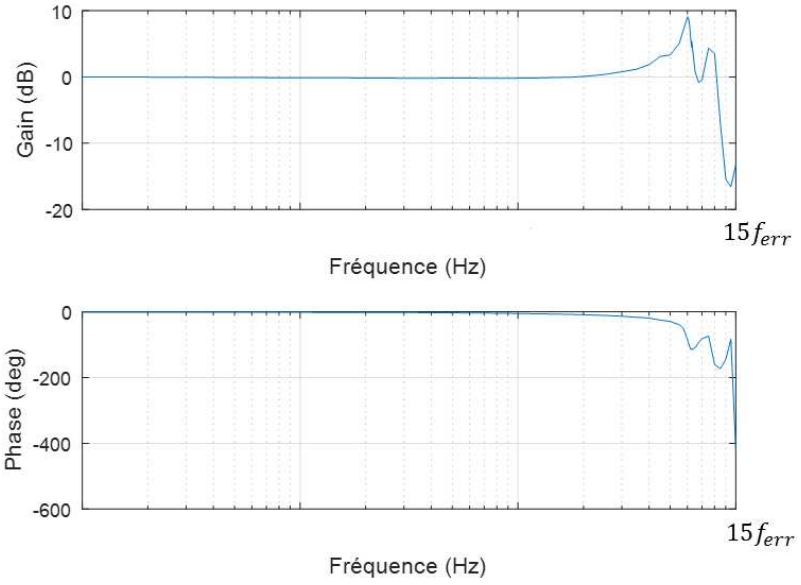

FIGURE 2.38 – Réponse fréquentielle expérimentale de l'ensemble actionneur - capteur de l'étage secondaire

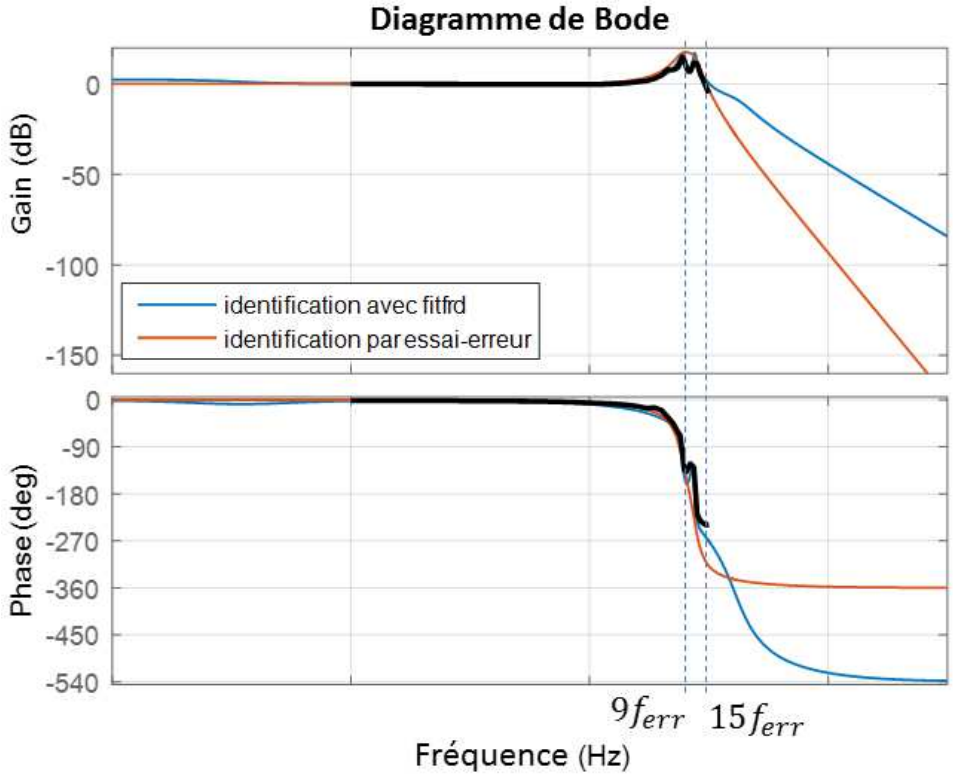

FIGURE 2.39 – Réponses fréquentielles identifiées de l'actionneur de l'étage secondaire (les mesures expérimentales sont représentées en noir)

identifiée par la fonction *fitfrd* de Matlab. Cette dernière est plus proche de la réponse fréquentielle expérimentale. Cependant, lorsqu'elle est incluse dans le modèle Simulink du système, elle provoque des erreurs numériques qui interrompent la simulation. La fonction de transfert identifiée par essai-erreur, qui englobe les deux résonances (et qui peut donc être vue comme une modélisation conservative), lui est donc préférée dans la suite de ces travaux et est utilisée par la suite dans la modélisation Simulink.

La littérature ([Adriaens (2000)], [Ge (1996)], [Xu (2011)]) fait état de trois défauts principaux pour les piézo-actionneurs ([Sofla (2010)]) : la sensibilité du comportement du piézo-actionneur aux variations de température, le glissement et l'hystérésis. Une étude en température du système dépasse le cadre de ces travaux ; aussi le comportement des piézo-actionneurs face aux variations thermiques ne sera pas évoqué par la suite. Le glissement est un phénomène lent, qui peut générer une erreur d'environ 1% du débattement sur 10 s ([Peng (2013)]). Il se manifeste par une évolution de la position du piézo-actionneur alors que la tension de commande qui lui est appliquée est constante. Problématique en boucle ouverte, il est facilement compensable en boucle fermée ([Ge (1996)], [Changhai (2005)]). Une explication physique

du glissement est proposée dans [Changhai (2005)].

Une explication physique au niveau macroscopique de l'hystérésis présente dans le comportement des piézo-actionneurs est également proposée dans [Ge (1996)]. Ce phénomène de non-linéarité, entre la tension de commande et le déplacement, peut également être compensé par la mise en place d'une commande en boucle fermée. Néanmoins, s'il n'est pas pris en compte dans l'élaboration de la commande, il peut se comporter comme un retard de phase et générer une instabilité dans le bouclage ([Goldfarb (1997)], [Ru (2006)]).

La présence d'un phénomène d'hystérésis dans le comportement des actionneurs piézo-électriques a pu effectivement être observée expérimentalement. Une commande sinusoïdale, d'amplitude maximale (-5 V/ + 5 V), est envoyée au piézo-actionneur, et sa position est relevée à l'aide du capteur à courant de Foucault. Des commandes de fréquences différentes sont appliquées à l'actionneur. On observe, en accord avec [Xu (2011)], que la largeur du cycle d'hystérésis augmente avec la fréquence du déplacement commandé, comme le montre la figure 2.40. Plus la fréquence de commande est élevée, plus la perte d'énergie est importante ([Rodriguez-Fortun (2011)]).

Le défaut d'hystérésis, relevé pour des fréquences de commande allant jusqu'à $2f_{err}$ (voir la figure 2.41), vaut jusqu'à 15% de la course totale du piézo-actionneur en boucle ouverte, ce qui est cohérent avec [Ge (1996)]. On note, de plus, une variabilité de l'hystérésis en fonction de l'amplitude de la tension de commande appliquée, en accord avec [Choi (1997)]. Pour des commandes de fréquence faible $0.002f_{err}$, on relève une erreur due à l'hystérésis de 9% pour une commande d'amplitude -5 V / +5 V, contre 6% pour une commande d'amplitude -1 V / +1 V et de même fréquence. On note également, sur la figure 2.41, l'absence de symétrie du cycle d'hystérésis. Ce phénomène est également décrit dans [Ge (1996)] et [Lin (2006)]. Cette asymétrie est due au fait que le piézo-actionneur est mécaniquement compressé par la structure de positionnement dans laquelle il est intégré ([Lin (2006)]).

La dépendance du phénomène d'hystérésis à l'amplitude et la tension de commande et l'asymétrie du cycle sont des caractéristiques qui rendent sa modélisation ardue ([Ge (1996)]).

Plusieurs modélisations de l'hystérésis sont proposées dans la littérature, avec des différences dans la prise en compte des phénomènes expérimentalement observés (la dépendance de l'allure de l'hystérésis à la fréquence et à l'amplitude du signal d'entrée et l'asymétrie de la courbe notamment). On peut éliminer des modèles existants ceux qui supposent la trajectoire commandée connue, comme Preisach ([Ge (1995)]) qui perd de sa représentativité dès lors que la commande est modifiée par rapport à celle utilisée pendant la phase de calibrage ([Lin (2006)]), ou la méthode développée dans [Changhai (2005)], qui se base sur l'acquisition expérimentale et la mise en mémoire de nombreuses courbes d'hystérésis, à partir de signaux d'entrées fixés. Les modèles nécessitant l'identification de nombreux paramètres, comme Prandtl-Ishlinskii qui peut comporter jusqu'à 28 paramètres dans certains cas ([Xu (2011)]) ou Maxwell ([Choi (1997)]), sont de la même manière écartés. Un compromis doit être fait entre le nombre de paramètres à identifier dans le modèle, c'est-à-dire un

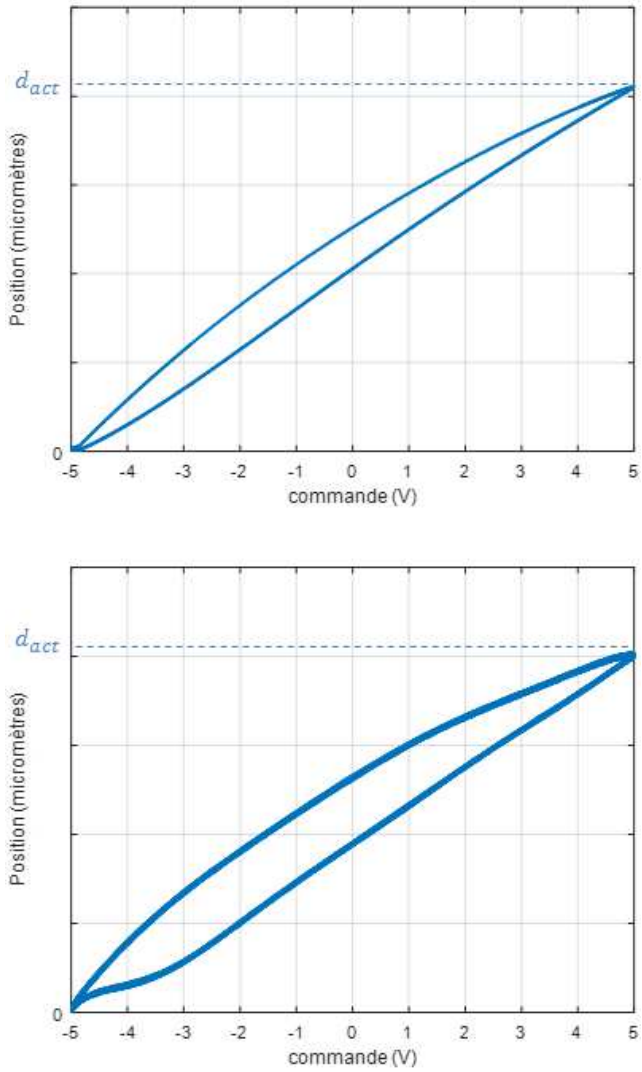

FIGURE 2.40 – Tracé des courbes d'hystérésis avec une commande de fréquence $0{,}002 f_{err}$ (courbe du haut) et une commande de $2 f_{err}$ (courbe du bas)

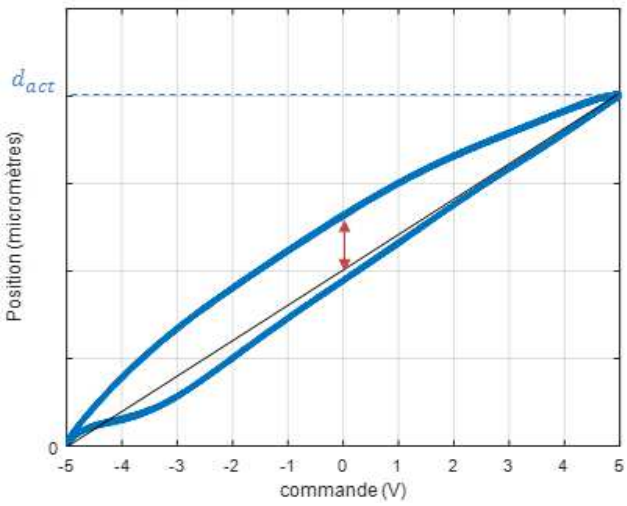

FIGURE 2.41 – Mise en avant de l'asymétrie de la courbe d'hystérésis et du défaut de position dû à l'hystérésis

effort de calcul raisonnable, et l'exactitude de la modélisation.

Le modèle de Bouc-Wen, mis en œuvre dans [Sofla (2010)], est un modèle analytique nécessitant l'identification de 3 paramètres α, β et γ. Les équations caractéristiques de ce modèle sont données en 2.5.

$$\begin{aligned} m\ddot{x} + b\dot{x} + kx &= k(du - h) \\ \dot{h} &= \alpha d\dot{u} - \beta|\dot{u}|h - \gamma\dot{u}|h| \end{aligned} \tag{2.5}$$

La variable x représente le déplacement du piézo-actionneur, la variable u la commande qui lui est appliquée et h est le terme non-linéaire qui modélise le phénomène d'hystérésis. Le terme de gauche de la première égalité de 2.5 décrit le comportement linéaire du piézo-actionneur. Les grandeurs m, b et k représentent respectivement la masse en mouvement, l'amortissement et la raideur du dispositif, et peuvent être fournies par le fabricant du piézo-actionneur. Dans ce qui suit, les données fournies par le fabricant ne sont pas utilisées. Le terme $m\ddot{x} + b\dot{x} + kx$ est remplacé par la fonction de transfert précédemment identifiée pour le piézo-actionneur.

La grandeur d est le facteur d'échelle entre le déplacement et la tension appliquée aux bornes du piézo-actionneur et s'identifie facilement en essai.

Enfin, les coefficients α,β et γ sont les paramètres à identifier. La figure 2.42 présente la modélisation du piézo-actionneur, sous forme de schéma-bloc.

Le modèle de Bouc-Wen ne prend pas en compte l'asymétrie de la courbe et sa variation en fonction de la fréquence du signal d'entrée. Il est cependant moins lourd à implémenter et possède une dépendance plus faible aux signaux utilisés pour l'identification que le modèle de Preisach notamment ([Lin (2006)]).

On peut également citer l'utilisation d'un réseau de neurones pour la modélisation de l'hystérésis, dans les travaux de [Hwang (2001)] par exemple.

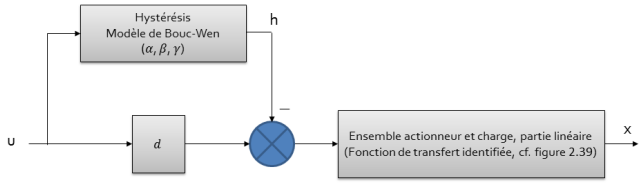

FIGURE 2.42 – Représentation du piézo-actionneur sous forme de schéma-bloc

Le modèle d'hystérésis choisi pour sa simplicité est le modèle de Bouc-Wen. Une optimisation est menée pour identifier les paramètres du modèle, à partir de données réelles. La fonction de coût F_i utilisée est l'erreur quadratique moyenne entre la position donnée par le modèle X_{pos} et les N_i données acquises sur le banc d'essais X_{mes} et est donnée par l'équation 2.6. Cette fonction de coût se retrouve également dans les travaux de [Lin (2006)].

$$F_i = \sqrt{\sum_{i=1}^{N_i} \frac{(X_{mod}(i) - X_{mes}(i))^2}{N_i}} \tag{2.6}$$

L'algorithme du simplexe de Nelder-Mead, implémenté dans Matlab (fonction *fminsearch*), a été utilisé pour minimiser la fonction de coût 2.6 et identifier les coefficients du modèle de Bouc-Wen. Le point initial a été déterminé par un premier réglage par essai-erreur.

Les résultats de l'optimisation sont donnés par la figure 2.43, qui compare les déplacements mesurés et modélisés du piézo-actionneur en fonction du temps, ainsi que par la figure 2.44, qui représente les cycles d'hystérésis mesuré et modélisé.

Les figures 2.43 et 2.44 montrent un écart non négligeable entre le modèle et les données réelles, lors du changement de sens du mouvement. Le modèle constitue une approximation correcte du mouvement sur le reste de la trajectoire, avec une valeur finale de la fonction de coût égale à $5,7.10^{-6}$.

Cette identification a été menée avec une amplitude de commande maximale et une fréquence de commande égale à $2f_{err}$, pour que l'hystérésis modélisée constitue un cas sévère, qui mette à l'épreuve la robustesse en stabilité de l'asservissement synthétisé pour l'étage de stabilisation secondaire.

Le modèle, donné par l'équation 2.5 ainsi paramétrée[3], est inclus dans la simulation Simulink du système complet.

2.4.2.2 Modèle complet à deux étages de stabilisation

Le schéma-bloc du modèle complet, à deux étages de stabilisation (voir figure 2.45), est constitué de la réunion des schémas-blocs des deux étages précédemment

3. Les paramètres du modèle identifiés sont volontairement passés sous silence, pour des raisons de confidentialité.

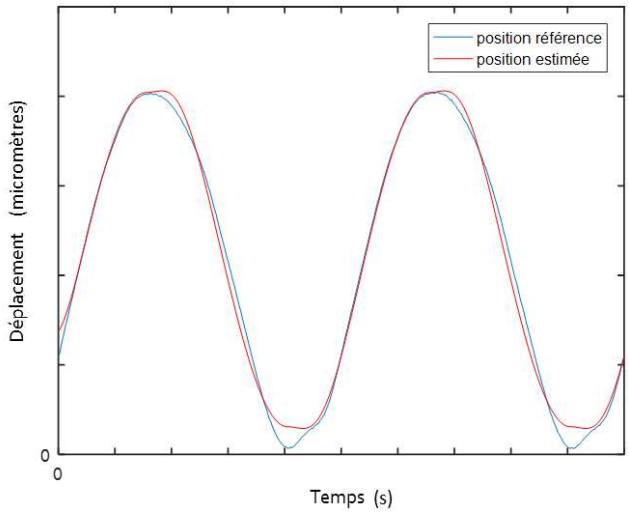

FIGURE 2.43 – Comparaison des mouvements mesurés du piézo-actionneur et estimés par le modèle de Bouc-Wen

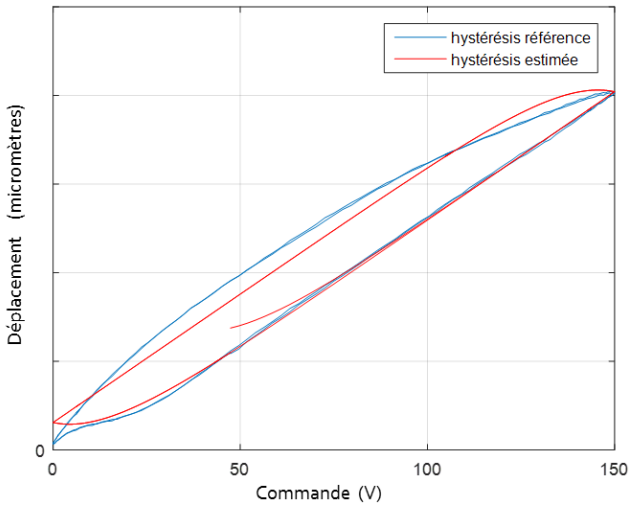

FIGURE 2.44 – Mise en évidence de l'asymétrie de la courbe d'hystérésis et du défaut de position dû à l'hystérésis

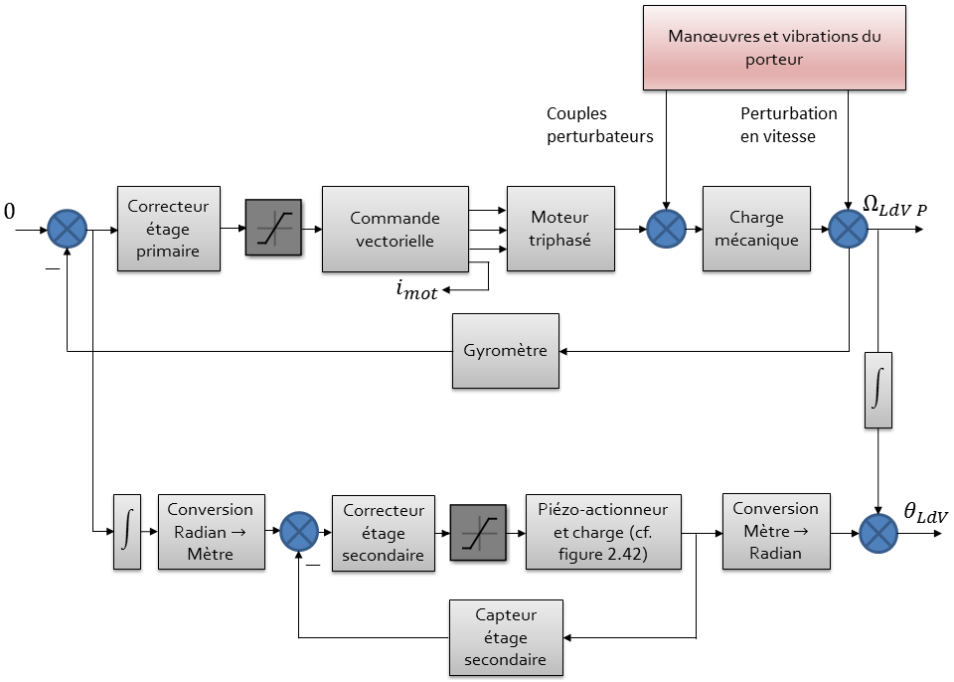

FIGURE 2.45 – Schéma-bloc complet du démonstrateur à deux étages de stabilisation

décrits.

Le schéma-bloc ne comporte que des états continus. Il est exécuté à pas de temps fixe, principalement pour deux raisons : afin de reproduire le comportement du calculateur à pas fixe, sur lequel sera implémentée la loi de commande, et faciliter le calcul de la Fonction de Transfert de Modulation à partir des données issues de la simulation. La fréquence d'échantillonnage du solveur est fixée par l'utilisateur, à une valeur environ 1000 fois supérieure à la bande passante de l'étage de stabilisation secondaire.

Plusieurs solveurs sont à la disposition de l'utilisateur dans Matlab / Simulink pour l'exécution des modèles à états continus et à pas fixe. Les solveurs classiques (ode3 et ode8 notamment) ont été utilisés dans un premier temps. Cependant, il a été constaté que, malgré le fait que toutes les lois de commande testées en simulation subissent une analyse préalable, destinée à s'assurer de la stabilité du système bouclé, la simulation du système avec ces solveurs provoquent, de temps à autre, la divergence de la dérivée d'un des signaux et l'arrêt de la simulation. Aucun cas de divergence de signaux n'est constaté avec l'utilisation du solveur ode14x, privilégié dans le cas de systèmes comportant la modélisation physique de composants ou de systèmes raides. [4] Ce solveur est ainsi adopté dans la suite des travaux.

L'inconvénient rencontré avec l'emploi de ode14x est le temps de simulation du

4. http ://fr.mathworks.com/help/simulink/ug/types-of-solvers.html

système, qui s'en trouve augmenté : pour 5 secondes de simulation du système, le temps d'exécution est d'environ une minute, contre moins de la moitié en utilisant le solveur ode8 par exemple.

2.5 Conclusion

Un état de l'art des solutions de stabilisation de Ligne de Visée a été présenté dans ce chapitre. À partir d'un étage de stabilisation existant, une nouvelle architecture a été conçue, par ajout d'un étage de stabilisation secondaire. Les composants de la nouvelle architecture ont été spécifiés, choisis et caractérisés. Enfin le système complet a été modélisé, à l'aide de Matlab / Simulink, pour être utilisé dans les algorithmes de réglage des lois de commande. Il est important de noter que l'évaluation des performances d'un correcteur par la simulation est coûteuse en temps de calcul, ce qui devra être pris en compte dans le choix de l'algorithme d'optimisation employé, pour qu'une loi de commande intéressante puisse être synthétisée dans un temps compatible avec les contraintes industrielles. L'intérêt d'une loi de commande est résumé par la valeur prise par la fonction de coût. Cette fonction de coût est décrite dans le chapitre suivant.

Chapitre 3

Synthèse des lois de commande de la plate-forme : prise en compte directe d'un critère de qualité image

Sommaire

3.1 Introduction 51
3.2 État de l'art concernant la synthèse de correcteurs de Ligne de Visée 52
3.3 Quantification de la qualité image : choix d'un critère et méthode de calcul 55
3.3.1 Définition de la Fonction de Transfert de Modulation 55
3.3.2 Méthode d'évaluation adoptée 57
3.4 Mise en forme de la fonction de coût 62
3.4.1 Quantification de la qualité image 62
3.4.2 Contraintes liées au système 65
3.4.3 Expression de la fonction de coût F 68
3.5 Forme des correcteurs adoptés 71
3.5.1 Structure de correction de l'étage primaire 71
3.5.2 Structure de correction de l'étage secondaire 78
3.5.3 Réglage à la main des correcteurs des étages de stabilisation . 79
3.5.4 Analyse empirique de la fonction de coût et de l'influence des paramètres par coupe d'espace 83
3.6 Conclusion 92

3.1 Introduction

Une modélisation du système a été proposée au chapitre précédent. Il s'agit désormais de synthétiser les lois de commande.

Le but de l'asservissement de la plate-forme de stabilisation est de garantir la meilleure qualité d'image, tout en préservant des marges de stabilité suffisantes et en respectant des contraintes imposées par le système.

Pour des raisons de simplicité, liées à la facilité de la mise en œuvre de la méthode d'optimisation adoptée (cf. chapitre 4), on considère une optimisation mono-objectif, non contrainte. Ce chapitre décrit donc une fonction F, appelée fonction de coût, qui a été conçue pour réunir l'ensemble de ces différentes exigences en une seule grandeur. La fonction F prend une valeur élevée, par exemple, lorsque les correcteurs testés produisent une image à la qualité dégradée, ou bien que les marges de stabilité du système corrigé n'atteignent pas des niveaux satisfaisants, et une valeur faible dans le cas contraire. Les correcteurs seront ainsi classés selon leur coût : un correcteur générant un coût faible sera préféré à un correcteur qui entraîne un coût élevé.

Dans un cadre industriel, l'élaboration des lois de commande se doit d'être simple, afin de limiter l'intervention d'un expert et de mobiliser le moins de temps possible l'ingénieur qui en a la charge.

Même si l'amélioration de la qualité de l'image est toujours le but recherché dans la synthèse de correcteurs de stabilisation de Ligne de Visée, le critère utilisé varie selon les méthodes employées et son choix exerce une influence sur la procédure de vérification de la performance finale. Différents critères, plus ou moins directement reliés à la qualité de l'image, sont passés en revue dans la section 3.2. Le choix est fait ici d'utiliser directement la quantification de la qualité de l'image comme critère de synthèse des asservissements. Plusieurs grandeurs peuvent être utilisées pour quantifier le niveau de flou présent dans une image à cause du résiduel de stabilisation. L'une d'entre elles, la Fonction de Transfert de Modulation (FTM), qui quantifie la dégradation du contraste par l'erreur de stabilisation, est sélectionnée entre autres pour son utilisation répandue dans les spécifications des systèmes industriels. Son calcul est ensuite explicité dans la section 3.3. Une fonction de coût, intégrant la FTM ainsi que des contraintes du système, est proposée dans la section 3.4. Sa forme est influencée par l'algorithme d'optimisation choisi, qui est présenté dans le chapitre 4. Enfin, la forme des correcteurs, dont les paramètres seront ajustés lors de la phase d'optimisation, est discutée dans la section 3.5.

3.2 État de l'art concernant la synthèse de correcteurs de Ligne de Visée

Diverses méthodes générales d'automatique ont été appliquées à la synthèse de correcteurs de stabilisation de Ligne de Visée.

Le critère ITAE (Integral Time Absolute Error), c'est-à-dire l'intégrale temporelle de la valeur absolue de l'erreur d'asservissement multipliée par le temps, est utilisé dans [Roshdy (2012)] et [Wang, L. (2008)] pour synthétiser un correcteur PI classique et un correcteur PI à ordre fractionnaire respectivement. Les correcteurs choisis minimisent le critère ITAE.

Les travaux de [Bansal (2014)] se fondent sur des critères classiques d'erreur statique, de dépassement et de temps de montée, pour le placement des pôles d'un correcteur ou le réglage des coefficients d'un correcteur PID.

La commande floue est largement employée dans les méthodes de synthèse de correcteurs de stabilisation de Ligne de Visée ([Ji (2006)], [Ghaeminezhad (2014)], [Woodward (1999)]). L'objectif poursuivi dans l'élaboration de l'algorithme de commande est la réduction de l'amplitude de l'erreur.

Une approche H_∞ est proposée dans [Lee (2008)], [Michelin (1991)], ainsi que dans les travaux menés dans le cadre de collaborations Safran Electronics and Defense et CentraleSupélec qui ont précédé cette thèse : dans [Hirwa (2013b)], des correcteurs H_∞ d'ordre réduit sont synthétisés par différentes méthodes d'optimisation ; dans [Feyel (2015)], des correcteurs H_∞ sont déterminés par des algorithmes d'optimisation stochastique.

Les critères employés s'attachent ainsi largement à la réduction de l'erreur de position ou de vitesse de la boucle d'asservissement.

Or, la qualité de l'image est liée non seulement à l'amplitude du signal d'erreur, mais également à son contenu spectral ([Hilkert (1991)]). Les performances atteintes par les asservissements développés dans les travaux précédents ne sont pas directement liés à un critère de qualité d'image et il est difficile de quantifier le niveau de flou, dû au résiduel de stabilisation dans l'image après la correction.

Ainsi, pour conserver un lien avec la qualité d'image recherchée, dans de nombreuses applications industrielles, la spécification concernant la qualité de l'image, initialement formulée à l'aide de la FTM est réécrite en termes d'écart-type d'erreur toléré en position ([Ratches (1975)]). Ce critère, dit "bas-niveau", est notamment considéré dans [Haessig (1987)]. Le passage d'un critère de qualité image à un critère sur l'erreur d'asservissement nécessite de faire l'hypothèse que l'erreur en position est un bruit blanc gaussien haute-fréquence, dont l'écart-type est celui du signal d'erreur ([Ratches (1975)]).

Cependant, cette hypothèse, qui permet des développements mathématiques relativement simples et qui fournit à l'ingénieur automaticien en charge des asservissements de la plate-forme une spécification plus facile à utiliser qu'une courbe de FTM, est erronée. En effet, dans de nombreux systèmes, le mouvement résiduel possède des composantes basse fréquence sinusoïdales, comme sur les hélicoptères, où les vibrations du rotor sont transmises à l'imageur via la structure de fixation ([Hilkert (1991)]). Typiquement, le mouvement résiduel est une combinaison de mouvements sinusoïdaux, aléatoires et parfois linéaires et son spectre s'étend des basses aux hautes fréquences.

Il n'existe donc pas une stricte équivalence entre le critère portant sur la FTM et le critère "bas-niveau". Un correcteur qui satisfait le critère sur la valeur de l'écart-type de l'erreur ne satisfait pas nécessairement le critère de FTM. Une vérification supplémentaire est ainsi nécessaire pour s'assurer que le correcteur synthétisé correspond bien à l'exigence de qualité d'image de départ, ce qui sollicite à nouveau une intervention de l'ingénieur en charge de la synthèse des asservissements. Les étapes de synthèse de cette méthode en deux temps, utilisant un critère dérivé du critère de qualité image, sont décrites par le diagramme de la figure 3.1.

Enfin, l'emploi de la valeur de l'écart-type de l'erreur en position constitue poten-

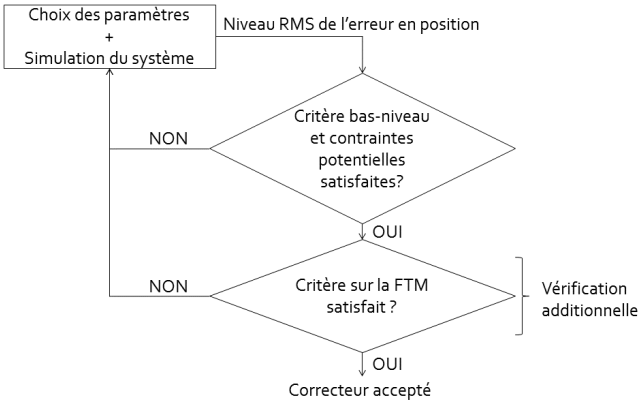

FIGURE 3.1 – Étapes de la synthèse d'un correcteur avec l'utilisation d'un critère dérivé de la FTM

tiellement une méthode conservative. Un système qui tolère une erreur d'écart-type donné, à des fréquences supérieures à celle de formation des images, peut tolérer une erreur deux à trois fois plus importantes à basse fréquence ([Hilkert (1991)]). En effet, les hautes fréquences présentes dans le mouvement sont susceptibles d'introduire du flou lors de la formation de l'image, alors que les composantes aux basses fréquences décalent les images les unes par rapport aux autres. Ce dernier phénomène, problématique pour l'œil humain, génère, néanmoins, des dégradations moins importantes sur l'image finale que les mouvements présents pendant la formation de l'image ([Hilkert (1991)]), ce qui explique que l'erreur tolérée aux basses fréquences peut être plus élevée. Une spécification trop conservative pourrait avoir pour effet d'écarter certains correcteurs, dont les performances auraient pourtant été satisfaisantes en ce qui concerne la qualité d'image. Ce point est d'autant plus problématique que les performances exigées quant à la stabilisation sont en augmentation constante dans le domaine militaire ([Masten (1985)]), comme dans le domaine civil.

D'autres variantes, également présentées dans [Hilkert (1991)], tentent de prendre en compte cet aspect fréquentiel. Ces méthodes, qui n'ont pas l'avantage de la simplicité ni celui d'exploiter directement le critère de qualité image haut-niveau, ne seront pas développées dans la suite.

Afin d'éviter les itérations supplémentaires et l'utilisation d'un critère potentiellement conservatif, un critère de qualité image sera utilisé directement dans la synthèse des asservissements dans la suite de ces travaux. Ce type de critère a été peu utilisé jusqu'à présent dans la synthèse de correcteurs de stabilisation de Ligne de Visée. On le retrouve néanmoins dans les travaux de [Anderson (2011)], où un critère construit à partir de la FTM spécifiée est optimisé à l'aide de métaheuristiques, pour régler un correcteur PI. Un parallèle est possible avec l'utilisation de la FTM optique pour le dimensionnement d'ensemble de lentilles. Dans [Rimmer (1990)], le

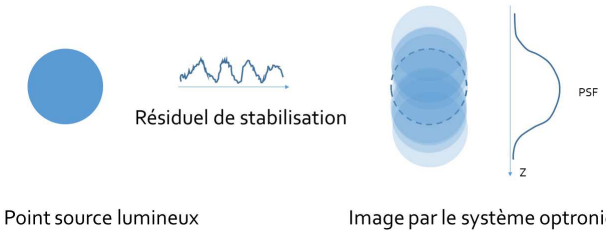

FIGURE 3.2 – Dégradation de l'image par le résiduel de stabilisation

critère bas-niveau, habituellement employé, est délaissé, pour directement utiliser la FTM optique dans la conception d'un ensemble optique.

Les critères de qualité image sont généralement plus complexes et coûteux en temps de calcul que les critères habituels de l'automatique. Une définition précise de la grandeur utilisée et une description de la méthode de calcul correspondante sont données dans le paragraphe suivant.

3.3 Quantification de la qualité image : choix d'un critère et méthode de calcul

3.3.1 Définition de la Fonction de Transfert de Modulation

Dans un système optronique, le résiduel de stabilisation dégrade l'image, comme le mouvement du photographe pendant la prise de vue dégrade un cliché. Une source lumineuse ponctuelle (autrement dit une impulsion de Dirac spatiale) aura pour image un point "étalé", à cause du mouvement parasite de la Ligne de Visée, comme l'illustre la figure 3.2.

La fonction mathématique décrivant la réponse du système d'imagerie à une source ponctuelle est appelée la PSF (Point Spread Function ou fonction d'étalement du point) et est représentée sur la figure 3.2. Cette fonction est l'équivalent de la réponse impulsionnelle, utilisée en traitement du signal. Le temps y est ici remplacé par l'espace. Les fréquences spatiales basses sont associées aux formes générales présentes dans l'image et les fréquences élevées aux détails.

En considérant la transformée de Fourier de la PSF, on obtient la Fonction de Transfert Optique (FTO). Le module de la FTO est la Fonction de Transfert de Modulation (FTM), très souvent utilisée pour spécifier le niveau de qualité image requis pour un système optronique.

La modulation traduit la variation d'un signal sinusoïdal autour de sa valeur moyenne. En utilisant les notations de la figure 3.3, l'équation 3.1 donne la modulation d'une mire sinusoïdale.

$$modulation = \frac{I_{max} - I_{min}}{I_{max} + I_{min}} \tag{3.1}$$

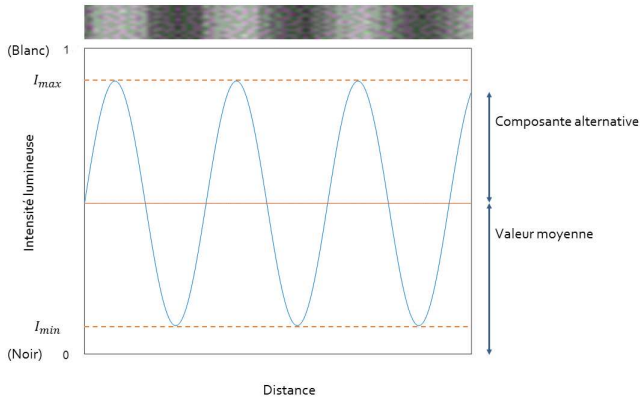

FIGURE 3.3 – Définition de la modulation d'une cible sinusoïdale

L'étalement dû aux mouvements de la Ligne de Visée, précédemment illustré par la figure 3.2, a pour effet de diminuer le contraste, i.e. la différence d'intensité entre les zones de l'image d'intensité plus faible et celles d'intensité plus élevée, et donc de faire décroitre la modulation.

La FTM peut être vue comme le rapport des modulations d'une mire sinusoïdale source et de son image, capturée par un système optronique. Lorsque la FTM est élevée et proche de 1, cela signifie que le contraste n'a pas été altéré par le système. Ce rapport varie selon la fréquence spatiale considérée. Plus la fréquence spatiale est élevée (c'est-à-dire, plus on s'intéresse aux détails présents dans la scène source), plus la dégradation de contraste due aux mouvements de la Ligne de Visée est importante. Ce phénomène est mis en évidence sur la figure 3.4, où les effets de l'erreur de stabilisation sont illustrés sur trois mires sinusoïdales de fréquences spatiales différentes [1].

La FTM sera utilisée dans la suite de ces travaux pour quantifier le niveau de flou introduit dans l'image par l'erreur de stabilisation. Son calcul sera détaillé dans la suite.

La PSF aurait également pu être utilisée pour évaluer la qualité de l'image : une PSF peu étalée correspond à un système dont les lois de commande parviennent à réduire efficacement l'influence de l'erreur de stabilisation sur la qualité de l'image. Des critères utilisant la PSF pour quantifier la dégradation de l'image sont répertoriés dans [Lemarchand (1995)]. Cette grandeur, moins courante que la FTM dans les spécifications industrielles, sera laissée de côté dans la suite de ces travaux.

1. Il est à noter que les fréquences spatiales peuvent être exprimées dans plusieurs unités : en $cycle.mm^{-1}$ ou en $cycle.rad^{-1}$ par exemple selon que le mouvement de la Ligne de Visée est une translation ou une rotation. On peut également trouver l'unité de $cycle.pixel^{-1}$: dans ce cas, le mouvement peut être angulaire ou linéaire selon que l'on considère le secteur angulaire vu par un pixel ou bien la taille de la surface active du pixel. Un cycle représente une période spatiale sur une mire sinusoïdale.

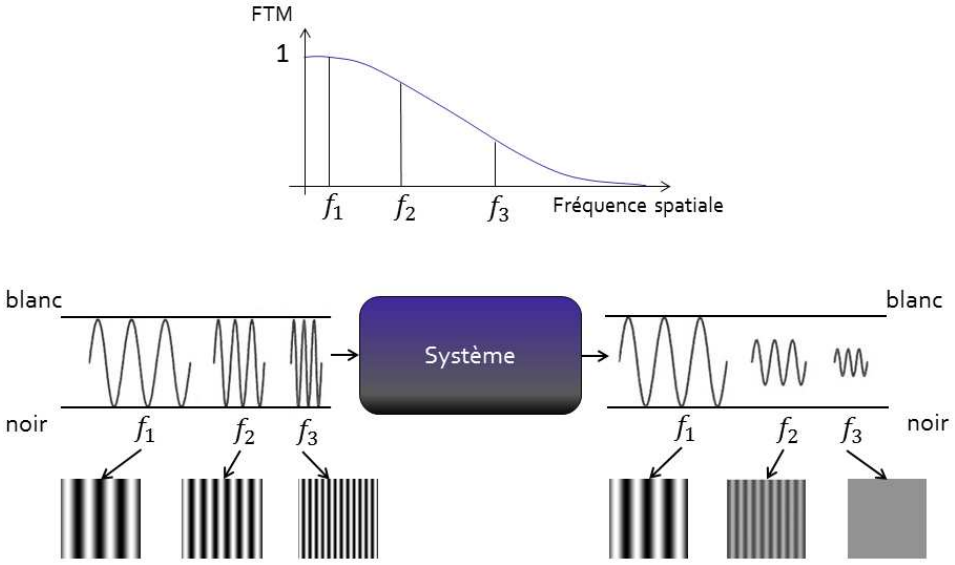

FIGURE 3.4 – Dégradation du contraste en fonction de la fréquence spatiale

3.3.2 Méthode d'évaluation adoptée

La méthode de calcul adoptée pour la FTM de bougé est décrite dans le cas d'un mouvement selon un seul axe, l'axe d'élévation, choisi dans ces travaux (cf. chapitre 2). Une extension de la méthode présentée à la prise en compte de mouvements résiduels selon les deux axes de mouvement de la plate-forme est possible. Des pistes sont données en annexe D sur la démarche à adopter dans ce cas. Le calcul de la FTM dépend du type de détecteur adopté. La méthode d'évaluation sera d'abord décrite sur un capteur de type "cliché instantané" dans un souci de simplicité, puis sur le détecteur bolométrique, employé dans l'imageur.

3.3.2.1 Avec un détecteur de type "cliché instantané"

Un capteur de type "cliché instantané" est un capteur qui possède une fenêtre d'acquisition de durée fixe, pendant laquelle il acquiert les données de l'image. Son comportement est décrit dans l'annexe E.

La méthode d'évaluation adoptée pour la FTM de bougé prend en compte les caractéristiques du capteur (son temps d'intégration et la taille du secteur angulaire vu par un pixel), ainsi que le mouvement de la Ligne de visée, c'est-à-dire le résiduel de stabilisation.

Des calculs de FTM sont effectués à intervalles réguliers, à partir des données de mouvement de la Ligne de Visée. La figure 3.5 représente les données de position de la Ligne de Visée prises en compte, pour deux mesures consécutives de FTM à t_1 et t_2. Au temps t_1, les données de position qui influencent le calcul de la FTM sont les

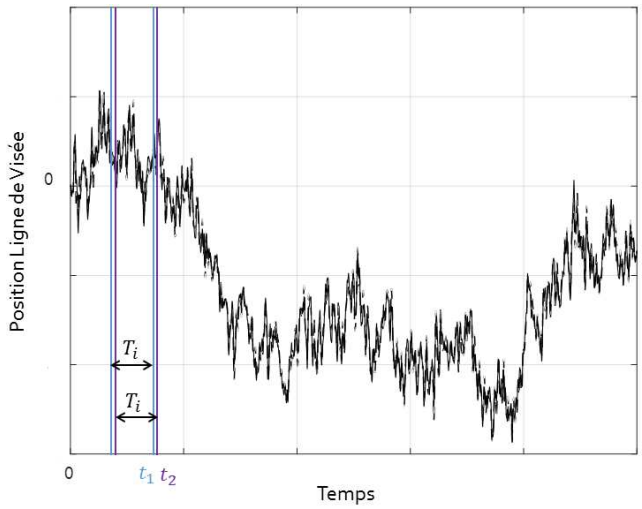

FIGURE 3.5 – Intervalle glissant de durée T_i

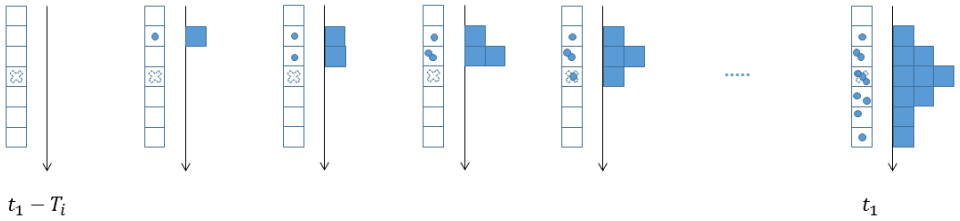

FIGURE 3.6 – Construction de la PSF à partir des mouvements de la Ligne de Visée

données de l'intervalle $I_{t_1} = [t_1 - T_i; t_1]$. La grandeur T_i est le temps d'intégration du capteur et l'intervalle correspond à la fenêtre d'ouverture du capteur "snapshot" (cf. annexe E). Un nombre important de FTM est ainsi calculé à partir d'une simulation.

La première étape du calcul d'une FTM est constituée par l'évaluation de la PSF. Pour la mesure à t_1, une impulsion de Dirac lumineuse est animée par les mouvements simulés de la Ligne de Visée compris dans l'intervalle I_{t_1} sur une ligne de pixels [2]. L'histogramme de répartition des données autour du pixel central, c'est-à-dire la PSF, peut être tracé. La figure 3.6 reprend ce principe. Ce calcul, où l'on ajoute les contributions des différents points de mesure, suppose la linéarité du détecteur.

La FTM à t_1 est ensuite obtenue en calculant le module de la transformée de Fourier de la PSF.

La FTM à t_2 et les FTM à des temps ultérieurs se calculent de la même manière.

2. Les pixels dont il est question ne sont pas les pixels physiques mais des fractions de ceux-ci. Les pixels physiques sont sur-échantillonnés pour augmenter la précision du calcul.

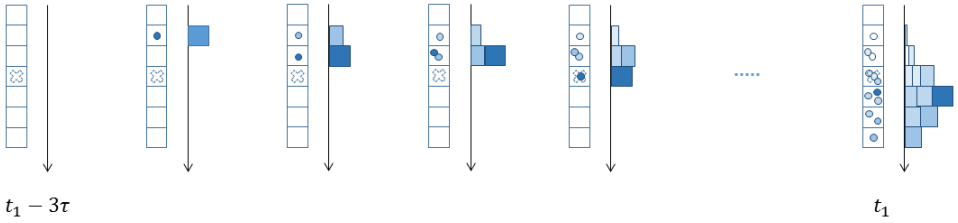

FIGURE 3.7 – Construction de la PSF à partir des mouvements de la Ligne de Visée dans le cas d'un capteur bolométrique non refroidi

Une multitude de FTM est ainsi obtenue à partir du mouvement de la Ligne de Visée. Toutes ces courbes sont utilisées pour tracer une unique courbe, la FTM à ρ%. Cette FTM est telle que ρ% des courbes de FTM tracées se situent au dessus. La valeur de ρ est une valeur empirique. Des tests impliquant des opérateurs humains ont permis de déduire quel pourcentage des FTM calculées pouvait être négligé sans altérer les capacités de détection, reconnaissance et identification (DRI) (voir la section 3.4 et en particulier la figure 3.10).

La moyenne des courbes de FTM est également parfois utilisée en lieu et place de la FTM à ρ%, comme dans [Anderson (2011)].

3.3.2.2 Avec un détecteur bolométrique non refroidi

Un bolomètre non refroidi est un type de détecteur infrarouge dont le comportement est brièvement décrit en annexe E.

La méthode d'évaluation de la FTM avec un détecteur bolométrique présente des points communs avec celle présentée pour le détecteur à cliché instantané.

La différence se situe au niveau de la quantité de données de mouvement de la Ligne de Visée prises en compte, et de la manière dont ces données sont utilisées dans le calcul de la PSF.

Contrairement au détecteur "snapshot", le bolomètre non refroidi n'a pas une fenêtre d'ouverture de longueur fixe, mais acquiert en permanence des données en provenance de la scène. Les effets des rayonnements qui frappent la surface sensible du détecteur s'atténuent exponentiellement en fonction du temps (cf. annexe E). Les données d'intérêt des mouvements de la Ligne de Visée sont celles situées dans l'intervalle $I_{t_1} = [t_1 - 3\tau; t_1]$, où t_1 est l'instant où le calcul de la FTM est effectué, et τ est la constante de temps du détecteur. Cet intervalle est, en général, plus long que les fenêtres d'acquisition des détecteurs à cliché instantané. Par conséquent, la performance exigée de l'asservissement doit être plus importante avec un détecteur bolométrique non refroidi qu'avec un capteur à cliché instantané, à qualité d'image finale identique.

Le schéma de la figure 3.7 reprend celui de la figure 3.6, en mettant en valeur les différences présentes dans le calcul de la PSF.

De la même manière que précédemment, à partir de chaque PSF, une FTM est

calculée. La FTM à $\rho\%$ est ensuite tracée à partir de toutes les FTM évaluées sur la durée de la simulation.

3.3.2.3 Autres méthodes d'évaluation

Un tour d'horizon rapide d'autres méthodes d'évaluation de la FTM est proposé ci-dessous.

Lorsque les mouvements de la Ligne de Visée sont des mouvements simples et connus, il existe des méthodes analytiques qui permettent de tracer la FTM à partir de certaines caractéristiques du mouvement ([Holst (2008)]). Ce cas se présente pour trois mouvements particuliers : les mouvements sinusoïdaux, les mouvements linéaires uniformes et les mouvements gaussiens haute fréquence. Les mouvements résiduels de la Ligne de Visée pourraient être modélisés comme une combinaison linéaire de ces mouvements. Néanmoins, la FTM de bougé du mouvement réel ne peut pas être calculée comme la combinaison linéaire des FTM de chaque composante du mouvement, ni comme leur produit ([Hilkert (1991)]). Ces formules ne peuvent donc pas être utilisées dans le cadre de ces travaux pour évaluer la FTM.

La méthode développée par [Stern (1997)] permet d'évaluer la FTM de bougé d'un système sans calculer préalablement la PSF, à l'aide d'une formule mathématique. Les calculs sont menés en faisant l'hypothèse implicite que le détecteur utilisé est de type "snapshot". Une modification simple permet, néanmoins, d'effectuer les calculs avec un détecteur bolométrique non-refroidi. Le mouvement considéré est monodimensionnel. Adapter les calculs présentés à un mouvement en deux dimensions est jugé difficile. L'adaptation de la méthode choisie dans le cadre de ces travaux à un cas de mouvement en deux dimensions nécessite des modifications moindres, ce qui encourage à la conserver dans le cadre de développements futurs. Le temps de calcul des deux méthodes pour l'évaluation de la FTM en deux dimensions n'a cependant pas été évalué.

Enfin, [Anderson (2011)] propose d'effectuer le calcul de la FTM de bougé en utilisant l'équation 3.1. La modulation d'une mire sinusoïdale, de fréquence spatiale f donnée, est calculée avant et après dégradation du contraste par les mouvements résiduels de la Ligne de Visée. Le rapport des modulations permet d'obtenir la FTM à la fréquence f. Un calcul similaire est effectué avec des mires de fréquences sinusoïdales différentes pour construire la courbe de FTM. La modulation de la mire dégradée par les mouvements de la Ligne de Visée est calculée à l'aide de l'outil SCT (Sightline Control Toolbox), non disponible librement. Pour cette raison, notamment, cette méthode de calcul de la FTM n'est pas retenue.

3.3.2.4 Difficultés de calcul

La principale difficulté rencontrée lors de l'évaluation de la FTM concerne la charge de calcul. Lors de l'étape de calcul de la PSF, une discrétisation spatiale est opérée. L'écart entre les points de calcul est fixe ; le nombre de points de calcul augmente donc avec l'amplitude du mouvement, ce qui fait augmenter le temps de

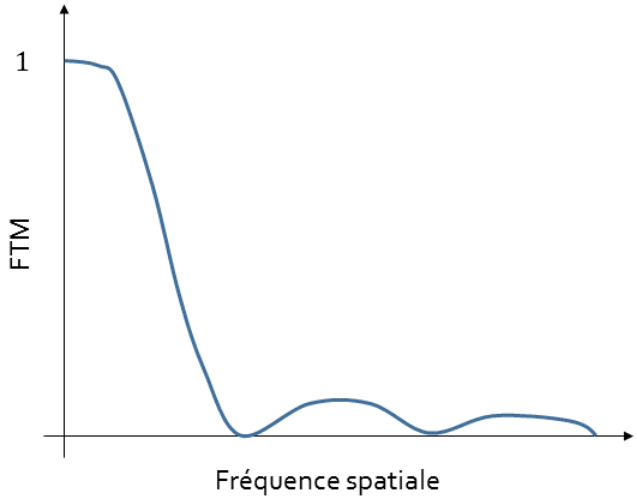

FIGURE 3.8 – Phénomène de rebonds de FTM

calcul associé à la transformation de Fourier. Ainsi, l'évaluation de la FTM de bougé d'un système dont l'asservissement atténue peu l'amplitude crête à crête de l'erreur en position prend plus de temps et occupe un emplacement mémoire plus important que l'évaluation de la FTM de bougé due à un mouvement d'amplitude crête à crête faible.

La détection des inversions de contraste sur les fréquences spatiales d'intérêt constitue une deuxième difficulté dans l'évaluation de la FTM. Sur une mire sinusoïdale, le phénomène d'inversion de contraste se manifeste par la transformation des zones claires en zones foncées, et des zones foncées en zones claires. L'inversion de contraste se produit lorsque la partie réelle de la FTO devient négative. Au niveau de la FTM, où toute information concernant la phase a été supprimée, on constate un phénomène de rebonds (cf. figure 3.8) : la FTM décroit jusqu'à s'annuler, puis augmente à nouveau. Les valeurs que prend la FTM après la première fréquence d'annulation ne sont d'aucun intérêt pour évaluer les performances de stabilisation de la Ligne de Visée. La qualité de l'image pour les fréquences plus élevées est mauvaise malgré la valeur positive, parfois même élevée, du rebond de la FTM. Ces rebonds peuvent être trompeurs sur la qualité de l'image lorsque cette dernière est évaluée par exemple par l'aire située sous la courbe de FTM ([Anderson (2011)]).

Enfin, les développements futurs impliquent l'étude d'une plate-forme à deux axes de mouvements. Les difficultés concernant l'extension du calcul de la FTM aux mouvements en deux dimensions sont évoquées en annexe D.

La FTM est ensuite intégrée dans la fonction de coût utilisée pour la synthèse des correcteurs de stabilisation.

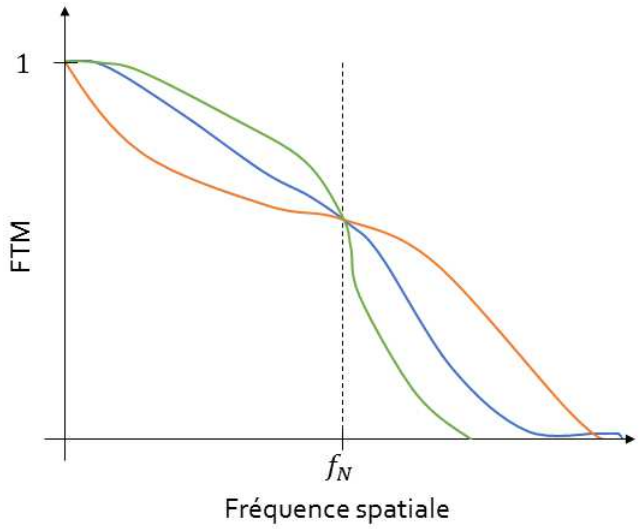

FIGURE 3.9 – Utilisation trompeuse de la valeur de la FTM à la fréquence de Nyquist

3.4 Mise en forme de la fonction de coût

La fonction de coût que l'on cherche à minimiser dans la suite de ces travaux pour la synthèse de correcteur est décrite. Un des deux critères de qualité image considérés est directement établi à partir de la FTM. Des contraintes portant sur le système sont également prises en compte.

3.4.1 Quantification de la qualité image

Dans certaines applications industrielles, la valeur d'intérêt de la FTM est celle prise par la fonction à une fréquence spatiale particulière, la fréquence de Nyquist f_N (cf. [Holst (2008)] pour une définition plus complète de la fréquence de Nyquist). Ce critère peut être trompeur, comme le montre la figure 3.9 : plusieurs courbes de FTM peuvent avoir la même valeur à la fréquence de Nyquist, mais être associées à des qualités d'image différentes.

Afin de se prémunir contre un critère trompeur qui s'appuie sur une seule fréquence, un gabarit de référence sur la FTM est utilisé dans la suite de ces travaux. Ce gabarit permet de définir les exigences attendues quant à la détection d'un objet, sa reconnaissance et son identification.

Les exigences de détection, reconnaissance et identification sont décrites par la figure 3.10.

L'optimisation des correcteurs prend en compte la FTM de deux façons. La synthèse de l'asservissement a pour objectif de maximiser les valeurs de la FTM de bougé sur le domaine de fréquence d'intérêt, tout en ayant pour contrainte d'être au-dessus du gabarit spécifié par l'ingénieur système. Ces deux aspects sont résumés sur la figure 3.11.

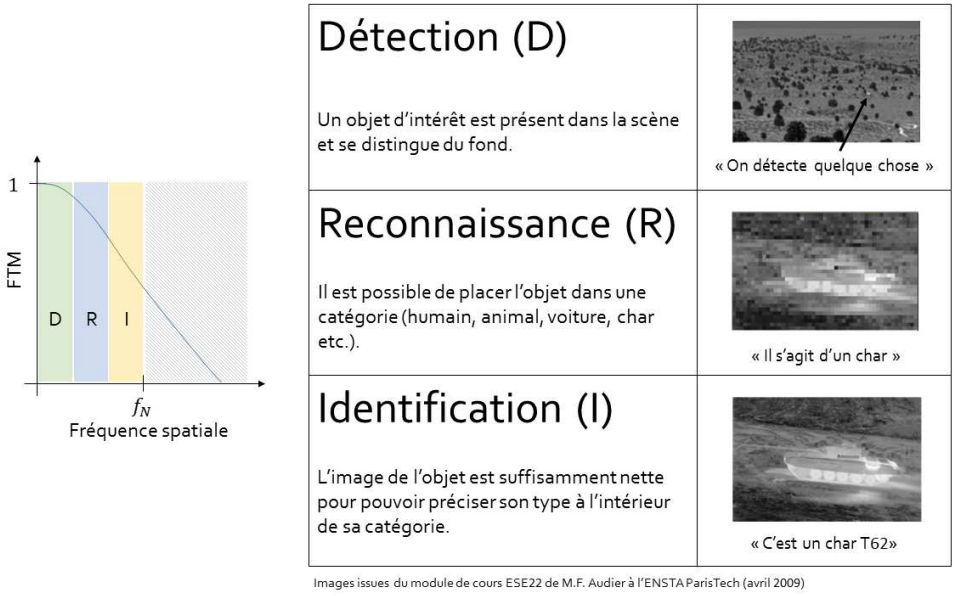

FIGURE 3.10 – Détection, reconnaissance et Identification d'un objet

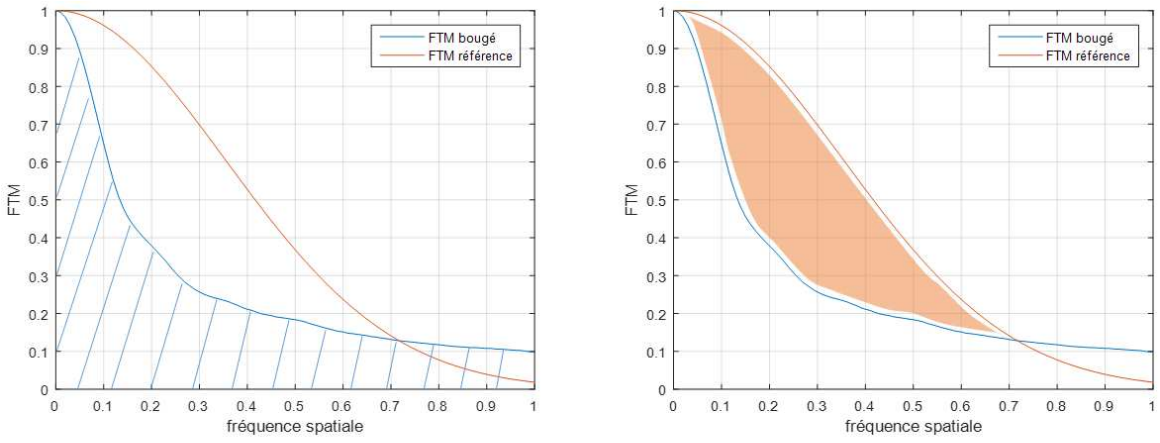

FIGURE 3.11 – Prise en compte de la FTM dans la synthèse des asservissements

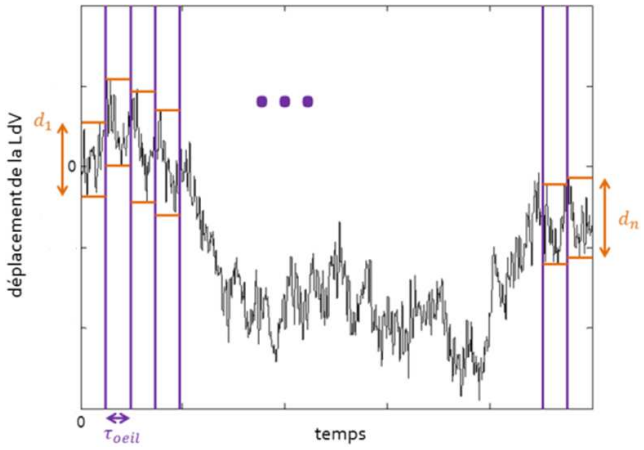

FIGURE 3.12 – Prise en compte du mouvement trame à trame du flux d'images

La FTM quantifie la dégradation du contraste présente dans une image donnée. Pour l'opérateur humain, il existe une autre source de dégradation, le mouvement d'une image sur l'autre, précédemment évoquée dans le chapitre 2. Pour prendre en compte cette source de dégradation, causée par le temps d'intégration de l'œil τ_{oeil}, une seconde grandeur, décrite par la figure 3.12, est considérée : il s'agit de l'amplitude du mouvement de la Ligne de Visée sur des intervalles de temps de largeur τ_{oeil} [3], dont on cherche à faire diminuer la valeur maximale d_{max} ($d_{max} = \max(d_1, ..., d_n)$) sur tous les intervalles. Pour éviter de prendre en compte des phénomènes perturbateurs déjà représentés par la FTM, le mouvement de la Ligne de Visée est moyenné sur des intervalles d'amplitude 3τ, avant l'évaluation de d_{max} (avec $\tau_{oeil} > 3\tau$).

La qualité de l'image est donc prise en compte par deux coûts, qui quantifient respectivement la quantité de flou introduite dans une image par l'erreur de stabilisation et le décalage d'une image à l'autre, ainsi que par une contrainte sur la quantité de flou, donnée par une courbe de FTM de référence qui spécifie les exigences de détection, reconnaissance et identification fournies par les ingénieurs système.

Le coût associé à la maximisation de l'aire sous la courbe de FTM (cf. figure 3.11) peut paraitre redondant en présence de la contrainte déjà existante sur la FTM. Il permet, néanmoins, de classer deux systèmes pour lesquels la contrainte portant sur la FTM n'est plus active (les courbes de FTM des deux systèmes se situent au-dessus de la courbe de FTM de référence), mais dont la qualité d'image peut différer (cf. figure 3.13).

3. La valeur de τ_{oeil} varie entre 0,1s et 0,2s en fonction de la luminosité ([Holst (2008)]). Une valeur a été choisie dans cet intervalle et a été conservée pour l'ensemble des travaux présentés.

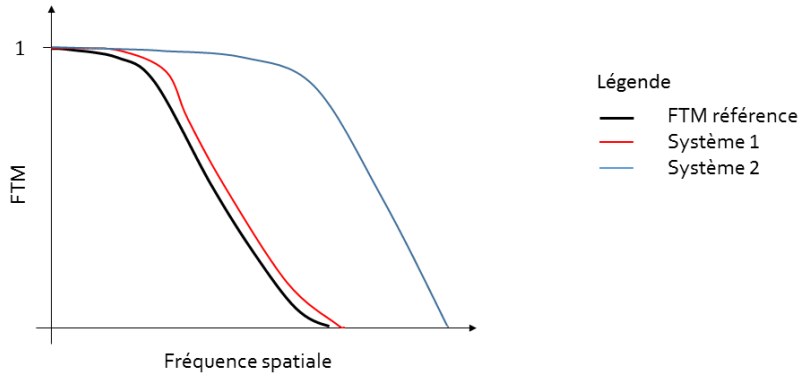

FIGURE 3.13 – Courbes de FTM de deux systèmes différents qui respectent la contrainte de FTM

3.4.2 Contraintes liées au système

Des contraintes liées au fonctionnement du système s'ajoutent aux coûts et contraintes liés à la qualité de l'image.

La première contrainte évoquée est celle de la robustesse en stabilité, quantifiée par la marge de module. Contrairement aux marges de gain et de phase, la marge de module synthétise en une seule valeur la robustesse de la stabilité. Elle se définit graphiquement comme la plus petite distance du point critique -1 au lieu du transfert en boucle ouverte dans le plan de Nyquist. Elle apparait ainsi, sur la figure 3.14, comme le rayon du cercle centré sur le point critique (-1,0) et tangent au lieu de transfert $L(j\omega)$ du système en boucle ouverte.

La relation 3.2 donne son expression analytique pour un système à une entrée et une sortie (*Single Input Single Output* ou *SISO*). La fonction $S(j\omega)$ représente la fonction de sensibilité du système.

$$Mm = \min_{\omega} \frac{1}{|S(j\omega)|} \; ; \; S(j\omega) = \frac{1}{1 + L(j\omega)} \tag{3.2}$$

Afin de calculer la marge de module, le système est, dans un premier temps, modélisé comme indiqué sur la figure 3.15. Sont négligées les non-linéarités telles que les saturations ou le phénomène d'hystérésis du piézo-actionneur notamment. Le moteur triphasé est modélisé par un moteur à courant continu équivalent. Enfin, les fonctions de transfert utilisées pour la charge de l'étage primaire, le gyromètre, le piézo-actionneur en charge et le capteur de l'étage secondaire sont identiques à celles utilisées dans la modélisation complète du système (cf. chapitre 2).

À partir de ce schéma-bloc, les fonctions de sensibilité directe de l'étage primaire et de l'étage secondaire, respectivement notées S_1 et S_2, sont calculées. Elles sont respectivement données par les équations 3.3 et 3.4.

$$S_1(s) = \frac{1}{1 + H_{CORR1}(s) H_{motcc}(s) H_{inertie}(s) H_{gyro}(s)} \tag{3.3}$$

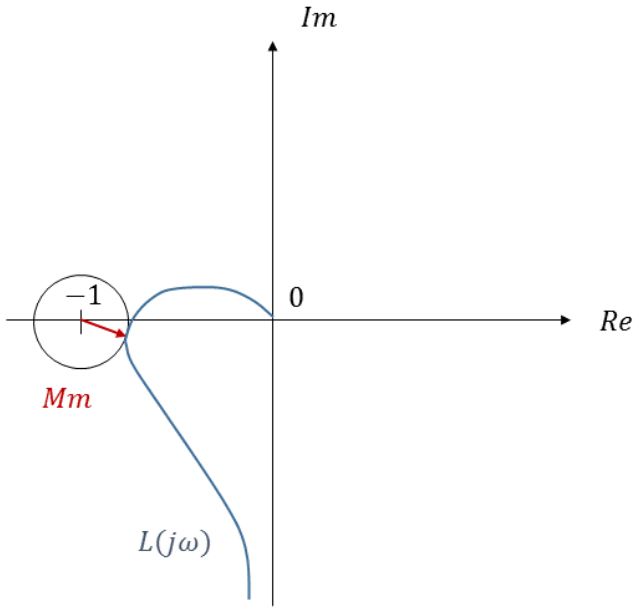

FIGURE 3.14 – Marge de module dans le plan de Nyquist

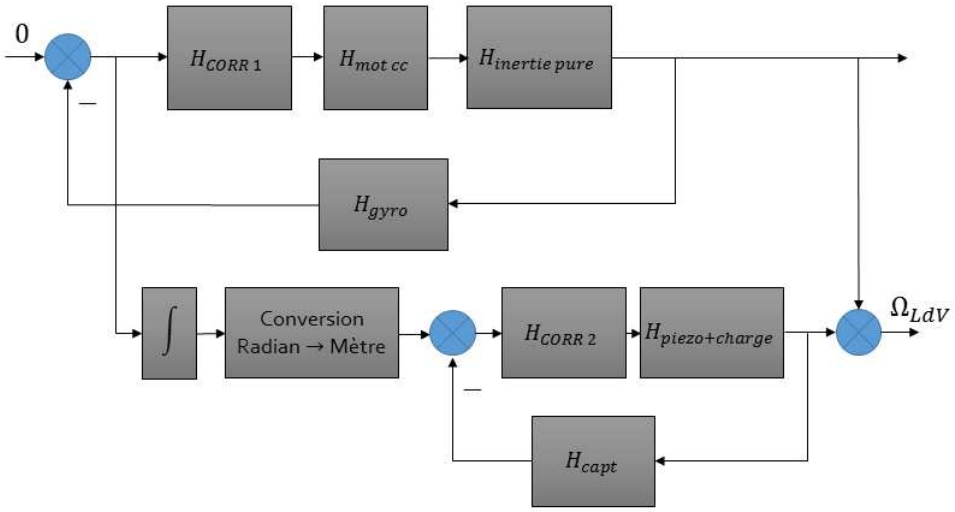

FIGURE 3.15 – Schéma-bloc simplifié du système utilisé dans le calcul de la marge de module

$$S_2(s) = \frac{1}{1 + H_{CORR_2}(s) H_{piezo+charge}(s) H_{capt}(s)} \tag{3.4}$$

La marge de module de l'étage primaire, Mm_1, et celle de l'étage secondaire, Mm_2, sont calculées à partir de S_1 et S_2 et de l'équation 3.2. Les valeurs de Mm_1 et Mm_2 sont ensuite comparées à la valeur de la marge de module minimale à atteindre, Mm_{spec}.

On peut citer, ensuite, les contraintes liées à l'intégrité matérielle des composants du système. Un courant maximum I_{max} ne doit pas être dépassé dans les enroulements du moteur de l'étage de stabilisation primaire. Une tension maximale V_{max} est également spécifiée par le fabricant, pour la commande V du piézo-actionneur. La grandeur V représente la tension de commande en sortie du boîtier de puissance du piézo-actionneur, acquise via le banc d'essais xPC Target. Les données de courant du moteur et de tension de commande du piézo-actionneur sont récupérées à partir de la simulation Simulink du système.

Le système étant embarqué et fonctionnant donc sur batterie, il est essentiel de s'intéresser à des contraintes de consommation. Deux contraintes de consommation moyenne sont donc ajoutées pour l'étage de stabilisation primaire et l'étage de stabilisation secondaire. La consommation moyenne P_{moteur} de l'étage primaire est donnée par la moyenne temporelle du produit de la tension aux bornes du moteur par le courant qui le traverse, et doit rester inférieure à la valeur P_1. La consommation de l'étage de stabilisation secondaire est donnée par l'équation 3.5. La grandeur C représente la capacité du piézo-actionneur[4]. La puissance moyenne consommée P_{piezo} est calculée numériquement à partir de la tension de commande et ne doit pas dépasser la valeur maximale P_2.

La réduction de la consommation moyenne des actionneurs comporte un second avantage, qui est la limitation de l'échauffement interne. L'échauffement interne peut altérer le comportement des composants du système, voire endommager les composants de manière irréversible. Dans le cas où des corrections sont effectuées sur les données brutes des images issues du détecteur, l'échauffement de ce dernier fausse les compensations effectuées et dégrade la qualité de l'image.

$$P_{piezo}(t) = \frac{d}{dt}\left(\frac{1}{2} C V^2(t)\right) \tag{3.5}$$

Enfin, avec l'architecture à double étage de stabilisation mise en œuvre dans ces travaux et détaillée au chapitre 2, il n'est pas possible de découpler totalement les performances de chaque étage. Une contrainte sur l'erreur maximale crête à crête ε_1 de l'étage de stabilisation primaire est ainsi ajoutée. La grandeur ε_1 ne doit pas dépasser la course de l'étage secondaire d_{act} pour être toujours compensable par ce dernier.

L'ensemble de ces contraintes système est pris en compte dans la formulation du problème d'optimisation des correcteurs de stabilisation de la Ligne de Visée, avec

4. Il est à noter que la valeur de C, fournie par le fabricant, est sujette à une incertitude d'environ 15%, ce qui rend le calcul de la puissance consommée imprécis.

les coûts et la pénalité portant sur la qualité de l'image, grâce à la fonction de coût présentée ci-dessous.

3.4.3 Expression de la fonction de coût F

Les coûts liés à la qualité de l'image et les contraintes sont résumés dans le tableau 3.1.

Tableau 3.1 – Coûts et contraintes pris en compte dans la synthèse des correcteurs de stabilisation

Coûts	Commentaires
C_{ftm}	Réduire le flou présent dans l'image
C_d	Réduire le décalage trame à trame
Contraintes	**Commentaires**
$Mm_1 > Mm_{spec}$ et $Mm_2 > Mm_{spec}$	Spécification de robustesse en stabilité
$i_{mot} < I_{max}$ et $V < V_{max}$	Intégrité matérielle des actionneurs
$P_{mot} < P_1$ et $P_{piezo} < P_2$	Limitation de la consommation
$\varepsilon_1 < d_{act}$	Limitation du débattement de l'étage secondaire
$FTM > FTM_{CIBLE}$	Spécification de DRI

Lorsque la qualité de l'image augmente, l'aire sous la courbe de FTM du système augmente également. Le coût associé C_{ftm}, donné par l'équation 3.6, diminue. La figure 3.16 représente les points de calcul utilisés. La grandeur C_{ftm} est comprise dans l'intervalle $[\frac{1}{N}; 1]$: elle prend la valeur $\frac{1}{N}$ lorsque la FTM de bougé est parfaite et vaut 1 sur tous les points, et 1 dans le cas extrême où seul le premier point à fréquence spatiale nulle vaut 1 et tous les autres points valent 0.

$$C_{ftm} = \frac{1}{\sum_{i=1}^{N} FTM_i} \tag{3.6}$$

Le coût portant sur le mouvement trame à trame est simplement donné par le déplacement angulaire d_{max} (cf. figure 3.12) normalisé par le coefficient θ_f, qui représente une fraction angulaire donnée du secteur angulaire vu par un pixel. Son expression est celle de l'équation 3.7. Sa valeur est toujours positive et diminue avec le mouvement trame à trame.

$$C_d = \frac{d_{max}}{\theta_f} \tag{3.7}$$

Le choix des méthodes d'optimisation, détaillé au chapitre 4, a conduit à l'utilisation d'algorithme d'optimisation sans contraintes. Dès lors, les contraintes sont prises en compte sous forme de pénalités dans la fonction de coût totale C_{tot}. Lorsque la fonction de coût est évaluée pour un correcteur qui ne respecte pas une ou plusieurs contraintes, les fonctions de pénalités associées aux contraintes violées augmentent fortement. La valeur de la fonction de coût, qui augmente en conséquence, reflète la non-pertinence du point testé. Le problème d'optimisation de la qualité de l'image,

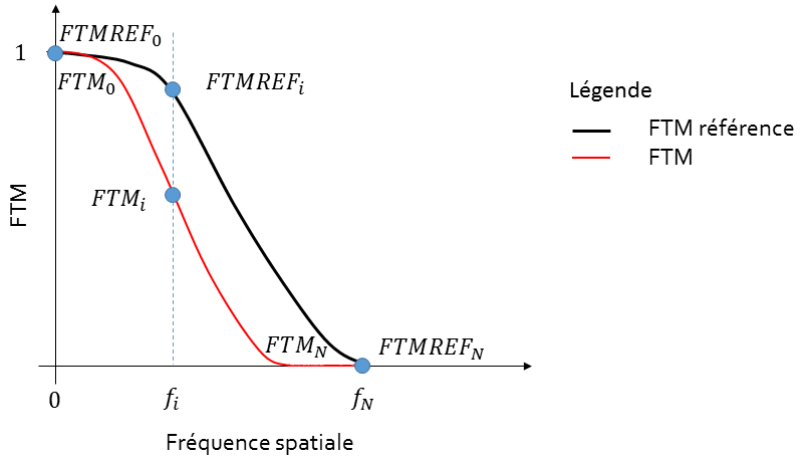

FIGURE 3.16 – Points de calcul de la Fonction de Transfert de Modulation

contraint au départ, est maintenant un problème non contraint. Tous les points de l'espace peuvent être évalués.

Les contraintes sont classées par ordre d'importance : les contraintes système sur la marge de module, l'intégrité du matériel, et la consommation sont considérées comme les plus importantes. Les contraintes jugées moins importantes, portant sur l'erreur maximum de l'étage primaire et les exigences de DRI, sont liées à la performance du système. Ce choix permet de privilégier les points qui garantissent la stabilité et un fonctionnement qui n'endommage pas le système.

Les trois contraintes prioritaires sont traduites en pénalités à l'aide de fonctions barrières qui prennent la forme d'exponentielles. Leurs expressions sont données par 3.8, 3.9 et 3.10.

$$\begin{aligned} Pmm_1 &= \exp\left(\frac{Mm_{spec}-Mm_1}{Mm_{spec}}\right) \\ Pmm_2 &= \exp\left(\frac{Mm_{spec}-Mm_2}{Mm_{spec}}\right) \end{aligned} \tag{3.8}$$

$$\begin{aligned} Pi_1 &= \exp\left(\frac{i_{mot}-I_{max}}{I_{max}}\right) \\ Pv_2 &= \exp\left(\frac{V-V_{max}}{V_{max}}\right) \end{aligned} \tag{3.9}$$

$$\begin{aligned} Pp_1 &= \exp\left(\frac{P_{mot}-P_1}{P_1}\right) \\ Pp_2 &= \exp\left(\frac{P_{piezo}-P_2}{P_2}\right) \end{aligned} \tag{3.10}$$

Les contraintes restantes sont traduites en pénalités à l'aide d'un développement limité de l'exponentielle, que l'on tronque à un ordre plus ou moins élevé en fonction de l'importance accordée à la pénalité. Cette approche est également employée dans [Feyel (2015)]. Seuls les ordres impairs sont considérés pour obtenir une fonction monotone. Les deux pénalités restantes sont ainsi données par 3.11 et 3.12. Le choix est fait de mettre en avant P_d par rapport à P_{ftm} d'après le retour d'expérience sur les premières simulations, où l'on pouvait remarquer une difficulté plus importante à respecter la pénalité P_d que P_{ftm}. La grandeur x_{ftm} prend en compte la somme

des écarts entre la courbe de FTM de référence et la courbe du système (cf. figure 3.16). Lorsque la FTM du système se situe au-dessus de la FTM de référence à une fréquence donnée f_i, le poids accordé à l'écart $FTM_{CIBLE_i} - FTM_i$ devient nul, autrement dit la contrainte n'est plus active.

$$\begin{array}{rcl} P_d & = & \max(0, 1 + x_d + \frac{x_d^2}{2} + \frac{x_d^3}{6}) \\ x_d & = & \frac{\varepsilon_1 - d_{act}}{d_{act}} \end{array} \tag{3.11}$$

$$\begin{array}{rcl} P_{ftm} & = & 1 + x_{ftm} \\ x_{ftm} & = & \sum_{i=1}^{N} (\max(0, signe(FTM_{CIBLE_i} - FTM_i)) \times (FTM_{CIBLE_i} - FTM_i)) \end{array} \tag{3.12}$$

Tous les coûts et toutes les pénalités présentés ne prennent que des valeurs positives. Il est ainsi possible de présenter le problème d'optimisation comme la minimisation de la somme de ces coûts et pénalités. Une première version F_1 de la fonction de coût F est donnée par l'équation 3.13.

$$F_1 = C_{ftm} + C_d + Pmm_1 + Pmm_2 + Pi_1 + Pv_2 + Pp_1 + Pp_2 + P_d + P_{ftm} \tag{3.13}$$

Lorsque l'on se situe sur la frontière du domaine pour une pénalité, cette dernière vaut 1. Le coût C_d est supposé être de l'ordre de grandeur de 1. Le coût C_{ftm} est lui bien souvent de l'ordre de 10^{-1} voire 10^{-2}. La valeur de C_{ftm} est calculée pour une courbe de FTM égale à la courbe de référence. Une deuxième version de la fonction de coût est alors obtenue en normalisant C_{ftm} par la valeur obtenue C_{ftm_r}, comme indiqué dans l'équation 3.14.

$$\tilde{F} = \frac{C_{ftm}}{C_{ftm_r}} + C_d + Pmm_1 + Pmm_2 + Pi_1 + Pv_2 + Pp_1 + Pp_2 + P_d + P_{ftm} \tag{3.14}$$

Enfin, certaines des valeurs utilisées pour le calcul de la fonction de coût sont issues de la simulation. Lorsque les coefficients des correcteurs testés rendent le système instable, la simulation n'est pas lancée pour ne pas générer une erreur. Afin de prendre en compte ce cas de figure, la fonction de coût F est finalement calculée comme indiqué sur le diagramme de la figure 3.17. Le calcul des valeurs propres des deux boucles est réalisé à partir du système simplifié de la figure 3.15 [5].

Lorsqu'une des deux boucles de l'architecture de stabilisation est instable, la fonction de coût est positive et est égale au maximum des parties réelles des valeurs propres des deux boucles. Plus le système se rapproche de la stabilité, plus les parties réelles de ses valeurs propres instables diminuent et plus la fonction se rapproche de zéro par valeurs positives. A contrario, quand un système stable se rapproche de l'instabilité, au moins une des pénalités portant sur la stabilité va prendre des

5. L'utilisation d'une synthèse H_∞ (voir section 3.5) permet de ne tester que des correcteurs stabilisants. Néanmoins, afin de conserver un cadre générique, potentiellement applicable à toute méthode de synthèse, la formulation de la figure 3.17 a été conservée.

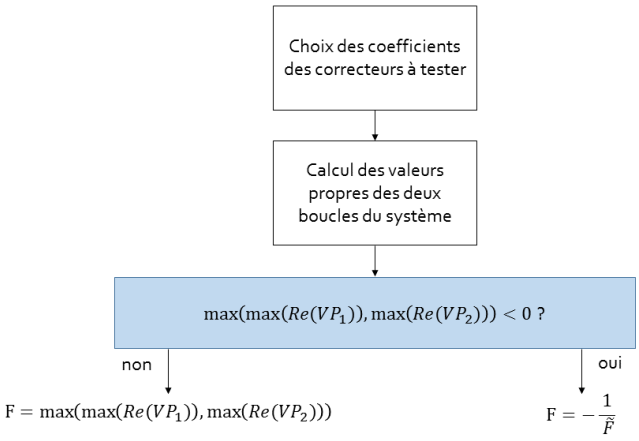

FIGURE 3.17 – Calcul de la fonction de coût F

valeurs importantes, ce qui va faire tendre la fonction de coût vers zéro par valeurs négatives.

La fonction de coût F à minimiser, qui prend directement en compte des critères de qualité du flux d'images, est désormais entièrement décrite. Sa valeur est évaluée pour différents points, c'est-à-dire différents jeux des paramètres des correcteurs des deux boucles, décrits dans la suite.

3.5 Forme des correcteurs adoptés

3.5.1 Structure de correction de l'étage primaire

Le correcteur de l'étage primaire H_{CORR1} est tout d'abord recherché sous la forme donnée par l'équation 3.15. Un double intégrateur est nécessaire pour obtenir une erreur en position nulle en réponse à un échelon de couple perturbateur, d'après le théorème de la valeur finale (cf. annexe F). Un numérateur du second ordre, paramétré par ω_i et ξ_i, est ajouté pour atténuer l'influence du double intégrateur et préserver des marges de stabilité suffisantes. Une fonction d'avance de phase, réglée par a ($a > 1$) et T, permet d'augmenter encore les marges de stabilité. Un gain K permet d'ajuster la bande passante. Enfin, une atténuation des hautes fréquences, paramétrée par ω_{ro} et ξ_{ro}, est ajoutée pour diminuer les effets du bruit et augmenter la robustesse vis-à-vis de potentielles dynamiques négligées. La variable de Laplace est notée s.

$$H_{CORR1}(s) = K \times \frac{1+aTs}{1+Ts} \times \frac{\frac{s^2}{\omega_i^2} + \frac{2\xi_i s}{\omega_i} + 1}{s^2} \times \frac{1}{\frac{s^2}{\omega_{ro}^2} + \frac{2\xi_{ro} s}{\omega_{ro}} + 1} \tag{3.15}$$

Il est possible d'utiliser l'équation 3.16 afin d'obtenir une idée de la bande passante f_1 recherchée pour la boucle ouverte de l'étage primaire ([Feyel (2013a)]).

L'approximation qui consiste à assimiler la qualité de l'image à l'amplitude de l'erreur angulaire est utilisée ici dans un premier temps : la bande passante est réglée de façon à obtenir une erreur angulaire ε_{max} de l'ordre d'une fraction de pixel. La grandeur A est liée à la marge de phase désirée. Pour une marge de phase de 40 degrés, A vaut environ 4,5. L'inertie de la charge entrainée en rotation autour de l'axe Y est notée J. Le couple de frottement de Coulomb est noté C_c. Sa valeur est déterminée expérimentalement (cf. annexe A).

$$f_1 \approx \frac{1}{2\pi} \times A^{\frac{1}{4}} \times \sqrt{\frac{2C_c}{J\varepsilon_{max}}}. \tag{3.16}$$

La valeur approximative obtenue grâce à la relation 3.16 est comparée à la fréquence f_r connue d'une perturbation sinusoïdale, provenant du porteur et transmise via la perturbation en vitesse Ω_p. Les deux fréquences étant du même ordre de grandeur, un filtre réjecteur (sur la fonction de sensibilité de l'étage primaire S_1), dont la fréquence est fixée à ω_r ($\omega_r = 2\pi \times f_r$), est ajouté pour atténuer l'effet de la perturbation. Seuls l'amortissement du numérateur ξ_{rn} et du dénominateur ξ_{rd} sont des paramètres ajustables du filtre.

La fonction de transfert totale du correcteur est donc donnée par 3.17.

$$H_{CORR1}(s) = K \times \frac{1+aTs}{1+Ts} \times \frac{\frac{s^2}{\omega_i^2} + \frac{2\xi_i s}{\omega_i} + 1}{s^2} \times \frac{1}{\frac{s^2}{\omega_{ro}^2} + \frac{2\xi_{ro} s}{\omega_{ro}} + 1} \times \frac{\frac{s^2}{\omega_r^2} + \frac{2\xi_{rn} s}{\omega_r} + 1}{\frac{s^2}{\omega_r^2} + \frac{2\xi_{rd} s}{\omega_r} + 1} \tag{3.17}$$

Les premières optimisations, menées sur un système à un seul étage, en prenant directement comme variables d'optimisation les paramètres du filtre 3.17, permettent de se rendre compte que peu de points (un point étant constitué par un jeu de paramètres) parviennent à stabiliser le système et qu'une proportion encore plus faible (de l'ordre de un pour mille) respecte la contrainte sur la marge de module. L'évaluation d'un point nécessite l'exécution d'un modèle Simulink et le calcul de transformées de Fourier pour la FTM et est ainsi coûteuse en temps de calcul. Cependant, de nombreuses évaluations, associées à des systèmes avec des marges de module insuffisantes, ne présentent pas d'intérêt pour l'asservissement du système.

Pour cette raison, la recherche d'un correcteur sous la forme d'une fonction de transfert est écartée temporairement. L'idée suivante est d'utiliser la commande robuste, afin d'obtenir un correcteur qui stabilise le système. La commande H_∞ est envisagée. Cette technique de commande a déjà été utilisée dans des travaux concernant l'asservissement de la Ligne de Visée de dispositifs optroniques (on peut citer [Michelin (1991)] par exemple, et plus récemment [Hirwa (2013a)] et [Feyel (2013b)]). L'annexe G explique le principe de la synthèse H_∞ sur un système simple. Pour des explications plus détaillées concernant la théorie de la synthèse H_∞, le lecteur intéressé est invité à se reporter à [Zhou (1996)] et [Duc (1999)].

Le principe présenté peut bien sûr être étendu au système étudié. La méthode permet d'obtenir un correcteur qui stabilise le système. Les différents transferts du

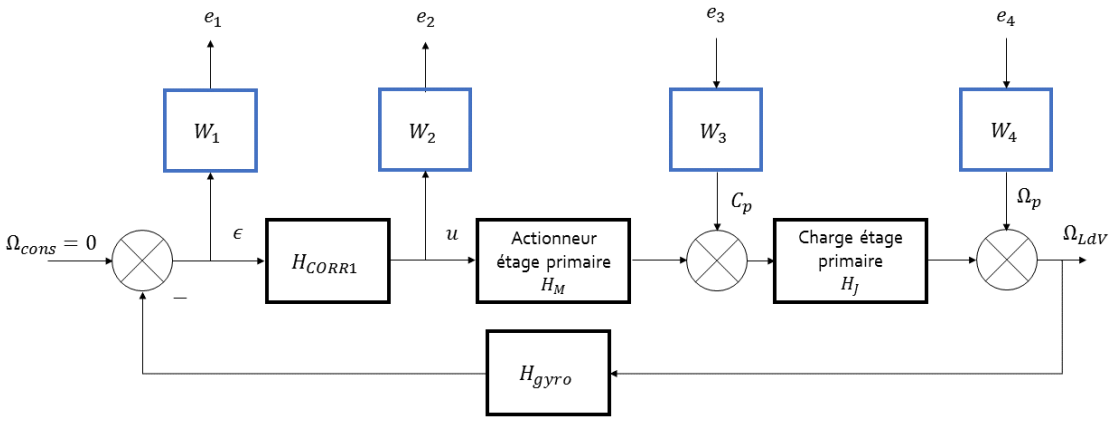

FIGURE 3.18 – Schéma-bloc de l'étage primaire augmenté des pondérations

système bouclé peuvent être modelés au préalable par l'ajout des filtres $W_1(s)$ à $W_4(s)$, qui permettent la prise en compte de spécifications telles que la précision ou les marges de stabilité par exemple. La figure 3.18 représente le système étudié ici, augmenté des filtres de pondérations.

Une fois le système modelé par les pondérations de la figure 3.18, il est mis sous forme standard (voir la figure 3.19).

La matrice de transfert $P(s)$, donnée par la relation 3.18, est l'argument d'entrée de la fonction Matlab *hinfsyn*. Cette fonction fournit le correcteur H_∞ qui stabilise le système et qui assure l'inégalité 3.19 pour la plus petite valeur de γ possible. La fonction $F_l(P(s), H_{CORR1}(s))$ représente la matrice de transfert du système bouclé de la figure 3.18.

$$\begin{pmatrix} e_1 \\ e_2 \\ \varepsilon \end{pmatrix} = P(s) \begin{pmatrix} e_3 \\ e_4 \\ u \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -W_1 W_3 H_{gyro} H_J & -W_1 W_4 H_{gyro} & -W_1 H_{gyro} H_M H_J \\ 0 & 0 & W_2 \\ -W_3 H_{gyro} H_J & -W_4 H_{gyro} & -H_{gyro} H_J H_M \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e_3 \\ e_4 \\ u \end{pmatrix} \tag{3.18}$$

$$||F_l(P(s), H_{CORR1}(s))||_\infty < \gamma \tag{3.19}$$

Les filtres W_1, W_2 sont usuellement choisis sous la forme de fonction de transfert d'ordre 1 (voir l'égalité 3.20) et W_3 et W_4 apparaissent sous la forme de constantes. Le choix concernant l'allure des filtres est détaillé en annexe G.

$$W_i = K_i \frac{1 + \tau_{1i} s}{1 + \tau_{2i} s} \quad i = 1, 2 \tag{3.20}$$

Les paramètres de l'optimisation ne sont pas les coefficients de la fonction de transfert du correcteur, mais les paramètres $[K_i \, \tau_{1i} \, \tau_{2i} \, ...]$ des filtres qui pondèrent

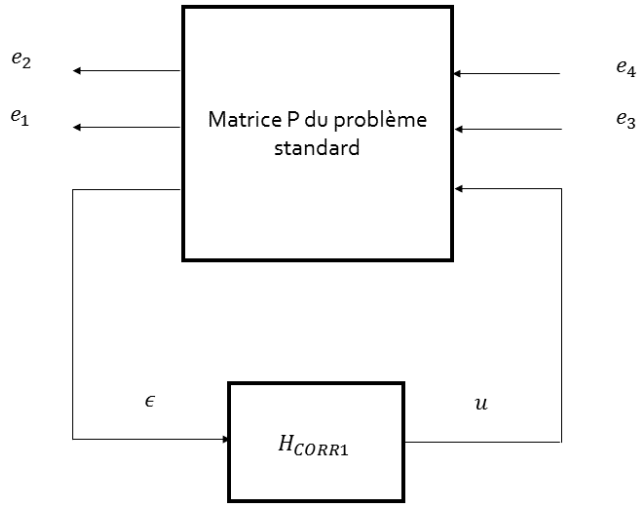

FIGURE 3.19 – Schéma-bloc du problème mis sous forme standard

les entrées-sorties. Le correcteur aura pour ordre l'ordre du système augmenté de celui des pondérations.

Lorsque les points testés sont déterminés par un algorithme d'optimisation qui explore l'espace dans toutes les directions, il est possible que les fonctions de pondérations qui modèlent le système ne soient pas choisies de façon cohérente. C'est le cas, par exemple, lorsque différents filtres imposent des contraintes contradictoires pour un même transfert et sur la même plage de fréquence. Dans cette configuration, la fonction *hinfsyn* utilisée ne parvient pas toujours à fournir un correcteur. Elle renvoie alors un correcteur vide. L'exécution du modèle Simulink du système ne peut donc pas être menée et la fonction de coût ne peut pas être évaluée. Une valeur arbitraire positive pourrait lui être attribuée dans ce cas de figure. Néanmoins, la valeur à fournir pour tenter de préserver la continuité de la fonction est difficile à déterminer, ce qui constitue une première difficulté dans l'emploi de la fonction *hinfsyn*.

Une seconde difficulté, procédant plus généralement de l'utilisation du formalisme H_∞, est la détermination de l'espace de recherche. L'optimisation employée par la suite se veut globale. Cependant, dans la méthode utilisée et décrite dans le chapitre 4, l'espace exploré est borné. Le choix des bornes de chaque paramètre résulte d'un compromis entre le temps de calcul et l'exploration. Plus le domaine est choisi vaste, plus l'algorithme d'optimisation nécessite d'itérations pour explorer son ensemble. Au contraire, plus le domaine est restreint, plus les risques de converger vers un minimum local sont élevés.

Certains des paramètres des filtres W_i sont directement reliés à la marge de module désirée ou à l'absence d'erreur statique en régime permanent, ce qui permet d'avoir un ordre de grandeur de la valeur recherchée par retour d'expérience, par exemple. Les bornes de l'espace de recherche sont ensuite fixées de manière relati-

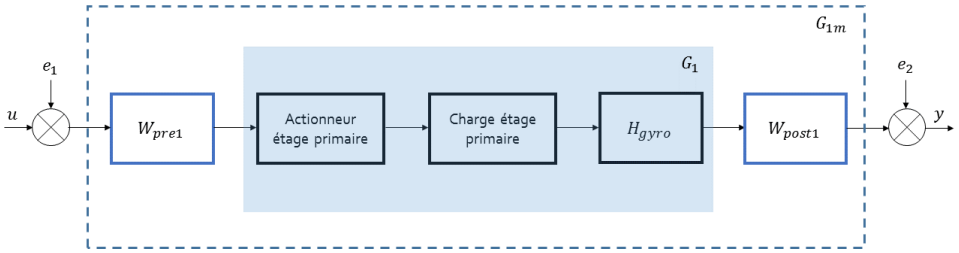

FIGURE 3.20 – Utilisation d'un pré-compensateur et d'un post-compensateur

vement large autour de cet ordre de grandeur, en prenant un ordre de grandeur en dessous pour la valeur inférieure, et un ordre de grandeur au dessus pour la valeur supérieure. Cela permet de ne pas s'enfermer dans une optimisation locale. D'autres, cependant, n'ont pas de signification physique claire. Il est donc difficile de déterminer un espace à explorer pertinent dans leurs directions. Une solution peut être de fixer des bornes arbitrairement larges. Cette pratique aura une conséquence négative sur le temps de calcul de l'optimisation et augmente la probabilité pour l'algorithme d'optimisation de tester des pondérations qui ne sont pas choisies de façon cohérente.

Afin de se débarrasser de ces deux difficultés, l'approche H_∞ classique est délaissée, au profit de l'approche H_∞ par loopshaping. Cette dernière combine les méthodes classiques de l'automatique par le réglage de la boucle ouverte et la robustesse des méthodes de commande moderne. Comme l'approche H_∞ classique, le loopshaping a également été précédemment utilisé dans des problèmes d'asservissement de la Ligne de Visée. On retrouve son utilisation dans les travaux de [Auger (2008)] pour la réalisation de la fonction d'orientation, de [Hirwa (2013a)] et de [Feyel (2013b)].

La boucle ouverte $G_1(s)$ de l'étage primaire est modelée au préalable par un pré-compensateur $W_{pre1}(s)$ et un post-compensateur $W_{post1}(s)$ (cf. figure 3.20), qui fournissent à l'utilisateur des éléments de réglage. Ces correcteurs doivent être choisis de telle sorte que le gain de la boucle modelée $G_{1m}(j\omega) = W_{post1}(j\omega)G_1(j\omega)W_{pre1}(j\omega)$ soit suffisamment haut aux fréquences, où une atténuation des perturbations est nécessaire (basses voire moyennes fréquences), et suffisamment bas aux fréquences où la robustesse en stabilité est nécessaire (hautes fréquences notamment).

Il est à noter que le modèle du système utilisé G_1 est un modèle simplifié (le moteur triphasé de l'étage primaire est remplacé par un moteur à courant continu équivalent) et linéaire.

Le système bouclé est représenté sur la figure 3.21 et le problème H_∞ à résoudre ici est donné par l'équation 3.21.

$$||F_l(P_s(s), K_s(s))||_\infty < \gamma \tag{3.21}$$

La valeur minimale de γ est calculée grâce au théorème 3.5.1.1 issu de [Glover (1989)].

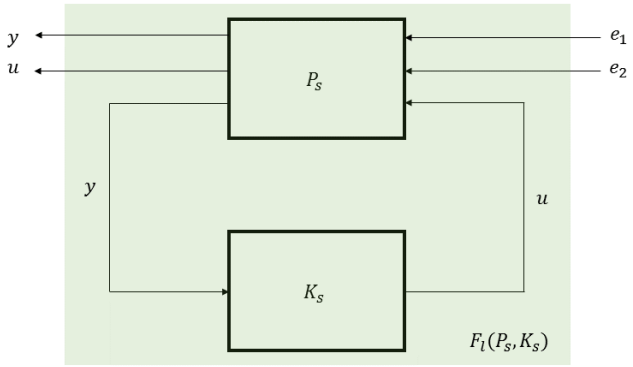

FIGURE 3.21 – Système modelé bouclé avec le correcteur

Théorème 3.5.1.1. *Soit (A, B, C) une représentation d'état de la boucle ouverte $G_1(s)$*[6]*. Si (A, B) est commandable et (C, A) observable, la valeur minimale de γ pour laquelle le système peut être stabilisé est donnée par 3.22, où $\lambda_{sup}(YX)$ désigne la plus grande valeur propre du produit YX et X et Y sont les solutions définies positives des équations de Riccati 3.23 et 3.24.*

$$\gamma_{min} = \sqrt{1 + \lambda_{sup}(YX)} \tag{3.22}$$

$$XA + A^T X - XBB^T X + C^T C = 0 \tag{3.23}$$

$$YA^T + AY - YC^T CY + BB^T = 0 \tag{3.24}$$

Le correcteur $K_s(s)$, qui stabilise le système et assure l'inégalité 3.21, est ensuite calculé grâce au théorème 3.5.1.2, également tiré de [Glover (1989)].

Théorème 3.5.1.2. *Pour tout $\gamma > \gamma_{min}$, la représentation d'état d'un correcteur assurant 3.21 est donnée par l'équation 3.25.*

$$\begin{aligned} \dot{x}_c(t) &= A_c x_c(t) + B_c y(t) \\ u(t) &= C_c x_c(t) \end{aligned} \tag{3.25}$$

avec :

$$\begin{aligned} A_c &= A - BB^T X + \gamma^2 Z_\gamma Y C^T C & C_c &= B^T X \\ B_c &= -\gamma^2 Z_\gamma Y C^T & Z_\gamma &= (I_n + YX - \gamma^2 I_n)^{-1} \end{aligned} \tag{3.26}$$

6. Dans ce qui suit, la matrice D de la boucle ouverte est supposée nulle. Néanmoins, dans le cas d'un système où cette matrice est non-nulle, une extension du théorème 3.5.1.1 existe ([McFarlane (1990)]).

La fonction *ncfsyn* de Matlab prend en arguments d'entrée le système en boucle ouverte (linéarisé) à asservir, le pré-compensateur et le post-compensateur, et renvoie la valeur minimale de γ et le correcteur associé. Il est à noter que le correcteur retourné contient le pré-compensateur et le post-compensateur. Il est par conséquent inutile de rajouter ces derniers par ailleurs.

La fonction *ncfsyn* repose sur la résolution des équations de Riccati 3.23 et 3.24, résolution qui nécessite la vérification des hypothèses de commandabilité de la paire (A,B) et d'observabilité de la paire (C,A). Ces hypothèses sont, dans la pratique, vérifiées. Ainsi, la difficulté à laquelle on se heurte avec la fonction *hinfsyn* n'est pas rencontrée avec $ncfsyn$ où un correcteur est proposé en sortie de la fonction.

Le correcteur en sortie de *ncfsyn* stabilise le système G fourni en entrée, ce qui rend inutile la vérification décrite sur la figure 3.17 (opérée sur les valeurs propres de la boucle fermée). Cette vérification s'avère néanmoins utile lorsque le loopshaping n'est pas utilisé et que les coefficients du correcteur sont directement optimisés comme dans [Frasnedo (2015a)] et [Frasnedo (2015b)]. Le système G est une version linéaire et simplifiée du système réel. On pourrait s'attendre à ce que certains correcteurs qui stabilisent le système G_1 ne parviennent pas à stabiliser le système réel et provoquent parfois des erreurs de simulation. Néanmoins, dans la pratique, ce genre de cas n'a jamais été observé.

Le correcteur de départ, réglé directement sous forme de fonction de transfert, est désormais utilisé pour modeler la boucle ouverte du système. Le pré-compensateur W_{pre1} considéré ici contient le double intégrateur atténué, le gain et l'avance de phase (égalité 3.27) et le post-compensateur W_{post1} contient l'atténuation aux hautes fréquences et le réjecteur (égalité 3.28) [7].

$$W_{pre1} = K \times \frac{1+aTs}{1+Ts} \times \frac{\frac{s^2}{\omega_i^2} + \frac{2\xi_i s}{\omega_i} + 1}{s^2} \tag{3.27}$$

$$W_{post1} = \frac{1}{\frac{s^2}{\omega_{ro}^2} + \frac{2\xi_{ro} s}{\omega_{ro}} + 1} \times \frac{\frac{s^2}{\omega_r^2} + \frac{2\xi_{rn} s}{\omega_r} + 1}{\frac{s^2}{\omega_r^2} + \frac{2\xi_{rd} s}{\omega_r} + 1} \tag{3.28}$$

Les paramètres de l'algorithme d'optimisation pour l'étage primaire sont les coefficients de W_{pre1} et W_{post1}. Ces coefficients ont des significations physiques, ce qui rend la sélection du domaine de recherche de l'algorithme d'optimisation globale relativement aisée pour l'ingénieur automaticien.

L'approche H_∞ par loopshaping permet d'éviter les deux difficultés rencontrées avec l'utilisation de l'approche H_∞ classique. Elle permet également d'obtenir un correcteur plus complexe que l'approche par réglage direct de la fonction de transfert, tout en conservant le même nombre de paramètres d'optimisation.

La validité du correcteur obtenu à la fin de la procédure d'optimisation est mesurée par la valeur de γ associée. Une valeur de γ entre 1 et 3 est usuellement jugée satisfaisante.

7. Le système étudié étant mono-variable, on pourrait n'utiliser qu'un pré-compensateur et considérer un gain unitaire pour le post-compensateur (ou vice-versa).

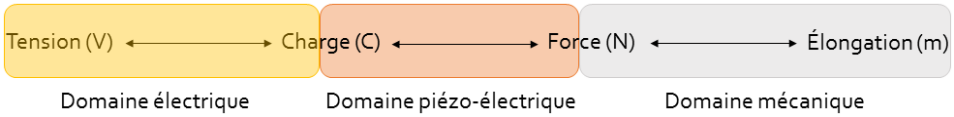

FIGURE 3.22 – Représentation schématique des différentes relations intervenant dans un piézo-actionneur

Les 9 paramètres choisis pour effectuer le réglage de l'étage primaire sont K, ω_i, ξ_i, a, T, ω_{ro}, ξ_{ro}, ξ_{rn} et ξ_{rd}. À ces paramètres se rajoutent ensuite les paramètres de réglage de l'étage secondaire.

3.5.2 Structure de correction de l'étage secondaire

La résonance du piézo-actionneur limite sa bande passante. Il est préférable que les fréquences de travail de l'actionneur restent bien inférieures à la fréquence de résonance ([Eielsen (2010)], [Croft (2001)] stipulent que la fréquence de travail ne doit pas dépasser 10% de la fréquence de résonance) ou bien que des techniques d'amortissement de la résonance, dont certaines sont évoquées dans [Eielsen (2010)] soient mises en œuvre. Ici, la résonance est considérée comme une contrainte pour l'asservissement.

L'actionneur de l'étage secondaire possède également un comportement hystérétique, à prendre en compte lors de l'élaboration de la commande.

On dénombre trois familles de méthodes mises en œuvre pour s'affranchir du comportement hystérétique des piézo-actionneurs ([Ge (1996)]).

Une première méthode est d'opérer une commande en charge du piézo-actionneur, au lieu d'une commande en tension. En effet, l'hystérésis est présente seulement dans le domaine électrique (cf. figure 3.22), c'est à dire entre la tension appliquée en commande et la charge fournie à l'actionneur ([Goldfarb (1996)]). Cependant, la mise en application de cette méthode nécessite l'utilisation de matériel spécifique ([Xu (2011)]), qui n'est pas à notre disposition dans cette étude. De plus, la commande en charge réduit la course des piézo-actionneurs ([Croft (2001)]).

La deuxième famille de méthodes consiste à modéliser l'hystérésis à l'aide d'un modèle non-linéaire vu précédemment, puis d'en déduire un modèle inverse utilisé dans une commande par anticipation. Ces méthodes en boucle ouverte sont notamment utilisées lorsqu'il n'est pas possible, pour des questions d'encombrement ou de coût, d'inclure un capteur dans le montage. Elles souffrent néanmoins du manque de représentativité du modèle d'hystérésis adopté et parfois de la difficulté numérique à l'inverser.

Enfin, le troisième type de méthode utilisé est la commande en boucle fermée. Lors de la synthèse de la commande, si l'hystérésis n'est pas modélisée, il convient de s'assurer de marges de stabilité suffisantes pour se prémunir contre l'instabilité qu'elle peut générer pour le système réel ([Ge (1996)]). La synthèse

des correcteurs utilisés dans la commande en boucle fermée de piézo-actionneurs peut s'effectuer de diverses manières, du réglage par essai-erreur d'un correcteur PI ([Xu (2011)]), à l'utilisation de commandes par modes glissants ou de commandes robustes ([Peng (2013)]), en passant par les réseaux de neurones ([Hwang (2001)]).

On observe dans de nombreux travaux une utilisation simultanée des deux derniers types de méthodes ([Sofla (2010)], [Ge (1996)], [Hwang (2001)], [Ru (2006)], [Lin (2006)], [Xu (2011)]) : à une commande en boucle fermée, on ajoute une commande par anticipation qui s'appuie sur un modèle de l'hystérésis. Cela ne modifie pas la stabilité de la boucle et, lorsque le modèle d'hystérésis est suffisamment proche de la réalité, permet un meilleur suivi de commande ([Choi (1997)]).

Le choix est fait ici de n'utiliser que la boucle fermée pour la compensation de l'hystérésis sans mettre en œuvre une commande par anticipation qui utilise un modèle approximatif.

De la même manière que pour l'étage primaire, des fonctions de transfert paramétriques sont attribuées au pré-compensateur et au post-compensateur utilisés dans une synthèse par loopshaping du correcteur final de l'étage secondaire. La fonction de transfert associée au pré-compensateur W_{pre2} est donnée par l'équation 3.29. Le nombre de paramètres ajoutés a été choisi avec parcimonie pour faciliter la procédure d'optimisation à venir. Un double intégrateur permet d'obtenir un gain élevé à basse fréquence et un numérateur du premier ordre est ajouté pour limiter la déstabilisation engendrée par le dénominateur.

Le post-compensateur W_{post2} est lui fixé à 1, l'action du pré-compensateur étant jugée suffisante pour modeler correctement la boucle.

$$W_{pre2} = K_s \times \frac{1 + T_s s}{s^2} \tag{3.29}$$

3.5.3 Réglage à la main des correcteurs des étages de stabilisation

Les paramètres que l'on cherche à régler sont les coefficients des pré- et post-compensateurs des étages primaire et secondaire (utilisés pour élaborer les correcteurs H_∞ des deux étages) et sont regroupés dans le vecteur V_P (cf. 3.30). L'espace de recherche est de dimension $d = 11$.

$$V_P = [K\ \omega_i\ \xi_i\ a\ T\ \omega_{ro}\ \xi_{ro}\ \xi_{rn}\ \xi_{rd}\ K_s\ T_s] \tag{3.30}$$

Deux réglages pour les correcteurs de l'étage primaire et de l'étage secondaire sont proposés dans les paragraphes suivants. Ces réglages sont effectués par essai-erreur, en modifiant à la main les paramètres. Le premier point est un "bon" point en ce qui concerne la qualité de l'image et le respect des contraintes, à l'inverse du second point, qui viole plusieurs contraintes, et dont les coûts de qualité image sont élevés.

Le premier jeu de paramètres V_{P1} proposé respecte les contraintes (voir le tableau récapitulatif 3.2), bien qu'il se situe en limite de contrainte en ce qui concerne la

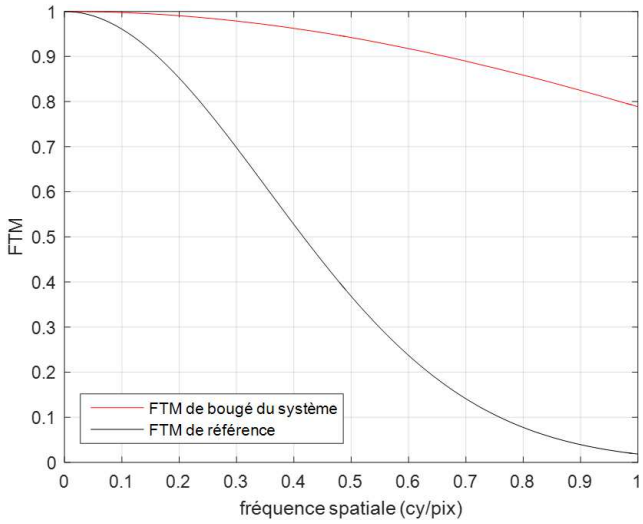

FIGURE 3.23 – Tracé de la FTM, utilisation du jeu de paramètres V_{P1}

marge de module de l'étage primaire. Le coût relatif au mouvement trame à trame C_d est de 1,21, le coût associé à la FTM C_{ftm} vaut 1,07.

Tableau 3.2 – Valeurs des pénalités pour le jeu de paramètres V_{P1}

Pénalité	Valeur numérique
P_{mm1}	1,02
P_{mm2}	0,65
P_i	0,38
P_v	0,46
P_{p1}	0,37
P_{p2}	0,37
P_d	0,64
P_{ftm}	1

La FTM du système corrigé se situe bien au-dessus de la courbe de référence. Elle est donnée par la figure 3.23.

Le tracé des boucles ouvertes des deux étages de stabilisation est proposé sur la figure 3.24. On rappelle que la fréquence f_{err}, définie dans l'annexe B, est la fréquence d'un signal sinusoïdal fictif, défini à partir des mouvements résiduels de la Ligne de Visée.

Un second jeu de paramètres V_{P2} est proposé pour les correcteurs de l'étage primaire et de l'étage secondaire. Ce point est un "mauvais" point. Il viole plusieurs contraintes (voir le tableau récapitulatif 3.3). Le coût C_d est de 198 et C_{ftm} vaut 4,59.

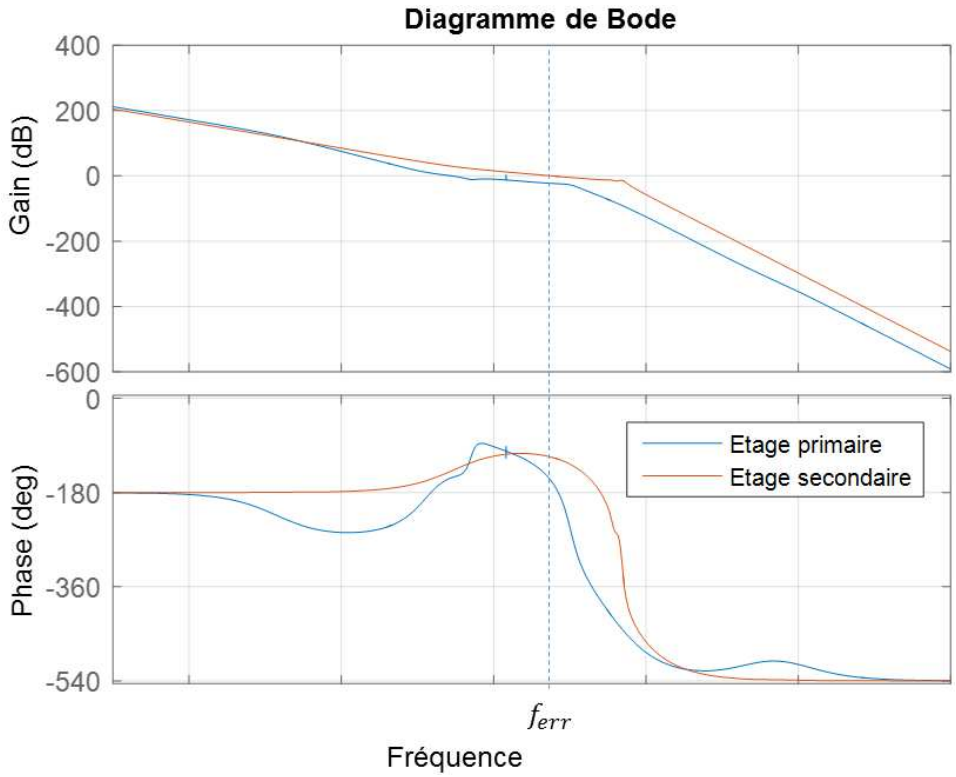

FIGURE 3.24 – Tracé des boucles ouvertes corrigées des étages primaire et secondaire, utilisation du jeu de paramètres V_{P1}

Tableau 3.3 – Valeurs des pénalités pour le jeu de paramètres V_{P2}

Pénalité	Valeur numérique
P_{mm1}	1,40
P_{mm2}	0,38
P_i	0,38
P_v	0,77
P_{p1}	0,37
P_{p2}	0,37
P_d	1195
P_{ftm}	24,63

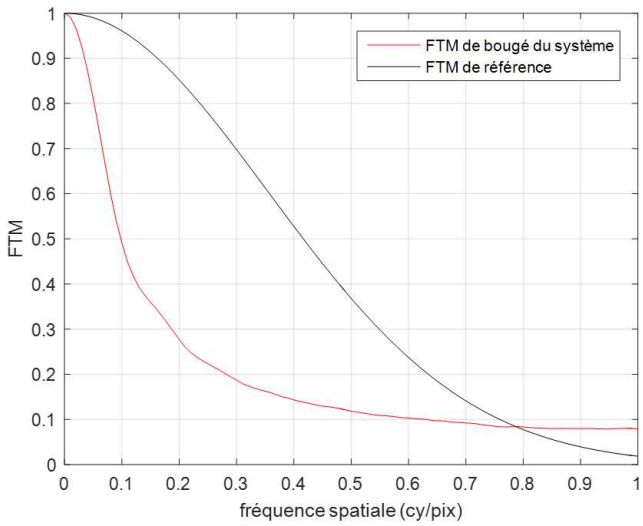

FIGURE 3.25 – Tracé de la FTM, utilisation du jeu de paramètres V_{P2}

La FTM du système corrigé est donnée par la figure 3.25.

Le tracé des boucles ouvertes est proposé sur la figure 3.26.

Ces deux points sont utilisés dans le chapitre 4 pour initialiser un algorithme d'optimisation locale. Ils donnent peu d'information sur le comportement de la fonction de coût et de ses composantes en fonction des paramètres de V_P. Une analyse empirique de l'influence des paramètres sur F est réalisée ci-dessous, afin d'avoir une idée plus précise du comportement de F et de ses différentes composantes sur l'espace de recherche.

3.5.4 Analyse empirique de la fonction de coût et de l'influence des paramètres par coupe d'espace

Des tracés de la fonction de coût sont proposés sur les figures 3.27, 3.28, 3.29, 3.30, 3.31, 3.32 et 3.33. Pour chaque figure, un seul paramètre est laissé libre, les

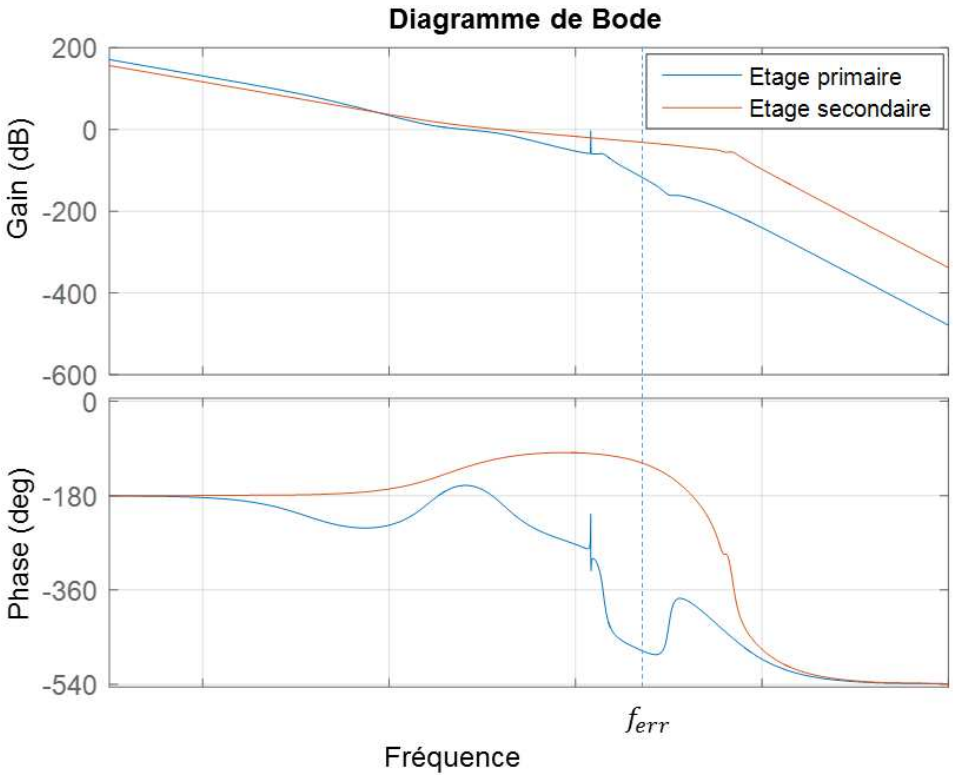

FIGURE 3.26 – Tracé des boucles ouvertes corrigées des étages primaire et secondaire, utilisation du jeu de paramètres V_{P2}

autres sont fixés à leur valeur moyenne[8]. Cela permet de limiter le nombre d'évaluations de la fonction de coût et d'obtenir un tracé relativement rapidement. Ces tracés vont permettre de voir l'influence des paramètres sur les composantes de la fonction de coût d'une part, et de se rendre compte de l'allure de F (convexe / non convexe, multimodale) d'autre part.

Chaque figure comporte le tracé des coûts de qualité image (C_d et C_{ftm} à gauche, en haut et en bas), des pénalités (en haut, à droite) et de la fonction de coût totale F (en bas, à droite). La variable C_{ftm} représentée correspond à la valeur normalisée par C_{ftm_r} et est donc bien de l'ordre de grandeur de 1.

Toutes les pénalités ne sont pas représentées sur les figures. Les pénalités en lien avec l'étage primaire n'apparaissent pas sur les tracés correspondant aux coefficients du correcteur de l'étage secondaire. De même, les pénalités qui ne sont pas (ou peu) affectées par la variation du paramètre étudié ne sont pas représentées, afin de ne pas charger inutilement la figure. On note ainsi que la pénalité associée à la consommation moyenne de l'étage secondaire n'est jamais représentée car sa valeur se situe toujours loin de la valeur maximale autorisée sur les tracés réalisés. Cela provient soit du tracé partiel réalisé qui nous permet d'explorer le domaine de façon limitée, soit du scénario de perturbations choisi, qui n'entraîne pas de consommation moyenne importante pour l'étage de stabilisation secondaire.

Les figures pour les 4 paramètres d'amortissement n'ont pas été tracées parce que, sur le point considéré, leurs influences étaient moindres par rapport à celles des autres paramètres. Il est à noter néanmoins que les paramètres ξ_i, ξ_{ro} et ξ_{rn} semblent agir sur la fonction de coût à travers P_{mm1} principalement. Sur ce premier tracé de grille, le paramètre ξ_{rd} semble avoir peu d'influence sur F.

On observe tout d'abord que le coût C_{ftm} varie en fonction des coefficients, mais peu en terme d'amplitude par rapport aux pénalités ou à C_d. On peut ainsi commenter ses variations mais il est important de garder en tête qu'elles ont peu d'influence sur la fonction de coût complète F, du moins sur les tracés présentés.

On remarque sur la figure 3.27 qu'une augmentation de K conduit à une dégradation de la FTM, traduite par une augmentation de C_{ftm}. Cela peut s'expliquer par l'action des perturbations haute fréquence, qui introduisent du flou de bougé dans l'image. L'augmentation du gain fait logiquement augmenter la consommation instantanée, représentée par P_i, consommée par le moteur de l'étage primaire. On peut également noter que la diminution de C_d en début de l'intervalle de test est corrélée avec la diminution de P_v. L'augmentation du gain permet une meilleure compensation de l'erreur trame à trame et entraîne une diminution de la consom-

8. Chaque paramètre est autorisé à évoluer dans un segment $[x_{min}; x_{max}]$, choisi assez large autour d'une valeur moyenne donnée par retour d'expérience (on choisit la limite inférieure au plus un ordre de grandeur au-dessous et la limite supérieure au moins un ordre de grandeur au-dessus de cette valeur pour ne pas se retrouver dans le cas d'un problème d'optimisation locale).

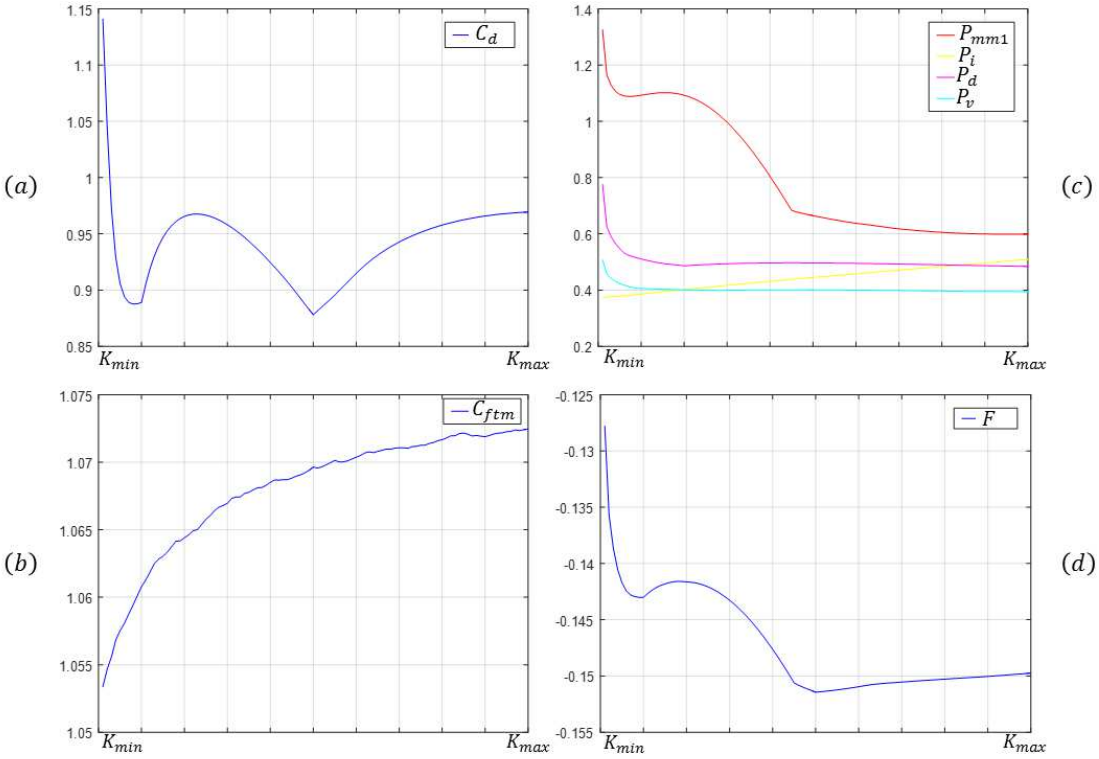

FIGURE 3.27 – Tracés des différents éléments de la fonction de coût en fonction de K

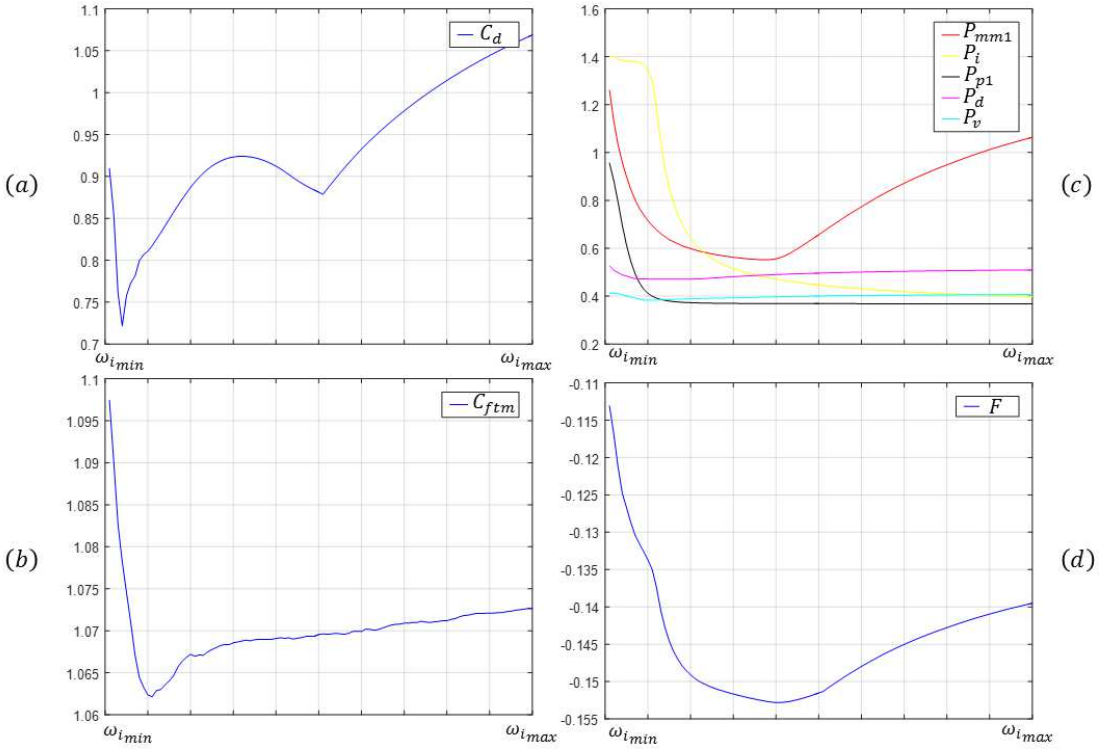

FIGURE 3.28 – Tracés des différents éléments de la fonction de coût en fonction de ω_i

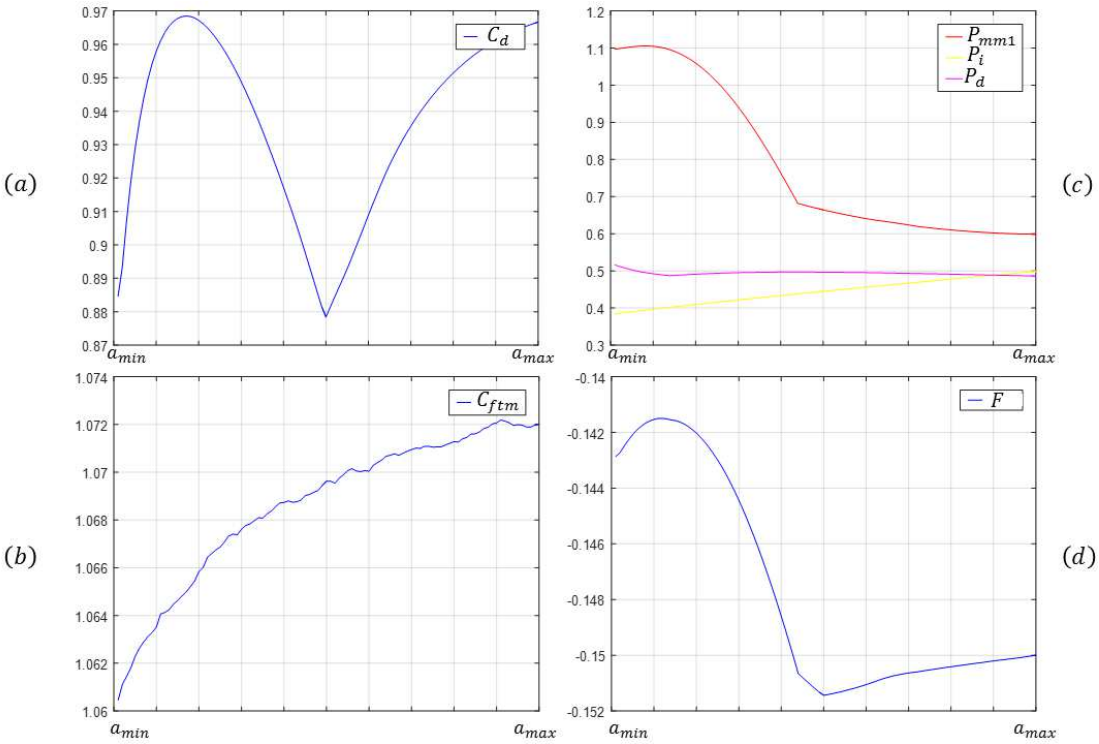

FIGURE 3.29 – Tracés des différents éléments de la fonction de coût en fonction de a

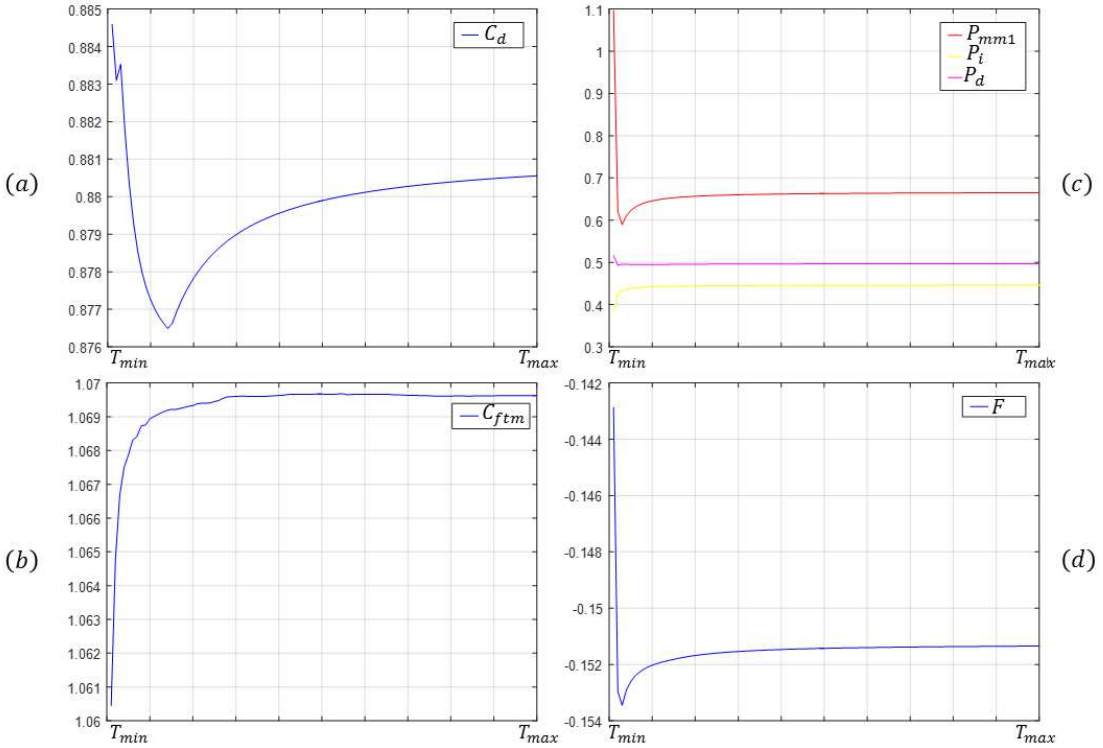

FIGURE 3.30 – Tracés des différents éléments de la fonction de coût en fonction de T

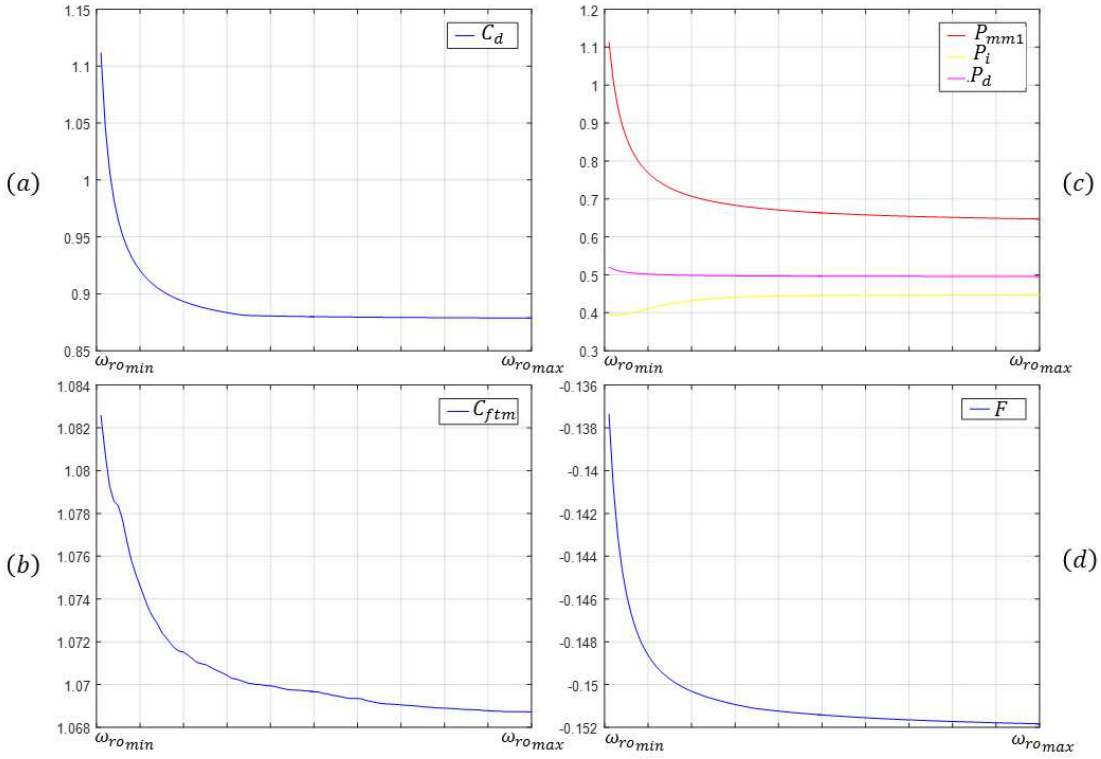

FIGURE 3.31 – Tracés des différents éléments de la fonction de coût en fonction de ω_{ro}

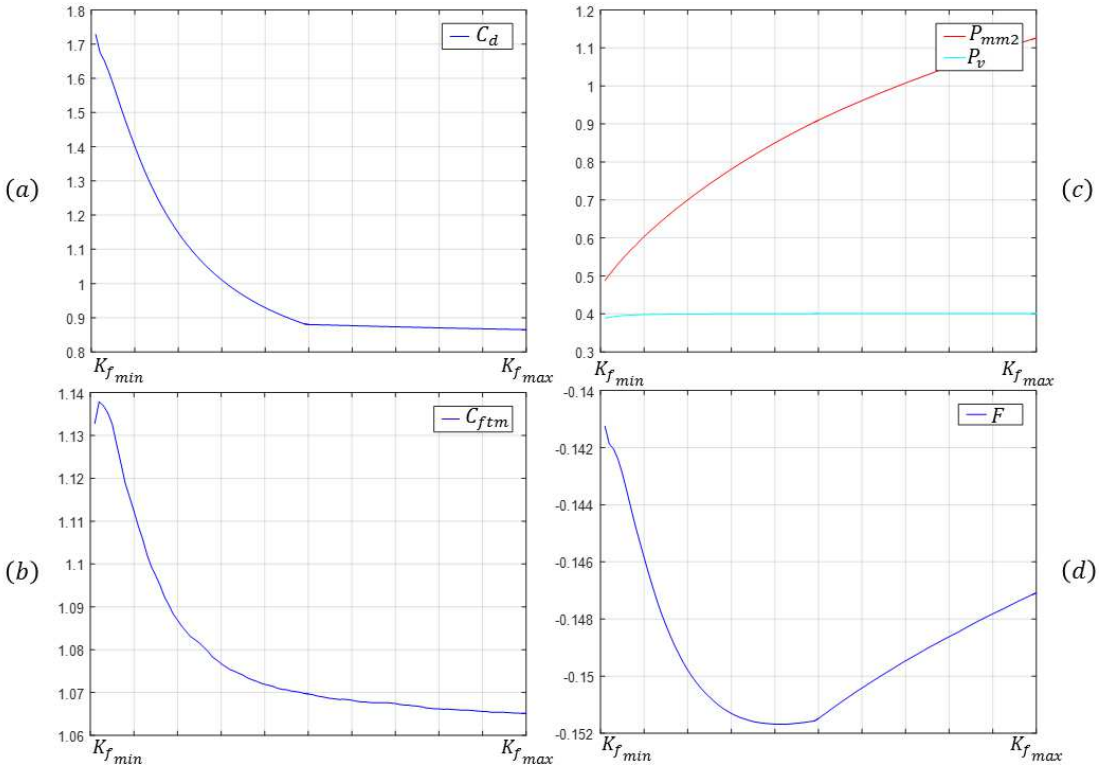

FIGURE 3.32 – Tracés des différents éléments de la fonction de coût en fonction de K_f

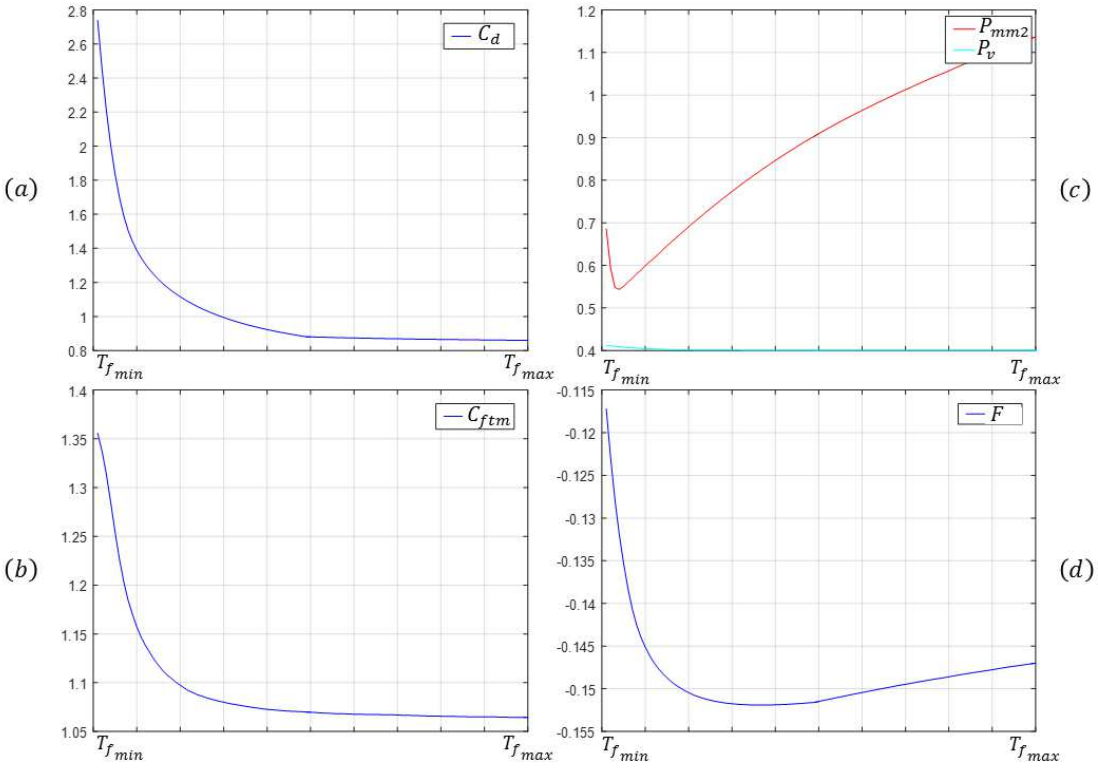

FIGURE 3.33 – Tracés des différents éléments de la fonction de coût en fonction de T_f

mation instantanée de l'étage secondaire.

La figure 3.28 montre que, sur le tracé réalisé, la variable ω_i est très active et influence de nombreux paramètres. Une valeur faible entraîne une bande passante plus importante et ainsi une consommation moyenne (dont P_{p1} reflète l'évolution) et instantanée (représentée par P_i) plus élevées pour l'étage de stabilisation primaire. On note également, qu'à partir d'une certaine valeur, il existe un compromis à faire entre P_{mm1} et C_d, qui augmentent, et le courant maximal du moteur de l'étage primaire, qui continue de décroitre.

Une augmentation de a, dans un correcteur à avance de phase de la forme $\frac{1+aT}{1+T}$, entraîne une augmentation de la stabilité de la boucle par l'augmentation de la phase ajoutée, ainsi qu'une diminution de la pulsation à laquelle l'avance de phase est ajoutée. Cela fait donc diminuer la pénalité P_{mm1} et le coût C_d par l'augmentation du gain à basse fréquence (cf. figure 3.29). On note, en revanche, une légère augmentation du coût C_{ftm}, ainsi qu'une augmentation de la consommation instantanée (via P_i).

Lorsque T, l'autre paramètre de l'avance de phase, croît, la pulsation à laquelle se fait l'augmentation de phase (et de gain et donc potentiellement de bande passante) diminue. On observe un phénomène similaire à celui observé pour a : un compromis est nécessaire entre la diminution de C_d et P_d et l'augmentation de la consommation (cf. figure 3.30).

Les courbes de la figure 3.31 mettent en valeur notamment le compromis entre la diminution de la pénalité sur la stabilité P_{mm1} et l'augmentation de la consommation instantanée de l'étage primaire (P_i), due à un filtrage moindre des composantes haute-fréquence du signal lorsque la pulsation de la fonction d'atténuation augmente.

On note, sur les courbes de la figure 3.32, que l'augmentation de la variable K_f a principalement un effet sur la marge de module de l'étage de stabilisation secondaire. On note également une légère augmentation de la tension maximale appliquée au piézo-actionneur, ainsi qu'une diminution du coût de la FTM. Une explication possible pour cela est que l'augmentation du gain de la boucle de l'étage secondaire permette une meilleure compensation des composantes haute-fréquence du signal d'erreur, qui introduisent du flou dans l'image.

Enfin, l'augmentation de T_f a un fort effet sur la marge de module. On peut également distinguer une diminution du coût C_{ftm}. Le pré-compensateur de l'étage secondaire est de la forme $K_f \frac{1+T_f s}{s^2}$. Une augmentation de T_f conduit à augmenter la bande passante du pré-compensateur, ce qui s'accorde avec les tendances observées pour C_{ftm} et P_{mm1}.

On distingue des points anguleux sur certaines courbes. Il est possible que ces points proviennent de l'échantillonnage du paramètre qui varie (100 valeurs de ce paramètre sont utilisées pour tracer les courbes).

Même s'ils permettent d'observer des tendances intéressantes, ces tracés ne donnent bien évidemment qu'une idée très partielle des évolutions de la fonction

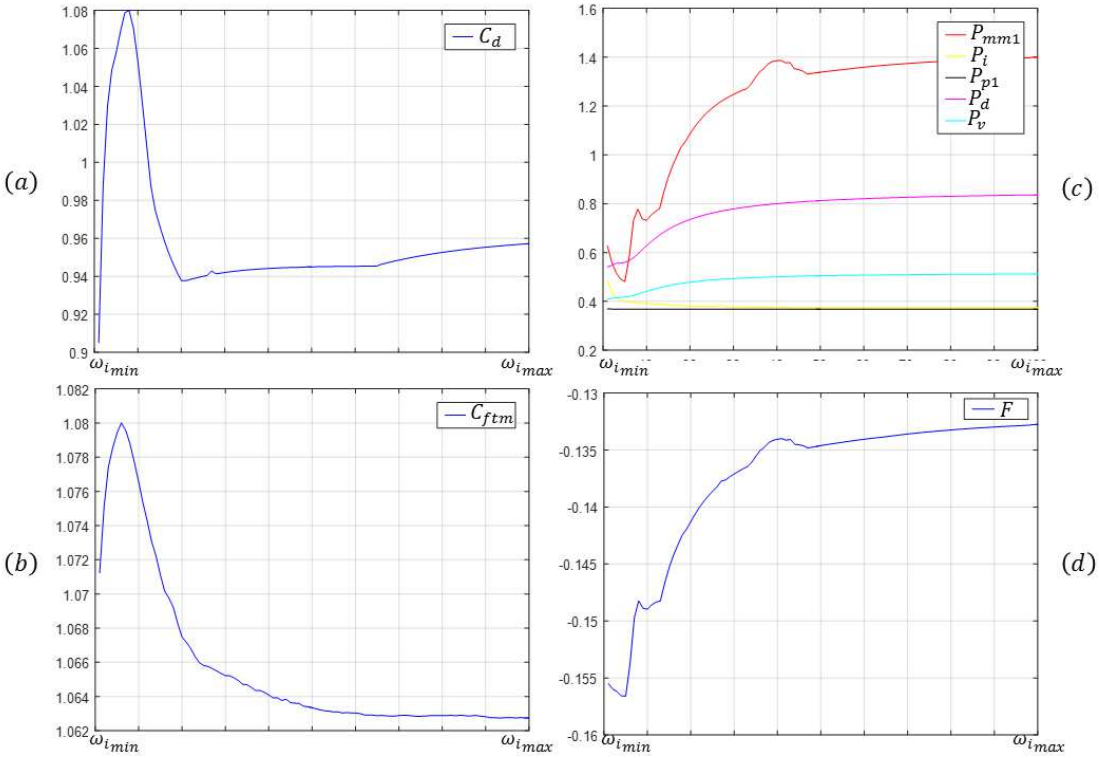

FIGURE 3.34 – Tracés des différents éléments de la fonction de coût en fonction de ω_i, point de référence V_{P1}

de coût en fonction des paramètres. Si l'on considère un autre point de référence pour le tracé des coupes d'espace (par exemple le point décrit par le jeu de paramètres V_{P1} dans la section précédente), les allures des courbes obtenues diffèrent. La figure 3.34 représente les évolutions des différentes composantes de la fonction de coût en fonction de ω_i avec V_{P1} comme point de référence. Les courbes sont à mettre en regard avec celles de la figure 3.28. On observe notamment une différence de monotonie pour la fonction de coût F. On peut également signaler que la variable ξ_{rd}, peu active dans le tracé de la première grille autour de la valeur moyenne, a une influence notable sur P_{mm1} (et donc sur F) dans la seconde.

3.6 Conclusion

L'ensemble des 11 paramètres des correcteurs primaire et secondaire sera réglé à partir de la fonction de coût F, en utilisant un algorithme d'optimisation décrit dans la suite de ces travaux.

La fonction de coût F prend en compte des critères de qualité image ainsi que des pénalités liées au système. D'un point de vue de la complexité du problème

d'optimisation, outre les problèmes de temps de calcul, on note que la fonction optimisée est non-convexe et semble présenter de nombreux minima locaux. De plus, il n'existe aucune formule analytique qui lie une ou plusieurs parties de F avec les paramètres de l'optimisation. La fonction de coût est donc une "boîte noire" : il est seulement possible d'obtenir de l'information sur son allure en l'évaluant point par point.

Son évaluation nécessite dans un premier temps l'exécution d'un modèle Simulink. Le solveur et le pas de simulation adoptés permettent de se prémunir contre les erreurs numériques. Ils génèrent cependant des temps de calcul importants. La FTM est calculée dans un second temps, à l'aide de données issues de la simulation. La transformée de Fourier, nécessaire à son évaluation peut également s'avérer coûteuse en temps de calcul. Le temps de calcul total de la fonction de coût est de l'ordre de la minute (la durée peut varier à cause du calcul de la FTM, plus long pour des mouvements de plus grande amplitude) sur un ordinateur Intel(R) Core(TM) i7-2620M CPU @ 2.70GHz.

Afin de synthétiser les asservissements du système dans un temps compatible avec les durées industrielles, l'ingénieur automaticien doit ainsi limiter le budget d'évaluations de la fonction de coût, ce qui peut s'avérer problématique pour une fonction "boîte noire", que l'on veut de plus optimiser de façon globale. L'ordre de grandeur du budget d'évaluations à ne pas dépasser ici est celui du millier.

L'algorithme d'optimisation choisi dans la suite devra donc nécessiter relativement peu d'évaluations de la fonction de coût pour limiter le temps de calcul, tout en autorisant une exploration efficace de l'espace. La façon de sélectionner les points évalués est donc cruciale.

Chapitre 4

Optimisation des correcteurs de stabilisation de la Ligne de Visée

Sommaire

4.1 Introduction 95
4.2 Optimisation locale 97
4.2.1 État de l'art et choix de l'algorithme d'optimisation locale . . 97
4.2.2 Résultats et conclusion sur la méthode employée 100
4.3 Optimisation globale 105
4.3.1 État de l'art et choix de l'algorithme d'optimisation globale . 105
4.3.2 Description détaillée de l'algorithme choisi et implémentation 107
4.3.3 Résultats de simulation et conclusion sur la méthode 122
4.4 Conclusion 131

4.1 Introduction

La synthèse des asservissements de la Ligne de Visée passe par l'optimisation des paramètres des pré- et post-compensateurs des étages primaire et secondaire de l'architecture de stabilisation. Les 11 paramètres sont simultanément réglés par la minimisation de la fonction de coût F, établie au chapitre 3. Cette fonction est fondée sur la notion haut-niveau de qualité d'image. Les contraintes liées au fonctionnement de la plate-forme et à la stabilité de l'asservissement sont directement intégrées dans la fonction de coût, sous forme de pénalités. Le problème d'optimisation contraint est ainsi transformé en un problème d'optimisation non contraint.

La figure 4.1 résume le principe de l'optimisation. L'objet de ce chapitre est de choisir un algorithme d'optimisation adapté au problème proposé ici et de l'implémenter.

Il existe deux difficultés principales à la synthèse des asservissements du système par l'optimisation de F. L'évaluation de F repose sur la simulation du système à deux étages de stabilisation (dont le modèle a été élaboré au chapitre 2) et sur le calcul de la FTM, qui s'avèrent tous deux coûteux en temps de calcul. Le temps d'évaluation de F est en effet de l'ordre de la minute. La fonction F est, de plus, une "boîte noire" : cela signifie que les seules informations sur la fonction de coût

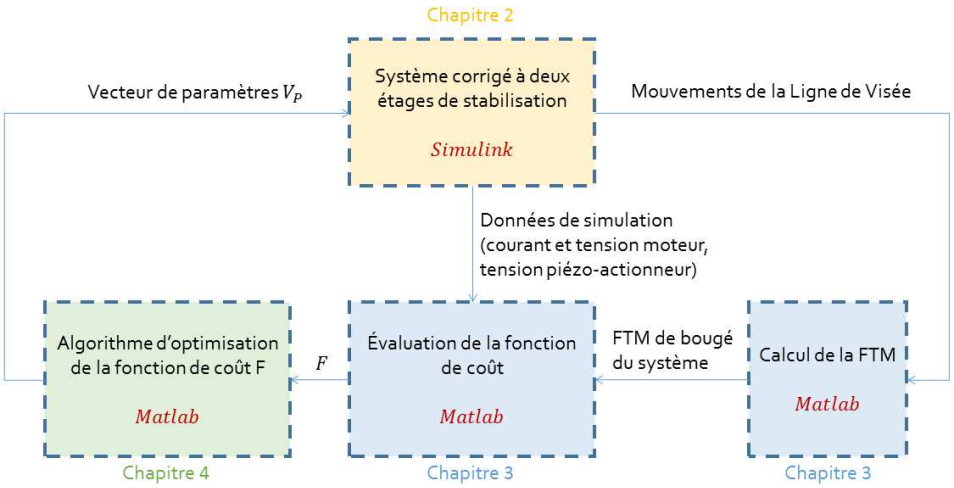

FIGURE 4.1 – Principe de l'optimisation des correcteurs de la Ligne de Visée

dont dispose l'algorithme d'optimisation sont les résultats d'évaluations en différents points. Aucune formule analytique qui permettrait le calcul du gradient ou du hessien de la fonction n'est disponible, et le temps d'évaluation de F rend prohibitif l'évaluation d'un gradient (et a fortiori d'un hessien) numérique nécessitant plusieurs évaluations de la fonction pour un même point.

La synthèse des asservissements doit être réalisée dans des temps compatibles avec les contraintes industrielles. Le budget d'évaluations de la fonction de coût est par conséquent limité. Deux approches, qui tiennent compte de cette contrainte, sont proposées ici. La première est une optimisation locale, à partir d'un point initial correct (c'est-à-dire qui respecte les contraintes du problème), réglé par un ingénieur automaticien. On peut en effet penser qu'à partir d'un "bon" point, peu d'évaluations de la fonction de coût sont nécessaires pour atteindre l'optimum. Cette approche utilise le correcteur réglé à la main au chapitre 3. Une deuxième approche, globale, est ensuite présentée. Cette approche ne nécessite pas le réglage d'un point initial par un ingénieur expérimenté. Elle s'appuie sur un compromis intelligent, entre l'exploration du domaine et l'exploitation des zones prometteuses, pour désigner efficacement le prochain point d'évaluation à partir de l'ensemble des points déjà évalués, afin d'atteindre l'optimum de la fonction en peu d'itérations.

Les méthodes d'optimisation locale et globale sont successivement présentées. Dans chacun des cas, un état de l'art des différentes méthodes existantes est proposé et le choix de la méthode adoptée est motivé. Des résultats d'optimisation sont ensuite présentés et analysés. Pour chacune des deux méthodes, le budget alloué, en dehors de la phase d'initialisation, est de 500 évaluations de la fonction de coût. Cela équivaut environ à 8 heures de calcul, soit environ une nuit de calcul sur un ordinateur Intel(R) Core(TM) i7-2620M CPU @ 2.70GHz.

4.2 Optimisation locale

4.2.1 État de l'art et choix de l'algorithme d'optimisation locale

Cette approche par optimisation locale suppose que l'on dispose d'un "bon" correcteur initial, réglé au préalable par un ingénieur, et dont on cherche à améliorer les performances. On suppose ainsi qu'un nombre limité d'itérations permettra d'atteindre l'optimum.

Le point initial utilisé ici est caractérisé par le jeu de paramètres V_{P1}, présenté dans le chapitre précédent. Ce point respecte la plupart des contraintes du système et se situe en limite de contrainte en ce qui concerne la marge de module de l'étage primaire de stabilisation.

Parmi les méthodes relatives à l'optimisation locale non contrainte, on écarte les nombreuses méthodes qui utilisent une formule analytique du gradient ou du hessien de la fonction de coût, dont on ne dispose pas, ou bien une approximation numérique de ces grandeurs, pour les raisons évoquées plus haut. Sont ainsi éliminées les algorithmes à région de confiance ("trust-region methods") et les algorithmes de recherche linéaire ("line search methods"), incluant notamment les méthodes de quasi-Newton. La fonction *fminunc*, incluse dans Matlab et qui repose sur ces techniques, n'est donc pas utilisée.

Les méthodes d'optimisation locales ne nécessitant pas le calcul de dérivées diffèrent dans la façon dont elles utilisent les évaluations de la fonction de coût pour déterminer le prochain point à évaluer. Parmi ces méthodes, on trouve des versions des méthodes appartenant aux deux familles précédemment citées, modifiées pour ne pas inclure l'utilisation de dérivées analytiques ou numériques. On peut citer, par exemple, les algorithmes qui déterminent le prochain point d'évaluation en minimisant un modèle de la fonction de coût, construit à partir des seules évaluations et valable dans une région de confiance. On peut également mentionner les méthodes qui explorent l'espace de recherche successivement, selon chacune de ses directions. Les évaluations de la fonction de coût permettent d'ajuster la longueur du pas dans la direction de recherche explorée. La convergence de cet algorithme peut s'avérer très lente, voire ne pas se produire. Plusieurs améliorations de cette méthode ont été proposées pour que la convergence puisse être assurée. L'approche par recherche de motifs ("pattern-search") constitue une généralisation de la méthode précédente, en permettant l'utilisation d'un ensemble de directions de recherche plus riches à chaque itération.

Ces méthodes, utilisant ou non les dérivées de la fonction de coût, font l'objet d'ouvrages spécialisés, comme [Nocedal (2006)] auquel on peut se reporter pour une description très complète des outils à la disposition de l'ingénieur et du chercheur, en matière d'optimisation locale.

La méthode choisie, pour sa simplicité de mise en œuvre et la facilité de ré-

glage de ses paramètres, est la méthode du simplexe de Nelder-Mead. Il s'agit d'une méthode d'optimisation non contrainte, numérique et reposant exclusivement sur les évaluations de la fonction de coût. Elle est tout à fait adaptée aux problèmes où la fonction de coût est une "boîte noire". Sa première description est donnée par [Nelder (1965)]. Son principe repose sur l'utilisation d'un simplexe, c'est-à-dire d'une figure à $n+1$ sommets dans un espace de dimension n, qui se déplace dans l'espace de recherche à partir d'une situation initiale, fournie par l'utilisateur. L'algorithme de Nelder-Mead est une méthode heuristique, fréquemment employée pour résoudre des problèmes d'optimisation. Cependant, il est à noter que ses propriétés de convergence ont été étudiées de façon peu approfondie par rapport à sa fréquence d'utilisation. Des travaux ont été entrepris plus de vingt ans après sa mise au point ([Lagarias (1998)]) pour démontrer la convergence de l'algorithme en dimension 1 et 2, sous certaines conditions sur la fonction de coût.

Des publications ultérieures ont proposé des versions améliorées de la méthode de Nelder-Mead, pour des problèmes particuliers ([Pham (2011)]). La version classique, implémentée dans la fonction *fminsearch* de Matlab, sera utilisée ici.

Le principe de l'algorithme est rappelé pour une fonction de deux paramètres, afin de faciliter la représentation graphique sur le schéma de la figure 4.2.

Le critère d'arrêt peut être défini de plusieurs façons dans les options de *fminsearch* :

- Une distance entre les deux derniers points évalués inférieure à une distance minimum fixée par l'utilisateur ;
- Une variation entre les valeurs de la fonction de coût pour les deux derniers points évalués trop faible par rapport à une variation minimum fixée par l'utilisateur ;
- Un nombre maximum d'itérations (fixé par l'utilisateur) atteint ;
- Un nombre maximum d'évaluations de la fonction de coût (fixé par l'utilisateur) atteint.

Le critère d'arrêt le plus pertinent pour notre problème est celui du budget maximum d'évaluations de la fonction de coût. Ce choix permet de maitriser le temps de calcul de l'optimisation et de comparer les résultats de l'optimisation locale avec les résultats de l'optimisation globale développée dans la suite, en accordant le même budget d'évaluations de la fonction de coût à chacune des deux méthodes.

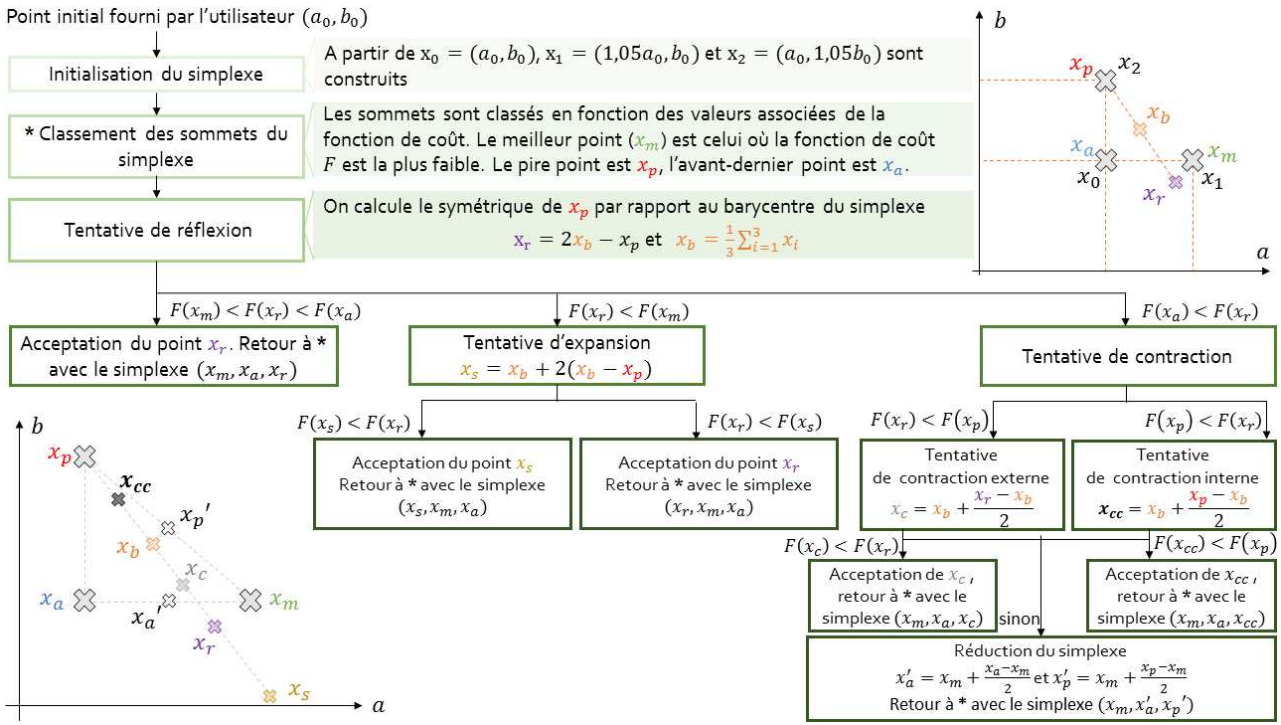

FIGURE 4.2 – Principe de l'algorithme de Nelder-Mead dans un espace à deux dimensions

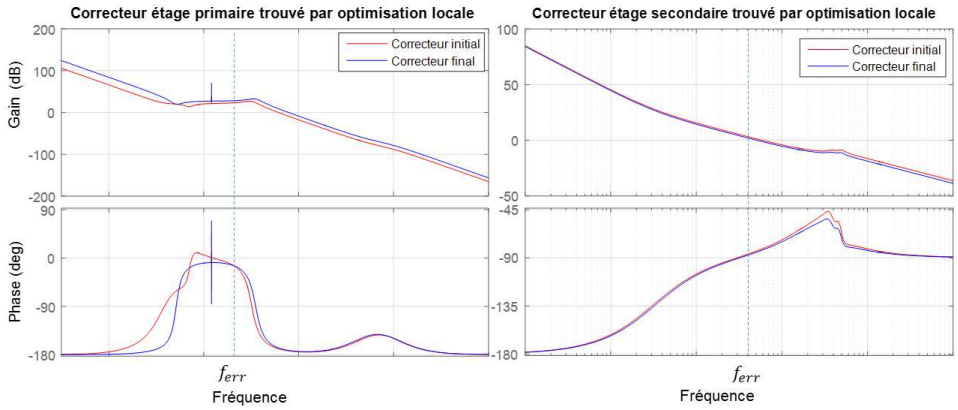

FIGURE 4.3 – Réponses fréquentielles des correcteurs initiaux et finaux de l'étage primaire et secondaire

4.2.2 Résultats et conclusion sur la méthode employée

Les résultats de l'optimisation locale sont donnés dans la suite. La figure 4.3 représente les diagrammes de Bode des correcteurs de l'étage primaire initial et final et les correcteurs de l'étage secondaire initial et final.

Les coefficients de l'étage primaire qui ont subi les variations les plus importantes sont le gain du correcteur primaire K ($\times 2$) et la pulsation ω_i ($\times 0,5$). Au niveau de l'étage secondaire, les paramètres varient peu entre le point initial et le point final, comme le montrent les tracés similaires des réponses initiale et finale de la figure 4.3.

La figure 4.4 montre les réponses fréquentielles des boucles ouvertes corrigées, après optimisation des deux étages de la plate-forme. On constate que l'étage de stabilisation secondaire a une bande passante plus élevée que l'étage de stabilisation primaire, ce qui est cohérent avec la discussion du chapitre 2.

Enfin, la figure 4.5 représente la FTM avant et après optimisation et la comparaison avec la courbe de FTM de référence.

On note que la FTM initiale est bien au-dessus de la courbe de référence. L'optimisation dégrade légèrement la FTM. Cela peut être dû à l'augmentation du gain K de l'étage de stabilisation grossier (voir les tracés de la fonction de coût effectués dans le chapitre 3).

Le tableau 4.1 donne les valeurs des coûts, des pénalités et du critère pour le point initial et le point final. Lorsque les pénalités sont inférieures ou égales à 1, cela signifie que la contrainte associée est respectée (voir le chapitre 3 pour la formulation des contraintes sous forme de pénalités).

On observe une amélioration au niveau de la contrainte de marge de module de l'étage primaire. De même, l'amélioration constatée dans les valeurs de C_d et P_d est cohérente avec l'augmentation de K, qui fait augmenter le gain de la boucle de

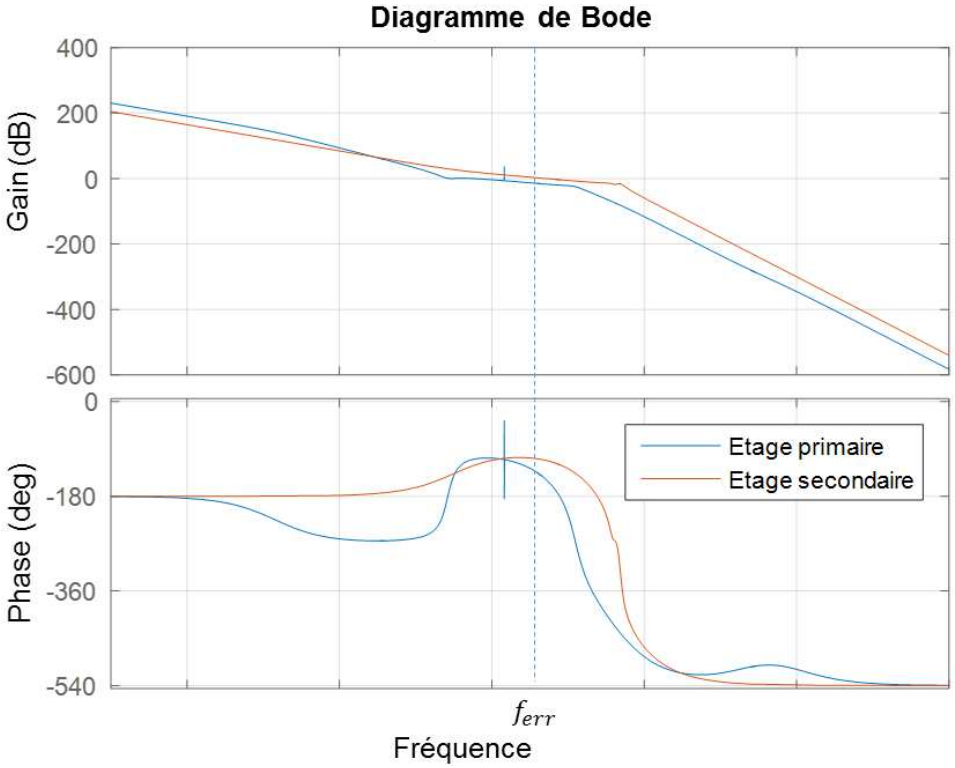

FIGURE 4.4 – Réponses fréquentielles des boucles ouvertes corrigées des deux étages de stabilisation après optimisation

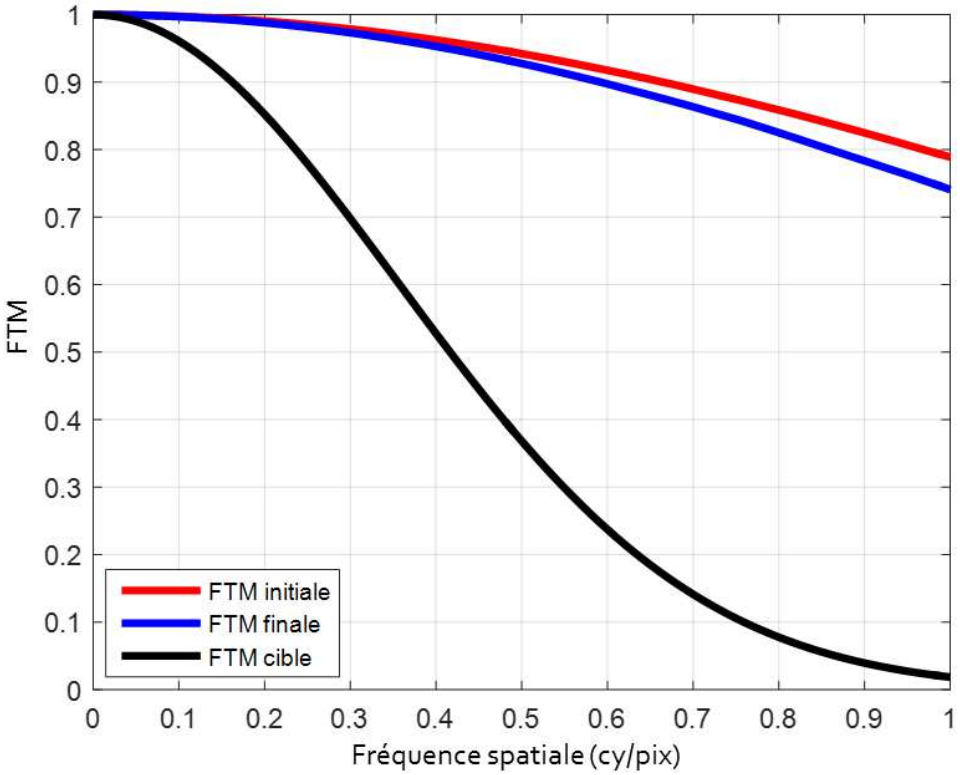

FIGURE 4.5 – Courbes de FTM avant et après optimisation

Tableau 4.1 – Valeurs des pénalités, des critères de qualité image et de la fonction de coût pour le point initial et le point final de l'optimisation locale

Pénalités	X_{init}	X_{final}
P_{mm1}	1,02	0,48
P_{mm2}	0,65	0,62
P_i	0,38	0,42
P_v	0,46	0,41
P_{p1}	0,37	0,37
P_{p2}	0,37	0,37
P_d	0,64	0,45
P_{ftm}	1	1
Critères image	X_{init}	X_{final}
C_d	1,21	1,07
C_{ftm}	1,07	1,09
Fonction de coût	X_{init}	X_{final}
F	-0,1395	-0,1597

l'étage primaire et favorise ainsi le rejet des perturbations à basse fréquence (les couples de frottements notamment). On constate également une légère hausse de la pénalité P_i liée à la valeur maximale de courant mesurée dans le moteur, et qui peut être également attribuée à l'augmentation du gain K.

Les puissances consommées pour l'étage de stabilisation primaire et l'étage de stabilisation secondaire sont faibles et peu affectées par l'optimisation. Cela peut résulter du scénario choisi pour les tests menés, peu "consommant".

Enfin, les valeurs de γ obtenues pour les correcteurs de l'étage primaire et secondaire sont satisfaisantes : $\gamma_1 = 1,88$ et $\gamma_2 = 1,89$.

Les résultats obtenus sont satisfaisants. L'algorithme a permis de modifier légèrement les correcteurs pour diminuer la pénalité liée à la marge de module et améliorer la valeur du coût C_d. Néanmoins, le correcteur initial possédait déjà des performances correctes. En utilisant le point initial décrit par le jeu de paramètres V_{P2} dans le chapitre 3, les résultats obtenus sont au contraire peu satisfaisants. Le tableau 4.2 résume les performances des points initial et final. Les courbes de FTM sont données par la figure 4.6

Les résultats de la méthode d'optimisation sont, comme l'on pouvait s'y attendre, très dépendants du point initial choisi. Lorsqu'un bon point initial est fourni à l'algorithme d'optimisation, les résultats obtenus sont corrects et comparables aux résultats obtenus par l'algorithme d'optimisation globale, présenté dans le paragraphe suivant. Néanmoins, le réglage du point initial occupe le temps d'un ingénieur expérimenté. De plus, l'optimisation locale n'inclut pas de composante d'exploration qui permettrait de "s'échapper d'un optimum local" et de trouver un point qui améliorerait les performances. Pour ces raisons, un algorithme d'optimisation globale est testé dans la suite de ces travaux.

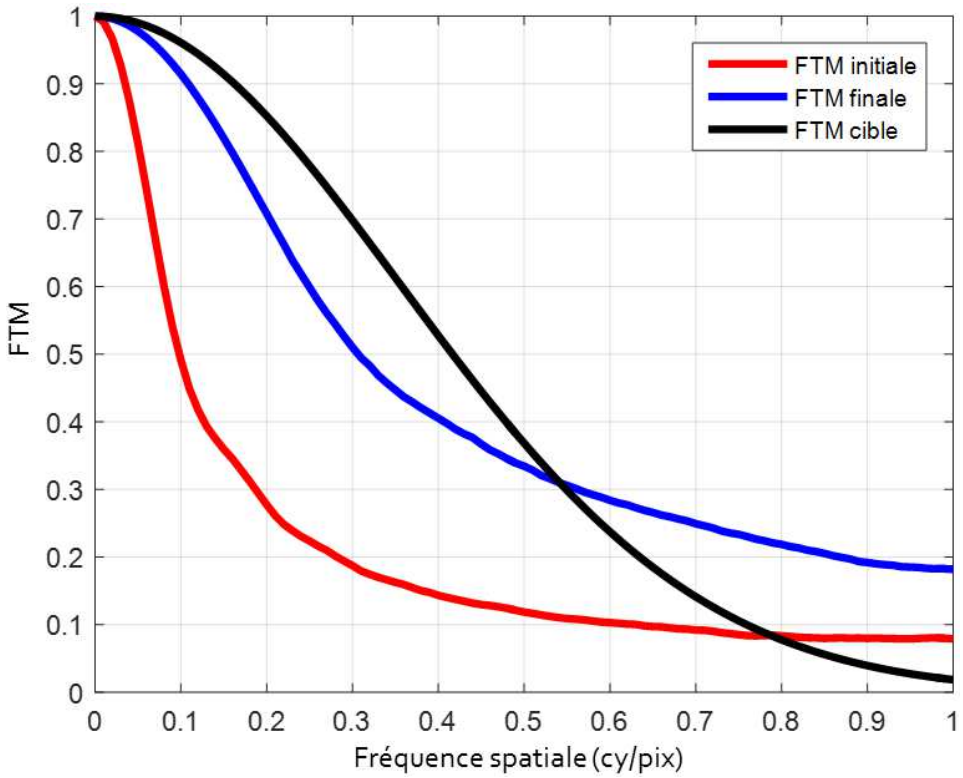

FIGURE 4.6 – Courbes de FTM avant et après optimisation, utilisation d'un mauvais point initial

Tableau 4.2 – Valeurs des pénalités, des critères de qualité image et de la fonction de coût pour le point initial et le point final de l'optimisation locale, utilisation d'un mauvais point initial

Pénalités	X_{init}	X_{final}
P_{mm1}	1,40	1,41
P_{mm2}	0,38	0,38
P_i	0,38	0,37
P_v	0,77	0,75
P_{p1}	0,37	0,37
P_{p2}	0,37	0,37
P_d	1195	56
P_{ftm}	24,63	6,34
Critères image	X_{init}	X_{final}
C_d	198	78
C_{ftm}	4,59	2,24
Fonction de coût	X_{init}	X_{final}
F	-0,0007	-0,0069

4.3 Optimisation globale

4.3.1 État de l'art et choix de l'algorithme d'optimisation globale

Des techniques d'optimisation globale variées ont été utilisées pour la synthèse d'asservissements ([Pietrobom (2001)], [Pan (2015)], [Egea (2007)], [Sandou (2013)]), ou pour analyser la stabilité des systèmes asservis ([Boyd (2012)]).

Un état de l'art des méthodes d'optimisation globale est présenté ci-dessous, afin de choisir la méthode la plus adaptée au problème d'optimisation posé ici.

Une première catégorie de méthodes d'optimisation globale est constituée par les adaptations de méthodes locales, par ajout d'une composante d'exploration du domaine qui leur permet de "s'échapper" d'éventuels minima locaux. L'utilisation d'une fonction "échappatoire" (*escape function* en anglais) peut se retrouver, par exemple, dans les travaux de [Isshiki (1995)] pour la détermination des dimensions d'une lentille. Le principe utilisé et résumé par la figure 4.7 est le suivant : lorsqu'un mimimum local est atteint, la fonction échappatoire est ajoutée à la fonction de coût de départ et une optimisation est à nouveau lancée pour tenter de trouver un meilleur point. Cette méthode est néanmoins écartée parce qu'elle nécessite le réglage manuel d'un ou plusieurs paramètres (la hauteur et la largeur de la fonction échappatoire par exemple), dont dépend fortement l'efficacité de l'optimisation à budget d'évaluations fixé. Aucune information sur l'allure de la fonction de coût n'étant à la disposition de l'ingénieur automaticien, des valeurs intuitives de ces paramètres semblent difficile à donner rapidement.

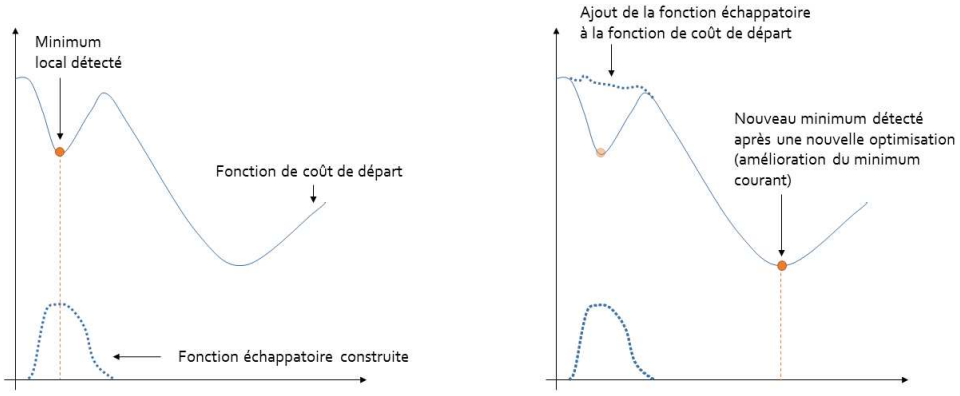

FIGURE 4.7 – Utilisation d'une fonction échappatoire

Les métaheuristiques regroupent une variété de méthodes d'optimisation globale, dont le comportement est parfois inspiré de la nature ([Dreo (2006)]). On peut citer, entre autres, les algorithmes évolutionnaires, qui reprennent le principe de la théorie de l'évolution pour déterminer le meilleur point parmi une population existante, ou encore les algorithmes d'essaims d'abeilles ou de colonies de fourmis, qui s'inspirent de la communication des insectes les uns avec les autres lors de la recherche de nourriture pour explorer l'espace et déterminer les zones propices à contenir un minimum (qu'on espère global) de la fonction de coût. Elles sont utilisées avec succès pour résoudre de nombreux problèmes d'optimisation de correcteurs ([Sandou (2013)], [Feyel (2015)]), dont des optimisations de correcteurs de Ligne de Visée avec un critère portant sur la FTM ([Anderson (2011)]), grâce à leur relative facilité d'implémentation et leur souplesse vis-à-vis de la fonction de coût optimisée (la fonction peut par exemple comporter des points anguleux, des discontinuités voire des valeurs infinies). Cependant, cette famille de méthodes possède l'inconvénient de nécessiter un grand nombre d'évaluations de la fonction de coût et ce nombre augmente avec le nombre de paramètres. L'approche utilisée dans [Anderson (2011)], où un correcteur à deux paramètres est réglé, ne semble pas réaliste en ce qui concerne le temps de calcul recherché ici. Afin de donner un ordre de grandeur de la durée de calcul, on considère les règles empiriques données dans [Feyel (2015)] pour un problème similaire de synthèse de stabilisation de Ligne de Visée de taille $d = 11$, avec un algorithme évolutionnaire. On considère donc une population de 13 individus ($floor(10+\sqrt{d})$) et 2000 itérations. Une seule exécution de l'algorithme demande 26000 évaluations de la fonction de coût. En pondérant ce nombre par la proportion de points stables évalués en moyenne lors de l'exécution de l'algorithme évolutionnaire présenté (40% environ), on aboutit à un temps de calcul de plus de 8 jours.

Le même inconvénient existe pour l'algorithme de Séparation & Évaluation (Branch & Bound), qui consiste à résoudre le problème d'optimisation sur plusieurs

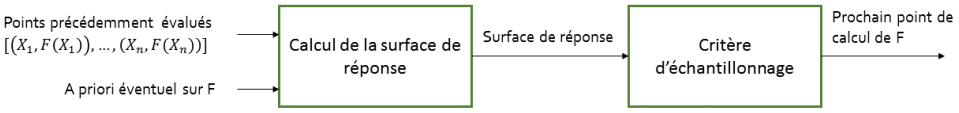

FIGURE 4.8 – Principe d'une méthode d'optimisation reposant sur une surface de réponse

sous-ensembles qui forment une partition de l'espace et à éliminer les sous-ensembles présentant le moins d'intérêt pour la recherche du minimum de la fonction.

La dernière approche, tout à fait adaptée à l'optimisation de fonctions coûteuses, consiste à établir des modèles peu coûteux à évaluer de la fonction de coût F, à partir des évaluations déjà disponibles, et à utiliser ces modèles, appelés également "surfaces de réponse" pour déterminer le prochain point d'évaluation de F, à l'aide d'un critère, appelé critère d'échantillonnage (cf. figure 4.8).

Les méthodes utilisant des surfaces de réponse sont diverses et plus ou moins sophistiquées. Un inventaire des méthodes d'optimisation existantes utilisant des surfaces de réponse est proposé dans [Jones (2001)]. Parmi les surfaces de réponse présentées, on s'intéresse plus particulièrement aux surfaces interpolatrices, c'est-à-dire celles qui passent par les points déjà évalués de la fonction de coût. La surface de réponse obtenue par krigeage est préférée aux autres dans la suite de ces travaux. Elle fournit, comme les autres méthodes, une approximation de la fonction de coût, mais également une estimation de l'écart-type de l'erreur de prédiction, et permet l'utilisation de critères d'échantillonnage élaborés. Cette méthode doit son nom à l'ingénieur minier D. G. Krige qui l'a appliquée dans le domaine de la géostatistique. Elle a été formalisée dans les travaux de [Matheron (1963)].

Le krigeage a déjà été utilisé pour synthétiser des asservissements de façon optimale. On peut citer en exemple les travaux de [Pan (2015)], qui consistent à optimiser un correcteur gérant le comportement d'un micro-réseau électrique dont les simulations temporelles sont coûteuses en temps de calcul.

Le paragraphe suivant rappelle le principe du krigeage et décrit le critère d'échantillonnage utilisé.

4.3.2 Description détaillée de l'algorithme choisi et implémentation

4.3.2.1 Principe

La fonction de coût F est coûteuse à évaluer. Le budget d'évaluation N_B est donc limité, ce qui entraîne que la méthode de choix des points d'évaluation est cruciale pour parvenir à localiser le minimum global m. Le but est de choisir les points d'évaluation $X_1, ..., X_{N_B}$ de façon à minimiser l'écart $m_N - m$ où $m_N = \min(F(X_1), ..., F(X_N))$.

Le krigeage consiste à modéliser la fonction de coût comme la réalisation d'un

processus stochastique gaussien ζ (on dit également qu'on affecte un *a priori* gaussien à F). Cette approche est aussi qualifiée de *bayésienne*[1].

La prédiction par krigeage de $F(X)$ est définie comme la prédiction linéaire[2], non biaisée et qui minimise la variance de l'erreur de prédiction ([Jones (2001)]). Il existe une multitude d'ouvrages traitant de la théorie du krigeage. Le lecteur intéressé peut se référer à des ouvrages de référence, tels que [Stein (2012)].

L'emploi d'un processus gaussien simplifie notamment les calculs de l'estimateur de la fonction de coût ([Benassi (2013)]) et s'avère efficace dans la pratique. Le krigeage et, par conséquent, l'hypothèse gaussienne de l'*a priori* ont été employés dans [Jones (1998)] et massivement utilisés dans les travaux postérieurs.

On caractérise entièrement ce processus gaussien en lui affectant une moyenne $m(X)$ et une matrice de covariance $K(X, Y)$, où X et Y sont deux points du domaine de recherche.

La moyenne du processus gaussien reflète une connaissance éventuelle sur des tendances de la fonction de coût. Cette moyenne est usuellement une combinaison linéaire de monômes, dont le degré dépasse rarement 2 ([Villemonteix (2008)]). Malgré les tracés réalisés au chapitre 3, aucun élément tangible sur les variations de la fonction de coût n'est disponible. La moyenne m_ζ du processus gaussien est choisie constante égale à 0.

La fonction de covariance traduit la connaissance supposée que l'évaluation de la fonction de coût en un point du domaine fournit sur les points voisins. Il existe plusieurs types de fonctions de covariance utilisées dans les travaux incluant du krigeage, généralement choisies dans une classe de covariances paramétrées ([Villemonteix (2008)], [Benassi (2011)], [Jones (2001)]). Les covariances les plus fréquemment employées appartiennent à la classe des covariances exponentielles généralisées ([Jones (1998)], [Jones (2001)]) ou à la classe des covariances de Matérn (utilisée dans [Benassi (2013)], [Villemonteix (2008)], par exemple). La famille de covariance de Matérn est préférée, suivant les recommandations de [Stein (2012)]. Elle possède en effet un paramètre qui permet de régler la régularité de la covariance (sa dérivabilité en zéro). Cette régularité est liée à la régularité des réalisations du processus ζ et donc à l'allure de la prédiction réalisée. Lorsque la régularité augmente, les trajectoires du processus ζ considéré deviennent plus régulières et le nombre de minima locaux diminue. Pour deux points X et Y du domaine de recherche, la covariance de Matérn $K_\theta(X, Y)$ est donnée par les formules 4.1 et 4.2, où Γ est la fonction Gamma et $\mathcal{K}_\nu$ est la fonction de Bessel de seconde espèce modifiée d'ordre ν.

$$K_\theta(X, Y) = \sigma^2 v_\nu \left(\sqrt{\sum_{i=1}^{d} \frac{(X[i] - Y[i])^2}{\rho_i^2}} \right) \tag{4.1}$$

$$v_\nu(h) = \frac{1}{2^{\nu-1}\Gamma(\nu)} (2\nu^{1/2}h)^\nu \mathcal{K}_\nu(2\nu^{1/2}h) \ \forall h \geq 0 \tag{4.2}$$

1. L'approche bayésienne ne considère pas forcément un *a priori* gaussien.
2. Le prédicteur est linéaire par rapport aux évaluations de F déjà réalisées. Les coefficients, eux peuvent être non linéaires en X.

Plusieurs valeurs classiques ($\frac{1}{2}$, $\frac{3}{2}$, $\frac{5}{2}$) sont testées pour ν. Le paramètre est finalement pris égal à la valeur classique de $\frac{5}{2}$. Les paramètres restants de la fonction de covariance sont contenus dans le vecteur $\theta = [\sigma\ \rho_1\ ...\ \rho_d]$. Le paramètre σ correspond au paramètre de variance ($K_\theta(X, X) = \sigma^2$). Le scalaire positif ρ_i représente le paramètre de portée de la covariance pour le paramètre i. Plus ρ_i est faible, plus l'on suppose que la fonction de coût est "chahutée" (c'est-à-dire qu'elle varie beaucoup) dans la direction i. La covariance choisie est dite "anisotropique" lorsqu'on ne suppose pas les ρ_i égaux. Cela revient à considérer la possibilité que la fonction de coût que l'on cherche à modéliser soit plus sensible à certains paramètres qu'à d'autres.

Ces paramètres peuvent être fixés a priori, si l'on dispose d'informations sur la fonction de coût. Ici, ils seront estimés grâce aux évaluations de la fonction de coût réalisées. On note $\hat{\sigma}$ et $\hat{\rho_i}$ ($\forall i \in [\![1, d]\!]$) leurs valeurs estimées.

Le processus gaussien ζ est désormais défini. On suppose également déjà disposer des n résultats d'évaluation de la fonction de coût aux points $(X_1, ..., X_n)$. La moyenne de ζ conditionnée par ces n évaluations (voir l'équation 4.3) est notée $\hat{\zeta}_n$ et constitue la surface de réponse (ou le prédicteur) associée à la fonction de coût F.

$$\hat{\zeta}_n(X) = E[\zeta(X)|\{\zeta(X_1) = F(X_1)\}, ..., \{\zeta(X_n) = F(X_n)\}] \tag{4.3}$$

L'équation 4.3 peut-être réécrite afin d'obtenir l'expression explicite de l'équation 4.4. Les calculs permettant le passage d'une expression à l'autre peuvent être consultés dans [Jones (2001)], par exemple.

$$\hat{\zeta}_n(X) = \hat{m} + \mathbf{r^T R^{-1}}(\mathbf{F_n} - \mathbf{1}\hat{m}) \tag{4.4}$$

Le vecteur $\mathbf{F_n}$, de taille $n \times 1$, regroupe les valeurs de la fonction de coût évaluée aux points X_1, ... X_n. La matrice $n \times n$ $\mathbf{R}$ est la matrice de corrélation des n points évalués. L'élément (i, j) (avec i, $j \in [\![1, n]\!]$) est donné par $R(i, j) = \frac{1}{\hat{\sigma}^2} K_\theta(X_i, X_j)$. Le vecteur $\mathbf{r}$ est le vecteur de corrélation du point X avec les points précédemment évalués. Son expression est donnée en 4.5.

$$\mathbf{r} = \begin{pmatrix} \frac{1}{\hat{\sigma}^2} K_\theta(X, X_1) \\ \vdots \\ \frac{1}{\hat{\sigma}^2} K_\theta(X, X_n) \end{pmatrix} \tag{4.5}$$

Le vecteur $\mathbf{1}$ correspond au vecteur colonne de taille $n \times 1$ dont tous les éléments sont égaux à 1. Enfin, la grandeur $\hat{m}$ correspond à l'estimation de la moyenne par l'expression $\frac{\mathbf{1}^T R^{-1} \mathbf{F_n}}{\mathbf{1}^T R^{-1} \mathbf{1}}$.

Les équations du krigeage fournissent également une estimation de la variance d'erreur de prédiction $s_n^2(X)$ (cf. l'équation 4.6). Une expression développée de $s_n^2(X)$ est également disponible et est donnée par l'équation 4.7. Cette variance a la propriété d'être nulle aux points $X_1, ..., X_n$ déjà évalués.

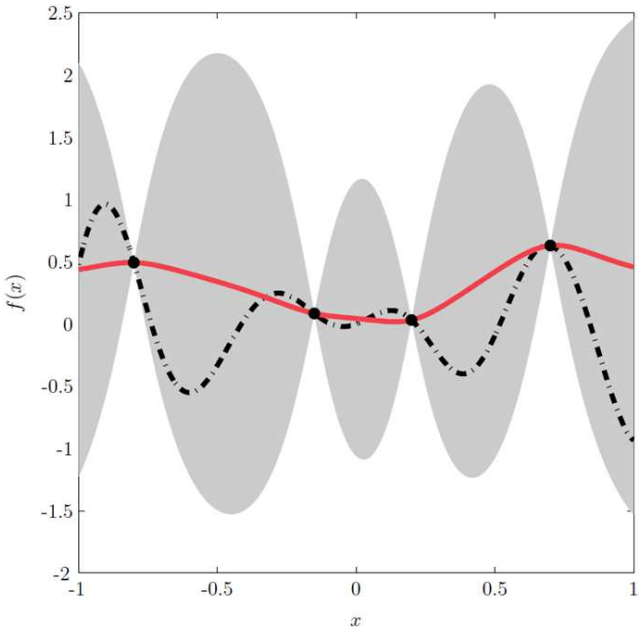

FIGURE 4.9 – Prédiction par krigeage (figure tirée de [Benassi (2013)])

$$s_n^2(X) = var[\zeta(X)|\{\zeta(X_1) = F(X_1)\}, ..., \{\zeta(X_n) = F(X_n)\}] \tag{4.6}$$

$$s_n^2(X) = \hat{\sigma}^2 \left[1 - \mathbf{r}^T R^{-1}\mathbf{r} + \frac{(1 - \mathbf{r^T R^{-1} r})^2}{\mathbf{1^T R^{-1} 1}}\right] \tag{4.7}$$

Le prédicteur et la variance d'erreur de prédiction estimée sont calculés sur un domaine borné $\mathcal{H}$, discrétisé selon une grille $\mathcal{G}_\mathcal{H}$ et pris suffisamment large pour ne pas restreindre l'optimisation globale à une optimisation locale. Ici, le domaine est un hypercube, défini simplement par des bornes supérieure et inférieure sur chacun des paramètres. Il est à noter que le nombre de points $N_{\mathcal{G}_\mathcal{H}}$ dans la grille $\mathcal{G}_\mathcal{H}$ ne peut pas être choisi arbitrairement grand, à cause de la taille nécessairement limitée de la mémoire disponible pour effectuer les calculs de krigeage et stocker les résultats.

La figure 4.9 illustre la prédiction par krigeage sur une fonction exemple f en dimension 1. La fonction "inconnue" que l'on cherche à modéliser est représentée par des traits mixtes et les poins déjà évalués sont représentés en noir. Le prédicteur $\hat{\zeta}_n(X)$ est représenté en rouge, les intervalles $[-1,96s_n(X); 1,96s_n(X)]$ centrés autour du prédicteur correspondent aux zones grises. L'amplitude de ces intervalles de confiance est bien nulle aux points évalués et elle augmente d'autant plus que l'on s'en éloigne.

Le choix du prochain point d'évaluation de la fonction de coût est fait de manière séquentielle et est décrit par le schéma de la figure 4.10. À chaque étape, les n points déjà évalués sont utilisés pour calculer $\hat{\theta}$, le vecteur estimé des paramètres de la covariance, en utilisant l'estimation par maximum de vraisemblance

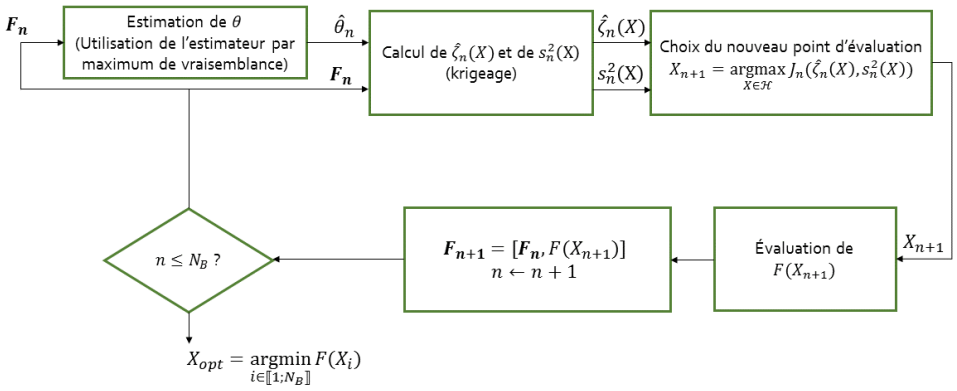

FIGURE 4.10 – Optimisation séquentielle de la fonction coûteuse F sur le principe de l'algorithme EGO

([Jones (2001)], [Jones (1998)]). Ces paramètres sont ensuite injectés dans l'expression de la covariance pour calculer $\hat{\zeta}_n(X)$ et $s_n^2(X)$ en chaque point du domaine $\mathcal{H}$, à l'aide des équations 4.4 et 4.7. Ces deux grandeurs sont utilisées pour calculer un critère d'échantillonnage J. Une optimisation est ensuite lancée sur $\mathcal{H}$ pour déterminer le maximiseur M_J du critère d'échantillonnage, i.e. le point du domaine le plus intéressant en lequel évaluer la fonction de coût. L' "intérêt" d'un point résulte d'un compromis entre une recherche dans les zones de $\mathcal{H}$ prometteuses (c'est-à-dire autour des points où la fonction de coût prend des valeurs faibles) et une recherche dans les parties inexplorées du domaine. Il existe plusieurs critères d'échantillonnage qui prennent en compte ces deux tendances. Ils sont décrits dans le paragraphe 4.3.2.3.

Suite à l'optimisation de J, une évaluation de F est effectuée au point M_J et le couple $(M_J; F(M_J))$ est ajouté à l'ensemble des points connus. Le processus est répété jusqu'à ce que le budget d'évaluations maximal soit atteint.

L'approche décrite, où les paramètres de la covariance sont estimés puis utilisés dans les équations du krigeage, correspond à l'algorithme EGO ("Efficient Global Optimization"), décrit par [Jones (1998)].

Le problème d'optimisation global coûteux de la fonction F est remplacé par une suite de problèmes d'optimisation globaux également mais moins coûteux, au prix d'une complexification notable de l'algorithme. Dans le cas étudié ici, le temps de calcul des opérations d'estimation des paramètres, de krigeage et d'optimisation du critère d'échantillonnage est en moyenne dix fois plus faible sur l'ensemble des optimisations lancées que le temps d'évaluation de F sur l'ensemble des optimisations lancées.

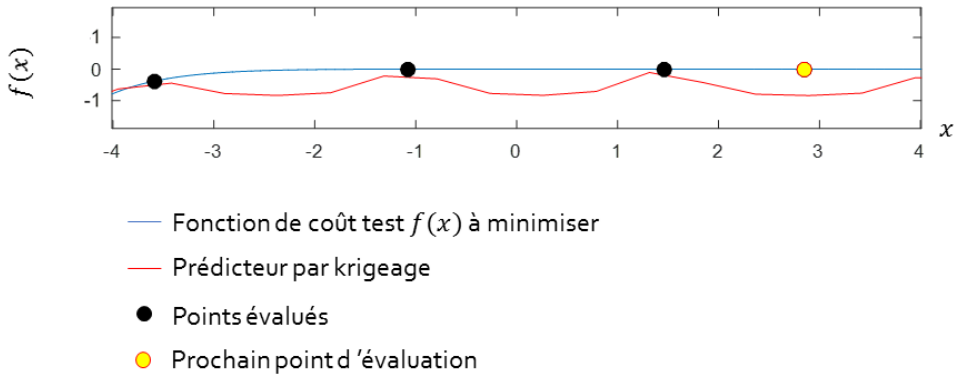

FIGURE 4.11 – Optimisation d'une fonction plate par krigeage, exemple en dimension 1

Il est important de noter que le choix de ce type de méthodes d'optimisation a des conséquences sur la forme de la fonction de coût utilisée. Il est notamment préférable que le nombre de paramètres d'optimisation reste limité. De plus, lorsque l'on choisit un *a priori* gaussien, il est souhaitable que la fonction de coût ne soit pas "plate", sous peine d'observer le phénomène illustré en figure 4.11. Le phénomène d'oscillation constaté contribue au choix de points d'évaluation sans intérêt alors que le minimum global, situé en limite inférieure du domaine, est ignoré pendant les premières itérations. Dans le cas étudié, C_d et C_{ftm}, en plus de quantifier la qualité de l'image, permettent de faire varier la fonction significativement et de différencier des points qui respectent tous deux les contraintes.

Le paragraphe suivant décrit la formation du plan initial d'expérience, c'est-à-dire le choix des N_I points sur lesquels la première estimation de θ et le premier calcul de krigeage s'appuient.

4.3.2.2 Construction du plan d'expérience initial

L'initialisation de l'algorithme présenté sur la figure 4.10 nécessite un ensemble de N_I points où la fonction de coût est évaluée pour lancer les itérations suivantes. Le choix du plan d'expérience initial doit assurer une bonne répartition des N_I points dont on dispose pour maximiser la quantité d'information recueillie sur la fonction de coût F, tout en comportant le moins de points possible, afin de limiter les évaluations de la fonction de coût. L'algorithme EGO est de plus sensible à une mauvaise initialisation ([Benassi (2013)], [Benassi (2011)]). Un soin particulier doit donc être apporté à la construction du plan d'expérience initial. Le tirage des N_I points initiaux dans le domaine de recherche peut se faire de plusieurs manières. Trois méthodes classiques sont décrites ici. Elles seront illustrées sur l'exemple simple d'un hypercube en deux dimensions, dans lequel on veut répartir neuf points.

On peut d'abord naturellement penser à effectuer un grillage régulier de l'espace.

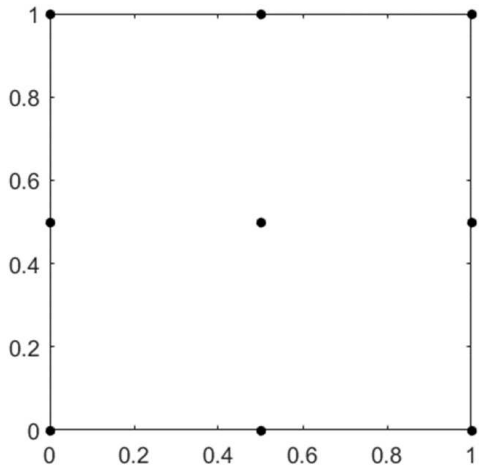

FIGURE 4.12 – Construction d'un plan d'expérience initial à l'aide d'une grille régulière, exemple en dimension 2

Dans un espace à d dimensions, on choisit un nombre de points p par dimension. Le nombre de points total de la grille est alors p^d. L'échantillonnage par grillage régulier est illustré sur la figure 4.12, avec $p = 3$ et $d = 2$. On peut noter sur cette figure les importantes zones de vide laissées par les points, qui se concentrent sur les frontières du domaine.

En prenant $p = 10$ dans le cadre de notre problème d'asservissement de Ligne de Visée, où $d = 11$, le nombre de points est égal à 10^{11}, valeur évidemment irréaliste malgré la relative faible discrétisation sur chaque dimension (10 points pour un intervalle de deux ou trois ordres de grandeur d'amplitude) et par rapport au nombre d'évaluations autorisées en dehors de la phase d'initialisation (500).

Les points peuvent aussi être tirés au hasard dans l'espace de recherche. Cette méthode de construction peut évidemment générer une couverture de l'espace correcte, comme une couverture très irrégulière (voir la figure 4.13).

L'espace de recherche étant un hypercube, la dernière méthode d'échantillonnage de l'espace présentée ici est l'échantillonnage par hypercube latin (*Latin Hypercube Sampling* ou *LHS*). La figure 4.14 en résume le principe. Comme pour les méthodes précédentes, l'espace considéré en exemple est de dimension 2 et le nombre de points considérés est de 9. Un exemple réel est également donné sur la figure 4.15.

Cependant, malgré la tentative de répartir les points dans l'ensemble du domaine, il est possible que le LHS proposé ne recouvre pas efficacement l'espace de recherche. Si le chiffre "3" avait par exemple été sélectionné sur le schéma de la figure 4.14, au lieu du chiffre "1", le plan d'expérience initial aurait eu l'allure peu désirable représentée sur la figure 4.16.

Afin de remédier à ce genre de situations problématiques, 1000 hypercubes latins

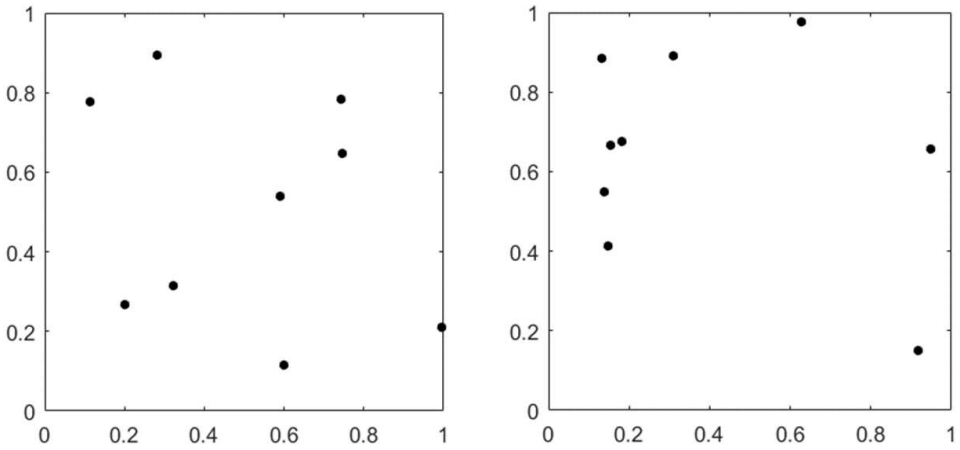

FIGURE 4.13 – Plan d'expérience initial construit à l'aide d'un échantillonnage aléatoire, deux exemples en dimension 2

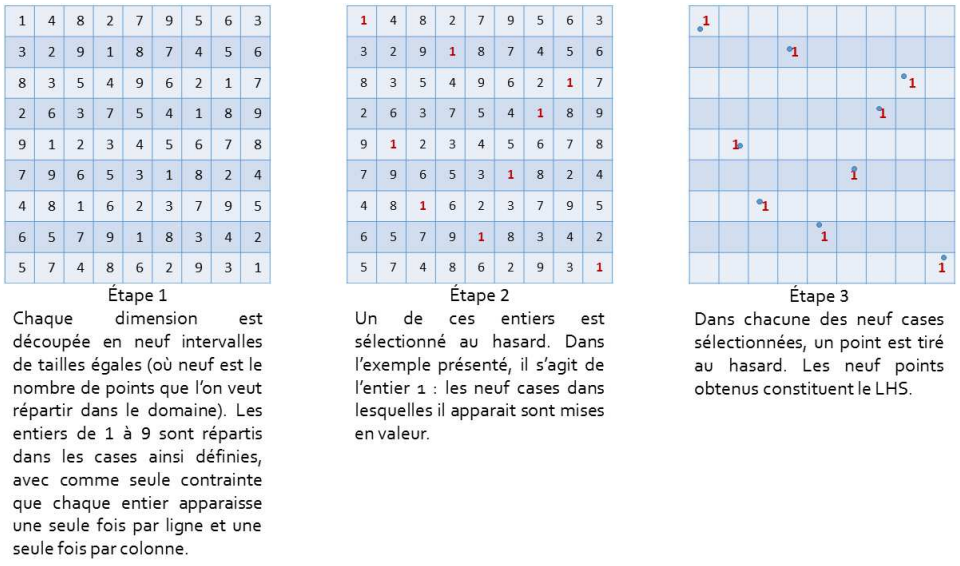

FIGURE 4.14 – Construction d'un plan d'expérience initial à l'aide d'un LHS, exemple en dimension 2

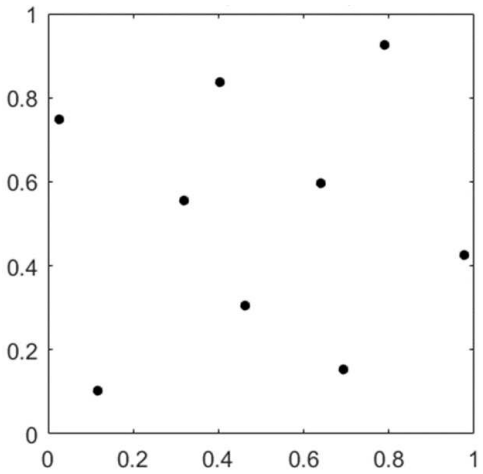

FIGURE 4.15 – Plan d'expérience initial construit à l'aide d'un LHS, exemple en dimension 2

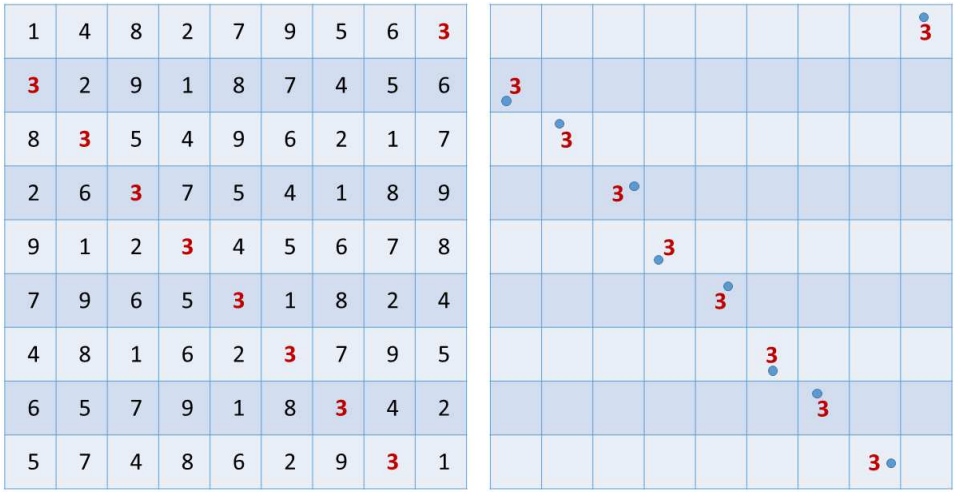

FIGURE 4.16 – Construction d'un "mauvais" plan d'expérience initial à l'aide d'un LHS, exemple en dimension 2

sont générés, selon le processus décrit sur la figure 4.14, et le meilleur au sens du critère "maximin", c'est-à-dire celui qui maximise la distance minimum entre ses points, est choisi. Cette méthode classique ([Auffray (2012)]) permet de se prémunir un peu plus contre des plans d'expérience initiaux de la forme de celui de la figure 4.16. C'est cette méthode de "LHS augmenté" qui sera utilisée par la suite.

Le nombre de points N_I usuellement choisi pour le plan d'expérience initial est $10d$ ([Benassi (2013)]). On évalue donc ici 110 points pendant l'initialisation de l'algorithme, répartis selon un hypercube latin maximin.

4.3.2.3 Choix et optimisation du critère d'échantillonnage

La description complète de l'algorithme de la figure 4.10 passe par le choix d'un critère d'échantillonnage et l'optimisation de celui-ci.

Une approche naïve pourrait consister à utiliser directement la surface de réponse, c'est-à-dire le prédicteur $\hat{\zeta}_n(X)$, comme critère d'échantillonnage : le prochain point d'évaluation de la fonction de coût pourrait être le point qui minimise $\hat{\zeta}_n(X)$. Cependant cette approche conduit à une accumulation autour du minimiseur courant de $\hat{\zeta}_n(X)$, le reste de l'espace restant relativement peu exploré ([Benassi (2013)]). Ce comportement n'est pas celui recherché pour un algorithme d'optimisation globale.

Le critère d'échantillonnage recherché doit effectuer un compromis entre une recherche autour des évaluations prometteuses, i.e. où la fonction de coût prend des valeurs faibles (exploitation), et une recherche dans les zones où peu de points ont été évalués et qui peuvent contenir un éventuel minimum global (exploration). On utilise pour cela le prédicteur $\hat{\zeta}_n(X)$ mais également $s_n^2(X)$, la variance de l'erreur de prédiction estimée.

Plusieurs critères d'échantillonnage mettent en œuvre le compromis exploitation / exploration et utilisent les deux grandeurs fournies par le krigeage pour déterminer le prochain point d'évaluation de la fonction de coût. Parmi les critères présentés ici, l'un d'entre eux sera choisi pour la suite.

Le critère de la borne inférieure de confiance consiste à choisir, à chaque itération, le minimum de la grandeur $\hat{\zeta}_n(X) - \kappa s_n(X)$ ($\kappa > 0$) comme prochain point d'évaluation de F. Il est présenté notamment dans [Jones (2001)] et [Benassi (2013)] (sous la forme de la borne supérieure de confiance, pour un problème de maximisation). Cet algorithme est sensible à la valeur de κ choisie par l'utilisateur. Une valeur faible de κ favorise l'exploitation des zones prometteuses tandis qu'une valeur élevée de κ donne un poids plus important à l'estimation de l'écart-type d'erreur de prédiction et ainsi à l'exploration du domaine.

Un deuxième critère est la probabilité d'amélioration $P_I(X)$. L'amélioration est définie par la différence entre le minimum de l'ensemble $\mathbf{F_n}$ des points évalués de la fonction de coût à l'itération n, F_{min_n}, et le minimum obtenu lors de l'itération suivante. En chaque point X du domaine, l'incertitude sur la fonction de coût est modélisée en assimilant la valeur réelle de la fonction de coût à la réalisation d'une

variable aléatoire gaussienne $G(X)$, de moyenne $\hat{\zeta}_n(X)$ et de variance $s_n^2(X)$. La probabilité d'améliorer le minimum courant est la probabilité que la variable $G(X)$ soit inférieure à F_{min_n}. La formulation mathématique de cette probabilité est donnée par l'équation 4.8 où Φ représente la fonction de répartition de la loi normale centrée réduite.

$$P_I(X) = \Phi(\frac{F_{min_n} - \hat{\zeta}_n(X)}{s_n(X)}) \tag{4.8}$$

Ce critère possède l'inconvénient de privilégier une recherche locale entraînant une amélioration faible mais à la probabilité élevée, au détriment d'un comportement exploratoire entraînant une amélioration plus importante mais légèrement moins probable ([Benassi (2013)]).

Une amélioration, proposée dans [Jones (2001)], consiste à remplacer F_{min_n} par $T = F_{min_n} - \varepsilon_n$ avec $\varepsilon \geq 0$ et décroissant avec n, pour favoriser l'exploration du domaine. L'algorithme est, néanmoins, très sensible à la valeur de ε_n considérée : si cette valeur est trop faible, la recherche restera locale autour du meilleur point trouvé pendant de nombreuses itérations ; si elle est au contraire trop élevée, la convergence de l'algorithme risque de s'en trouver ralentie. [Jones (2001)] propose donc de considérer, à chaque itération, trois valeurs de ε_n (une faible, une intermédiaire et une élevée) et d'échantillonner trois points de la fonction de coût, ce qui nécessite de mettre en place des méthodes de parallélisation des calculs pour ne pas faire exploser le temps d'optimisation.

Une solution pour dépasser cette difficulté, liée à la sensibilité de la probabilité d'amélioration, est de chercher à maximiser un autre critère d'échantillonnage, l'espérance d'amélioration (*Expected Improvement* en anglais), notée $E_I(X)$. Comme son nom l'indique, ce critère correspond à l'espérance de l'amélioration offerte par l'évaluation de la fonction en un point X du domaine, sachant l'information disponible $\mathbf{F_n}$. L'espérance d'amélioration offre un meilleur compromis entre exploration et exploitation que la probabilité d'amélioration ([Benassi (2013)]). De plus, lorsque l'on prend une hypothèse gaussienne pour le processus aléatoire affecté *a priori* à F, il existe une expression analytique de l'espérance d'amélioration rapide à évaluer, donnée par l'égalité 4.9 où la fonction Φ', la dérivée de Φ, est la densité de probabilité de la loi normale centrée réduite.

$$E_I(X) = \begin{cases} s_n(X)\Phi'(\frac{F_{min_n} - \hat{\zeta}_n(X)}{s_n(X)}) + (F_{min_n} - \hat{\zeta}_n(X))\Phi(\frac{F_{min_n} - \hat{\zeta}_n(X)}{s_n(X)}) & \text{si} \quad s_n(X) > 0 \\ \max(0, (F_{min_n} - \hat{\zeta}_n(X))) & \text{si} \quad s_n(X) = 0 \end{cases} \tag{4.9}$$

La dernière approche listée ici et introduite dans [Villemonteix (2008)] consiste à minimiser l'entropie conditionnelle des minimiseurs globaux. Ce critère étant plus complexe à évaluer que le critère E_I, il ne sera pas évoqué ici avec plus de détails.

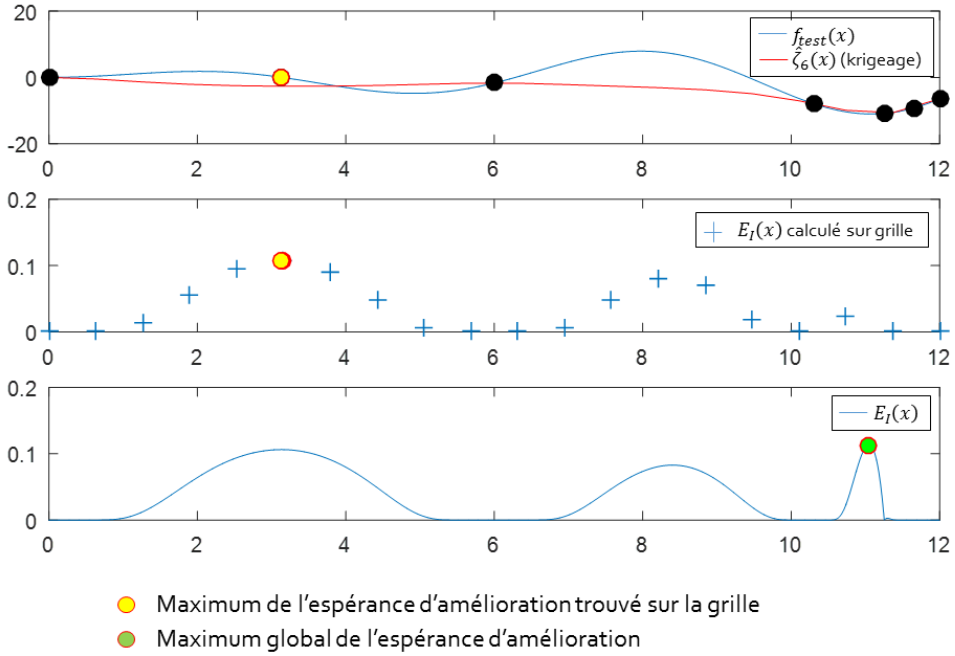

FIGURE 4.17 – Optimisation du critère E_I sur grille, exemple de non-détection du maximum global en dimension 1

Le critère E_I, qui offre le double avantage d'une facilité de calcul dans le cadre d'un *a priori* gaussien et d'un compromis efficace entre exploration et exploitation, est utilisé dans la suite de ces travaux.

Une stratégie d'optimisation du critère E_I sur l'ensemble du domaine $\mathcal{H}$ doit être mise en place, afin de choisir le prochain point d'évaluation de F. Plusieurs méthodes sont listées dans [Benassi (2013)], parmi lesquelles l'utilisation d'un algorithme de type *branch-and-bound* ([Jones (1998)]) ou l'utilisation d'un algorithme génétique utilisant le gradient du critère $E_I(X)$ ([Roustand (2012)]).

Le choix est fait ici de mettre en place une stratégie simple, qui pourra être améliorée par la suite. Le critère E_I est calculé en chaque point de la grille $\mathcal{G}_{\mathcal{H}}$. Sa valeur maximum sur cette grille est notée M_{E_I}. La grille étant relativement lâche, il est possible que l'optimum global ne se situe pas sur un point de la grille ou à proximité. La figure 4.17 illustre cette situation par un exemple en une dimension sur une fonction test. Le cas présenté n'est pas optimal dans le sens où l'optimum global n'est pas détecté mais reste cependant acceptable : la valeur du critère E_I atteinte est du même ordre de grandeur que l'optimum global.

Afin d'augmenter l'efficacité de l'optimisation du critère E_I, une "couche" d'optimisation est ajoutée. Tous les points de la grille où la valeur de E_I est inférieure à $\frac{M_{E_I}}{100}$, considérés comme peu susceptibles de se trouver proches d'un maximiseur sont

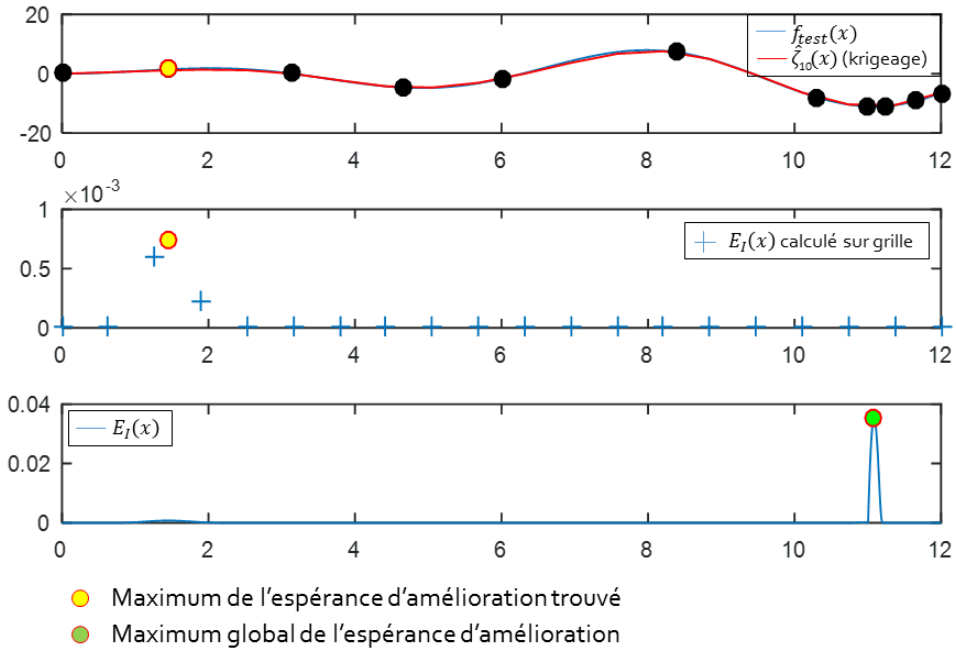

FIGURE 4.18 – Optimisation du critère E_I, difficulté à détecter son maximum

éliminés. Avec les points restants, des amas de points (ou *clusters*) sont constitués, à l'aide de la fonction *kmeans* de Matlab. À partir du barycentre de chaque *cluster*, une optimisation locale par SQP est lancée à l'aide de la fonction *fmincon*. Les contraintes incluses dans *fmincon* correspondent aux limites de $\mathcal{H}$. Le meilleur point trouvé par les optimisations locales est désigné comme le prochain point d'évaluation de la fonction F.

L'optimisation du critère E_I est un sujet à part entière. À partir d'un certain nombre d'itérations, le maximum du critère à tendance à s'affiner et il devient difficile de le détecter (voir la figure 4.18).

4.3.2.4 Algorithme complet

Ce paragraphe reprend et assemble les différents blocs de l'algorithme d'optimisation décrits précédemment. La boîte à outils STK ([Bect (2014)]) est utilisée pour réaliser entre autres les opérations de krigeage et de calcul du critère E_I. Les opérations effectuées à l'aide de STK sont notées en vert sur le schéma récapitulatif de la figure 4.19.

L'algorithme est découpé en cinq grandes étapes :

- la définition du problème d'optimisation ;
- l'initialisation de l'algorithme d'optimisation globale ;
- l'optimisation globale séquentielle ;
- l'optimisation locale ;
- la vérification des valeurs de γ_1 et γ_2 des correcteurs de l'étage primaire et de

l'étage secondaire.

La définition du problème d'optimisation consiste à initialiser le modèle du système déterminé au chapitre 2, à renseigner les spécifications, à fournir la référence du fichier permettant le calcul de la fonction de coût définie au chapitre 3 et enfin à définir l'espace de recherche $\mathcal{H}$. Les bornes inférieure et supérieure fixées pour chaque variable d'optimisation ne doivent pas être des paramètres dont le choix est chronophage pour l'utilisateur. Le cas contraire reviendrait à remplacer le problème de réglage des paramètres du correcteur par celui de la détermination de $\mathcal{H}$. Des valeurs moyennes données par l'expérience sont utilisées comme valeurs centrales. L'ordre de grandeur supérieur est généralement utilisé comme borne supérieure et l'ordre de grandeur inférieur comme borne inférieure.

L'initialisation de l'algorithme comprend la génération du plan initial et de la grille de $\mathcal{H}$. La grille $\mathcal{G}_{\mathcal{H}}$ est calculée à l'aide d'un LHS classique (lorsque le nombre de points augmente, la sensibilité à un problème tel que celui rencontré sur la figure 4.16 est moins importante). Les caractéristiques de l'*a priori* gaussien sont également définies. La boîte à outils STK inclut des fonctions de covariance déjà implémentées, dont la fonction de Matérn 5/2 anisotropique choisie dans ces travaux. Les paramètres initiaux de cette dernière sont calculés à l'aide des N_I points disponibles à cette étape.

L'optimisation globale est ensuite menée. La prédiction par krigeage et le calcul du critère E_I sont menés à l'aide de STK. Il est à noter qu'une implémentation "naïve" des équations du krigeage (qui comportent notamment une inversion de la matrice de covariance) mène à des problèmes de conditionnement numérique.

L'optimisation locale, fournissant des résultats intéressants lorsqu'un bon point initial lui est fourni (voir le paragraphe 4.2.2), est utilisée à la suite de l'optimisation globale, avec X_{glo}, le point trouvé par l'optimisation globale comme point initial. Le point optimisé final est noté $X_{glo_{loc}}$. Le budget d'évaluations N_B est ainsi séparé en deux budgets $N_B = N_{Bg} + N_{Bl}$, avec N_{Bg} le nombre d'évaluations de la fonction de coût alloué à l'optimisation globale et N_{Bl} le nombre d'évaluations de F alloué à l'optimisation locale. Il a été possible d'observer que, sur l'ensemble des optimisations globales lancées, les meilleurs points renvoyés par l'algorithme sont trouvés avant la 300$^{\text{ème}}$ itération. On affecte empiriquement $N_{Bg} = 400$ et $N_{Bl} = 100$. Ces valeurs ne constituent pas un réglage optimisé.

Après l'optimisation locale, les valeurs de γ_1 et γ_2 des correcteurs primaire et secondaire synthétisés par loopshaping sont comparées à la valeur 3 (des valeurs inférieures à 3 sont en effet considérées comme étant satisfaisantes pour la plupart des systèmes asservis [Duc (1999)]). Si γ_1 ou γ_2 est supérieur à 3, il est préférable de relancer l'optimisation avec un nouveau plan d'expérience initial. Dans la pratique, ce cas ne s'est jamais produit lors de ces travaux.

Le choix a été fait d'utiliser simplement le temps de calcul que l'on juge ac-

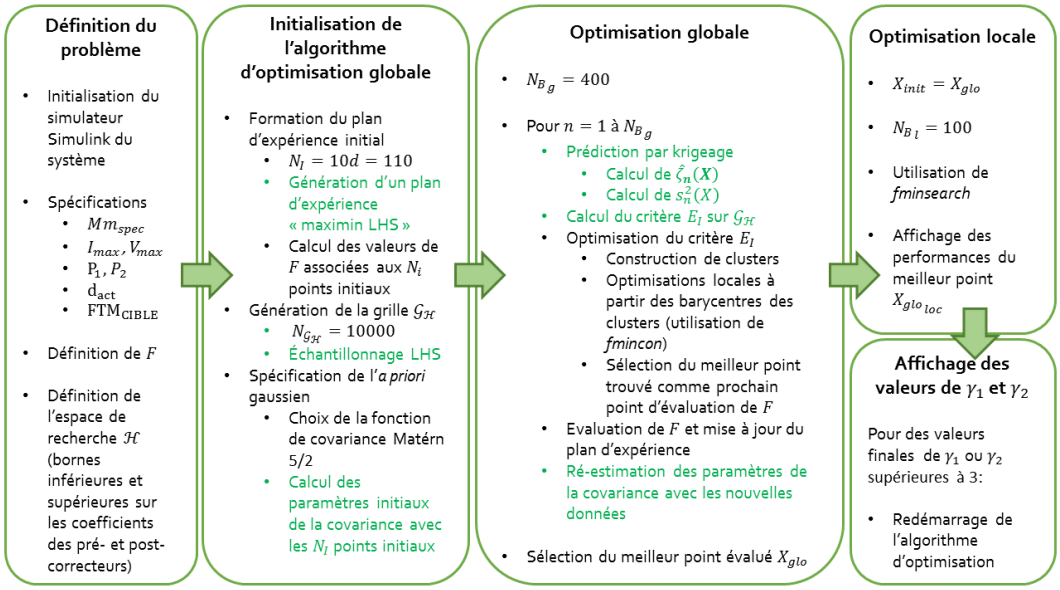

FIGURE 4.19 – Algorithme d'optimisation globale mis en place

ceptable (et par conséquent le nombre d'évaluations de la fonction de coût) comme critère d'arrêt pour les optimisations locale et globale. Ce critère n'est pas optimal : on a notamment pu observer que le meilleur point de l'optimisation globale était trouvé avant la 300ème itération et que, par conséquent, les évaluations suivantes n'avaient apporté aucune amélioration. Il est cependant à noter qu'il est difficile de définir un critère d'arrêt pertinent pour ce type de méthodes d'optimisation globale. Les travaux de [Frean (2008)] proposent d'arrêter la simulation lorsque le budget d'évaluations est épuisé ou lorsqu'il n'y a pas eu d'amélioration dans les valeurs de la fonction de coût pendant 64 évaluations consécutives. Le choix de la valeur "64" n'en reste pas moins arbitraire. Dans [Jones (1998)], l'optimisation est arrêtée lorsque l'espérance d'amélioration est inférieure à 1% de la meilleure valeur courante de la fonction de coût. Ce critère peut s'avérer trompeur : il faut, en effet, garder en tête que le prédicteur et la variance de l'erreur de prédiction sont des valeurs calculées à partir des paramètres *estimés* de la covariance. L'inexactitude de l'estimation de ces paramètres peut conduire à une sous-estimation de la variance d'erreur notamment ([Benassi (2013)]) et, par là, à une sous-estimation de la valeur du critère E_I. Dans [Villemonteix (2009)], le critère d'arrêt proposé nécessite que l'utilisateur choisisse un seuil pour déterminer la précision requise pour la solution. Afin de limiter le nombre de paramètres de réglage et conserver un processus de synthèse de correcteurs le plus simple possible, cette possibilité n'est pas utilisée.

Les différents modules de l'algorithme ayant été décrits, des résultats d'optimisation sont présentés et analysés dans le paragraphe suivant.

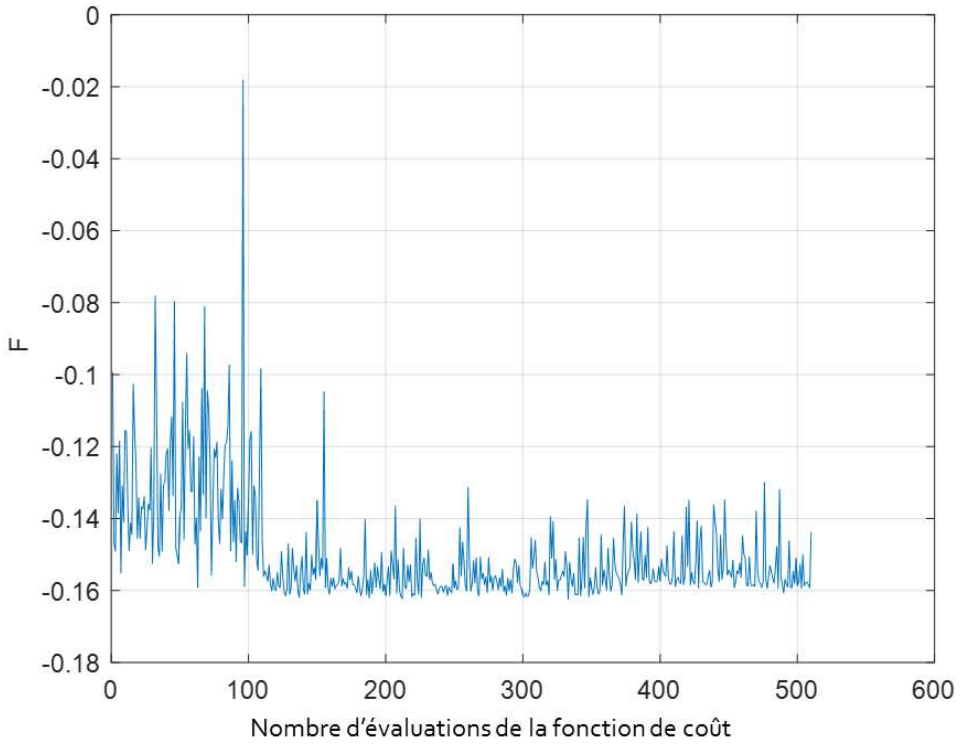

FIGURE 4.20 – Évolution de la fonction de coût

4.3.3 Résultats de simulation et conclusion sur la méthode

4.3.3.1 Comparaison des algorithmes d'optimisation locale et globale mis en place

Les résultats obtenus à partir de l'algorithme d'optimisation mis en place sont commentés et comparés avec les résultats obtenus par optimisation locale.

Le meilleur point de la phase d'optimisation globale, X_{glo}, est trouvé à la $223^{\text{ème}}$ évaluation de la fonction de coût. La valeur de la fonction de coût, pendant cette phase, est donnée par le graphe de la figure 4.20. Les valeurs prises par la fonction de coût sont toujours négatives, l'utilisation du loopshaping permettant de stabiliser le système. Les 110 premières évaluations correspondent aux points du plan d'expérience initial.

Les réponses des correcteurs obtenus pour chacun des étages sont présentées sur la figure 4.21 et comparées avec celles des correcteurs calculés par la méthode d'optimisation locale.

Au niveau de l'étage primaire, les paramètres qui diffèrent le plus d'un correcteur à l'autre sont T ($\times 100$ par rapport au paramètre déterminé par optimisation locale), ω_{ro} ($\times 6$) et ξ_{rd} ($\div 3$). Au niveau de l'étage secondaire, le gain K_f est divisé par 2,5 par rapport à l'optimisation locale. À l'inverse, T_f est multiplié par 2,5, ce qui compense en partie la baisse de gain à moyenne fréquence.

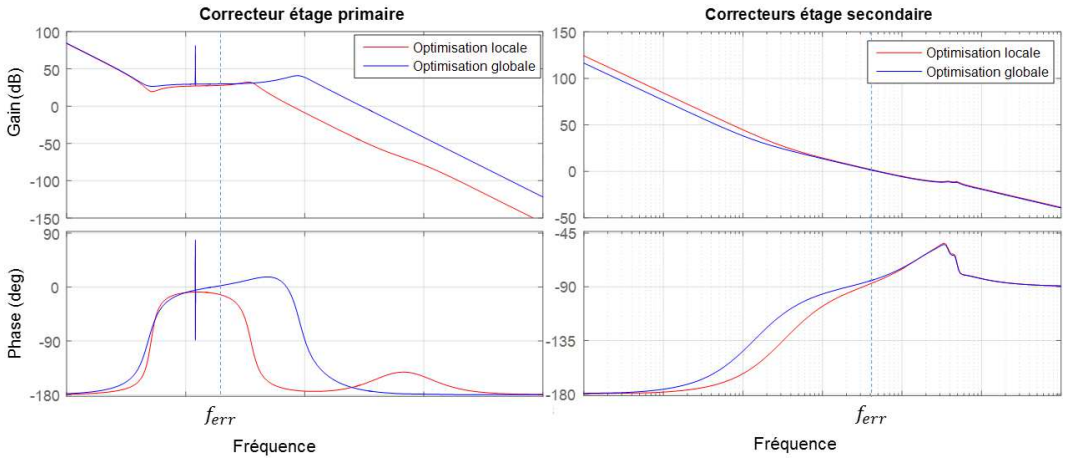

FIGURE 4.21 – Correcteurs initiaux et finaux de l'étage primaire et secondaire obtenus par optimisation globale, comparaison avec les résultats de l'optimisation locale

La figure 4.22 montre les boucles ouvertes corrigées, après optimisation globale des deux étages de la plate-forme. On constate que, à l'instar du résultat obtenu par optimisation locale, la bande passante de la boucle ouverte corrigée de l'étage secondaire est plus élevée que celle de l'étage primaire.

Enfin, la figure 4.23 représente les FTM obtenues par optimisation locale et globale et la comparaison avec la courbe de FTM de référence.

Les courbes de FTM se situent toutes les deux bien au-dessus de la courbe de référence, l'optimisation globale parvient à une courbe légèrement au-dessus de celle obtenue par optimisation locale.

Les mouvements de la Ligne de Visée obtenus via les deux méthodes d'optimisation sont comparés sur la figure 4.24. Les courbes sont normalisées, pour des raisons de confidentialité. On peut constater visuellement sur la figure la différence entre les valeurs obtenues pour C_d par optimisation locale et par optimisation globale.

Le tableau 4.3 donne les valeurs des coûts, des pénalités et du critère, pour le meilleur point de l'optimisation locale X_{loc} et le meilleur point de l'algorithme complet mis en place $X_{glo_{loc}}$. Lorsque les pénalités sont inférieures ou égales à 1, cela signifie que la contrainte associée est respectée (voir le chapitre 3 pour la formulation des contraintes sous forme de pénalités).

On constate une légère hausse de la pénalité P_i liée à la valeur maximale de courant mesurée dans le moteur et qui peut être attribuée à la valeur de ω_{ro}, plus importante dans le jeu de paramètres déterminé par optimisation globale.

Les puissances consommées P_{p1} et P_{p2}, pour l'étage de stabilisation primaire et l'étage de stabilisation secondaire, sont faibles et peu affectées par l'optimisation, tout comme pour l'optimisation locale.

L'apport de l'optimisation locale, effectuée à la suite de l'optimisation globale,

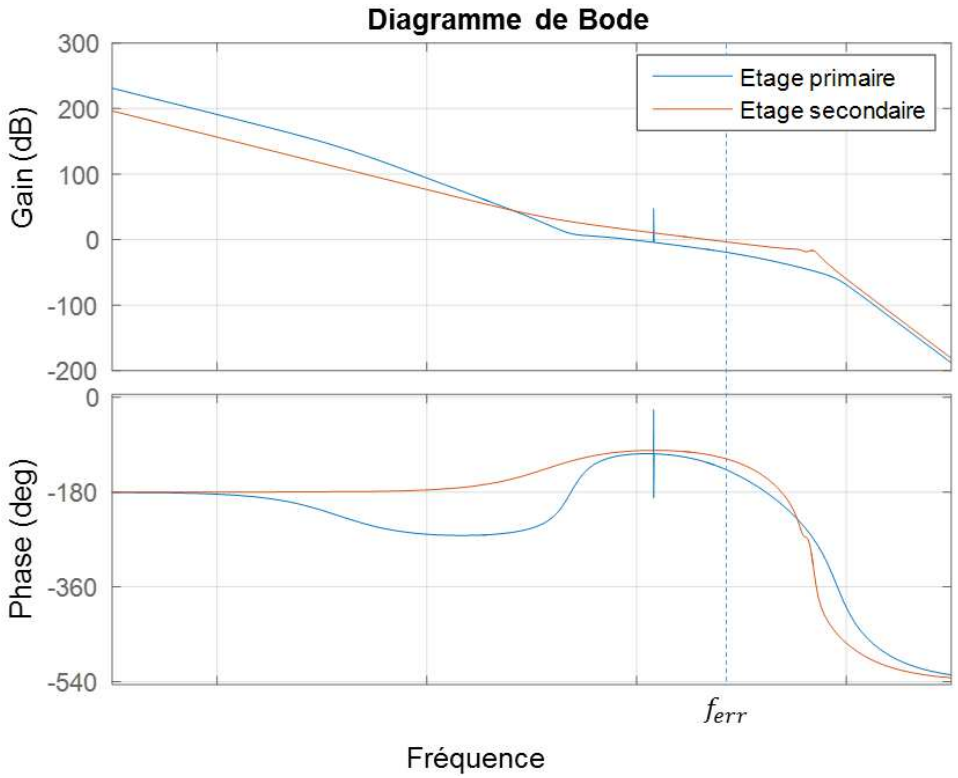

FIGURE 4.22 – Boucles ouvertes corrigées des deux étages de stabilisation après optimisation globale

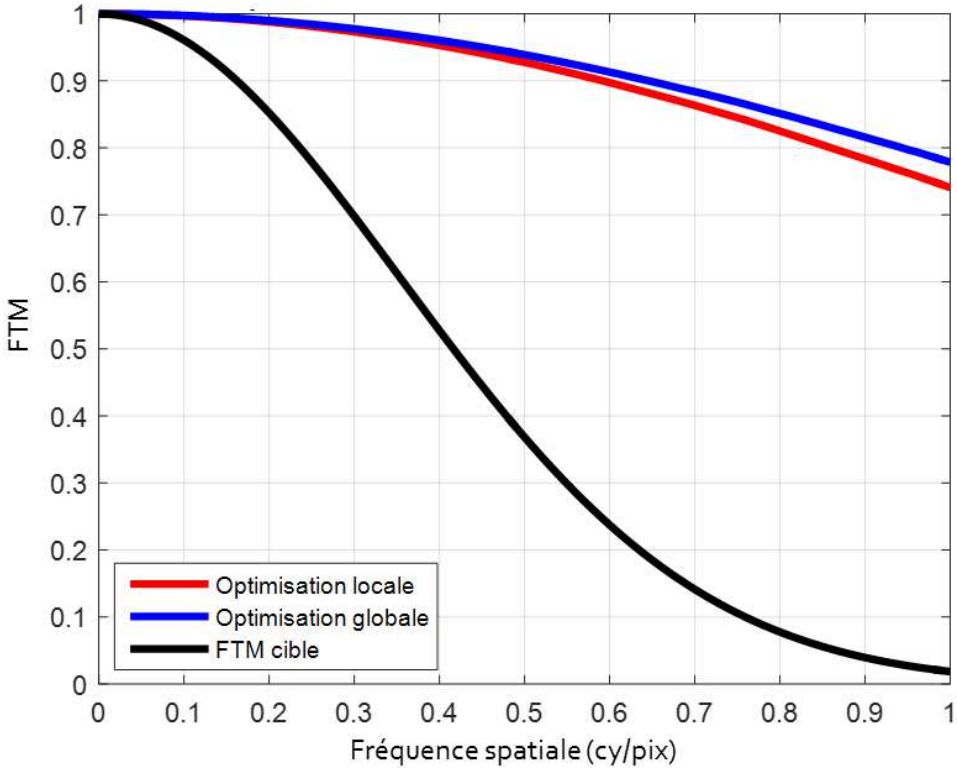

FIGURE 4.23 – Courbes de FTM obtenues par les méthodes d'optimisation locale et globale

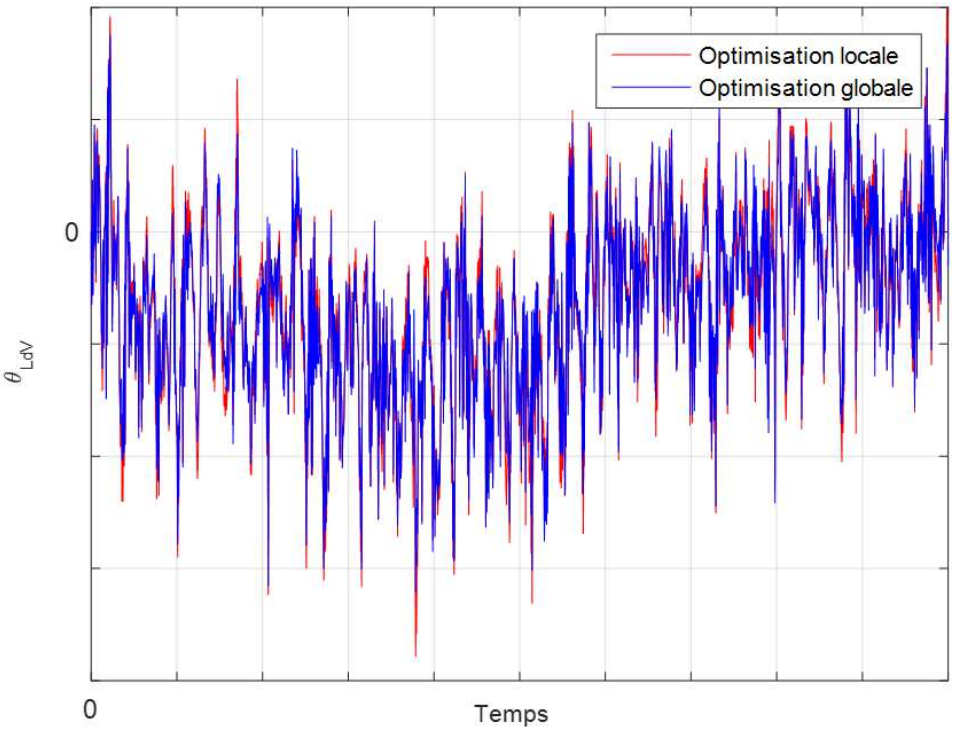

FIGURE 4.24 – Mouvements de la Ligne de Visée par optimisation locale et globale

permet de modifier le correcteur de façon à s'éloigner de la contrainte de robustesse de la stabilité de l'étage primaire et de légèrement améliorer les critères de qualité image.

Enfin, les valeurs de γ obtenues pour les correcteurs de l'étage primaire et secondaire sont satisfaisantes : $\gamma_1 = 1,71$ et $\gamma_2 = 1,83$.

L'algorithme d'optimisation locale nécessite un correcteur initial réglé par un ingénieur automaticien. Cette initialisation est remplacée par la construction du plan d'expérience initial pour la solution globale proposée, étape qui ne nécessite pas d'expertise. De plus, le temps de calcul des N_I points de ce plan est d'environ deux heures (temps machine), ce qui est très inférieur au temps passé par l'ingénieur pour régler le point initial (temps humain) pour un correcteur de cette complexité. À la différence de l'optimisation locale, l'optimisation globale offre une exploration du domaine qui permet d'améliorer légèrement la fonction de coût. Les performances restent néanmoins proches et l'avantage principal de la seconde méthode reste l'absence de point initial à régler.

4.3.3.2 Étude de l'algorithme d'optimisation globale mis en place

Le fonctionnement de l'algorithme est analysé pour évaluer son efficacité.

L'influence du plan initial d'expérience sur les solutions obtenues est observée dans un premier temps. L'algorithme d'optimisation décrit en figure 4.19 est testé

Tableau 4.3 – Valeurs des pénalités, des critères de qualité image et de la fonction de coût pour X_{loc} et $X_{glo_{loc}}$

Pénalités	X_{loc}	$X_{glo_{loc}}$
P_{mm1}	0,48	0,44
P_{mm2}	0,62	0,60
P_i	0,42	0,45
P_v	0,41	0,39
P_{p1}	0,37	0,37
P_{p2}	0,37	0,37
P_d	0,45	0,43
P_{ftm}	1	1
Critères image	X_{loc}	$X_{glo_{loc}}$
C_d	1,07	1,01
C_{ftm}	1,09	1,07
Fonction de coût	X_{loc}	$X_{glo_{loc}}$
F	-0,1597	-0,1628

sur 10 plans d'expérience initiaux différents. La figure 4.25 représente les réponses fréquentielles des boucles ouvertes des étages primaire et secondaire. Pour les deux étages de stabilisation, les boucles ouvertes obtenues avec le point $X_{glo_{loc}}$ sont superposées aux 10 courbes présentées (tracé noir, plus épais).

Les correcteurs synthétisés diffèrent peu pour l'étage fin mais présentent plus de variations pour l'étage grossier comme illustré par la figure 4.25. En revanche, des niveaux équivalents sont obtenus en ce qui concerne la qualité de l'image ou le respect des pénalités (cf. le tableau 4.4 qui donne les moyennes et les écarts-types des différents éléments de la fonction de coût). La non obtention du minimum global de la fonction de coût n'est pas critique dans cette application. D'un point de vue pragmatique, la proximité des résultats obtenus, en ce qui concerne la qualité de l'image et le respect des contraintes, quel que soit le plan initial, est jugée satisfaisante.

La deuxième vérification consiste à évaluer l'intérêt de la phase d'optimisation bayésienne. Le meilleur point de chacun des 10 plans d'expérience initiaux est utilisé comme point initial d'une optimisation locale, pour laquelle $N_{Bl} = 100$ itérations sont autorisées et les valeurs de la fonction de coût et des critères de qualité d'image sont ensuite relevées. Toutes les pénalités sont respectées, les moyennes des valeurs de C_d, C_{ftm} et F obtenues pour les 10 optimisations locales sont comparées aux moyennes des valeurs du tableau 4.4, où l'algorithme complet est utilisé. Les résultats sont résumés dans le tableau 4.5 : ils sont assez nettement meilleurs avec l'algorithme complet.

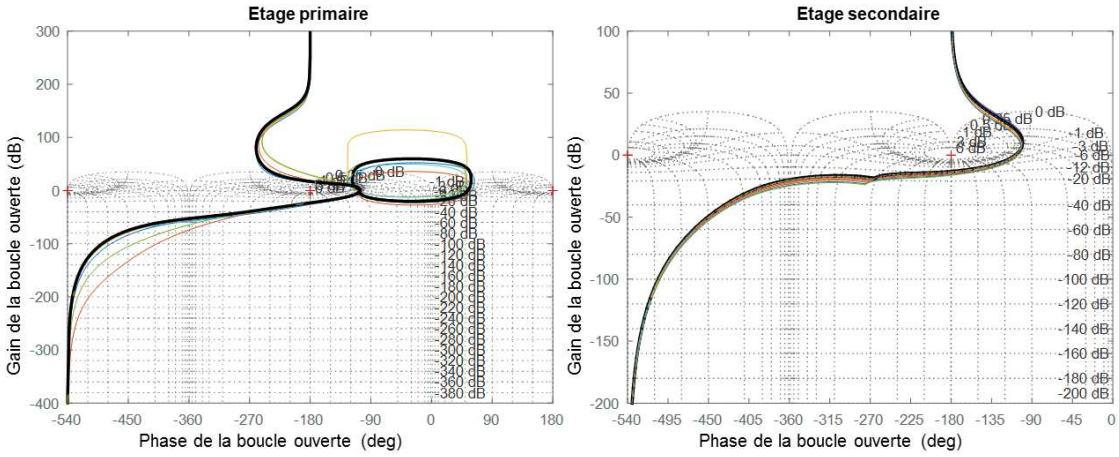

FIGURE 4.25 – Réponses fréquentielles des boucles ouvertes corrigées de l'étage primaire et secondaire à l'issue de l'optimisation, pour 10 plans d'expériences initiaux différents, comparaison avec les boucles ouvertes corrigées obtenues avec le point $X_{glo_{loc}}$ (tracé noir plus épais)

4.3.3.3 Quantification de l'apport du deuxième étage de stabilisation

L'apport de l'étage de stabilisation ajouté, par rapport à un système à étage de stabilisation simple, est également quantifié. L'algorithme d'optimisation global est donc mis en œuvre sur deux systèmes différents : le système à double étage de stabilisation, avec $d = 11$ paramètres à régler, et un système à un seul étage de stabilisation, avec $d' = 9$ paramètres d'optimisation. Pour le second système considéré, le piézo-actionneur est laissé immobile, en position centrale. Le même nombre d'itérations est autorisé dans les deux cas et pour les neufs paramètres communs des pré- et post-compensateurs de l'étage fin, les mêmes bornes inférieures et supérieures sont fixées.

Dans chacun des cas, les point X_{1e} et X_{2e}, trouvés à l'issue de l'optimisation des systèmes à un étage et à deux étages de stabilisation respectivement, respectent les contraintes fixées. La fonction de coût du système à un seul étage de stabilisation possède moins de contraintes que F : les pénalités de consommations instantanée et moyenne P_v et P_{p2} sont absentes. La pénalité P_d, mise en place pour éviter que la consigne de l'étage primaire ne sature la capacité de débattement de l'étage secondaire, n'apparaît pas non plus. Pour cette raison, on ne s'intéresse pas ici aux valeurs finales des fonctions de coût mais seulement à celles des critères de qualité image obtenus, résumées dans le tableau 4.6.

Il est à noter que les deux optimisations ne sont pas équivalentes. L'optimisation de l'asservissement d'un système à deux étages de stabilisation possède 11 paramètres à optimiser. L'optimisation du correcteur de l'étage primaire n'en possède que 9, ce qui est susceptible de faciliter la recherche d'optimum.

Tableau 4.4 – Moyennes et écarts-types des pénalités, des critères de qualité image et de la fonction de coût obtenus pour 10 optimisations lancées à partir de 10 plans d'expérience initiaux différents, comparaison avec $X_{glo_{loc}}$, le résultat de l'algorithme présenté dans la section 4.3.3.1. À cause des arrondis, toutes les valeurs prises par P_{p1} et P_{p2} sont égales les unes aux autres, ce qui explique que les écarts-types associés à ces pénalités soient nuls alors que les pénalités ne sont pas strictement égales.

Pénalités	Moyenne	Écart-type	$X_{glo_{loc}}$
P_{mm1}	0,46	0.0149	0,44
P_{mm2}	0,57	0,0231	0,60
P_i	0,48	0,0205	0,45
P_v	0,39	0,0092	0,39
P_{p1}	0,37	0	0,37
P_{p2}	0,37	0	0,37
P_d	0,45	0,43	0,43
P_{ftm}	1	0	1
Critères image	Moyenne	Écart-type	$X_{glo_{loc}}$
C_d	0,99	0,06 (1,2% de pixel)	1,01
C_{ftm}	1,072	0,0042	1,070
Fonction de coût	Moyenne	Écart-type	$X_{glo_{loc}}$
F	-0,1629	0,0013	-0,1628

On peut noter qu'il existe une amélioration significative sur C_d, qui correspond à une diminution du mouvement trame à trame de 27% de pixel. La valeur de la FTM n'est pas améliorée ici.

Il est important de rappeler que, même si l'étage de stabilisation est ajouté afin d'améliorer les performances de stabilisation, il possède une hystérésis qui introduit une perturbation en sortie de la boucle de l'étage secondaire. Cette perturbation présente un écart-type de l'ordre de 20% de pixel. Elle est en partie compensée par la structure en boucle fermée de l'étage secondaire (on relève une erreur en entrée du correcteur de l'étage secondaire d'écart-type 10% de pixel environ). On note cependant que la suppression de l'hystérésis dans les simulations entraîne une diminution de C_d de 10% et une diminution de C_{ftm} d'environ 4%.

Une amélioration de l'asservissement de l'étage de stabilisation peut être envisagée par la suite sous deux formes : l'amélioration de la compensation des défauts du piézo-actionneur (l'hystérésis mais également la résonance) et l'utilisation d'un correcteur plus élaboré, possédant plus de paramètres de réglage.

Enfin, l'influence du bruit de mesure du gyromètre de l'étage grossier est le facteur déterminant dans la performance de l'étage de stabilisation fine. Lorsque la valeur du bruit est artificiellement augmentée en simulation (d'un facteur 10 par exemple par rapport à la valeur utilisée lors des simulations ci-dessus), l'action de

Tableau 4.5 – Moyennes des critères de qualité image et de la fonction de coût obtenues pour 10 optimisations locales chacune lancée à partir du meilleur point de leur plan d'expérience initial, comparaison avec les moyennes de ces grandeurs obtenues dans le tableau 4.4

Critères image	Moyenne optimisation locale	Moyenne algorithme complet
C_d	1,28	0,99 (- 5,8% de pixel)
C_{ftm}	1,090	1,072
Fonction de coût	Moyenne optimisation locale	Moyenne algorithme complet
F	-0,1527	-0,1629

Tableau 4.6 – Valeurs de C_d et C_{ftm} pour X_{1e} et X_{2e}

Critères image	X_{1e}	X_{2e}
C_d	2,36	1,01
C_{ftm}	1,07	1,07

l'étage de stabilisation secondaire est nulle voire nocive à cause de la recopie du bruit de mesure du gyromètre. En mettant en œuvre le correcteur X_{2e} sur ce système fictif, la FTM est dégradée et le mouvement trame à trame n'est pas réduit par rapport à l'architecture à un seul étage de stabilisation (où le correcteur de l'étage de stabilisation primaire est identique à celui obtenu avec X_{2e}). Lorsque les algorithmes d'optimisation locale ou globale sont utilisés pour optimiser le système fictif, les valeurs des bandes passantes de la boucle ouverte corrigée secondaire (locale ou globale) sont faibles, du même ordre que la bande passante de l'étage de stabilisation primaire. L'étage secondaire n'est pas en mesure de suivre le bruit de mesure mais son intérêt est nul.

Les résultats d'essais montrent, néanmoins, que l'exigence sur le bruit du gyromètre adoptée au chapitre 2 est sévère. Malgré le fait que l'on dispose d'un gyromètre MEMS dont l'écart-type du bruit est supérieur à la valeur autorisée et qui est de plus multiplié par un coefficient $c_{vib} > 1$ (pour simuler la dégradation apportée par les vibrations externes), on parvient néanmoins à observer l'efficacité de l'étage secondaire et à obtenir des performances acceptables quant à la qualité de l'image et aux contraintes du système [3].

L'amélioration des performances de la stabilisation fine est également donc tributaire des performances des gyromètres MEMS, en ce qui concerne le bruit de mesure.

3. Il est à noter que, lorsque la valeur de l'écart-type du bruit de mesure n'est pas multipliée par $c_{vib} > 1$, les valeurs de C_d sont en moyenne divisées par deux par rapport à la valeur du tableau 4.4 (la valeur de C_{ftm} n'est pas affectée en moyenne).

4.4 Conclusion

Deux méthodes d'optimisation ont été mises en place et testées sur le système modélisé et la fonction de coût F, construite à partir des critères de qualité d'image et des contraintes du système.

La méthode d'optimisation locale nécessite un point initial bien réglé par un ingénieur expérimenté.

La méthode d'optimisation globale mise en place est adaptée aux fonctions coûteuses, dont le budget d'évaluations est limité. Elle repose sur l'utilisation d'un critère d'échantillonnage, évalué sur l'ensemble du domaine et dont la maximisation fournit le prochain point d'évaluation de F. Ce critère offre un compromis entre la tendance d'exploitation des zones intéressantes et l'exploration des zones, où peu d'information sur la fonction de coût existe.

La méthode d'optimisation globale garantit des performances du même ordre de grandeur que la méthode locale, tout en se passant de point initial et dans le même temps de calcul. La méthode d'optimisation locale, qui permet tout de même d'atteindre des performances intéressantes, lorsqu'un bon point de départ lui est fourni, est finalement combinée à la méthode d'optimisation globale, afin d'affiner le meilleur point trouvé par cette dernière.

Il est à noter que les performances atteintes en ce qui concerne les critères de qualité image (la FTM et C_d) sont élevées par rapport aux performances habituellement atteintes. Cela peut être imputé au passage à une architecture "mesure portée" pour l'étage primaire et à l'ajout d'un étage de stabilisation fine, mais également au fait que l'optimisation des correcteurs s'est faite sur un scénario donné et non sur un ensemble de scénarios, qui prennent en compte par exemple la modification du comportement des éléments de l'architecture avec le vieillissement ou la température. En synthétisant un correcteur adapté à un ensemble de scénarios, on peut s'attendre à une diminution des performances au profit de la robustesse en stabilité.

Les paramètres de réglages laissés à l'utilisateur sont la taille du plan initial d'expérience N_I, pour laquelle la valeur classique de $10d$ (où d est le nombre de paramètres d'optimisation) est adoptée, le paramètre de la covariance ν (qui pourrait être estimé comme les autres paramètres de la covariance pour délester l'utilisateur d'un choix) ainsi que les bornes de l'espace de recherche, dont la sélection s'appuie sur la signification physique des variables d'optimisation et les caractéristiques des actionneurs et capteurs de la boucle. Le choix des bornes ne doit pas être un choix fin, pour ne pas monopoliser le temps de l'ingénieur automaticien et pour ne pas limiter la recherche de l'optimum à une recherche locale. Le paramètre $N_{\mathcal{G}_\mathcal{H}}$, qui définit la taille de la grille de calcul du critère E_I, n'est pas vraiment laissé au choix de l'utilisateur. La valeur adoptée (10000) constitue un compromis entre une discrétisation fine de l'espace et la saturation de la mémoire due au calcul de krigeage. Enfin, la répartition des évaluations attribuées à l'optimisation globale et l'optimisation locale (choix du ratio N_{Bl}/N_{Bg}) constitue également un choix, empirique, laissé à

l'utilisateur. Cette répartition n'est bien évidemment pas propre au krigeage mais apparait suite au choix fait de combiner optimisation globale et optimisation locale.

La forme de la fonction de coût est influencée par la méthode d'optimisation bayésienne employée. Lors de l'élaboration de la fonction F, la continuité doit notamment être préservée au maximum, même si des techniques ont été proposées pour gérer les discontinuités ([Meckesheimer (2001)]). Les fonctions plates sont également problématiques, comme illustré dans la section 4.3.2.1 (cf. figure 4.11).

Le pré-compensateur et le post-compensateur sont recherchés sous une forme fixée, dont les paramètres sont ensuite réglés par l'optimisation. Le choix préalable de cette forme nécessite, cependant, l'expérience de l'ingénieur automaticien. Afin d'éviter cette phase de choix, les compensateurs pourraient être choisis sous la forme de représentation d'état. Il existe, néanmoins, deux obstacles principaux à l'emploi de cette représentation.

L'utilisation de méthodes bayésiennes contraint le nombre de paramètres d'optimisation. Il est habituellement conseillé, par retour d'expérience, de se limiter à un espace de recherche de l'ordre de la cinquantaine de paramètres. L'application de ces méthodes à des problèmes de dimension élevée constitue un domaine d'étude à part entière ([Wang, Z. (2013)]). L'utilisation de la forme d'état pour les correcteurs est ainsi moins appropriée que la recherche des paramètres de la fonction de transfert. Par exemple, pour un correcteur d'ordre n avec une seule entrée et une seule sortie, le nombre de paramètres du correcteur recherché sous forme d'état est de n^2+2n+1 paramètres (n^2 pour la matrice d'état A, n pour la matrice de commande B, n pour la matrice d'observation C et 1 pour la matrice d'action directe D), contre $2n$ pour la fonction de transfert. Cette valeur de n^2+2n+1 paramètres peut toutefois être réduite à $5n-1$ en considérant des matrices d'état tridiagonales ([McKelvey (1996)] établit que tout système possède une représentation d'état pour laquelle la matrice d'état est tridiagonale).

La seconde difficulté rencontrée par la recherche des compensateurs sous forme d'état est le choix des bornes de l'espace de recherche. Les paramètres de la fonction de transfert possèdent des significations physiques claires qui permettent de délimiter facilement l'espace de recherche, ce qui n'est pas le cas des paramètres des matrices de la représentation d'état. Une méthode pour le choix des bornes devra donc être mise en place si la représentation d'état est adoptée pour les correcteurs.

L'utilisation de cette méthode d'optimisation entraîne une complexification algorithmique importante, nécessite des précautions particulières quant à la forme de la fonction de coût et limite le nombre de paramètres d'optimisation. Elle n'a évidemment d'intérêt que pour les fonctions de coût dont le temps d'évaluation est bien supérieur au temps nécessaire pour réaliser les opérations de krigeage, le calcul du critère d'échantillonnage, son optimisation et l'évaluation des paramètres de la covariance (ici le ratio est de 10 environ entre ces deux temps de calcul). Ce "prix à payer" permet néanmoins de complexifier le modèle (en ajoutant par exemple des modules issus de Simscape décrivant le comportement mécanique de l'ensemble),

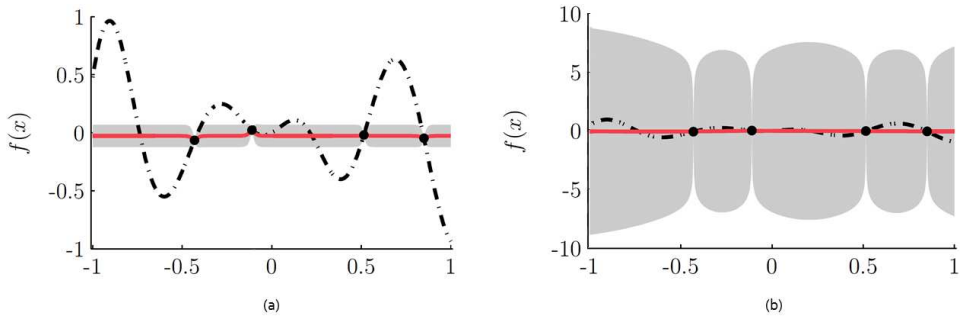

FIGURE 4.26 – Utilisation de EGO (a) et d'une approche totalement bayésienne (b) sur une configuration trompeuse (figures tirées de [Benassi (2013)])

afin d'améliorer sa représentativité, sans pâtir d'une explosion du temps de calcul. Si l'on imagine que, sur l'exemple proposé, le temps d'évaluation de la fonction de coût augmente de 10 secondes suite à une complexification de la modélisation du système, la durée de l'optimisation sera augmentée de moins de 1h30mn. En reprenant l'approximation issue des retours d'expérience de [Feyel (2015)], l'augmentation du temps de calcul serait de plus de 28h avec un algorithme évolutionnaire.

Plusieurs améliorations peuvent être apportées à l'algorithme simple mis en place.

L'algorithme EGO, sur lequel la méthode globale s'appuie, est sensible aux configurations dites "trompeuses", où la variance d'erreur de prédiction est largement sous-estimée (cf. la figure 4.26 (a) où la fonction à estimer est en traits mixtes, l'estimateur en rouge, les intervalles de confiance en gris et les points évalués en noir). Une approche totalement bayésienne, dans laquelle l'incertitude sur l'estimation des paramètres de la covariance est mieux prise en compte, est développée dans [Benassi (2013)] et permet de s'affranchir de ces cas problématiques (cf. la figure 4.26 (b)). Une comparaison sur des fonctions tests entre l'algorithme EGO et l'approche totalement bayésienne ([Benassi (2012)]) met en avant les performances supérieures de l'approche totalement bayésienne. Cette méthode peut être envisagée comme une amélioration à apporter à l'algorithme présenté ici.

Un algorithme d'optimisation bayésienne sous contraintes et multi-objectif est proposé dans les travaux de [Feliot (2015)]. On peut également envisager de le mettre en œuvre par la suite comme amélioration de l'algorithme décrit ici : les objectifs considérés sont C_{ftm} et C_d, tous deux coûteux à évaluer. Les contraintes se séparent en deux catégories : les contraintes rapides à évaluer (celles portant sur les marges de modules, qui s'évaluent sans recours à la simulation) et les contraintes coûteuses (concernant le courant moteur et la tension piézo-actionneur maximaux, les consommations moyennes, la valeur crête à crête de l'erreur et la FTM de référence). Les contraintes peu coûteuses sont utilisées pour définir le domaine de recherche, qui

n'est donc plus un hypercube (d'autres méthodes de construction du plan initial doivent être envisagées, comme par exemple [Auffray (2012)]). Les contraintes coûteuses ainsi que les objectifs sont, quant à eux, estimés par krigeage sur le domaine défini. La règle de domination proposée peut être ensuite utilisée pour déterminer le prochain point d'évaluation. La sortie de l'algorithme d'optimisation fournit un ensemble de points qui forment un front de Pareto optimal et parmi lesquels l'ingénieur système peut effectuer un choix.

L'apport de la stabilisation fine est également quantifié dans ce chapitre. L'amélioration de la fonction de coût est constatée, notamment, sur la valeur de C_d, le mouvement trame à trame. La commande de l'étage secondaire peut être améliorée afin de tirer parti au maximum des capacités du piézo-actionneur, tout en s'affranchissant de ses défauts. Une amélioration importante serait également obtenue par l'avancée de la technologie MEMS, en ce qui concerne le bruit de mesure.

Chapitre 5

Conclusion

Sommaire

5.1 Bilan 135
5.2 Perspectives 136

5.1 Bilan

L'amélioration de la performance intrinsèque de la stabilisation inertielle de la Ligne de Visée d'un dispositif optronique est réalisée, dans un premier temps, par l'ajout d'un étage de stabilisation secondaire, placé en cascade d'un étage de stabilisation primaire existant. L'étage de stabilisation secondaire, qui porte le dispositif optronique, est lui-même porté par l'étage de stabilisation primaire, dont il compense l'erreur résiduelle. L'architecture de cette structure à deux étages de stabilisation a été définie au cours de ces travaux.

Un piézo-actionneur, équipé d'une jauge de contrainte qui mesure le mouvement de la charge déplacée, a été choisi parmi les technologies existantes du marché pour être intégré à l'étage de stabilisation secondaire. L'actionneur et le capteur ont ensuite été caractérisés. La résonance et l'hystérésis du piézo-actionneur, décrites dans la littérature, ont été mises en évidence et modélisées au cours de cette étude, grâce à un banc de prototypage rapide, mis en place également au cours de cette étude. Ce banc permet d'asservir la plate-forme à deux étages de stabilisation avec des lois de commande qui sont implémentées sous Simulink. Un modèle complet du système est proposé pour être utilisé dans la synthèse des correcteurs.

La performance de l'étage de stabilisation secondaire est fortement tributaire de la qualité de la mesure fournie par le capteur de l'étage de stabilisation primaire. Le bruit de mesure, notamment, est critique : un bruit de mesure trop important peut rendre l'étage de stabilisation inefficace, voire nocif, pour la stabilisation de la Ligne de Visée.

Une fonction de coût F, directement construite à partir de critères de qualité image (incluant la FTM) et intégrant les contraintes de robustesse en stabilité, de consommation et d'intégrité des composants de l'architecture, est utilisée pour régler les paramètres de la loi de commande. Cette approche directe permet de simplifier

la synthèse des lois de commande, par rapport à l'approche faisant intervenir un critère dérivé, en deux étapes et potentiellement conservative. La fonction F, à laquelle elle fait appel, est, cependant, coûteuse en temps de calcul, à cause de l'exécution du modèle Simulink du système complet et du calcul de la FTM. Afin de limiter le temps de synthèse des lois de commande à une nuit sur un PC standard (ce qui équivaut à 8h de calcul), le budget d'évaluation de F est limité.

Les correcteurs des deux étages de stabilisation sont optimisés simultanément. Les variables à optimiser sont les paramètres des fonctions de transfert de pré- et post-compensateurs qui modèlent la boucle ouverte. Une fois les boucles ouvertes des deux étages de stabilisation compensées, la méthode H_∞ par loopshaping est ensuite utilisée pour synthétiser les correcteurs complets.

L'optimisation des compensateurs qui modèlent la boucle ouverte est réalisée à l'aide d'une méthode bayésienne globale (incluant la technique de krigeage), adaptée à l'optimisation des fonctions de coût dont le budget d'évaluation est limité. Sa mise en œuvre et ses performances sont comparées à une méthode d'optimisation locale. La méthode d'optimisation globale est préférée pour ne pas solliciter le temps d'un ingénieur expérimenté lors du réglage du bon point initial, fourni à l'algorithme d'optimisation locale. La méthode d'optimisation locale est finalement utilisée pour affiner le réglage proposé par la méthode globale.

L'utilisation de la méthode d'optimisation bayésienne est possible au prix d'une complexification algorithmique, de précautions sur la forme de la fonction de coût et d'une limitation du nombre de variables d'optimisation. Néanmoins, dans un cadre industriel où les temps de développement sont réduits, son intérêt augmente avec l'augmentation du temps d'évaluation de la fonction de coût, qui peut découler de l'utilisation d'un modèle plus représentatif du système.

5.2 Perspectives

Pour des raisons de coût et de délai de développement, la stabilisation sur deux étages a été limitée à une seule direction du mouvement, alors que le système réel possède deux axes de mobilité. La définition et la réalisation d'une architecture à deux étages de stabilisation sur deux axes rapprocheraient le démonstrateur existant d'une plate-forme de stabilisation réalisée en série.

L'industrialisation du système passe également par l'intégration de l'électronique relative à la commande du piézo-actionneur et à la mesure du déplacement de la charge. Dans l'état actuel du démonstrateur et du banc de prototypage rapide, un boîtier de puissance transforme la commande en tension d'amplitude faible en sortie du correcteur (comprise entre -5 V et +5 V) en commande en tension de forte amplitude (comprise entre 0 V et +150 V). De même, la mesure issue de la jauge de

contrainte est, pour le moment, traitée par un second boîtier, avant d'être redirigée vers le banc de prototypage rapide. La présence de ces deux boîtiers, tolérable pour un démonstrateur, est rédhibitoire dans le cas d'un système réel, embarqué sur un porteur.

Les composants ajoutés à l'architecture de stabilisation de départ ont été caractérisés à température ambiante. Une autre avancée vers l'industrialisation du système conçu consisterait à effectuer des caractérisations et des modélisations en température du piézo-actionneur, de la jauge de contrainte, mais également du gyromètre MEMS. Des essais de comportement en vibrations peuvent également être envisagés, afin de déterminer l'évolution des caractéristiques des composants et de la performance de stabilisation.

La caractérisation des différents éléments de la maquette pour différents environnements permettrait d'élaborer plusieurs modèles, pour lesquels les correcteurs seraient optimisés : il serait par exemple possible de considérer différents scénarios de perturbations extérieures, mais aussi un modèle du système à basse température, un modèle à température ambiante (le modèle élaboré dans ces travaux) et un modèle à haute température.

L'optimisation des lois de commande de la plate-forme de stabilisation sur une boule de modèles ou sur plusieurs scénarios de perturbations extérieures simultanément entraînerait l'augmentation du nombre d'évaluations de la fonction de coût, et ainsi l'augmentation du temps de calcul. Cette configuration se prête néanmoins à la parallélisation des calculs sur plusieurs cœurs. Cette piste pourrait être explorée pour éviter une explosion du temps de calcul de l'optimisation.

La forme choisie pour la commande des deux étages de stabilisation peut subir des améliorations. Dans un premier temps, les correcteurs de chacun des étages peuvent être optimisés sous une forme plus générale que la forme de fonction de transfert fixe adoptée dans ces travaux. Cela permettrait de ne pas limiter l'optimisation à une famille de fonctions données et de ne pas solliciter l'ingénieur automaticien pour établir la forme de la fonction de transfert. La représentation d'état, pour laquelle une forme tridiagonale est choisie pour la matrice d'état, pourrait être considérée, à condition de parvenir à déterminer les bornes de l'espace de recherche, malgré le manque de signification physique claire des paramètres de la représentation d'état.

Le piézo-actionneur présente deux défauts qui ont un impact sur la qualité de la stabilisation : une hystérésis et un phénomène de résonance. L'hystérésis est compensée par la structure de commande en boucle fermée, mais la résonance est considérée comme une contrainte pour l'asservissement, qui limite la bande passante. Afin d'augmenter l'apport de l'étage de stabilisation secondaire, la compensation de ce dernier défaut pourrait être envisagée par un filtrage de la fréquence de résonance par exemple.

L'algorithme d'optimisation bayésienne mis en place pourrait également être amélioré, notamment par l'utilisation de méthodes plus élaborées, comme l'optimisation bayésienne sous contrainte multi-objectif (les objectifs considérés pourraient être par exemple les critères de qualité image C_{ftm} et C_d), décrite en conclusion du chapitre 4, qui simplifie la construction de la fonction de coût, ou encore l'optimisation totalement bayésienne (aussi décrite à la fin du chapitre 4), qui prend en compte l'estimation imparfaite des paramètres de la covariance dans la détermination du prochain point d'évaluation.

Enfin, des tests sur le système réel n'ont pas pu être réalisés, à cause de problèmes liés au matériel qui ont été corrigés à la fin du temps imparti pour les essais. Dans la suite qui sera donnée à ces travaux, les lois de commande optimisées pourront être implémentées et testées sur le système réel, grâce au banc de prototypage rapide et au démonstrateur.

Annexe A

Réglages et caractérisations effectués sur le système

A.1 Réglage des offsets des codeurs et des moteurs

La caractérisation des offsets des codeurs permet de grossièrement déterminer le zéro des codeurs par rapport à la plate-forme. Un lest est installé à la place de l'imageur (pour éviter d'endommager ce dernier pendant le réglage) et immobilisé par une cale autour de sa position centrale. Le dispositif est décrit par la photographie de la figure A.1. Un relevé de la sortie des codeurs est ensuite effectué. Les valeurs obtenues seront ensuite soustraites aux mesures des codeurs pour annuler le décalage lors de l'utilisation du démonstrateur.

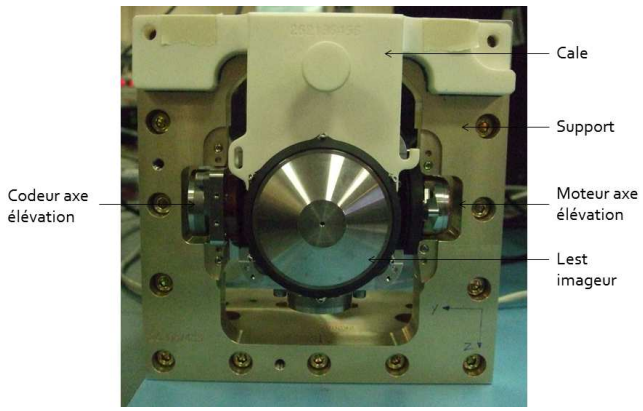

Figure A.1 – Fixation du lest imageur pour la mesure des offsets codeurs

Une fois ces mesures effectuées, il est possible d'entreprendre le réglage des offsets des moteurs. Le but de cette manipulation est de déterminer l'angle électrique pour lequel chacun des moteurs fournit le couple maximal à tension de commande fixée, afin de commander efficacement les moteurs. Une tension de commande, sinusoïdale en fonction du temps et d'amplitude constante, est envoyée sur chaque axe et la plage des valeurs possibles prises par l'angle électrique du moteur de l'axe concerné est balayée. L'angle qui génère le déplacement le plus important est relevé pour chaque axe et est utilisé par la suite pour la commande des moteurs.

A.2 Équilibrage de la plate-forme

Cette manipulation a pour but la détermination et la compensation du couple de balourd de la masse entraînée en rotation par les cardans.

Le centre de gravité de la plate-forme est aligné avec le centre de rotation, à l'aide d'un outillage spécifique.

A.3 Réglage en tirage et tilt de l'imageur

Le réglage en tirage et tilt a pour but de placer le détecteur exactement dans le plan focal du barillet de lentilles. L'ajout de petites cales placées sous des vis permet de rectifier la position longitudinale selon l'axe X (tirage) et l'orthogonalité du plan du détecteur (tilt) par rapport à l'axe optique. On acquiert ensuite une image, dont on analyse la netteté en différents points. Cette analyse fournit la position et l'épaisseur des cales à placer pour rectifier la position du détecteur par rapport au plan focal. Le principe du réglage est résumé en figure A.2. Le défaut de positionnement est bien sûr exagéré sur la figure, simplement pour illustrer le propos.

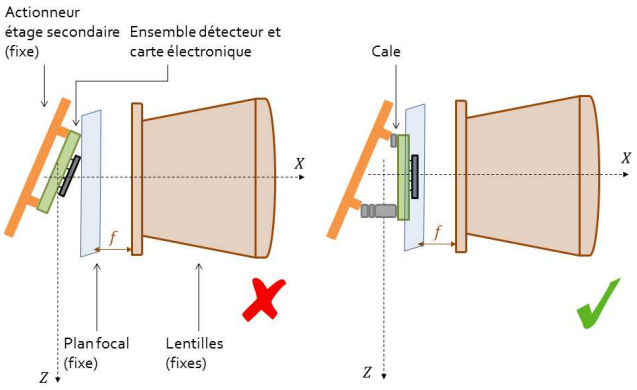

FIGURE A.2 – Principe du réglage en tirage et tilt de l'imageur

A.4 Frottements

Un phénomène de frottement est observé au niveau de l'étage primaire lors de la rotation des cardans. Le modèle de LuGre ([Olsson (1998)]) est adopté pour représenter ce phénomène. Il s'agit du modèle de frottement le plus représentatif, qui permet de prendre en compte à la fois les frottements de Coulomb, les frottements visqueux et l'effet Stribeck.

Les aspérités des surfaces en contact (figure A.3) sont modélisées par des lames flexibles, qui frottent les unes sur les autres (figure A.4). La déformation des lames est quantifiée par la variable z.

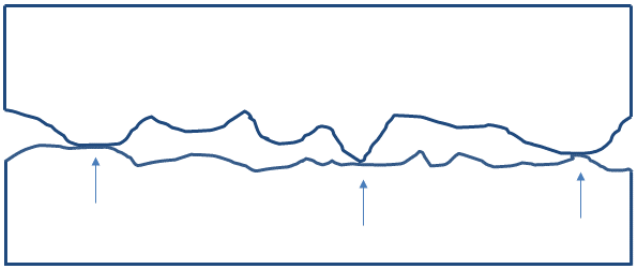

FIGURE A.3 – Aspérités des surfaces de contact des deux solides

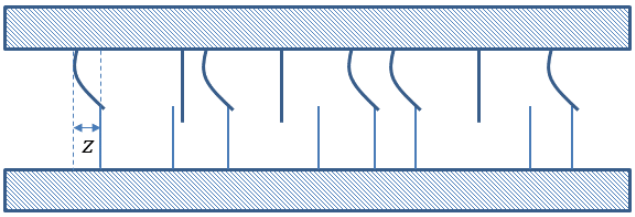

FIGURE A.4 – Modélisation des aspérités des surfaces de contact

Le modèle de LuGre est décrit par les équations A.1, A.2 et A.3. Ces équations font intervenir la vitesse de rotation relative entre la partie fixe et la partie mobile du cardan Ω_r et permettent de modéliser le couple de frottement C_f.

$$\frac{dz}{dt} = \Omega_r - \frac{|\Omega_r|}{g(\Omega_r)} z \tag{A.1}$$

$$\sigma_0 g(\Omega_r) = \Gamma_c + (\Gamma_s - \Gamma_c) e^{-(\frac{\Omega_r}{\Omega_s})^2} \tag{A.2}$$

$$C_f = \sigma_0 z + \sigma_1 \frac{dz}{dt} + \sigma_2 \Omega_r \tag{A.3}$$

Six paramètres apparaissent également dans les équations :
- σ_0, la raideur des lames ;
- σ_1, le coefficient d'amortissement ;
- σ_2, le coefficient de frottement visqueux ;
- Γ_c, le couple de frottement de Coulomb ;
- Γ_s, le couple de frottement statique ;
- Ω_s, la vitesse angulaire de Stribeck.

Ces paramètres sont identifiés sur la maquette, afin que le modèle possède des comportements statique et dynamique fidèles à la réalité. Ils sont ensuite intégrés à la simulation.

Annexe B

Élaboration du cahier des charges pour le moyen de mesure de l'étage primaire, l'actionneur et le capteur de l'étage secondaire

B.1 Détermination de la perturbation en vitesse

Afin de sélectionner les composants de l'architecture à deux étages de stabilisation, un dimensionnement est effectué en simulation, à partir de l'étage de stabilisation primaire existant. Le modèle utilisé pour cela est décrit en figure B.1.

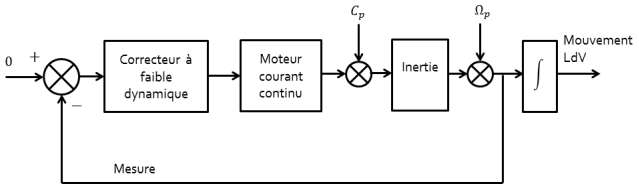

Figure B.1 – Modèle de l'étage de stabilisation primaire utilisé pour le dimensionnement

Les composants existants de l'étage de stabilisation primaire sont approchés par des modèles simples et les couples perturbateurs limités aux couples de frottements. Ces derniers sont simulés avec un modèle de LuGre.

La perturbation en vitesse Ω_p inclut notamment les déformées de structure. Cette perturbation provient de l'absence de symétrie dans les raideurs des différents composants mécaniques de la plate-forme et dépend de la fonction de transfert mécanique globale de la plate-forme et du porteur. Il n'existe pas de modèle pour Ω_p. La mise en œuvre expérimentale, utilisée pour identifier cette perturbation, est décrite par la suite.

Un démonstrateur d'une architecture de stabilisation est équipé d'un lest imageur, qui possède une partie centrale réfléchissante. Il est ensuite placé sur un pot vibrant qui va reproduire les perturbations extérieures, issues du porteur et subies par le dispositif optronique.

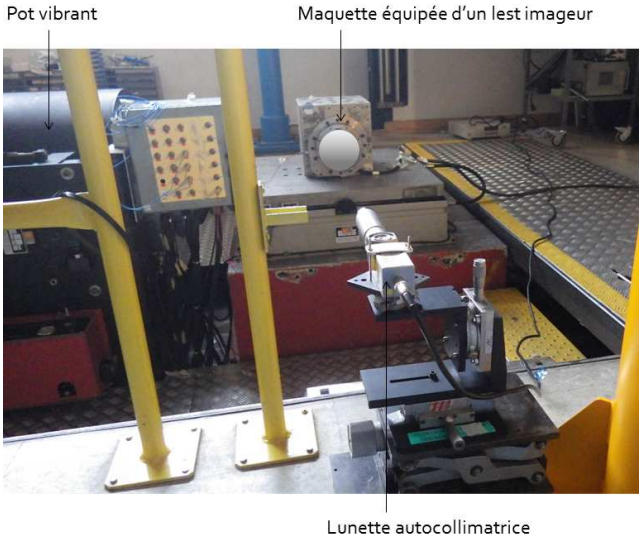

FIGURE B.2 – Mise en œuvre expérimentale pour l'identification de ω_p

Une lunette autocollimatrice est placée en face et réglée de sorte que le rayon laser qu'elle envoie atteigne le miroir central du lest. Cette lunette mesure l'écart angulaire entre le rayon envoyé et le rayon qui lui revient, ce qui permet ici de connaitre les mouvements angulaires vrais du dispositif optronique. Une photographie du dispositif est présentée en figure B.2.

Le dispositif optronique est asservi en relatif, grâce aux codeurs et aux moteurs. Un correcteur est synthétisé et chargé dans la maquette par le biais d'une Baie de Mise en Œuvre. Sa bande passante est choisie faible, de façon que la fonction de sensibilité, qui relie la perturbation en vitesse à la sortie, puisse être approchée par un gain unitaire sur toute la bande de fréquence. La sortie fournira donc une bonne image de la perturbation. L'architecture *mesure en relatif*, utilisée ici pour l'étage de stabilisation primaire, n'est pas celle envisagée par la suite. Elle permet simplement de maintenir le dispositif optronique centré, afin que le miroir se trouve toujours dans le champ de la lunette et que la position angulaire du rayon réfléchi puisse être mesurée en permanence. Un deuxième avantage à limiter les mouvements entre le dispositif optronique et la plate-forme est de ne pas générer de couples perturbateurs de frottements. Les mouvements de la Ligne de Visée observés seront ainsi uniquement dus à la perturbation en vitesse.

La Baie de Mise en Œuvre utilisée ici sert d'interface entre les moteurs, les codeurs et la lunette autocollimatrice et permet de synchroniser les mesures et les commandes des différents organes du dispositif expérimental.

On note H_M la fonction de transfert du moteur, H_J la fonction de transfert mécanique du dispositif optronique entrainé par le moteur et H_K celle du correcteur utilisé pour cette mise en œuvre expérimentale. La fonction de transfert H_{pert} entre la perturbation en vitesse Ω_p et les mouvements de la Ligne de Visée enregistrés par

la lunette $\theta_{lunette}$ est donnée par l'équation B.1.

$$\theta_{lunette}(s) = \frac{1}{s} \times \frac{1}{1 + H_J(s)H_M(s)H_K(s)} \times \Omega_p(s) = H_{pert}(s) \times \Omega_p(s) \qquad \text{(B.1)}$$

Les mouvements de la Ligne de Visée sont récupérés et appliqués à la fonction de transfert H_{pert}^{-1} pour obtenir la séquence Ω_p. Cette séquence sera ensuite rejouée en simulation, lors du dimensionnement des actionneurs ou de l'optimisation des correcteurs.

B.2 Élaboration de la matrice d'exigences de l'actionneur et du capteur de l'étage de stabilisation secondaire

Le système est simulé et la position, la vitesse et l'accélération de la Ligne de Visée sont enregistrées, puis traitées.

Le débattement nécessaire de l'actionneur a été déterminé à partir des données de position de la Ligne de Visée (i.e. de l'erreur résiduelle de stabilisation de l'étage primaire). La durée de l'enregistrement du mouvement du dispositif optronique est découpée en séquences de durée τ_{oeil}, où τ_{oeil} représente le temps d'intégration de l'œil. Pendant le temps τ_{oeil}, l'œil humain réalise une moyenne temporelle des stimuli reçus. L'ambition recherchée est de stabiliser le dispositif optronique, non seulement pendant le temps de formation de l'image pour limiter le flou dans chaque trame, mais également pendant le temps plus important τ_{oeil} pour que le mouvement trame à trame combiné à l'intégration temporelle de l'œil n'altère pas la qualité d'image perçue par l'opérateur. Sur les intervalles de temps ainsi définis, le déplacement crête à crête maximum est relevé. Par mesure de précaution et pour compenser les erreurs de modélisation, la valeur de la spécification exigée est prise deux fois plus importante que celle relevée.

L'accélération et la vitesse maximales sont relevées et simplement reportées dans la matrice d'exigences.

La bande passante est également déterminée à l'aide de l'accélération et de la vitesse maximales. On assimile le mouvement de la Ligne de Visée à une sinusoïde, de pulsation ω_{bp} et d'amplitude θ_{bp}. En dérivant à deux reprises, on obtient les signaux de vitesse et d'accélération. Les amplitudes sont assimilées aux valeurs maximales de la vitesse et de l'accélération v_{max} et a_{max}, relevées en simulation, comme décrit par le système d'équations B.2. On obtient la fréquence du signal f_{err}. Dans la pratique, on essaie de faire en sorte que la bande passante de l'actionneur soit 3 à 5 fois supérieure à la bande passante obtenue pour s'affranchir notamment de certains défauts des actionneurs (comme les résonances), présents en limite de bande

passante. La bande passante de l'actionneur spécifiée est donc ici prise égale à $5f_{err}$. La bande passante du capteur est prise égale au minimum à $2f_{err}$.

$$\begin{array}{rcl} \theta_{bp}\omega_{bp} & = & v_{max} \\ \theta_{bp}\omega_{bp}^2 & = & a_{max} \end{array} \tag{B.2}$$

L'actionneur doit être capable d'opérer malgré les accélérations extérieures linéaires subies par le porteur. Trois cas sont définis : l'accélération est appliquée suivant l'axe X, ou bien suivant l'axe Y ou bien suivant l'axe Z. Dans chacun des cas, l'actionneur doit pouvoir développer la force nécessaire pour assurer le mouvement commandé. La valeur de l'accélération est prise égale à $A_{ext} \times g$, valeur issue des environnements du porteur. La constante g représente l'accélération de la pesanteur.

La taille des pixels (assimilés à des carrés de côté p_{pixel}) permet de déduire la résolution à rechercher, pour l'actionneur et le capteur de l'étage de stabilisation secondaire.

Enfin, la précision de guidage de l'actionneur est une spécification importante. L'actionneur de stabilisation secondaire doit assurer un mouvement de translation pur dans le plan focal du barillet de lentilles, sans introduire un mouvement de rotation parasite qui endommagerait l'image plutôt que d'en améliorer la qualité. L'erreur en rotation tolérée pour les axes Y et Z est liée au réglage en tirage et en tilt du dispositif optronique, décrit dans l'annexe A. La précision demandée pour le guidage est égale à la précision du réglage du tilt t_{act}. L'erreur acceptable r_{act}, introduite par une éventuelle rotation de l'actionneur selon l'axe X, est déduite de la taille d'un pixel p_{pixel}, comme illustré sur la figure B.3.

La surface sensible du détecteur est assimilée à un carré de côté C_{det}. La rotation tolérée r_{act} est telle que le déplacement du centre du pixel le plus éloigné du centre du détecteur qu'elle engendre ne soit pas supérieur à la demi-diagonale d'un pixel. En faisant l'hypothèse des angles faibles, on aboutit à la relation donnée par l'équation B.3.

$$r_{act} \simeq \frac{p_{pixel}}{C_{det}} \tag{B.3}$$

B.3 Élaboration de la matrice d'exigences du capteur inertiel de vitesse de l'étage primaire

À partir des données issues de la simulation du système, on opère également un dimensionnement du capteur inertiel de vitesse de l'étage primaire. Le capteur choisi, un gyromètre, doit assurer une mesure correcte (en ce qui concerne le bruit, l'erreur de facteur d'échelle ou le retard de mesure) pour que les asservissements de l'étage de stabilisation primaire et de l'étage de stabilisation secondaire (dont la consigne est construite à partir de la mesure de l'étage primaire) soient performants.

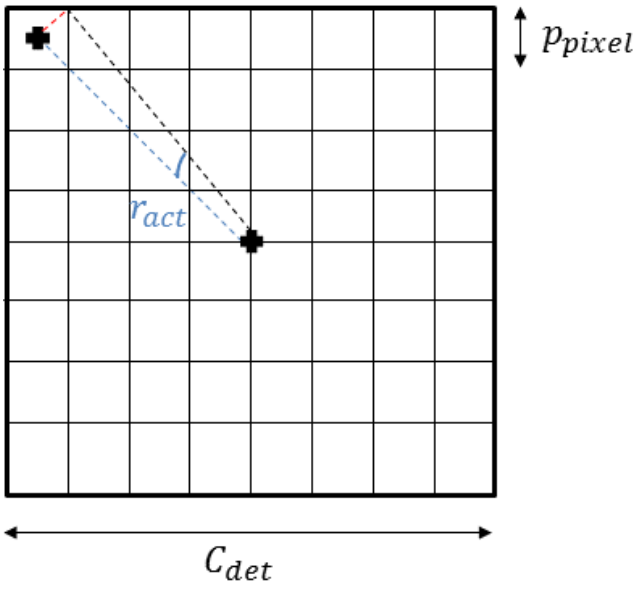

FIGURE B.3 – Détermination de la spécification r_{act}

La bande passante du gyromètre est obtenue à partir de f_{err}, valeur déterminée au paragraphe précédent. Afin de pouvoir mesurer des signaux jusqu'à la fréquence f_{err}, le gyromètre doit posséder une bande passante au moins deux fois supérieure à f_{err}.

L'angle θ_{pixel} vu par un pixel (communément appelé IFOV ou Instantaneous Field Of View) permet de déduire le bruit en position tolérable généré par le gyromètre. Même si la qualité de l'image est évaluée au final par un critère portant sur la Fonction de Transfert de Modulation, l'amplitude de l'erreur en position est utilisée ici en première approximation pour dimensionner les composants du système. En se basant sur le retour d'expérience, on cherche à faire en sorte que le bruit en position soit inférieur à $\frac{\theta_{pixel}}{100}$.

L'exigence portant sur la dérive d_{gyro} est calculée de telle sorte que la dérive du gyromètre ne génère pas un mouvement supérieur à $\frac{\theta_{pixel}}{100}$ pendant un temps égal au temps d'intégration de l'œil τ_{oeil}, afin de ne pas dégrader la qualité du flux d'images pour un opérateur humain.

Enfin, l'erreur de facteur d'échelle et le retard pur sont à minimiser.

Annexe C

Description du banc de prototypage rapide

C.1 Principe du prototypage rapide

Le prototypage rapide permet d'implémenter et de tester simplement et rapidement des algorithmes, à partir d'un langage haut niveau sur des composantes matérielles, dans les phases amont d'un projet de conception d'un système. Ces algorithmes peuvent être des algorithmes de commande ou de traitement de signal par exemple. Le langage haut-niveau utilisé ici est Matlab/Simulink, avec la toolbox xPC Target.

Les composantes matérielles sont interfacées avec Simulink, via une machine cible qui possède un noyau temps-réel ainsi que plusieurs cartes d'entrées / sorties pour s'adapter à une variété de systèmes.

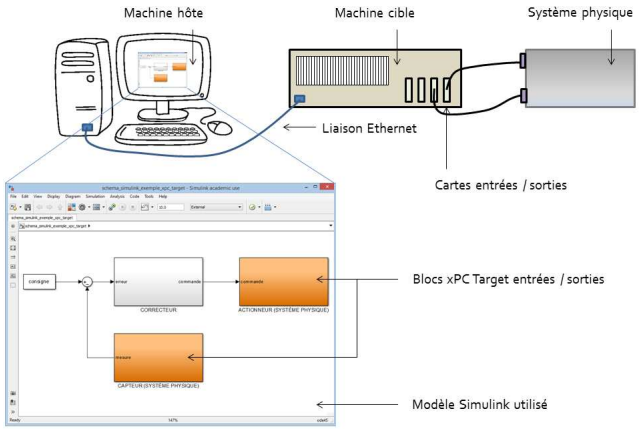

Figure C.1 – Éléments d'un banc de prototypage rapide

Le modèle Simulink est développé sur une machine hôte. Il possède des blocs d'entrées / sorties qui sont l'équivalent logiciel des cartes d'entrées / sorties et qui lui permettent d'acquérir des signaux en provenance de l'extérieur ou bien d'en générer à destination des composantes matérielles. Un compilateur C transforme le modèle Simulink en code exécutable qui est ensuite téléchargé sur la machine cible, puis exécuté en temps réel, en incluant les composantes matérielles dans la boucle. Cela vaut à ce dispositif le nom de « hardware-in-the-loop ». À la suite du test, le

modèle peut être modifié et le cycle de prototypage peut recommencer. Il ne faut pas omettre de prendre en compte la contrainte de charge processeur imposée par l'exécution en temps réel du code. La réception et l'envoi des signaux ainsi que les traitements spécifiés dans le schéma Simulink doivent être réalisés dans le temps de la période d'échantillonnage, fixée par l'utilisateur. Un compromis est parfois nécessaire entre la quantité de traitement demandée ou de données échangées, et la valeur de la période d'échantillonnage.

La figure C.1 présente les différents éléments du prototypage rapide.

Dans le cadre de ce travail, le prototypage rapide permet de commander le démonstrateur de plate-forme à deux étages de stabilisation : à partir de la consigne fournie par l'utilisateur et des mesures provenant des capteurs du système physique, un correcteur, donné sous la forme d'un schéma-bloc Simulink, élabore une commande, qui est transmise au système pour l'asservir.

C.2 Banc d'essais mis en place

Une vue du banc d'essais est donnée par la figure C.2.

Sur la machine hôte, est développé le modèle Simulink qui va être utilisé dans les essais. Ce modèle sera décrit dans la suite de cette annexe.

La machine hôte est connectée par une liaison Ethernet à la machine cible, ainsi qu'à un écran de contrôle. Cet écran permet de faire apparaitre des informations relatives à la simulation, ou bien d'afficher l'évolution de certains signaux en temps réel.

Trois des cartes entrées / sorties de la machine cible sont utilisées pour se connecter au démonstrateur.

La carte IO102 comporte notamment des entrées et sorties analogiques, ce qui permet la connexion avec les composants de l'étage secondaire. Deux boîtiers s'intercalent entre la machine cible et les composants physiques de l'étage secondaire. Le boîtier de commande transforme la tension de commande comprise entre -5 V et + 5 V, fournie par la carte IO102, en une tension comprise entre 0 V et 150 V, qui est imposée au piézo-actionneur. Le boîtier de mesure réalise un traitement et une amplification du signal de mesure en sortie des jauges de contrainte. Il est important de noter que la longueur de câble entre le boîtier dédié à la mesure et le système physique doit rester faible (de l'ordre de 30 cm contre 3 m pour certains câbles du banc), pour diminuer les risques de dégradation du signal de faible amplitude, non-traité, en sortie des capteurs. Cette contrainte n'existe pas pour les signaux de commande, moins sujets aux perturbations.

La carte IO331-1 possède des modules SPI, qui assurent la liaison avec les gyromètres, et des modules SSI, qui gèrent celle avec les codeurs. Ces deux modules ont été implémentés par le fournisseur de la machine cible et des cartes d'entrées / sorties, de façon à respecter des contraintes spécifiques à ce projet et liées à la réalisation de tous les traitements demandés dans le temps imparti par la fréquence d'échantillonnage choisie.

Enfin, la carte IO331-2 est utilisée pour transmettre les signaux PWM, qui servent à commander les moteurs de l'étage de stabilisation primaire, récupérer les mesures du courant circulant dans les moteurs, ainsi que pour envoyer des signaux de synchronisation des différentes alimentations utilisées dans le démonstrateur. Cette synchronisation joue, entre autres, sur la qualité des images fournies par le détecteur infrarouge.

Lorsque le système physique est placé sur un moyen d'essai comme un pot vibrant ou une table oscillante, il est situé à plusieurs mètres du banc de prototypage rapide, ce qui augmente les risques de dégradation des signaux transmis dans un sens ou dans l'autre. Les boîtiers B1 et B2 représentés sur la figure C.2 réalisent la conversion unipolaire / différentiel, pour faire en sorte que les signaux en provenance du système physique ou de la machine cible conservent leur intégrité lors du transport, et la conversion différentiel / unipolaire pour que les signaux soient exploitables par le système physique ou la machine cible. Les signaux en entrée et en sortie des gyromètres ne subissent pas cette conversion puisque la carte électronique des gyromètres ainsi que le module SPI implémenté sont conçus pour gérer directement des signaux différentiels. Sur les boîtiers sont également placés des points de contrôle de certains signaux et des alimentations externes, pour permettre la localisation et la réparation rapides d'éventuels composants électroniques non-fonctionnels. Enfin l'outillage conçu gère l'alimentation électrique des composants des boîtiers B1 et B2 et l'acheminement des différentes alimentations vers le système physique. Cet outillage a été spécifié, puis sous-traité. Des tests ont ensuite été menés lors de la réception du matériel pour en vérifier le bon fonctionnement.

C.3 Modèle Simulink d'interface conçu

Un modèle Simulink a été conçu pour piloter le système, à l'aide du banc de prototypage rapide. La figure C.3 est une représentation du schéma Simulink utilisé et résume les différentes fonctions qui y sont gérées.

Un bloc permet à l'utilisateur de faire démarrer le système, d'opérer des choix quant à la consigne qu'il désire appliquer, ou de faire évoluer le système vers un état donné.

Les différents états du système sont gouvernés par une machine d'état, dont le fonctionnement est résumé par la figure C.4. Une étape d'initialisation permet de mesurer les offsets des gyromètres (qui peuvent varier d'un essai sur l'autre), afin de les compenser. En fonctionnement, trois modes sont possibles. Le premier est la commande en position, qui utilise les codeurs pour assurer le bouclage de l'étage de stabilisation primaire. La stabilisation réalisée est ainsi relative à la plate-forme et non inertielle. L'étage secondaire n'est pas sollicité pour stabiliser le détecteur, mais simplement pour le centrer sur la position de milieu de course. Le mode de commande en position est utile pour réaliser des essais ou des calibrages sur le matériel. Les modes opérationnels sont les modes de commande en vitesse qui utilisent les gyromètres pour réaliser le bouclage de l'étage primaire. Le premier mode de

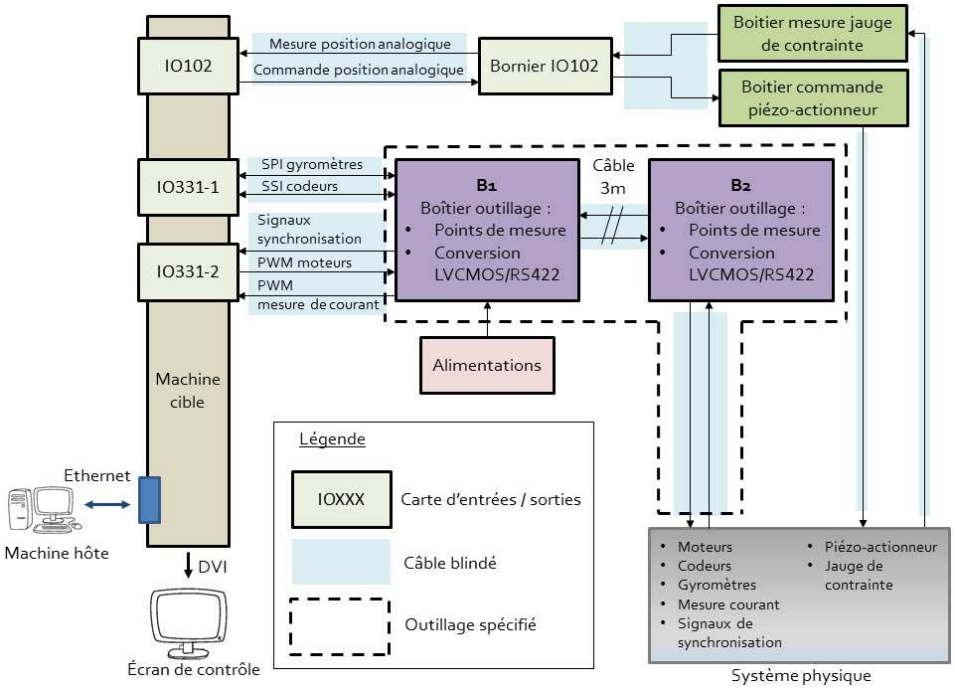

FIGURE C.2 – Banc d'essais de prototypage rapide mis en place

commande en vitesse permet de n'activer que l'étage de stabilisation primaire, tandis que le second opère les deux étages de stabilisation. Un mode de sécurité est également prévu. Ce mode s'active lorsque les informations en provenance des codeurs signalent que les butées matérielles du système sont atteintes, ce qui dénote un comportement anormal. Enfin, un mode d'arrêt peut être activé par l'utilisateur pour arrêter le système, quel que soit l'état dans lequel il se trouve.

La figure C.3 représente également les blocs d'entrées / sorties nécessaires pour communiquer avec le prototype via la machine cible. Les mesures brutes en provenance des capteurs sont traitées : les tensions ou les valeurs en LSB (Least Significant Bit ou bit de poids le plus faible) sont converties en grandeurs physiques, les mesures issues des trois gyromètres sont utilisées pour aboutir à une mesure dénuée d'erreurs de calage pour la rotation d'intérêt selon l'axe Y. Les commandes sont également mises en forme avant d'être appliquées au système physique : des saturations sont notamment ajoutées avant l'envoi des commandes au moteur de l'étage primaire et au piézo-actionneur de l'étage secondaire, pour assurer l'intégrité du matériel. Enfin, certains signaux sont sauvegardés pour être analysés par la suite.

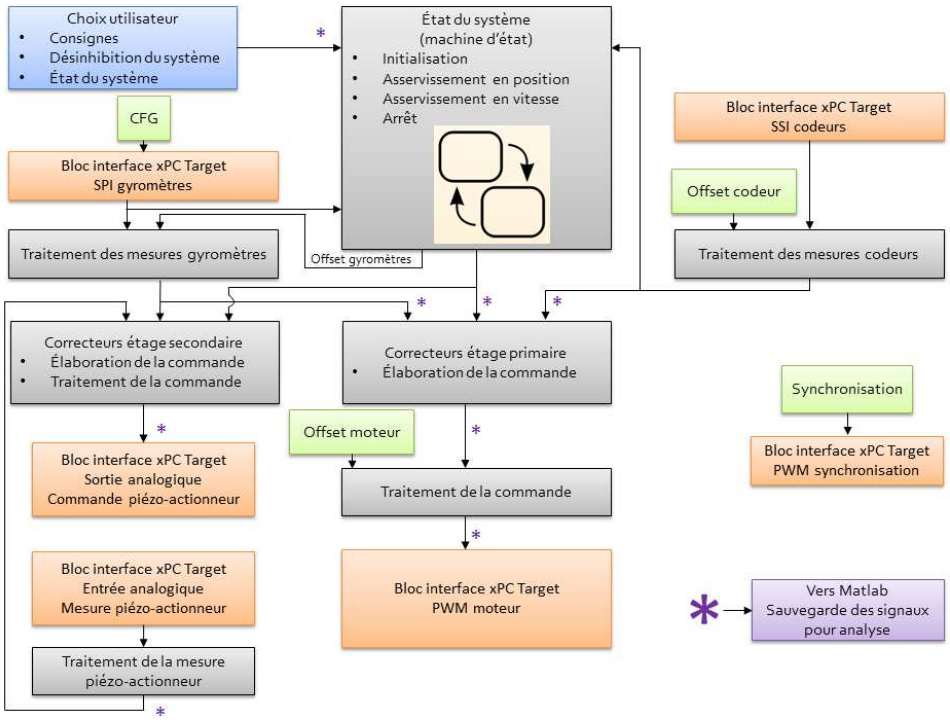

FIGURE C.3 – Représentation du modèle Simulink conçu pour le prototypage rapide

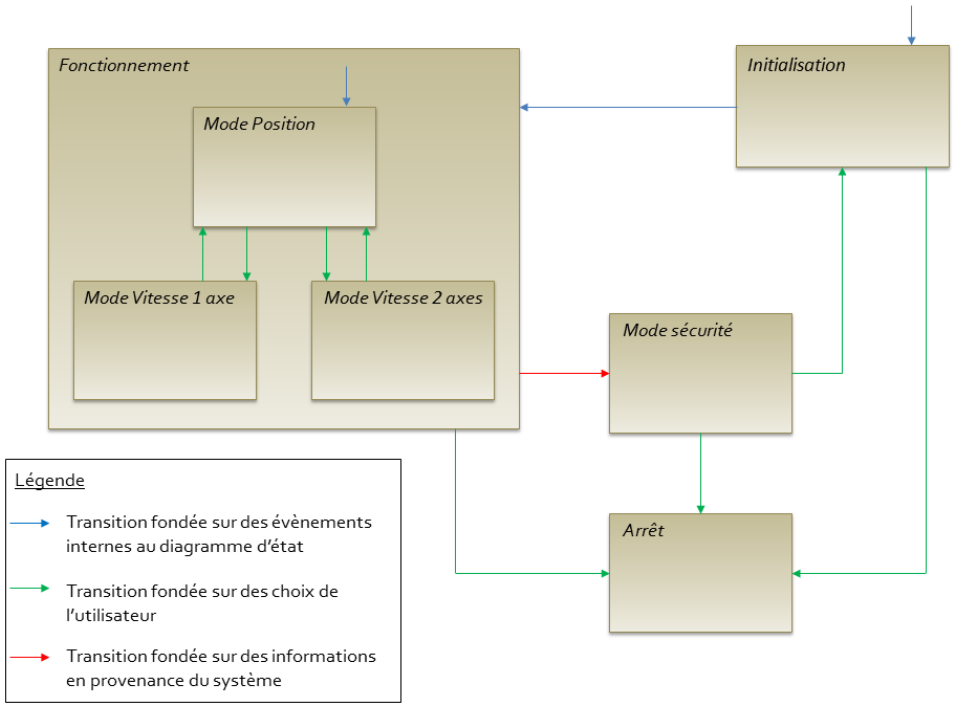

FIGURE C.4 – Machine d'état du démonstrateur à double étage de stabilisation

Annexe D

Évaluation de la Fonction de Transfert de Modulation pour un mouvement en deux dimensions

D.1 Utilisation des Fonctions de Transfert de Modulation en une dimension

Une idée simple, mais cependant naïve, pourrait consister à vouloir calculer une Fonction de Transfert de Modulation selon chacun des deux axes de mouvements, de la même manière que lorsque le mouvement est uniquement présent sur un seul axe. Chaque calcul se fait en ignorant totalement le mouvement de l'autre axe.

On obtiendrait ainsi deux FTM en une dimension. La FTM la plus faible des deux, au regard d'un critère choisi, pourrait être considérée, ce qui ramènerait l'utilisateur exactement dans la situation où un seul axe de mouvement était considéré.

Cependant, il n'est pas certain que la direction d'intérêt pour le calcul de la FTM soit une des deux directions du mouvement. La direction dans laquelle la FTM est la plus dégradée (la direction "pire cas") peut être une combinaison des deux directions du mouvement.

Une étude sur la reconstruction d'une FTM optique en deux dimensions, à partir des deux FTM optiques en une dimension calculées sur chaque axe du système, a été menée ([Bosch (1985)]). La pertinence de la méthode d'évaluation dépend fortement de la qualité du système optique utilisé. Cette méthode parait difficilement généralisable à une FTM de bougé.

D.2 Utilisation des Fonctions de Transfert de Modulation en deux dimensions

Une PSF en deux dimensions peut se calculer simplement, en employant le même principe de calcul que celui qui a été utilisé dans ces travaux pour l'évaluation de la PSF en une dimension : une impulsion de Dirac lumineuse est animée par les mouvements de la Ligne de Visée et déplacée sur une matrice (et non plus une ligne) de pixels. Le passage à la FTM se fait en utilisant une transformation de Fourier en

deux dimensions, qui ne présente pas de difficulté théorique, mais une charge de calcul accrue. À partir de cette FTM en deux dimensions, la performance du système quant à la qualité image peut être évaluée de manière fiable. Une valeur minimale de FTM peut-être spécifiée, à l'aide d'un gabarit en deux dimensions fourni par l'ingénieur système.

Annexe E

Fonctionnement d'un capteur à cliché instantané et d'un capteur bolométrique non refroidi

E.1 Capteur à "cliché instantané"

Ce type de détecteur est également dénommé "snapshot" dans certaines applications industrielles.

Le détecteur est comparable à la pupille d'un œil qui s'ouvre, acquiert des données, puis se referme. Les données acquises lors d'une précédente prise de vue n'ont aucune influence sur les prises d'images présentes ou à venir. De plus, toutes les données acquises lors de la prise de vue ont le même poids dans l'image formée. Le temps d'ouverture T_i, pendant lequel les rayonnements vont frapper les pixels du détecteur, est appelé temps d'intégration. La figure E.1 représente une séquence temporelle de trois prises d'images consécutives.

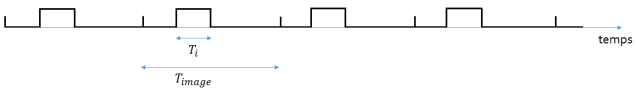

Figure E.1 – Séquence temporelle de prise d'images

Les mouvements de la Ligne de Visée se produisant pendant l'intervalle T_i introduisent du flou dans l'image. Ainsi, plus le temps d'intégration est long, plus les performances de la stabilisation sont critiques.

E.2 Présentation d'un bolomètre non refroidi

E.2.1 Principe de fonctionnement

Le fonctionnement d'un bolomètre est le suivant : chaque pixel est doté d'une surface absorbante qui transforme l'énergie du rayonnement électromagnétique incident en chaleur. Cette chaleur fait varier la température T_b de la cellule par rapport à la température du réservoir thermique T_R. Les caractéristiques de la thermistance présente dans la cellule s'en trouvent modifiées. La variation de la tension à ses bornes U fournit une mesure du rayonnement incident. Le schéma de la figure E.2 illustre ce principe.

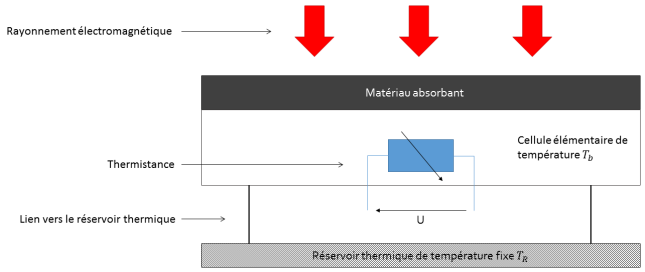

FIGURE E.2 – Fonctionnement d'un capteur bolométrique

E.2.2 Équation thermique

Le comportement d'une cellule (ou bolomètre élémentaire) peut être comparé à celui d'un condensateur, sa capacité thermique étant assimilée à la capacité électrique.

L'équation E.1, qui régit la relation entre le rayonnement incident E et le rayonnement mesuré S en fonction du temps, est ainsi similaire à celle d'un condensateur. Cette équation sera utilisée dans le calcul de la PSF.

$$\tau \frac{dS(t)}{dt} + S(t) = E(t) \tag{E.1}$$

La grandeur τ est la constante de temps du détecteur. À la différence du capteur "snapshot", le bolomètre non refroidi possède une mémoire infinie des mesures passées. Le poids des mesures passées dans la mesure actuelle décroit cependant exponentiellement, selon la constante de temps τ.

Ce type de capteur, généralement de qualité moindre par rapport à un capteur de type "snapshot", est d'autant plus sensible aux erreurs de stabilisation.

Afin de pouvoir implémenter cette équation, l'influence des mesures datées de plus de 3τ par rapport à la mesure actuelle est négligée. Cela constitue un compromis entre le réalisme et le temps de calcul de la PSF du système.

Enfin, les calculs de la PSF sont réalisés dans le domaine discret, à partir des mouvements de la Ligne de Visée, issus de la simulation Simulink, et des caractéristiques du capteur. L'équation E.1 est donc discrétisée pour permettre le calcul. La méthode simple d'Euler, décrite par l'équation E.2, est employée pour l'évaluation de la dérivée présente dans l'équation E.1. La variable T_e représente la période d'échantillonnage, autrement dit l'écart entre deux mesures du mouvement de la Ligne de Visée.

$$\frac{dS(kT_e)}{dt} \backsimeq \frac{S(kT_e) - S((k-1)T_e)}{T_e} \tag{E.2}$$

L'équation discrétisée E.3 est utilisée dans le calcul de la PSF.

$$S(k) = \frac{T_e}{T_e + \tau} E(k) + \frac{\tau}{T_e + \tau} S(k-1) \tag{E.3}$$

Annexe F

Détermination de l'ordre de l'intégrateur dans le correcteur de l'étage primaire

F.1 Exigence

Le correcteur de l'étage primaire doit assurer une erreur statique nulle en position en réponse à un échelon de perturbation en couple, avec un système commandé en vitesse.

F.2 Modèle du système utilisé

Le frottement étant un phénomène apparaissant aux basses fréquences, il est raisonnable de modéliser le gyromètre et l'actionneur de l'étage primaire par des gains (respectivement 1 et K_m). Le correcteur de l'étage primaire est modélisé aux basses fréquences par la fonction de transfert F.1, où n représente l'ordre de l'intégrateur que l'on cherche à déterminer. La représentation de la charge par une inertie pure n'est pas modifiée par rapport à celle utilisée dans la modélisation complète du système. Le schéma-bloc du système considéré pour les calculs à suivre est représenté sur la figure F.1.

$$H_{CORR1_{bf}}(s) = \frac{K}{s^n} \tag{F.1}$$

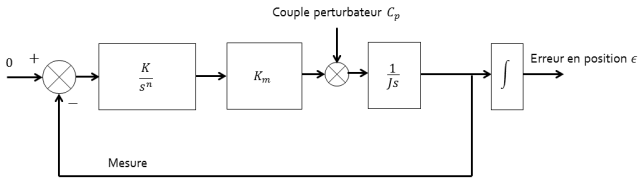

Figure F.1 – Schéma-bloc simplifié du système

F.3 Application du théorème de la valeur finale

L'équation F.2 donne la fonction de transfert entre un échelon de perturbation en couple de transformée de Laplace $\frac{C_p}{s}$ et l'erreur en position.

$$\varepsilon(s) = \frac{1}{s} \frac{C_p}{Js^2 + \frac{K_m K}{s^{n-1}}} \tag{F.2}$$

Le théorème de la valeur finale est donné par F.3.

$$\lim_{t \to \infty} \varepsilon(t) = \lim_{s \to 0} s\varepsilon(s) \tag{F.3}$$

Pour $n = 0$, $\lim\limits_{s \to 0} s\varepsilon(s) = +\infty$.

Pour $n = 1$, $\lim\limits_{s \to 0} s\varepsilon(s) = \frac{C_p}{K_m K}$.

Le premier ordre pour lequel on a une erreur statique nulle est 2. On choisit donc $n = 2$ pour la suite.

Annexe G

Approche standard de la synthèse H_∞, application à un problème simple

G.1 Principe de la synthèse H_∞ et système considéré

Le synthèse H_∞ permet de concevoir des correcteurs qui stabilisent le système, tout en prenant en compte un modelage des différents transferts de la boucle, afin d'atteindre des objectifs de précision, de limitation de la consommation, de marge de stabilité ou de bande passante par exemple.

Le système considéré dans cette annexe est simplifié par rapport au système étudié, afin de réduire la taille et la complexité des matrices mises en jeu. Le principe décrit dans la suite peut néanmoins être étendu sans difficulté au système réel.

Le système simplifié est représenté sur la figure G.1. Le correcteur que l'on cherche à régler est noté $K(s)$ et le système à asservir est noté $G(s)$. Le retour de la mesure est modélisé par un gain unitaire. La consigne est notée r, la sortie y et la commande en sortie du correcteur est notée u. Une perturbation b en entrée du système est également considérée. Enfin, le système présenté est monovariable, également pour des raisons de simplicité.

Ce problème est ensuite mis sous forme standard pour poursuivre les calculs.

G.2 Description du problème standard

Le problème H_∞ standard est représenté par la figureG.2.

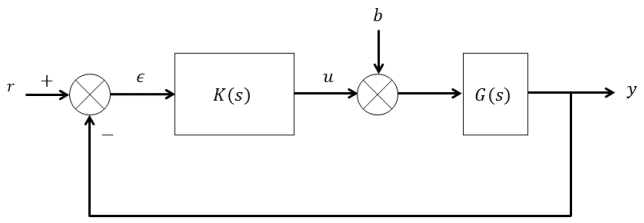

Figure G.1 – Schéma-bloc du système étudié

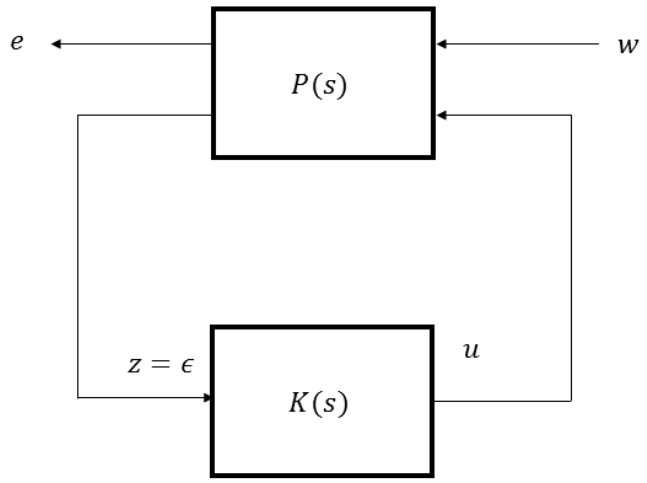

FIGURE G.2 – Schéma-bloc de problème H_∞ standard

Le vecteur d'entrée w réunit les entrées extérieures, comme la consigne et les perturbations. Le vecteur u contient les commandes. Les signaux e sont sélectionnés pour caractériser les performances de l'asservissement. Le vecteur z représente enfin les mesures utilisées pour calculer l'erreur d'asservissement.

La fonction de transfert en boucle fermée, qui relie le vecteur des entrées extérieures w aux sorties observées e, est notée $F_l(P(s), K(s))$.

Le problème H_∞ standard est le suivant : $P(s)$ et γ étant fixés, déterminer le correcteur $K(s)$ qui stabilise le système bouclé de la figure G.2 et assure la condition G.1.

$$||F_l(P(s), K(s))||_\infty < \gamma \tag{G.1}$$

Deux méthodes peuvent être employées pour résoudre le problème : l'utilisation d'équations de Riccati ([Doyle (1989)]) ou l'approche par Inégalités Matricielles Affines ([Gahinet (1994)]).

La synthèse H_∞ résout ce problème avec l'une ou l'autre des méthodes et de façon optimale, c'est-à-dire qu'elle renvoie le correcteur assurant la plus petite valeur de γ possible.

Dans le cas monovariable dans lequel on s'est placé, lorsque l'on explicite la fonction de transfert en boucle fermée de la figure G.1, on obtient la relation G.2 où $S(s) = (1 + G(s)K(s))^{-1}$ et $T(s) = 1 - S(s)$.

$$\begin{pmatrix} E(s) \\ U(s) \end{pmatrix} = F_l(P(s), K(s)) \begin{pmatrix} R(s) \\ B(s) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S(s) & -S(s)G(s)) \\ K(s)S(s) & -T(s) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} R(s) \\ B(s) \end{pmatrix} \tag{G.2}$$

La condition G.1 se réécrit de façon plus explicite (cf. G.3).

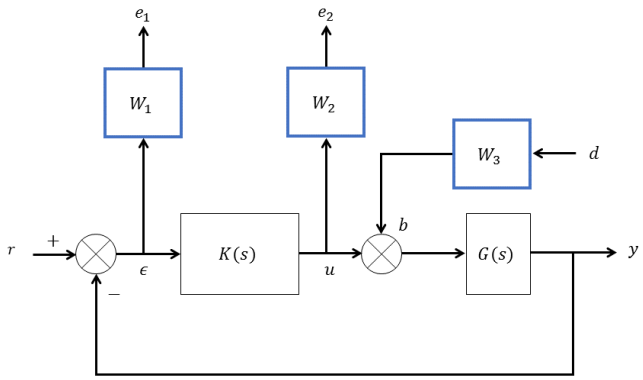

FIGURE G.3 – Schéma-bloc du système étudié augmenté de pondérations

$$\left\| \begin{pmatrix} S(s) & -S(s)G(s)) \\ K(s)S(s) & -T(s) \end{pmatrix} \right\|_\infty < \gamma \tag{G.3}$$

Dans la formulation proposée, aucune possibilité n'est laissée à l'utilisateur de spécifier des caractéristiques du système, comme par exemple la bande passante ou les marges de stabilité recherchées.

Des pondérations fréquentielles sur les signaux d'intérêt sont introduites par la suite, afin d'offrir des leviers d'action à l'ingénieur en charge de la synthèse des asservissements.

G.3 Introduction de pondérations sur les signaux du système

On considère désormais le schéma du système augmenté de pondérations sur les différents signaux de la boucle (cf. figure G.3). Les entrées du système sont r et d et les sorties (c'est-à-dire les signaux à surveiller) sont e_1 et e_2.

L'inégalité G.3 se réécrit avec les pondérations comme indiqué en G.4.

$$\left\| \begin{pmatrix} W_1(s)S(s) & -W_1(s)S(s)G(s)W_3(s)) \\ W_2(s)K(s)S(s) & -W_2(s)T(s)W_3(s) \end{pmatrix} \right\|_\infty < \gamma \tag{G.4}$$

Les filtres $W_1(s)$, $W_2(s)$ et $W_3(s)$ permettent de modeler les différents transferts de la boucle. En effet, les propriétés de la norme H_∞ entraînent que, si l'inégalité G.4 est vérifiée, alors elle est également vérifiée pour chacun des transferts de la matrice (cf. les inégalités G.5, G.6, G.7 et G.8).

$$\|W_1(s)S(s)\|_\infty < \gamma \Leftrightarrow \forall \omega \in \mathbf{R},\ \ |S(j\omega)| < \frac{\gamma}{|W_1(j\omega)|} \tag{G.5}$$

$$\|W_2(s)K(s)S(s)\|_\infty < \gamma \Leftrightarrow \forall \omega \in \mathbf{R},\ \ |K(j\omega)S(j\omega)| < \frac{\gamma}{|W_2(j\omega)|} \tag{G.6}$$

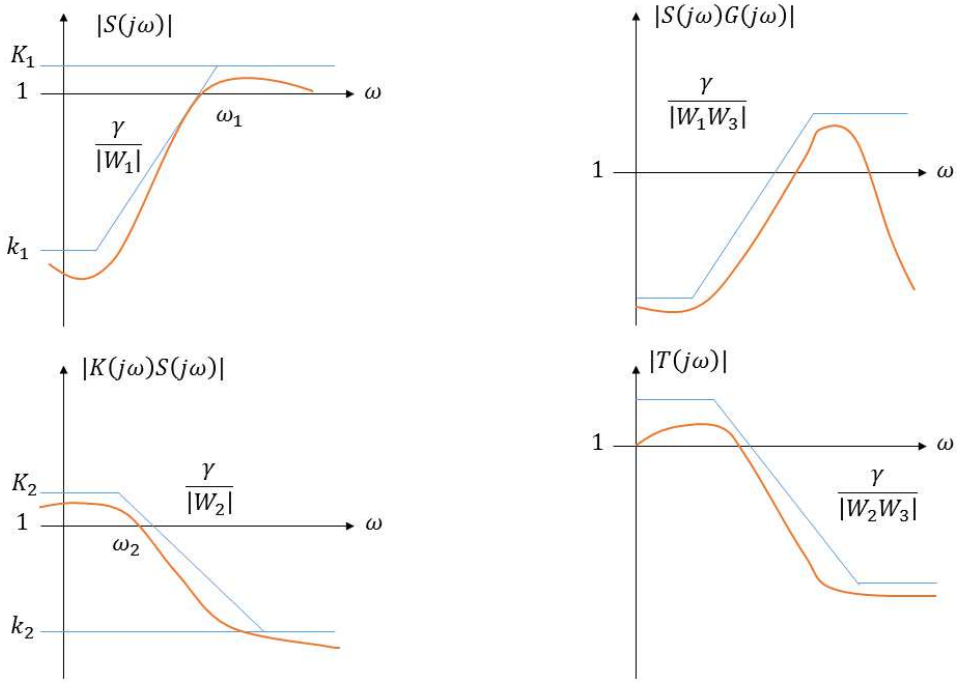

FIGURE G.4 – Allures usuelles des différents transferts de la boucle et des pondérations associées

$$\|W_1(s)S(s)G(s)W_3(s)\|_\infty < \gamma \Leftrightarrow \forall\omega \in \mathbf{R},\ \ |S(j\omega)G(j\omega)| < \frac{\gamma}{|W_1(j\omega)W_3(j\omega)|} \tag{G.7}$$

$$\|W_2(s)T(s)W_3(s)\|_\infty < \gamma \Leftrightarrow \forall\omega \in \mathbf{R},\ \ |T(j\omega)| < \frac{\gamma}{|W_2(j\omega)W_3(j\omega)|} \tag{G.8}$$

Chacune des fonctions $S(s)$, $K(s)S(s)$, $S(s)G(s)$ et $T(s)$ est contrainte par un gabarit, constitué par une combinaison des filtres choisis.

Usuellement, le gabarit sur $S(s)$ est fixé à une valeur k_1 faible en basse fréquence, pour respecter les objectifs de précision. La bande passante minimale de l'asservissement est fixée par la pulsation ω_1. La valeur maximale K_1 imposée à $|S(j\omega)|$ est liée aux objectifs de robustesse de la stabilité : la marge de module du système est au moins égale à $\frac{1}{K_1}$. Le filtre W_2 permet de limiter l'excitation de la commande aux hautes fréquences. Il peut être suffisant de choisir le filtre W_3 constant. Toutefois, il est parfois utile de régler plus finement W_3, pour obtenir des comportements transitoires désirés en réponse à un signal de perturbation par exemple.

Les allures des différents transferts et des gabarits associés sont représentées sur la figure G.4

Les filtres de pondérations sont en pratique choisis pour satisfaire les spécifications de l'asservissement, dont quelques exemples ont été donnés ci-dessus. Le

problème H_∞ associé est résolu. Sa solution se compose du correcteur $K(s)$ et du γ minimal associé. Le choix des filtres est fait de manière à ce que la valeur de γ obtenue soit de l'ordre de 1, pour que les pondérations reflètent correctement les spécifications.

Références bibliographiques

[Adriaens (2000)] H. J. M. T. S. Adriaens et coll. . Modeling piezoelectric actuators. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, vol. 5, no. 4, p. 331-341, 2000. (Cité en page 43.)

[Anderson (2011)] D. Anderson. Evolutionary algorithms in airborne surveillance systems : image enhancement via optimal sightline control. *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part G : Journal of Aerospace Engineering*. (Cité en pages 54, 59, 60, 61 et 106.)

[Auffray (2012)] Y. Auffray et coll. . Maximin design on non hypercube domains and kernel interpolation. *Statistics and Computing*, vol. 22, no. 3, p. 703-712, 2012. (Cité en pages 113 et 134.)

[Auger (2008)] D. J. Auger et coll. . Robust H_∞ Control of a Steerable Marine Radar Tracker. *UKACC International Conference on Control*, p.40-45, Manchester, Royaume-Uni, septembre 2008. (Cité en page 75.)

[Bansal (2014)] K. Bansal, L. Dewan. Comparison of different controllers for line-of-sight stabilization of a gimbal system. *Students Conference on Engineering and Systems*, p.1-5, Allahabad, Inde, mai 2014. (Cité en page 52.)

[Beckerleg (1987)] R. A. Beckerleg et coll. . *Infrared seeker.* Brevet US 4,690,351. 1987. (Cité en page 10.)

[Bect (2014)] J. Bect et coll. . *STK : a Small (Matlab/Octave) Toolbox for Kriging.* Version 2.3. Toolbox disponible sur `http://kriging.sourceforge.net` (Cité en page 119.)

[Benassi (2011)] R. Benassi et coll. . Robust Gaussian process-based global optimization using a fully Bayesian expected improvement criterion. *International Conference on Learning and Intelligent Optimization*, p.176-190, Rome, Italie, janvier 2011. (Cité en pages 108 et 112.)

[Benassi (2012)] R. Benassi et coll. . Bayesian optimization using sequential Monte Carlo. *International Conference on Learning and Intelligent Optimization*, p.339-342, Paris, France, janvier 2012. (Cité en page 133.)

[Benassi (2013)] R. Benassi. *Nouvel algorithme d'optimisation bayésien utilisant une approche Monte-Carlo séquentielle.* Mémoire de thèse, Supélec, 2013. (Cité en pages 108, 110, 112, 116, 117, 118, 121 et 133.)

[Bosch (1985)] S. Bosch et coll. . Volume defined by the two-dimensional modulation transfer function surface : approximation obtained from its sagittal and tangential sections. Application to image quality criteria. *Journal of Optics*, vol. 16, no. 5, p. 219-223, 1985. (Cité en page 155.)

[Boyd (2012)] S. Boyd, V. Balakrishnan. Global optimization in control system analysis and design. *Control and Dynamic Systems, Advances in Theory and Applications*, vol. 53, no. 1, p. 1-55, 2012. (Cité en page 105.)

[Cannell (2006)] M. B. Cannell et coll. . Image enhancement by deconvolution. *Handbook of biological confocal microscopy*, p. 488-500, 2006. (Cité en page 10.)

[Changhai (2005)] R. Changhai, S. Lining. Hysteresis and creep compensation for piezoelectric actuator in open-loop operation. *Sensors and Actuators A : Physical*, vol. 122, no. 1, p. 124-130, 2005. (Cité en page 44.)

[Choi (1997)] G. S. Choi, H. S. Kim, G. H. Choi. A study on position control of piezoelectric actuators. *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, p.851-855, Guimarães, Portugal, juillet 1997. (Cité en pages 44 et 79.)

[Cooper (1991)] C. J. Cooper. Sensor line-of-sight stabilization. *Dallas-DL tentative*, International Society for Optics and Photonics, 1991. (Cité en pages 9, 10 et 14.)

[Croft (2001)] D. Croft, G. Shed, S. Devasia. Creep, hysteresis, and vibration compensation for piezoactuators : atomic force microscopy application. *Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control*, vol. 123, no. 1, p. 35-43, 2001. (Cité en pages 28, 40 et 78.)

[Crombez (2011)] V. Crombez, G. Flandin. *Method of restoring movements of the line of sight of an optical instrument.* Brevet US 8068696 (B2). 2011. (Cité en pages 10 et 31.)

[Cuff (2007)] D. P. Cuff. *Electromagnetic nanopositioner.* Mémoire de master, Massachusetts Institute of Technology, 2007. (Cité en page 25.)

[De Wit et coll. (1995)] C. C. De Wit et coll. . A new model for control of systems with friction. *IEEE Transactions on automatic control*, vol. 40, no. 3, p. 419-425, 1995. (Cité en page 23.)

[Debruin (2008)] J. Debruin. Control systems for mobile Satcom antennas. *IEEE Control Systems*, vol. 28, no. 1, p. 86-101, 2008. (Cité en page 1.)

[Descharles (2011)] M. Descharles. *Microcapteurs résonants et électroniques associées : modélisation conjointe et optimisation.* Mémoire de thèse, Université Pierre et Marie Curie - Paris VI, 2011. (Cité en page 32.)

[Doyle (1989)] J. C. Doyle et coll. State-space solutions to standard H_2 and H_∞ control problems. *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 34, no. 8, p. 831-847, 1989. (Cité en page 164.)

[Dreo (2006)] J. Dreo et coll. . *Metaheuristics for hard optimization : methods and case studies.* Springer Science & Business Media, 2006. (Cité en page 106.)

[Duc (1999)] G. Duc, S. Font. *Commande H_∞ et μ-analyse : des outils pour la robustesse.* Hermès, 1999. (Cité en pages 72 et 120.)

[Egea (2007)] J. A. Egea et coll. . Global optimization for integrated design and control of computationally expensive process models. *Industrial & Engineering Chemistry Research*, vol. 46, no. 26, p. 9148-9157, 2007. (Cité en page 105.)

[Eielsen (2010)] A. A. Eielsen, A. J. Fleming. Passive shunt damping of a Piezoelectric stack nanopositioner. *American Control Conference*, p. 4963-4968, Baltimore, États-Unis, juillet 2010. (Cité en pages 27, 28 et 78.)

[Feliot (2015)] P. Feliot et coll. . A Bayesian approach to constrained single- and multi-objective optimization. *Journal of Global Optimization*, p. 1-37, 2015. (Cité en page 133.)

[Feyel (2013a)] P. Feyel. *La commande robuste par loop-shaping.* Hermes Science publ., 2013. (Cité en page 71.)

[Feyel (2013b)] P. Feyel et coll. . Fixed-order H_∞ Loop-Shaping synthesis : a time-domain approach. *IEEE Symposium on Computational Intelligence in Control and Automation*, Singapour, avril 2013. (Cité en pages 72 et 75.)

[Feyel (2015)] P. Feyel. *Optimisation des correcteurs par les métaheuristiques. Application à la stabilisation de ligne de visée.* Mémoire de thèse, CentraleSupélec, 2015. (Cité en pages 1, 53, 69, 106 et 133.)

[Frean (2008)] M. Frean, P. Boyle. Using Gaussian processes to optimize expensive functions. *Australasian Joint Conference on Artificial Intelligence*, p.258-267, Auckland, Nouvelle-Zélande, décembre 2008. (Cité en page 121.)

[Frasnedo (2015a)] S. Frasnedo et coll. . Optimization of Line of Sight controller based on high-level optronic criterion. *IFAC workshop on Advanced Control Navigation for Autonomous Aerospace Vehicles*, Séville, Espagne, juin 2015. (Cité en page 77.)

[Frasnedo (2015b)] S. Frasnedo et coll. . Line of sight controller tuning using Bayesian optimization of a high-level optronic criterion. *IFAC workshop on Control Applications of Optimization*, p.56-61, Garmisch-Partenkirchen, Allemagne, octobre 2015. (Cité en page 77.)

[Gahinet (1994)] P. Gahinet, P. Apkarian. A linear matrix inequality approach to H_∞ control. *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, vol. 4, p. 421-448, 1994. (Cité en page 164.)

[Ge (1995)] P. Ge, M. Jouaneh. Modeling hysteresis in piezoceramic actuators. *Precision engineering*, vol. 17, no. 3, p. 211-221, 1995. (Cité en page 44.)

[Ge (1996)] P. Ge, M. Jouaneh. Tracking control of a piezoceramic actuator. *IEEE Transactions on control systems technology*, vol. 4, no. 3, p. 209-216, 1996. (Cité en pages 43, 44, 78 et 79.)

[Ghaeminezhad (2014)] N. Ghaeminezhad et coll. . Stabilizing a Gimbal Platform using Self-Tuning Fuzzy PID Controller. *International Journal of Computer Applications*, vol. 93, no. 16, p. 13-19, 2014. (Cité en page 53.)

[Glover (1989)] K. Glover, D. McFarlane. Robust stabilization of normalized coprime factor plant descriptions with H_∞-bounded uncertainty. *IEEE Transactions on automatic Control*, vol. 34, no. 8, p. 821-830, 1989. (Cité en pages 75 et 76.)

[Goldfarb (1996)] M. Goldfarb, N. Celanovic. Behavioral implications of piezoelectric stack actuators for control of micromanipulation. *IEEE International Conference on Robotics and Automation*, p. 226-231, Minneapolis, États-Unis, avril 1996. (Cité en page 78.)

[Goldfarb (1997)] M. Goldfarb, N. Celanovic. Modeling piezoelectric stack actuators for control of micromanipulation. *IEEE Control Systems*, vol. 17, no. 3, p. 69-79, 1997. (Cité en pages 27 et 44.)

[Haessig (1987)] D. Haessig Jr., J. DeCotiis. Modern control methods applied to a line-of-sight stabilization and tracking system. *American Control Conference*, p. 1491-1498, Minneapolis, États-Unis, juin 1987. (Cité en pages 16 et 53.)

[Hilkert (1991)] J. M. Hilkert et coll. . Specifications for Image Stabilization Systems. *Tactical Infrared Systems*, 1991. (Cité en pages 53, 54 et 60.)

[Hilkert (2008)] J. M. Hilkert. Inertially Stabilized Platform Technology. Concepts and Principles. *IEEE Control Systems*, vol. 28, no. 1, p. 26-46, 2008. (Cité en pages 1, 10, 12, 13, 14, 16 et 32.)

[Hipp (1981)] J. F. Hipp. *Dispositif pour la stabilisation de la ligne de visée d'un appareil de visée optique pour une arme.* Brevet FR 2461230 (A1). 2015. (Cité en page 11.)

[Hirwa (2013a)] S. Hirwa et coll. . On Practical Fixed Order H_∞ Loop-Shaping. *IEEE European Control Conference*, p. 2837-2842, Zurich, Suisse, juillet 2013. (Cité en pages 72 et 75.)

[Hirwa (2013b)] S. Hirwa. *Méthodes de commandes avancées appliquées aux viseurs.* Mémoire de thèse, Supélec, 2013. (Cité en pages 1 et 53.)

[Holst (2008)] G. C. Holst. *Electro-Optical Imaging System Performance.* JCD publishing, 2008. (Cité en pages 60, 62 et 64.)

[Hu (1999)] X. Hu et coll. . Discrete-time LQG/LTR dual-stage controller design and implementation for high track density HDDs. *American Control Conference*, p. 4111-4115, San Diego, États-Unis, juin 1999. (Cité en page 16.)

[Huang (2006)] X. Huang et coll. . A comparative study of MEMS microactuators for use in a dual-stage servo with an instrumented suspension. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, vol. 11, no. 5, p. 524-532, 2006. (Cité en pages 16 et 25.)

[Hwang (2001)] C. L. Hwang et coll. . Piezomechanics using intelligent variable-structure control. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 48, no. 1, p. 47-59, 2001. (Cité en pages 27, 47, 78 et 79.)

[Isshiki (1995)] M. Isshiki et coll. . Lens design : global optimization with escape function. *Optical Review*, vol. 2, no. 6, p. 463-470, 1995. (Cité en page 105.)

[Ji (2006)] W. Ji et coll. . Design study of adaptive fuzzy PID controller for LOS stabilized system. *International Conference on Intelligent Systems Design and Applications*, p. 336-341, Jinan, Chine, octobre 2006. (Cité en page 53.)

[Jones (1998)] D. R. Jones et coll. . Efficient global optimization of expensive black-box functions. *Journal of Global Optimization*, vol. 13, no. 4, p. 455-492, 1998. (Cité en pages 108, 110, 111, 118 et 121.)

[Jones (2001)] D. R. Jones. A taxonomy of global optimization methods based on response surfaces. *Journal of Global Optimization*, vol. 21, no. 4, p. 345-383, 2001. (Cité en pages 107, 108, 109, 110, 116 et 117.)

[Kennedy (2003)] P. J. Kennedy, R. L. Kennedy. Direct Versus Indirect Line of Sight (LOS) Stabilization. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 11, no. 1, p. 3-15, 2003. (Cité en page 13.)

[Kennedy (2008)] P. J. Kennedy, R. L. Kennedy. *Line of Sight Stabilization Primer* Library of Congress, 2008. (Cité en page 10.)

[Kuritsky (1983)] M. M. Kuritsky, M. S. Goldstein. Inertial navigation *Proceedings of the IEEE*, vol. 71, no. 10, p. 1156-1176, 1983. (Cité en page 32.)

[Lagarias (1998)] J. C. Lagarias et coll. . Convergence properties of the Nelder-Mead simplex method in low dimensions. *SIAM Journal on optimization*, vol. 9, no. 1, p. 112-147, 1998. (Cité en page 98.)

[Lee (2008)] H. P. Lee, I. E. Yoo. Robust control design for a two-axis gimbaled stabilization system. *IEEE Aerospace Conference*, p. 1-7, Big Sky, États-Unis, mars 2008. (Cité en page 53.)

[Lemarchand (1995)] F. Lemarchand. *Critères de performance en imagerie optique : approche théorique et expérimentale.* Mémoire de master, École Nationale Supérieure de Physique de Marseille, 1995. (Cité en page 56.)

[Lin (2006)] C. J. Lin, S. R. Yang. Precise positioning of piezo-actuated stages using hysteresis-observer based control. *Mechatronics*, vol. 16, no. 7, p. 417-426, 2006. (Cité en pages 28, 44, 46, 47 et 79.)

[Liu (2015)] X. Liu et coll. . *MEMS-based optical image stabilization.* Brevet US 2015/0085363 (A1). 2015. (Cité en pages 1, 14, 25 et 32.)

[Masten (1985)] M. K. Masten. Applications of control theory to design line-of-sight stabilization systems. *American Control Conference*, p. 1219-1222, Boston, États-Unis, juin 1985. (Cité en page 54.)

[Masten (1987)] M. K. Masten, H. R. Sebesta. Line-of-Sight Stabilization / Tracking Systems : An Overview. *American Control Conference*, p. 1477-1482, Minneapolis, États-Unis, juin 1987. (Cité en page 2.)

[Masten (2008)] M. K. Masten. Inertially stabilized platforms for optical imaging systems. Tracking Dynamic Targets with Mobile Sensors. *IEEE Control Systems*, vol. 28, no. 1, p. 47-64, 2008. (Cité en page 11.)

[Matheron (1963)] G. Matheron. Principles of geostatistics. *Economic geology*, vol. 58, no. 8, p. 1246-1266, 1963. (Cité en page 107.)

[Matthews (1986)] R. J. Matthews. *Mechanically stabilized platform system* Brevet US 4,582,291. 1986. (Cité en page 10.)

[McFarlane (1990)] D. McFarlane, K. Glover. *Robust controller design using normalized coprime factor plant descriptions.* Springer Verlag, 1990. (Cité en page 76.)

[McKelvey (1996)] T. McKelvey, A. Helmersson. State-space parametrizations of multivariable linear systems using tridiagonal matrix forms. *IEEE Conference on Decision and Control*, p.3654-3659, Kobe, Japon, décembre 1996. (Cité en page 132.)

[Meckesheimer (2001)] M. Meckesheimer et coll. . Metamodeling of combined discrete/continuous responses. *AIAA journal*, vol. 39, no. 10, p. 1950-1959, 2001. (Cité en page 132.)

[Michelin (1991)] J. M. Michelin, P. Coustal. Control of a sight system flexible structure : a H_∞ design. *IEEE Conference on Decision and Control*, p. 1640-1645, Brighton, Royaumme-Uni, décembre 1991. (Cité en pages 53 et 72.)

[Nelder (1965)] J. A. Nelder, R. Mead. A simplex method for function minimization. *The computer journal*, vol. 7, no. 4, p. 308-313, 1965. (Cité en page 98.)

[Nocedal (2006)] J. Nocedal, S. Wright. *Numerical optimization.* Springer Science & Business Media, 2006. (Cité en page 97.)

[Olsson (1998)] H. Olsson et coll. . Friction models and friction compensation. *European journal of control*, vol. 4, no. 3, p. 176-195, 1998. (Cité en page 140.)

[Pan (2015)] I. Pan, S. Das. Kriging Based Surrogate Modeling for Fractional Order Control of Microgrids. *IEEE Transactions on Smart grid*, vol. 6, no. 1, p. 36-44, 2015. (Cité en pages 105 et 107.)

[Peng (2013)] J. Peng, X. Chen. A survey of Modeling and Control of Piezoelectric Actuators. *Modern Mechanical Engineering*, vol. 3, no. 1, p. 1-20, 1999. (Cité en pages 28, 44 et 78.)

[Pham (2011)] N. D. Pham, B. M. Wilamowski. Imrpoved Nelder-Mead's simplex method and applications. *Journal of Computing*, vol. 3, no. 3, 2011. (Cité en page 98.)

[Pietrobom (2001)] H. C. Pietrobom, K. H. Kienitz. Using surrogates to reduce time expenditure for optimization in systems and control. *IEEE Conference on Decision and Control*, p. 3178-3183, Orlando, États-Unis, décembre 2001. (Cité en page 105.)

[Polzer (2013)] B. D. Polzer et coll. . *Stabilization system for sensors on moving platforms* Brevet US 8,456,159. 2013. (Cité en page 14.)

[Ratches (1975)] J. A. Ratches et coll. . *Night Vision laboratory static performance model for thermal viewing systems.* U.S. Army Electronic Command, Research and Development Technical Report, 1975. (Cité en page 53.)

[Rimmer (1990)] M. P. Rimmer et coll. . MTF optimization in lens design. *SPIE International Lens Design Conference*, p. 83-91, Monterey, États-Unis, juin 1990. (Cité en page 54.)

[Rodriguez-Fortun (2011)] J. M. Rodriguez-Fortun et coll. . Hysteresis in piezoelectric actuators : Modeling and compensation. *IFAC Proceedings Volumes*, vol. 44, no. 1, p. 5237-5242, 2011. (Cité en page 44.)

[Rohani (2014)] B. Rohani et coll. . Lagrangian based mathematical modeling and experimental validation of a planar stabilized platform for mobile systems. *Journal of Computational and Applied Mathematics*, vol. 259, p. 955-964, 2014. (Cité en page 37.)

[Roshdy (2012)] A. Roshdy et coll. . Design a Robust PI Controller for Line of Sight Stabilization System. *International Journal of Modern Engineering Research*, vol. 2, no. 2, p. 144-148, 2012. (Cité en page 52.)

[Roustand (2012)] O. Roustand et coll. . Dicekriging, Diceoptim : Two R packages for the analysis of computer experiments by kriging-based metamodelling and optimization. *Journal of Statistical Software*, vol. 51, no. 1, p. 1-55, 2012. (Cité en page 118.)

[Ru (2006)] C. Ru et coll. . Tracking Control of Piezoelectric Actuators by Feedforward Hysteresis Compensation. *International Conference on Mechatronics and Automation*, p. 2116-2120, Luoyang, Chine, juin 2006. (Cité en pages 44 et 79.)

[Sandou (2013)] G. Sandou. *Optimisation métaheuristique pour la conception de lois de commande.* Hermès-Lavoisier, 2013. (Cité en pages 105 et 106.)

[Sinno (2010)] A. Sinno. *Étude et réalisation d'une platine porte-échantillon aux performances nanométriques. Application à la microscopie en champ proche.* Mémoire de thèse, Université de Versailles - Saint Quentin en Yvelines, 2010. (Cité en page 14.)

[Sofla (2010)] M. S. Sofla et coll. . Hysteresis-observer based robust tracking control of piezoelectric actuators. *American Control Conference*, p. 4187-4192, Baltimore, États-Unis, juillet 2010. (Cité en pages 27, 28, 43, 46 et 79.)

[Stein (2012)] M. L. Stein. *Interpolation of spatial data : some theory for kriging.* Springer Science & Business Media, 2012. (Cité en page 108.)

[Stern (1997)] A. Stern, N. S. Kopeika. Analytical method to calculate optical transfer functions for image motion and vibrations using moments. *Journal of the Optical Society of America A*, vol. 14, no. 2, p. 388-396, 1997. (Cité en page 60.)

[Vaillon (2011)] L. Vaillon. *Dispositif de balayage rapide double étage pour système d'observation à distance.* Brevet EP 2397882 (A1). 2011. (Cité en page 16.)

[Villemonteix (2008)] J. Villemonteix. *Optimisation de fonctions coûteuses. Modèles gaussiens pour une utilisation efficace du budget d'évaluations : théorie et pratique industrielle.* Mémoire de thèse, Université Paris Sud - Paris XI, 2008. (Cité en pages 108 et 117.)

[Villemonteix (2009)] J. Villemonteix et coll. . Bayesian optimization for parameter identification on a small simulation budget. *IFAC Symposium on System Identification*, p. 1603-1608, Saint-Malo, France, juillet 2009. (Cité en page 121.)

[Wang, H. G. (2008)] H. G. Wang, T. C. Willia. Strategic inertial navigation systems-high-accuracy inertially stabilized platforms for hostile environments. *IEEE Control Systems*, vol. 28, no. 1, p. 65-85, 2008. (Cité en page 14.)

[Wang, L. (2008)] L. Wang et coll. . Line-of-sight stabilization system based on fractional-order control. *International Symposium on Systems and Control in Aerospace and Astronautics*, p. 1-4, Shenzhen, Chine, décembre 2008. (Cité en page 52.)

[Wang, Z. (2013)] Z. Wang et coll. . Bayesian Optimization in High Dimensions via Random Embeddings. *International Joint Conference on Artificial Intelligence*, Pékin, Chine, août 2013. (Cité en page 132.)

[Westell (1975)] W. E. Westell. *Passive image stabilization system.* Brevet US 3,859,460. 1975. (Cité en page 31.)

[Woodward (1999)] S. E. Woodward, D. P. Garg. A numerical optimization approach for tuning fuzzy logic controllers. *IEEE Transactions of Systems, Man, and Cybernetics, Part B (Cybernetics)*, vol. 29, no. 4, p. 565-569, 1999. (Cité en page 53.)

[Xu (2011)] Q. Xu, Y. Li. Modeling and control of rate-dependent hysteresis for a piezo-driven micropositioning stage. *IEEE International Conference on Robotics and Automation*, p. 1670-1675, Shanghai, Chine, mai 2011. (Cité en pages 43, 44, 78 et 79.)

[Zhou (1996)] K. Zhou et coll. . *Robust and optimal control.* Prentice Hall, 1996. (Cité en page 72.)

université PARIS-SACLAY

ÉCOLE DOCTORALE
Sciences et technologies de l'information et de la communication (STIC)

Titre : Optimisation des lois de commande d'un imageur sur critère optronique. Application à un imageur à deux étages de stabilisation

Mots clés : Stabilisation de Ligne de Visée, architecture de stabilisation, optimisation bayésienne, Fonction de Transfert de Modulation

Résumé : Ces travaux sur la stabilisation de la Ligne de Visée d'un dispositif optronique s'inscrivent dans le contexte actuel de durcissement des exigences de stabilisation et de réduction du temps accordé à la synthèse des lois de commande.

Ils incluent dans un premier temps l'amélioration de la performance intrinsèque de stabilisation du système. La solution proposée ici est l'ajout d'un étage de stabilisation supplémentaire à une structure de stabilisation existante. L'architecture de ce nouvel étage est définie. Les composants sont choisis parmi les technologies existantes puis caractérisés expérimentalement. Un modèle complet du système à deux étages de stabilisation est ensuite proposé.

L'objectif de ces travaux comprend également la simplification des procédures d'élaboration des lois de commande par l'utilisation d'une fonction de coût F incluant notamment la Fonction de Transfert de Modulation (qui quantifie le flou introduit par l'erreur de stabilisation dans l'image) en lieu et place du critère dérivé usuel, qui nécessite des vérifications supplémentaires et qui peut s'avérer conservatif.

L'évaluation de F étant coûteuse en temps de calcul, un algorithme d'optimisation bayésienne, adapté à l'optimisation des fonctions coûteuses, permet la synthèse des lois de commande du système dans un temps compatible avec les contraintes industrielles, à partir de la modélisation du système précédemment proposée.

Title : Line of Sight controller global tuning based on a high-level optronic criterion. Application to a double-stage stabilization platform

Keywords : Line of Sight stabilization, stabilization architecture, Bayesian optimization, Modulation Transfer Function

Abstract : The presented work on the Line of Sight stabilization of an optronic device meets the increasing demands regarding stabilization performances that come with the reduction of the time allowed to controller tuning.

It includes the intrinsinc improvement of the system stabilization. The proposed solution features a double stabilization stage built from a single stabilization stage existing system. The new architecture is specified and the new components are chosen among the existing technology and experimentally characterized. A complete double stabilization stage model is then proposed.

The simplification of the controller tuning process is another goal. The designed cost function F includes a high-level optronic criterion, the Modulation Transfer Function (that quantifies the level of blur brought into the image by the residual motion of the platform) instead of the usual low-level and potentially conservative criterion.

The function F is costly to evaluate. In order to tune the controller parameters within industrial time constraints, a Bayesian algorithm, adapted to optimization with a reduced budget of evaluations, is implemented.

Controllers of both stabilization stages are simultaneously tuned thanks to the previously developed system model.

Université Paris-Saclay
Espace Technologique / Immeuble Discovery
Route de l'Orme aux Merisiers RD 128 / 91190 Saint-Aubin, France