



HAL
open science

Méthodes d'asservissement visuel pour l'appontage d'hélicoptères

Quang Huy Truong

► **To cite this version:**

Quang Huy Truong. Méthodes d'asservissement visuel pour l'appontage d'hélicoptères. Automatique / Robotique. Institut Supérieur de l'Aéronautique et de l'Espace (ISAE), 2018. Français. NNT : . tel-01899101

HAL Id: tel-01899101

<https://hal.science/tel-01899101v1>

Submitted on 19 Oct 2018

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.



THÈSE

En vue de l'obtention du

DOCTORAT DE L'UNIVERSITÉ DE TOULOUSE

Délivré par : *l'Institut Supérieur de l'Aéronautique et de l'Espace (ISAE)*

Présentée et soutenue le *31 mai 2018 (31/05/2018)* par :

QUANG HUY TRUONG

Méthodes d'asservissement visuel pour l'appontage d'hélicoptères

JURY

SOPHIE TARBOURIECH	Directeur de Recherche	Examineur
GUILLAUME VARRA	Ingénieur R&D	Examineur
NICOLAS MARCHAND	Directeur de Recherche	Rapporteur
RACHID OUTBIB	Professeur d'Université	Rapporteur
T. RAKOTOMAMONJY	Ingénieur de Recherche	Co-Directeur de thèse
JEAN-MARC BIANNIC	Directeur de Recherche	Co-Directeur de thèse

École doctorale et spécialité :

EDSYS : Automatique 4200046

Unité de Recherche :

Equipe d'accueil ONERA DTIS-PSEV

Directeurs de Thèse :

Jean-Marc BIANNIC et Thomas RAKOTOMAMONJY

Rapporteurs :

Nicolas MARCHAND et Rachid OUTBIB

Remerciements

Le travail évoqué dans cette thèse de doctorat n'est pas juste le fruit d'un travail personnel de longue haleine : c'est le résultat d'un doctorant, certes, mais aussi de tous ceux qui l'ont plus ou moins influencé. Je vais donc tâcher de remercier tous ceux qui m'ont supporté¹ ces dernières années.

Mes remerciements vont tout d'abord à mes directeurs de thèse, Thomas Rakotomamonjy et Jean-Marc Biannic, qui m'ont accompagné et guidé tout au long de ce travail. Leur disponibilité et leurs bons conseils m'ont dépanné plus d'une fois pendant ces trois années passées à l'ONERA. Merci de m'avoir donné l'opportunité de travailler sur un sujet aussi passionnant et varié, où je n'y connaissais pas grand chose, mais aussi de m'avoir donné les outils pour parfaire mes connaissances en automatique. Je remercie aussi Armin Taghizad et Henry de Plinval d'avoir jeté un œil à mes travaux de temps à autres et de m'avoir fait part en même temps de leur expertise dans leurs domaines respectifs.

Je remercie ensuite l'ONERA pour m'avoir accordé à la dernière minute cette bourse, sans laquelle cette thèse n'aurait pu exister. Je remercie mes collègues de Salon-de-Provence pour l'accueil tout au long de mon séjour, à commencer par Laurent Chaudron pour l'accueil (musical) au centre puis toute l'équipe du DCSP pour l'aide administrative. Je tiens particulièrement à rendre hommage à mes collègues de la désormais ex-unité PSEV, permanents comme doctorants et stagiaires. J'ai passé trois merveilleuses années en votre compagnie, dans des conditions optimales de travail, et avec un cadre très agréable grâce à ses nombreuses discussions de comptoir, sessions sportives du midi, repas et autres afterworks partagés qui m'ont permis de profiter de quelques instants de détente plus que bienvenus. Un petit mot aux doctorants : merci aux prédécesseurs - Jean-Charles en premier - pour m'avoir montré la voie, et bon courage aux suivants pour finir leurs travaux. Merci à José pour les fous rires et surtout pour les bons conseils : ton point de vue pragmatique sur l'appontage a été très utile pour l'orientation de mes recherches. Ce fut un réel plaisir de partager ces moments en votre compagnie. Le seul bémol, c'est que le temps est passé super vite!

Je remercie aussi ma famille, que j'embrasse, pour tout le soutien apporté pour le meilleur et pour le pire, avant et pendant cette thèse. Surtout, merci infiniment à mes parents qui ont toujours misé sur notre avenir au détriment de leur confort, et m'ont ainsi permis d'aller jusqu'à ce niveau. Sans eux je ne sais pas si j'aurais autant persévéré.

Et enfin, je remercie de leur présence mes amis de Lille, Nantes, et particulièrement ceux d'Aix-en-Provence – trop nombreux pour être cités : Anthony et Floréale d'abord, pour leur franche amitié et les sessions musicales et sportives (et que je me réjouis de retrouver bientôt à Toulouse), puis Christina, qui me permet de garder mon âme d'enfant. Mais je n'oublie pas non plus Sylvain, qui, en étant au bon endroit au bon moment, m'a permis de rencontrer plein de gens formidables comme Aurore, Ugo, Younes, Benjamin, [...] et les autres habitués

1. Dans tous les sens du terme, de près ou de loin.

des meetings du mercredi soir. Sans eux, mon temps passé à Aix n'aurait pas eu la même saveur. Je ne compte d'ailleurs plus les heures passées devant le Kerry, en randonnées ou autres. Enfin, je finis avec une mention spéciale pour mes anciens colocataires de l'avenue reine Astrid (Raphäel, Laura, Hadi, Angélique, Marine, Anna et Jonas), à qui j'ai mené la vie dure à bien des égards (*#dictature*) mais qui m'ont toujours pardonné.

Table des matières

Remerciements	i
Table des figures	xiv
Liste des tableaux	xvi
Table des sigles et acronymes	xvii
Introduction	1
Contexte des travaux	1
Un bref état des lieux	3
Objectifs de la thèse	5
Démarche suivie	5
1 Etat de l’art et pré-requis	7
1.1 Mécanique du vol des hélicoptères	7
1.1.1 Première approche	8
1.1.2 HOST, un code de calcul pour simuler la mécanique du vol d’appareils à voilures tournantes	8
1.1.3 Pilotage d’un hélicoptère	9
1.1.4 Un modèle complexe mais linéarisable	12
1.2 La norme ADS-33E-PRF	18
1.2.1 Contexte	18
1.2.2 Fonctionnement	18
1.2.3 Les Réponses-Types, des lois usuelles pour la commande d’hélicoptère	20
1.2.4 Critères de l’ADS-33 - Définition et utilisation	21
1.2.5 Critères dans le cadre d’un appontage	26

1.2.6	Liens avec des critères classiques de l'automatique	28
1.3	Synthèse de correcteurs pour lois de commande	30
1.3.1	Techniques de synthèse - Cas général	30
1.3.2	Applications au réglage de lois de pilotage d'hélicoptères	34
1.4	Asservissement visuel	37
1.4.1	Présentation générale	37
1.4.2	Aspects géométriques et formation des images	39
1.4.3	Utilisation de lois de commande basées vision	44
1.5	Synthèse anti-windup	51
1.5.1	Le phénomène de <i>windup</i> et l'utilité de l'anti-windup	51
1.5.2	Principaux développements	51
1.5.3	Historique rapide sur la synthèse anti-windup	52
1.5.4	Anti-windup et asservissement visuel	55
1.5.5	Stabilité et performance des systèmes saturés	55
2	Méthode de calcul de gains basée sur les critères de Qualité de Vol, pour lois de commande en vitesse	61
2.1	Différentes architectures pour lois de commandes en vitesse	62
2.2	Calcul de gains basé sur des critères de Qualité de Vol	64
2.2.1	Simplification des modèles	64
2.2.2	Calcul de gains pour lois de commande bas-niveau	69
2.2.3	Calcul de gains pour les lois en vitesse (TRC)	80
2.3	Validation des lois de commande	83
2.3.1	Réponse temporelle - Simulations avec HOST	83
2.3.2	Respect des critères de la norme ADS-33	88
2.3.3	Analyse de robustesse	91
2.4	Autres tentatives de synthèse envisagées	94

2.4.1	Synthèse multi-modèle pour lois bas-niveau	95
2.4.2	Synthèse robuste avec réduction des couplages inter-axes	98
3	Mise en place d'une boucle de commande utilisant l'asservissement visuel et lois de commande en vitesse	101
3.1	Contexte opérationnel	102
3.1.1	L'appontage : une mission, plusieurs manœuvres	102
3.1.2	Description de la cible : l'helideck du navire	104
3.2	Architecture de commande basée vision pour appontage d'hélicoptères	105
3.2.1	Avantage de l'IBVS comme technique d'asservissement visuel	105
3.2.2	Loi de commande basée vision (version de base)	105
3.2.3	Conditions usuelles de stabilité	107
3.2.4	Applications sous-actionnées, avec architecture en cascade IBVS-TRC	108
3.3	Analyse des lois proposées	113
3.3.1	Scénarios	113
3.3.2	Choix d'une loi IBVS	114
3.3.3	Limites de la loi choisie	119
3.4	Bilan	124
4	Augmentation du domaine de stabilité et maintien des performances du système par ajout d'un filtre anti-windup	129
4.1	Le contexte	130
4.1.1	Les limitations actuelles et leurs conséquences	130
4.1.2	Les besoins supplémentaires pour un appontage par commande IBVS	132
4.1.3	Objectifs du chapitre	134
4.2	Un premier compromis intuitif pour augmentation de stabilité	135
4.2.1	Architecture adoptée	135
4.2.2	Résultats	138

4.3	Une autre approche basée DLAW alliant stabilisation et performance	145
4.3.1	Mise en forme LFR pour la synthèse anti-windup	146
4.3.2	Application des outils d'analyse et de synthèse	148
4.4	Bilan	155
5	Evaluation des lois de commande sur simulateur temps-réel pour application réaliste	159
5.1	PycsHEL, un simulateur temps-réel pour hélicoptères	160
5.2	Procédure d'implémentation sur simulateur	161
5.2.1	Création d'un modèle « boîte noire » pour lois de commande	161
5.2.2	Architecture du modèle ControlLaw	161
5.3	Validation des modes de pilotage	162
5.3.1	Tests unitaires et scénarios de validation	162
5.3.2	Résultats des tests unitaires	164
5.3.3	Validation dans le cadre d'un appontage	167
	Discussion de synthèse	169
	Conclusion et perspectives	171
A	Description des niveaux de mer	173
B	Modélisation - Repères et matrices de passage	175
B.1	Définition des repères	175
B.2	Matrices de passage pour changement de repère	176
B.2.1	Angles d'Euler et conventions pour la rotation	176
B.2.2	Changement de coordonnées - Matrice homogène	178
B.2.3	Cas des vitesses pour un changement de repère	179
C	Synthèse robuste par résolution d'un problème H-infini	181

C.1	Pré-requis – Normes et propriétés	181
C.1.1	Définitions	181
C.1.2	Propriétés de la norme H-infinie	182
C.2	Enoncé du problème	183
C.2.1	Hypothèses de départ	183
C.2.2	Spécification du problème	184

Bibliographie		200
----------------------	--	------------

Table des figures

1	Dispositif ALAH - IPD (gauche) et BRH (droite)	2
1.1	Commandes pilote (schéma extrait de la thèse de J.-C. Antonioli [14])	10
1.2	Filtre passe-bas d'ordre 2 saturé en position & vitesse	15
1.3	Approximation d'un intégrateur limité	16
1.4	Forme standard associée au modèle d'actionneur non linéaire, saturé en amplitude et vitesse	17
1.5	Forme standard du système complet, avec saturations, perturbations, et incertitudes	17
1.6	Classification des Qualités de Pilotage (échelle HQR de Cooper-Harper)	19
1.7	Réponses-Types requises en fonction des MTE/UCE [4]	21
1.8	Manœuvre de mesures dans le cadre d'un pilotage en taux angulaires [4]	22
1.9	Placement des modes propres d'un hélicoptère, avec limites applicables en vol « stationnaire et basse vitesse » (issu de [4], avec annotations)	23
1.10	Mesures temporelles (simulées ou enregistrées) et paramètres utiles pour évaluation d'agilité (issu de [4], avec annotations)	24
1.11	Critère de positionnement d'Attitude Quickness, appliqué aux angles de roulis, de tangage et de cap (issu de [4])	24
1.12	Diagramme de phase annoté, utilisé pour le calcul de la « bande passante » ω_{BW} et du « retard de phase » τ_p , appliqué au roulis [4]	25
1.13	Critère de placement du retard de phase en fonction de la bande passante, appliqué aux angles de roulis, de tangage et de cap (issu de [4])	25
1.14	Interconnexion entre un système $M(s)$ et des perturbations Δ	32
1.15	Exemple d'asservissement visuel, avec (a) la position caméra désirée par rapport à une cible, (b) la position initiale, et (c) les images correspondantes initiale (bleu) et désirée (rouge) (extrait de [6])	37
1.16	Exemple de projection perspective	40
1.17	Exemple de projection sphérique [82]	40

1.18	Caméra à modèle sténopé [83]	41
1.19	Caméra à vision centrale catadioptrique [83]	41
1.20	Schéma du plan image (projection perspective)	43
1.21	Schéma-bloc d'une architecture de commande avec deux boucles imbriquées	49
1.22	Représentation de la fonction zone morte par des conditions modifiées de secteur	57
2.1	Commande en vitesse d'un hélicoptère - Schéma de principe	62
2.2	Architecture d'une loi TRC basée AC - Schéma de principe	63
2.3	Architecture d'une loi TRC basée RC - Schéma de principe	63
2.4	Placement des modes propres avec lois ACAH, RCHH, RCDH	71
2.5	Placement des modes propres avec lois RCAH, RCHH, RCDH	72
2.6	Changement de signe du gain intégral (gains 1 \rightarrow 2)	75
2.7	Changement de signe du gain dérivé (gains 1 \rightarrow 3) - ACAH	76
2.8	Changement de gain proportionnel (gains 3 \rightarrow 4 \rightarrow 5) - ACAH	78
2.9	Evaluation du critère de stabilité pour des vitesses d'équilibre u_e de 0 à 30 m/s - Boucle de commande ACAH	79
2.10	Evaluation du critère de stabilité pour des vitesses d'équilibre u_e de 0 à 19 m/s - Boucle de commande RCAH	80
2.11	Modèle pour synthèse \mathcal{H}_∞ robuste d'une loi TRC (exemple pour loi TRC basée AC sur u)	81
2.12	Mise en forme LFR du problème \mathcal{H}_∞ à résoudre (TRC(u))	81
2.13	Loi RCHH - Réponse à un échelon sur w	84
2.14	Loi RCDH - Réponse pour atteindre la consigne ψ^c (manœuvre 1)	84
2.15	Loi RCDH - Réponse pour atteindre l'angle de consigne ψ^c (manœuvre 2)	85
2.16	Loi RCAH (p, q) - Réponse à une consigne échelon de changement d'attitude	86
2.17	Loi ACAH (ϕ, θ) - Réponse à une consigne échelon de changement d'attitude	86
2.18	Réponse à une consigne échelon de changement de vitesse (TRC basé AC)	87
2.19	Réponse à une consigne échelon de changement de vitesse (TRC basé RC)	87

2.20	Evaluation du critère de stabilité pour des vitesses d'équilibre u_e de 0 à 20 m/s - Boucle de commande TRC basée AC	88
2.21	Evaluation du critère de stabilité pour des vitesses d'équilibre u_e de 0 à 20 m/s - Boucle de commande TRC basée RC	89
2.22	Critères d'agilité, sur (ϕ, θ) , avec lois ACAH et RCAH	90
2.23	Critère d'agilité sur ψ , pour loi RCDH	90
2.24	Critère de précision sur ϕ et θ , pour loi ACAH	91
2.25	Mise en forme pour μ -analyse du système commandé par une loi TRC	92
2.26	Modèle générique avant définition du problème \mathcal{H}_∞	96
2.27	Mise en forme pour synthèse multi-modèle \mathcal{H}_∞ d'une loi bas-niveau	96
2.28	Comparaison des modes propres du système en boucle fermé, avec les gains G1 ou G3	98
2.29	Mise en forme pour synthèse \mathcal{H}_∞ avec réduction des couplages	99
3.1	Procédure <i>Fore aft</i> [2]	102
3.2	Procédure <i>Oblique</i> [2]	103
3.3	Procédure <i>Cross-Deck</i> [2]	103
3.4	Procédure <i>Astern</i> [2]	103
3.5	Appontage d'un hélicoptère sur une frégate	104
3.6	Utilisation d'une caméra pour l'asservissement visuel (identification de points)	105
3.7	Scénario (A) - Consignes et réponse temporelle du système - Position	115
3.8	Performances - Position - Scénario (A)	115
3.9	Scénario (A) - Erreur sur la fonction image	116
3.10	Scénario (B) - Consignes et réponse temporelle du système - Position	117
3.11	Scénario (B) - Performances - Position	117
3.12	Scénario (B) - Erreur sur la fonction image (1/2)	118
3.13	Scénario (B) - Erreur sur la fonction image (2/2)	118
3.14	Scénario (B) - Attitude	119

3.15	Scénario (C) - Position	120
3.16	Scénario (C) - Attitude	120
3.17	Scénario (C) - Actionneurs	121
3.18	Scénario (D) - IBVS3 - Position (gains Chapitre 2)	122
3.19	Scénario (D) - IBVS3 - Position (gain K_u plus élevé)	122
3.20	Scénario (D) - IBVS3 - Vitesse (gains Chapitre 2)	122
3.21	Scénario (D) - IBVS3 - Vitesse (gain K_u plus élevé)	123
3.22	Scénario (D) - IBVS3 - Actionneurs (gains Chapitre 2)	123
3.23	Scénario (D) - IBVS3 - Actionneurs (gain K_u plus élevé)	123
3.24	Scénario (E) - IBVS3 - Position	124
3.25	Scénario (E) - IBVS3 - Performances - Position	124
3.26	Scénario (E) - IBVS3 - Attitude	125
3.27	Scénario (E) - IBVS3 - Actionneurs	125
3.28	IBVS partiel - Position	126
3.29	IBVS partiel - Position - Erreur	126
3.30	IBVS partiel - Actionneurs	126
3.31	IBVS partiel - Activité des saturations	127
3.32	IBVS partiel - Attitude	127
4.1	Structure en cascade : double intégration donc double windup (cas basé AC)	130
4.2	Variation de vitesse longitudinale et activité des actionneurs - Système avec loi TRC basée AC (gains chapitre 2)	130
4.3	Courbes de performance pour les systèmes avec lois TRC	131
4.4	Spectre de houle, en fonction des états de mer (sea state (SS))	134
4.5	Architecture avec pré-compensation (cas général)	135
4.6	Pré-compensateur - Filtre avec retour anti-windup (exemple pour l'axe longitudinal)	137
4.7	Filtre « de Krikelis » avec accélération de consigne bridée (noté Filtre 1) . . .	137

4.8	Système avec Filtre 1 - Réponse à un échelon de vitesse u^c	138
4.9	Système avec Filtre 1 - Déplacement de 5m, cible statique	139
4.10	Système avec Filtre 1 - Déplacement de 30m, cible statique - Position	139
4.11	Système avec Filtre 1 - Déplacement de 30m, cible statique - Actionneurs	140
4.12	Système avec Filtre 1 - Attitude lors d'un changement de position de 30m	140
4.13	Système avec Filtre 1 - Vitesse lors d'un changement de position de 30m	141
4.14	Système avec Filtre 1 - Comportement pour une tâche de suivi de navire	142
4.15	Système avec Filtre 1 - Erreur en positionnement pendant le suivi de navire	142
4.16	Système avec Filtre 1 - Vitesse lors d'une tâche de suivi de navire	143
4.17	Système avec Filtre 1 - Comportement pour un recalage en position lors d'un suivi de navire	143
4.18	Système avec Filtre 1 - Erreur en positionnement pendant le suivi de navire	144
4.19	Système avec Filtre 1 - Vitesse lors d'un changement de position avec suivi de navire	144
4.20	Mise en forme du système avec saturations en fonctions zones mortes, avant définition d'une forme standard	146
4.21	Modèle LFR pour synthèse anti-windup	147
4.22	Filtre actif avec retour anti-windup linéaire - Structure (B)	148
4.23	Structures (A) et (B) - Courbes de performances	149
4.24	Marge de stabilité du système initial pré-filtré, en fonction de la fréquence du filtre	150
4.25	Filtre actif avec retour anti-windup	151
4.26	Fréquence de coupure et marge de stabilité estimée, en fonction de l'erreur en vitesse e	152
4.27	Niveaux de stabilité et de performance pour le système avec filtres actif ou classiques, et pour le système initial non-précompensé	153
4.28	Système avec filtre actif, avec les données du Tableau 4.3 et la consigne $u^c = \rho_{max}$	153
4.29	Système avec filtre actif, avec les données du Tableau 4.3 et la consigne $u^c = \rho_{max}$	154

4.30	Marge de stabilité théorique, en fonction de l'écart en fréquence $f_{0c} - f_{min}$ et L_e (exemple pour $f_{min} = 0,57$ Hz)	155
4.31	Comportement des Filtres 1 et 2 pour un déplacement de 5 m	156
4.32	Comportement des Filtres 1 et 2 pour un déplacement de 30 m	157
4.33	Comportement du Filtre 2 pour un suivi de navire avec recalage en position	158
5.1	Aperçu du banc PycsHEL	160
5.2	Consignes données via les manches collectif, cyclique et pédaaliers	163
5.3	Validation de l'ACAH sur PycsHEL - Suivi des consignes (ϕ^c, θ^c)	165
5.4	Validation du TRC basé RC et du RCHH sur PycsHEL - Suivi des consignes (u^c, v^c, w^c)	166
5.5	Validation du TRC basé AC et du RCHH sur PycsHEL - Suivi des consignes (u^c, v^c, w^c)	166
5.6	Validation du RCDH sur PycsHEL - Suivi des consignes r^c	166
5.7	Validation du RCAH sur PycsHEL - Suivi des consignes (p^c, q^c)	167
B.1	Repères utiles pour ce mémoire	175
B.2	Représentation des angles liant le repère terre et le repère hélicoptère (schéma issu de [14])	177
C.1	Interprétation de la norme \mathcal{H}_∞ dans le domaine temporel	182
C.2	Forme standard $M(s)$ interconnecté avec des perturbations Δ	182
C.3	Représentation LFT du système $M(s)$ représentant l'interconnexion (P, K)	183
C.4	Représentation LFT du problème \mathcal{H}_∞ structuré	184
C.5	Forme standard avec pondération du problème \mathcal{H}_∞ structuré	185

Liste des tableaux

1.1	Commandes pilote disponibles	9
1.2	Etats usuels du système « hélicoptère »	10
1.3	Réponses-Types/Lois de commande usuelles, tel que recommandé par la norme ADS-33	20
1.4	Valeurs max pour les paramètres de la réponse en vitesse verticale [4]	26
1.5	Bandes passantes à respecter pour un niveau 1 de Qualité de Vol [30] (cas restrictif du MTE <i>Target Acquisition and Tracking</i>)	28
2.1	Entrées/Sorties utilisées pour les lois incluses dans le contrôleur TRC (RCHH, RCDH, AC, RC, TRC \rightarrow AC et TRC \rightarrow RC)	62
2.2	Fonctions de transfert (système simplifié) pour les différentes lois de commande bas-niveau	68
2.3	Paramètres choisis pour première synthèse de correcteurs	71
2.4	Paramètres Actionneurs	73
2.5	Pôles et Zéros du système découplé, sur l'axe de cap (loi RCDH)	73
2.6	Différents jeux de gains pour la loi RCDH	74
2.7	Résumé de l'analyse de sensibilité, par gain	77
2.8	Nouveau jeu de gains (G1), après recalages	78
2.9	Nouveau jeu de gains (G2), plus approprié pour du multi-modèle	80
2.10	Gains obtenus pour lois TRC, à associer aux gains (G2)	83
2.11	Sélection des lois pour différentes configurations de pilotage	83
2.12	Temps de montée équivalents des lois en vitesse (toutes configurations)	89
2.13	Amplitude maximum a priori des incertitudes complexes sur les perturbations aérologiques, regroupées dans Δ_1	93
2.14	Amplitude maximum a priori des incertitudes complexes sur les mesures, regroupées dans Δ_2	93

2.15	Amplitude maximum estimée des incertitudes complexes sur les perturbations aérologiques, regroupées dans Δ_1	94
2.16	Amplitude maximum estimée des incertitudes complexes sur les mesures, regroupées dans Δ_2	94
2.17	Définition des critères employés, en fonction du cas de synthèse	95
2.18	Nouveau jeu de gains (G3), après synthèse robuste multi-modèle	97
3.1	Résumé des deux lois IBVS retenues et leurs particularités	113
3.2	Bilan - Critères examinés pour évaluation des lois IBVS en fonction du scénario	114
4.1	Marges de stabilité ρ_{max} par degré de liberté, selon l'architecture TRC employée	131
4.2	Valeurs des paramètres d'intérêt en fonction de l'état de mer [189]	133
4.3	Valeurs numériques pour cet exemple	152
5.1	Sélection des lois de commande dans PycsHEL	161
5.2	Amplitude maximale des consignes aux manches, pour chaque lois pilotée . .	163
5.3	Performances pour chaque configuration de commande, sur PycsHEL et sur HOST hors-ligne, pour le Scénario 1	164
A.1	Etat de mer et hauteur des vagues	173
A.2	Etat de mer et dynamique de houle	174

Table des sigles et acronymes

AC	<i>Attitude Control</i>
ACAH	<i>Attitude Command, Attitude Hold</i>
ADS-33	<i>Aeronautical Design Standard</i>
AFCS	<i>Automatic Flight Control Systems</i> (Systèmes de contrôle de vol automatisé)
BMI	<i>Bilinear Matricial Inequalities</i>
CONTAHCT	CONception d'une assisTance à l'Appontage Hélicoptères intégrant des techniques basées CapTeurs
DLAW	<i>Direct Linear Anti-Windup</i>
DLR	<i>Deutsches Zentrum für Luft und Raumfahrt</i>
DTIS	Département Traitement de l'Information et Systèmes
EPIC	Etablissement Public à caractère Industriel et Commercial
ERF	<i>European Rotorcraft Forum</i>
FMS	<i>Flight Management System</i>
HOST	<i>Helicopter Overall Simulation Tool</i>
HQR	<i>Cooper-Harper Handling Qualities Rating</i>
ICAD	<i>Individual Channel Analysis and Design</i>
ICD	<i>Individual Channel Design</i>
IBVS	<i>Image-Based Visual Servoing</i>
LFR	<i>Linear Fractional Representation</i>
LFT	<i>Linear Fractional Transformation</i>
LMI	<i>Linear Matricial Inequalities</i>
LPV	<i>Linear Parameter-Varying</i>
LQ	<i>Linear Quadratic</i>
LTI	<i>Linear Time-Invariant</i>
MIMO	<i>Multi-Inputs/Multi-Outputs</i>
MRAW	<i>Model Recovery Anti-Windup</i>
MTE	<i>Mission Task Element</i>
ONERA	Office National d'Etudes et de Recherches Aérospatiales
PA	Pilote Automatique
PBVS	<i>Position-Based Visual Servoing</i>
PID	Proportionnel, Intégral et Dérivé
PIO	<i>Pilot-Induced Oscillations</i> (pompage piloté)
PSEV	Pilotage, Simulation et Expérimentation en Vol

PycsHEL	Banc de Prototypage et Conception des Systèmes pour HELicoptères
QdV	Qualité de Vol
RC	<i>Rate Control</i>
RCAH	<i>Rate Command/Attitude Hold</i>
RCDH	<i>Rate Command/Direction Hold</i>
RCHH	<i>(Vertical) Rate Command/Altitude (Height) Hold</i>
SISO	<i>Single-Input/Single-Output</i>
TRC	<i>Translational Rate Command</i>
UCE	<i>Usable Cue Environment</i>
VTOL	<i>Vertical Take-Off and Landing</i>

Introduction

Sommaire

Contexte des travaux	1
Un bref état des lieux	3
Objectifs de la thèse	5
Démarche suivie	5

Contexte des travaux

Un hélicoptère est un véhicule aérien muni d'un rotor principal et d'un rotor arrière. Du fait d'une telle configuration, c'est un appareil soumis à de nombreuses instabilités et de couplages interaxiaux. Pour autant, un hélicoptère peut - a contrario d'un avion - voler à basse vitesse et en stationnaire, ce qui le rend particulièrement intéressant dans certaines situations, par exemple pour un sauvetage. Dès lors ces appareils sont très prisés pour de nombreuses missions, sous conditions pour le pilote de produire un effort conséquent pour manœuvrer de façon stabilisée tout au long de sa mission.

Parmi les différentes missions données aux pilotes d'hélicoptères l'appontage fait partie des missions les plus difficiles. Cette difficulté existe en grande partie à cause de la présence d'un environnement extérieur stressant, caractérisé par des conditions météorologiques parfois défavorables. Dans le cadre d'un appontage sur navire s'ajoutent des facteurs tels que les mouvements du navire ainsi que l'aérodynamique singulière autour du pont (dus aux effets de masquage par les hangars) [1]. La présence de ces aléas météorologiques complique les manœuvres du pilote qui se retrouve obligé de procéder en trois étapes, conformément aux procédures en vigueur : une première approche près du navire, puis stabilisation (relative) à proximité immédiate de celui-ci, et enfin l'atterrissage sur le pont [2]. Ces deux dernières étapes, couplées au besoin de stabiliser un appareil naturellement instable au-dessus d'un navire en mouvement, donnent au pilote une importante charge de travail. Un récent rapport [3] présenté au congrès ERF² en 2012 fait d'ailleurs un état des lieux des nombreux accidents qui se produisent lors de ce type de procédure, avec une prépondérance notable d'accidents lors de la phase d'approche (environ 40 %).

Dès lors de nombreux systèmes ont été développés pour faciliter la tâche des pilotes. Les premiers systèmes d'aide à l'appontage ont fait leur apparition il y a une trentaine d'années sous forme d'indicateurs visuels. On peut par exemple citer la présence au sein de la marine

2. *European Rotorcraft Forum*

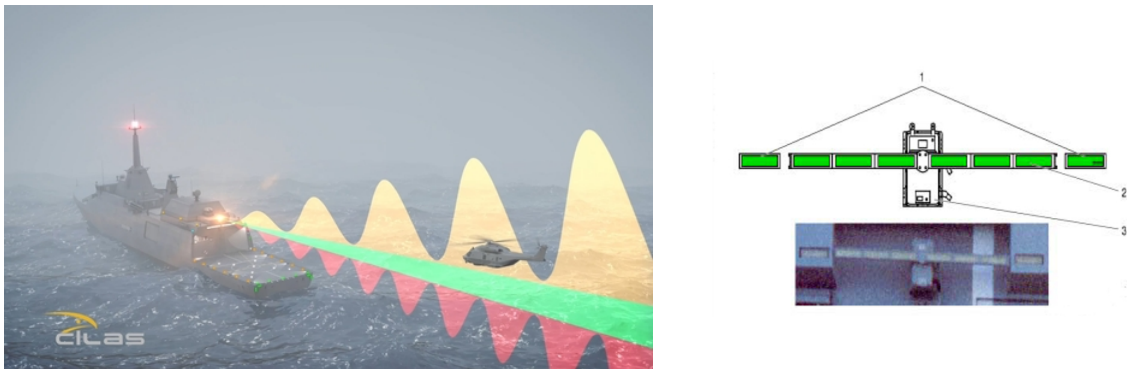


FIGURE 1 – Dispositif ALAH - IPD (gauche) et BRH (droite)

française du dispositif ALAH³ qui se compose d'un IPD⁴ et d'une BRH⁵, visibles dans la Figure 1. Ces derniers permettent au pilote de connaître sa pente de descente via l'IPD et le roulis approximatif du navire via la BRH. A ceux-ci s'ajoutent, pour les appareils les plus récents i.e. a fortiori équipés de commandes de vol électriques (CDVE), des systèmes de stabilisation automatique. Pour autant le pilote, en liaison avec l'officier d'appontage, doit constamment faire preuve d'une efficacité et d'une attention maximales pour exécuter sa mission d'approche et de posé conformément aux procédures en vigueur. Il doit en outre être paré à l'éventualité d'une manœuvre d'urgence, tout en sachant que son appareil est limité mécaniquement.

Projet CONTAHCT⁶ - Propositions envisagées C'est dans ce contexte que s'inscrit le projet de recherche CONTAHCT mené à l'ONERA⁷. Les objectifs de ce projet sont de mettre au point et d'évaluer différentes techniques d'aide au pilotage lors d'un appontage d'hélicoptères, que ce soit lors d'une procédure de stabilisation relative ou pour le posé. Parmi les solutions techniques envisagées, une attention particulière est portée sur l'utilisation de systèmes de pilotage automatique basé vision. En effet le développement croissant des capacités de traitement et de calcul sur les systèmes embarqués a permis l'émergence d'un panel de calculateurs utilisant les données extraites directement de prises de vue caméra pour le pilotage, le guidage et la navigation. Grâce à un traitement temps-réel des informations visuelles par des algorithmes dédiés il est ainsi possible de faire naviguer des véhicules basés sur des objectifs de suivi, comme lors d'une phase de vol stationnaire au-dessus d'un navire. Ainsi l'exécution de la mission peut être facilitée par l'emploi de telles techniques d'asservissement visuel.

Toutefois l'emploi d'un asservissement visuel passe au préalable par l'emploi de lois de pilotage avancées. Or, bien que fréquent chez les drones et disponible sur les hélicoptères récents, ce type de loi de commande pour hélicoptères n'est pas prêt à l'emploi pour des

3. Aide Lumineuse à l'Appontage pour Hélicoptères

4. Indicateur de Pente de Descente

5. Barre de Référence Horizon

6. CONception d'une assistTance à l'Appontage Hélicoptères intégrant des techniques basées CapTeurs

7. Office National d'Etudes et de Recherches Aérospatiales

Introduction

missions d'appontage, faute de validation et certification.

Problématiques principales Pour être certifiable, l'appareil commandé doit tout d'abord respecter des critères de Qualité de Vol (QdV⁸) : toute mission requiert un niveau minimum de QdV, évalués en fonction du comportement de l'appareil suite à une consigne donnée. Pour les hélicoptères, la norme internationale militaire **ADS-33E-PRF** [4] (notée ADS-33⁹ par la suite) sert de référence pour définir ces critères. La prise en compte des critères de QdV constitue donc un premier obstacle à franchir, pour deux raisons.

- Tout d'abord, cette norme ne se base pas totalement sur des critères classiques en automatique. Sur les trois critères employés dans la norme, seul le critère de stabilité est basé sur un critère classique. Cette particularité ne permet pas d'utiliser des techniques standards de synthèse en automatique qui prennent parfaitement en compte ces critères.
- Ensuite, les critères ne sont définis qu'au cas par cas, en fonction des missions élémentaires. Dès lors, dû à la diversité des situations possibles une mission d'appontage n'est pas définie dans l'ADS-33.

Cette démarche de synthèse basée sur les critères de QdV n'est donc pas triviale.

Un autre point parfois négligé lors de la synthèse de lois de commande basées vision est le manque de considération directe de la dynamique réelle de l'appareil. La plupart des algorithmes basés vision se contentent principalement des relations géométriques entre la caméra et sa cible, et génèrent des consignes parfois peu réalistes pour le système. En particulier, un aspect non considéré mais important pour la robustesse des lois de commande concerne les limites dynamiques des actionneurs du système. Face à des consignes irréalistes, les actionneurs peuvent quitter le fonctionnement nominal et entrer en saturation. Dès lors ce comportement engendre dans la boucle de commande une déstabilisation du système parfois fatale, et limite a priori l'utilisation de ce type de loi de commande.

Un bref état des lieux

La plupart des travaux relatifs à l'asservissement visuel reposent sur une architecture de commande à structure hiérarchique, i.e. avec une commande bas-niveau et une commande haut-niveau. Suivant cette logique une loi de commande bas-niveau contrôle les actionneurs de sorte que l'état commandé - souvent un état du système - atteigne une consigne donnée. En parallèle la loi de commande basée vision est employée comme commande haut-niveau pour générer cette dite-consigne. Cette architecture est visible par exemple dans les travaux de Bourquardez [5] et aussi employée par les lois de commande basées vision que l'on trouve dans les tutoriels de Chaumette et Hutchinson [6][7]. Dans leurs exemples le robot asservi visuellement est commandé en vitesse sur ses six degrés de liberté, ceci afin de se positionner par rapport à une cible aussi bien fixe que mobile. Les fondements théoriques de l'asservisse-

8. Qualité de Vol

9. *Aeronautical Design Standard*

ment visuel employé se contentent alors uniquement de considérations géométriques entre la caméra et sa cible, et font toutefois abstraction des aspects sous-actionnés d'un appareil de type VTOL¹⁰ comme un hélicoptère.

Pour une application pratique sur hélicoptère ce choix d'architecture implique dès lors de développer au préalable des lois de commande avancées. Le développement de telles lois n'est pas difficile en soi : de nombreuses références de la littérature¹¹ fournissent des lois de commande aussi bien pour du pilotage automatique que manuel, et on y retrouve d'ailleurs les lois avancées les plus usuelles que sont le RCAH¹², l'ACAH¹³, le TRC¹⁴, le RCHH¹⁵ et le RCDH¹⁶ abordées dans la norme ADS-33 [4]. De plus ce type de lois est, tout comme les lois basées vision, très populaire parmi les applications pour drones et autres véhicules aériens similaires aux hélicoptères. Ainsi l'utilisation d'une loi de commande avancée compatible avec les consignes de la loi basée vision est donc théoriquement possible.

Pour autant ces lois de commande avancées doivent aussi respecter les niveaux de QdV exigés pour un appontage et définis selon des critères différents de ceux de l'automatique classique : stabilité, performance et précision ne sont ainsi pas évalués de la même manière. De telles exigences sont soulignées par Dudgeon [8], ou encore Soneson [9], sans toutefois être utilisées pour une synthèse rigoureuse en fonction des niveaux de QdV désirés. Seule une poignée d'études, comme celles d'Antonioli [10] ou de Tischler [11], ont mené vers des techniques de synthèse basées sur les critères de la norme ADS-33.

Un dernier point concerne la prise en compte des limitations mécaniques de l'appareil, en particulier les limitations de ses actionneurs : celles-ci se traduisent par une position et une vitesse limitée pour le déplacement des vérins. La non-prise en compte de ces limitations peut avoir des effets indésirables, voire dangereux, que l'on appelle « *windup* » [12]. C'est donc pour faire face à ce phénomène qu'est apparu ce qu'on appelle « *l'anti-windup* » : ce dernier fait référence à l'ajout d'un compensateur dans la boucle de commande dans le but de conserver les performances nominales en l'absence de saturation d'une part, et d'autre part de stabiliser le système en présence de saturations. Les premières approches, intuitives et appliquées jusque la fin des années 90, ont depuis laissé place à des approches plus modernes : l'approche DLAW¹⁷, basée sur un formalisme des saturations et d'une forme linéarisée du modèle du système avec loi de commande, et l'approche MRAW¹⁸, qui se sert directement de la connaissance du modèle pour le compensateur. Ces deux approches sont pleinement détaillées dans les ouvrages de Tarbouriech [13] ou de Zaccarian [12].

La mise en place d'un auto-pilote pour hélicoptères basé sur des algorithmes de commande par vision requiert donc de prendre en compte ces aspects essentiels, tout particulièrement

10. *Vertical Take-Off and Landing*

11. Voir la section 1.3.2 pour plus de détails.

12. *Rate Command/Attitude Hold*

13. *Attitude Command, Attitude Hold*

14. *Translational Rate Command*

15. *(Vertical) Rate Command/Altitude (Height) Hold*

16. *Rate Command/Direction Hold*

17. *Direct Linear Anti-Windup*

18. *Model Recovery Anti-Windup*

dans le cadre d'un appontage. Dans cette situation le respect de ces aspects conditionne fortement la confiance qu'aurait le pilote d'hélicoptère envers les consignes de son auto-pilote.

Objectif de la thèse

Cette thèse s'inscrit dans ce besoin de fournir au pilote une forme d'assistance pour l'appontage. Dans le cadre du projet CONTAHCT l'objectif n'est pas de laisser un pilote seul avec son pilote automatique, mais de lui fournir des consignes qu'il pourrait qualifier « de confiance ». Dans ce but, l'objectif adopté est de mettre en place un pilote automatique destiné au suivi de navire, construit selon une architecture de commande basée vision, et sur lequel pourrait se baser un futur système d'aide à l'appontage. Les lois de commande définies dans cette thèse doivent donc pouvoir respecter des critères de QdV donnés, de sorte à être acceptables pour un pilote. Ces mêmes lois doivent aussi prendre en considération les limites dynamiques de l'appareil, en particulier les limitations dues aux actionneurs.

Démarche suivie

La première partie de ce mémoire (chapitre 1) s'attelle à passer en revue les études déjà réalisées dans les principaux thèmes abordés dans cette thèse. Ces thèmes concernent la synthèse de lois de commande pour hélicoptères, en particulier avec prise en compte des QdV, puis l'asservissement visuel, et enfin la synthèse anti-windup. Cette partie est aussi l'occasion de présenter quelques outils et notions utiles pour aborder la suite du mémoire, comme par exemple la norme ADS-33, la dynamique du vol des hélicoptères et les modèles associés. La deuxième partie entre dans le vif du sujet et décrit les différentes étapes et résultats obtenus lors des travaux de thèse.

Le chapitre 2 est consacré à la synthèse de correcteurs avec prise en compte de critères de QdV. Le travail effectué reprend l'architecture, sous forme de correcteurs PID¹⁹, de lois de commande avancées habituellement utilisées pour contrôler la vitesse verticale (type RCHH), le taux de lacet (type RCDH), le taux de variation angulaire (type RCAH), l'attitude (type ACAH), ou la vitesse horizontale (TRC), ainsi que le modèle dynamique de l'hélicoptère. Les différents correcteurs sont assemblés de sorte à obtenir deux lois de type TRC : l'un avec boucle de commande interne proche d'un ACAH, l'autre avec boucle interne proche d'un RCAH. La méthode de synthèse employée s'inspire tout d'abord de celle utilisée par Antonioli [14], et se base sur du recalage itératif des gains pour définir les lois de la boucle de commande interne. Cette méthode est ensuite complétée par la résolution d'un problème de synthèse \mathcal{H}_∞ , permettant d'obtenir les lois TRC désirées. Ce procédé, simple, suffit amplement pour respecter des objectifs de QdV. La robustesse et le respect des critères de QdV est évaluée à l'issue de cette synthèse. Le début de cette méthode mise en place dans ce chapitre a fait l'objet de communications en congrès ([15], [16]).

19. Proportionnel, Intégral et Dérivé

Dans le chapitre 3, un étage supérieur de commande est ajouté aux deux lois TRC sous la forme d'une loi de commande basée images (type IBVS²⁰). Cet ajout est effectué afin de mettre en place l'asservissement visuel de l'appareil. Deux lois IBVS sont ainsi proposées, pour différents niveaux d'approximation, puis évaluées par le biais de scénarios de tests proches de la mission à exécuter. A l'issue de cette étude comparative une loi a été choisie pour la suite de cette thèse. La première loi de commande IBVS proposée a fait l'objet d'une communication en congrès [16].

Le chapitre 4 est consacré à l'augmentation de la marge de stabilité du système à l'aide d'un pré-compensateur avec anti-windup, placé en amont du correcteur TRC. Le choix de pré-compensateur s'est porté sur l'emploi de filtres actifs, permettant d'allier à la fois le pré-filtrage des consignes et la réduction des saturations. Une première version du pré-compensateur a fait appel à un filtrage de la consigne en vitesse et l'existence d'une limite saturante et d'un retour anti-windup non-linéaire sur le terme dérivé (l'accélération de consigne). Ce procédé intuitif suffit pour étendre significativement la stabilité du système, mais au détriment des performances. Cette architecture a fait l'objet d'une communication [17]. Cette structure basée filtrage a ensuite été améliorée par le biais d'une stratégie basée DLAW : ici le modèle du système pré-filtré par un filtre linéaire classique a été prise en compte pour évaluation de la stabilité et de la performance de celui-ci suite à un préfiltrage. Le lien obtenu entre caractéristiques du filtre, marge de stabilité et performance a alors permis d'obtenir un second pré-compensateur pouvant à la fois étendre les marges de stabilité et mieux conserver les performances.

Enfin, le chapitre 5 se focalise sur la validation des lois de commande pilotées dans un contexte plus réaliste, i.e. en présence de phénomènes non modélisés (sillage navire, etc.). Dans ce but les différentes lois pilotées sont implémentées dans le simulateur PycsHEL²¹ qui met en lien le modèle d'hélicoptère (HOST²²), le navire, et les commandes du pilote. Après une courte présentation du PycsHEL, l'ensemble du processus d'implémentation est expliqué. Celui-ci tourne autour de la mise en place d'un modèle boîte noire appelé **ControlLaw**, destiné à inclure toutes les architectures de commande possibles. La suite du chapitre porte sur les tests de validation, effectués sous la forme de divers tests unitaires, puis d'un scénario de validation à faire exécuter par un opérateur humain.

20. *Image-Based Visual Servoing*

21. Banc de Prototypage et Conception des Systèmes pour HELicoptères

22. *Helicopter Overall Simulation Tool*

Etat de l'art et pré-requis

Sommaire

1.1 Mécanique du vol des hélicoptères	7
1.1.1 Première approche	8
1.1.2 HOST, un code de calcul pour simuler la mécanique du vol d'appareils à voilures tournantes	8
1.1.3 Pilotage d'un hélicoptère	9
1.1.4 Un modèle complexe mais linéarisable	12
1.2 La norme ADS-33E-PRF	18
1.2.1 Contexte	18
1.2.2 Fonctionnement	18
1.2.3 Les Réponses-Types, des lois usuelles pour la commande d'hélicoptère	20
1.2.4 Critères de l'ADS-33 - Définition et utilisation	21
1.2.5 Critères dans le cadre d'un appontage	26
1.2.6 Liens avec des critères classiques de l'automatique	28
1.3 Synthèse de correcteurs pour lois de commande	30
1.3.1 Techniques de synthèse - Cas général	30
1.3.2 Applications au réglage de lois de pilotage d'hélicoptères	34
1.4 Asservissement visuel	37
1.4.1 Présentation générale	37
1.4.2 Aspects géométriques et formation des images	39
1.4.3 Utilisation de lois de commande basées vision	44
1.5 Synthèse anti-windup	51
1.5.1 Le phénomène de <i>windup</i> et l'utilité de l'anti-windup	51
1.5.2 Principaux développements	51
1.5.3 Historique rapide sur la synthèse anti-windup	52
1.5.4 Anti-windup et asservissement visuel	55
1.5.5 Stabilité et performance des systèmes saturés	55

1.1 Mécanique du vol des hélicoptères

Le réglage de lois de commande pour hélicoptères passe au préalable par la connaissance de la mécanique du vol naturelle de l'appareil. Cette section introduit quelques notions issues

de la littérature et utiles pour comprendre le comportement d'un hélicoptère, tout d'abord pour expliquer cette dynamique de façon intuitive avant d'introduire des modèles utilisables pour cette thèse.

1.1.1 Première approche

Il est relativement aisé d'aborder la dynamique des hélicoptères et autres appareils à voilure tournante sans rentrer dans les détails. L'ouvrage de Roger Raletz [18], « Théorie élémentaire de l'hélicoptère », fournit un résumé scientifique simple du fonctionnement des hélicoptères. Son approche très intuitive n'entre pas dans le détail des modèles analytiques, mais permet d'avoir un premier aperçu des mécanismes physiques et aérodynamiques caractéristiques du vol des hélicoptères. Ainsi des phénomènes tels que l'effet de sol, l'auto-rotation, ou les tourbillons instationnaires, sont introduits.

La mise en place de modèles analytiques est bien entendu abordée dans la littérature. L'ouvrage de Wayne Johnson [19], « Helicopter Theory », introduit dès les années 80 les modèles analytiques de mécanique du vol. Pierre Rougier [20] dans sa « Mécanique du vol de l'hélicoptère » décrit un ensemble de modèles analytiques caractérisant divers aspects relatifs à la mécanique du vol, la dynamique du rotor, les performances et les qualités de vol. Ces éléments sont complémentaires à ceux de Bramwell [21], qui comprennent en outre des modèles dynamiques et aérodynamiques.

Une attention particulière est donnée au livre de Gareth D. Padfield [22], « Helicopter Flight Dynamics : The Theory and Application of Flying Qualities and Simulation Modelling ». En plus d'aborder différents aspects inhérents à la dynamique de l'hélicoptère et présentés dans les autres ouvrages cités précédemment, l'auteur traite de la mise en place de modèles de simulation pour analyse d'équilibre et de stabilité - entre autres sous contrainte - ainsi que l'étude de sensibilité entre les commandes. Enfin, il place un point d'honneur à l'analyse des qualités de vol par le biais d'une description des critères employés. L'étude dans le cadre de conditions dégradées fait par ailleurs l'objet d'un chapitre, avec mention des effets dûs aux limitations actionneurs.

L'ensemble de ces références fournit un socle intéressant pour la mise en place d'outils analytiques pour décrire la dynamique des hélicoptères. La suite de cette section présente les notations et les modèles employés.

1.1.2 HOST, un code de calcul pour simuler la mécanique du vol d'appareils à voilures tournantes

Les nombreux modèles établis dans les références de la sous-section précédente permettent d'établir les liens qui existent entre les divers paramètres liés à l'aérodynamique de l'hélicoptère. Néanmoins la prise en compte de tous ces éléments dans le cadre de simulations réalistes demeure délicat, et plusieurs codes de calculs ont été développés dans ce but. Celui qui nous

1.1. Mécanique du vol des hélicoptères

intéresse dans le cadre de cette thèse est le code HOST[©] (Helicopter Overall Simulation Tool), un outil général de conception et de simulation réaliste pour hélicoptères [23] et issu d'une collaboration entre l'ONERA, Airbus Helicopters et le DLR¹.

Parmi les nombreuses fonctions disponibles, le code HOST[©] dispose en particulier de fonctions de générations de représentations d'état autour de points de vols, obtenues par le biais de calculs d'équilibre dans des conditions choisies. Il inclut aussi un module de simulation non-linéaire réaliste pouvant être couplé à une utilisation boîte noire sous MATLAB[©]. Ces deux fonctionnalités sont utilisées dans le cadre de cette thèse.

1.1.3 Pilotage d'un hélicoptère

Avant d'aborder la modélisation de la mécanique du vol et les différentes notations associées de façon analytique il est utile d'expliquer les bases du pilotage d'hélicoptères. Dans le cadre de cette étude on s'intéresse seulement à la formule classique², c'est-à-dire le cas d'aéronefs à voilure tournante³ composés d'un rotor principal situé au-dessus du fuselage.

1.1.3.1 Description des commandes

Le pilote dispose de quatre types de commandes, comme représenté dans la Figure 1.1 :

- Un manche collectif, actionnable verticalement,
- Un manche cyclique, actionnable longitudinalement (pour déplacements avant-arrière) et latéralement (pour déplacements droite-gauche),
- Le palonnier, couple de pédales actionnés aux pieds.

L'utilisation des deux manches permet de contrôler le rotor principal, tandis que le palonnier commande le rotor arrière. Les notations usuelles des actions aux commandes pilote sont résumées dans le Tableau 1.1. Les états du système sont expliqués dans le Tableau 1.2, définis en fonction des repères sol \mathcal{R}_0 et hélicoptère \mathcal{R} (cf. annexe B pour plus de détails).

Paramètre	Description	Agit sur
DDZ	Manche collectif	Vitesse verticale (w)
DDL	Manche cyclique latéral	Mouvements de roulis (p, ϕ)
DDM	Manche cyclique longitudinal	Mouvements de tangage (q, θ)
DDN	Palonnier	Lacet (r, ψ)

TABLE 1.1 – Commandes pilote disponibles

1. *Deutsches Zentrum für Luft und Raumfahrt*

2. Ce qu'on appelle « formule » d'une voilure tournante désigne la structure de celui-ci. Dans le cas présent, la formule classique désigne un appareil à rotor principal entraîné et avec anti-couple

3. Terme relatif aux aéronefs possédants un ou plusieurs hélices

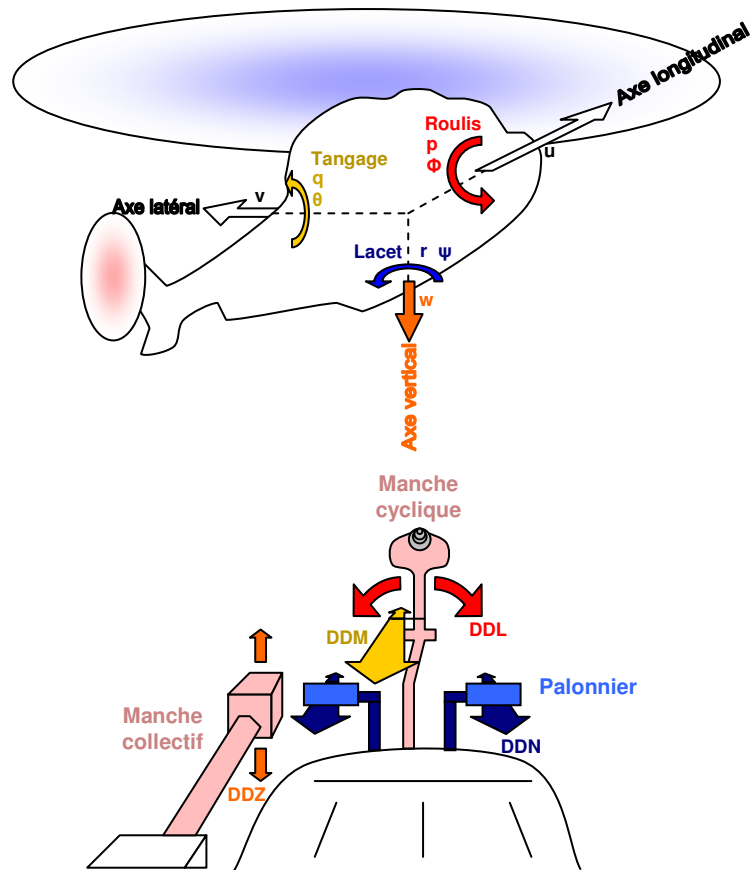


FIGURE 1.1 – Commandes pilote (schéma extrait de la thèse de J.-C. Antonioli [14])

Etat	Description
u	Vitesse longitudinale
v	Vitesse latérale
w	Vitesse verticale
p	Taux angulaire en roulis (autour de l'axe longitudinal)
q	Taux angulaire en tangage (autour de l'axe latéral)
r	Taux angulaire en lacet (autour de l'axe vertical)
ϕ	Angle de gîte
θ	Angle d'assiette
ψ	Angle de cap

TABLE 1.2 – Etats usuels du système « hélicoptère »

1.1. Mécanique du vol des hélicoptères

1.1.3.2 Fonctionnement de base

Élévation Pour prendre de l'altitude, le pilote doit tirer sur le manche du collectif (DDZ augmente). Dès lors la portance de l'hélicoptère augmente, contrant donc le poids de l'appareil, tout comme la vitesse verticale (w).

Avancement Pour avancer, le pilote doit incliner le manche du cyclique longitudinalement vers l'avant (DDM diminue), l'appareil s'incline alors vers l'avant (q et θ diminuent), de même que la force de portance. Pour contrer la perte de force verticale dû à l'inclinaison de la force de portance, le pilote doit aussi tirer sur le manche collectif pour augmenter l'amplitude de portance et ainsi conserver son altitude.

Mouvements latéraux Qu'il s'agisse d'aller à droite ou à gauche, le pilote peut se diriger latéralement en poussant le manche du cyclique dans la direction de trajectoire désirée. L'hélicoptère s'incline alors dans cette direction (selon (p, ϕ)), et là encore l'ajustement du collectif permet à l'appareil de conserver son altitude.

Changements de cap L'action se joue aux palonniers. S'il souhaite tourner à droite, il devra ainsi appuyer sur le palonnier droit (DDN), augmentant la poussée du rotor de queue vers la droite.

Le fonctionnement de base des manches et palonniers, tel qu'exposé ici, donne de façon très simplifiée un bon aperçu du comportement attendu par l'appareil. Toutefois, un ensemble d'effets indésirables rend le pilotage d'un hélicoptère plus complexe en pratique.

1.1.3.3 Effets indésirables et autres instabilités

Présence d'instabilités Un hélicoptère est un système naturellement instable : au cours d'un vol et sans aide au pilotage, un manque de réactivité, même court, de la part du pilote sur les commandes mène facilement vers une perte de contrôle de l'appareil. Pour illustrer ces propos, ce phénomène est similaire au cycliste qui pédale sans toucher au guidon et sans gérer son équilibre, il finit par chuter au bout de quelques secondes. Dans le cas d'un hélicoptère piloté, ce phénomène est amplifié. Mathématiquement parlant : tout état d'équilibre d'un hélicoptère est instable, de base. Les raisons proviennent fortement des phénomènes de couplage, expliqués ci-dessous.

Couplages aérodynamiques Compte tenu de sa structure à deux rotors, un rotor principal et un rotor de queue, le système est soumis à de forts couplages aérodynamiques. Ces phénomènes se traduisent par des effets secondaires à chaque tentative de commande. Dès lors, à chaque manœuvre le pilote doit pouvoir gérer l'ensemble de ses commandes pour compenser ces couplages, et la tâche de pilotage n'en devient que plus complexe.

Exemple (Couplage collectif-lacet)

Tirer sur le collectif se traduit par une action sur le rotor principal dans le but d'augmenter la portance. Ceci se traduit par un changement d'inclinaison des pales, ce qui - couplé avec la rotation des hélices - augmente la portance, comme prévu. Toutefois cette hausse de portance s'accompagne d'une augmentation de traînée induite et de profil, qui occasionne une hausse du couple ramené à l'axe rotor. Dès lors un changement indésirable de cap s'opère naturellement.

Cet exemple est abordé par Padfield dans son livre [22]. Dans le cas idéal il suffirait de découpler le système puis de le stabiliser pour faciliter le pilotage. Or, c'est sans compter sur les soucis de saturations actionneurs qui limitent leur amplitude de fonctionnement.

Saturation d'actionneurs La saturation des actionneurs est à prendre en compte. Le pilote, via les manches, contrôle l'inclinaison des pales rotor grâce à un système de vérins où chacun dispose d'une amplitude de fonctionnement bornée, donc limitée. Dans le cas où le pilote - en poussant excessivement un manche - tente d'actionner un vérin au-delà de sa limite d'utilisation, ce dernier va se bloquer en « bout de course » : il sature. Dans cette situation le pilote ne dispose plus forcément de la puissance nécessaire pour acquérir de la vitesse, compenser les couplages et autres instabilités. Au-delà d'une dégradation des QdV, la saturation d'un des actionneurs engendre une perte de portance dans une direction donnée et va ainsi limiter les mouvements désirés par le pilote, comme précisé par Padfield [22]. Dès lors, un des pré-requis pour la certification des systèmes d'aide au pilotage est la non-saturation des actionneurs lors des manœuvres envisagées. Il est aussi important de noter que plus un système est couplé, plus l'effet des saturations est critique pour la sécurité.

Exemple (Perte de maintien du cap)

Dans le cadre d'un vol à haute vitesse, le maintien du cap peut être menacé dès lors que les vérins associés à ce maintien saturent. A partir de ce moment l'appareil peut perdre son cap, ce qui est en général difficile à rattraper, et la probabilité d'un accident augmente fortement.

L'ensemble de ces effets indésirables explique grandement la difficulté d'un pilotage « naturel » d'hélicoptère (sans dispositif d'aide au pilotage ni loi de commande avancée). Tous ces éléments doivent donc être pris en compte lors de la conception de lois de commande. Ceci passe aussi par une connaissance du modèle de mécanique du vol d'un hélicoptère.

1.1.4 Un modèle complexe mais linéarisable

1.1.4.1 Modèle dynamique d'un hélicoptère

La modélisation de la mécanique du vol d'un hélicoptère passe par l'introduction des différents repères sol \mathcal{R}_0 et hélicoptère \mathcal{R} , explicités en annexe B, ainsi que par l'utilisation des variables d'état définies dans le Tableau 1.2.

1.1. Mécanique du vol des hélicoptères

Approche non-linéaire Une approche classique mais simple est expliquée dans le livre de Padfield [22]. Un modèle simple de dynamique du vol peut être défini via la série d'équations (1.1), directement issu de l'application sur hélicoptère du principe fondamental de la dynamique. Les commandes du pilote ($\delta_{col}, \delta_{lat}, \delta_{lon}, \delta_{ped}$) sont citées de façon implicite au travers des variables (X, Y, Z, L, M, N).

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{u} = -(wq - vr) + \frac{X}{M_H} - g \cdot \sin \theta \\ \dot{v} = -(ur - wp) + \frac{Y}{M_H} + g \cdot \cos \theta \cdot \sin \phi \\ \dot{w} = -(vp - uq) + \frac{Z}{M_H} + g \cdot \cos \theta \cdot \cos \phi \\ I_{xx} \dot{p} = (I_{yy} - I_{zz})qr + I_{xz}(\dot{r} + pq) + L \\ I_{yy} \dot{q} = (I_{zz} - I_{xx})rp + I_{xz}(r^2 - p^2) + M \\ I_{zz} \dot{r} = (I_{xx} - I_{yy})pq + I_{xz}(\dot{p} - qr) + N \\ \dot{\phi} = p + q \cdot \sin \phi \cdot \tan \theta + r \cdot \cos \phi \cdot \tan \theta \\ \dot{\theta} = q \cdot \cos \phi - r \cdot \sin \phi \\ \dot{\psi} = \frac{q \cdot \sin \phi + r \cdot \cos \phi}{\cos \theta} \end{array} \right. \quad (1.1)$$

Ce modèle reste toutefois relativement simple, et des modèles plus précis tels que ceux employés à l'ONERA, issus de HOST, fournissent un comportement plus réaliste. Pour autant ce modèle donne une bonne base de travail pour passer à un modèle linéaire. Pour cela il suffit de linéariser le système sous forme de représentation d'état.

Linéarisation autour d'états d'équilibre En automatique il est en général plus aisé de procéder à la synthèse de lois de commande sur des modèles linéaires, en particulier parce qu'il existe une multitude d'outils bien adaptés à ce type de système. Pour obtenir un modèle linéaire à partir d'un modèle analytique on passe par une phase de linéarisation. Le processus explicité ci-dessous est courant, et par ailleurs très bien expliqué dans l'ouvrage de Padfield [22].

Soit le vecteur d'état $X = [u, v, w, p, q, r, \phi, \theta, \psi]^T$ et $U = [\delta_{col}, \delta_{lat}, \delta_{lon}, \delta_{ped}]^T$ le vecteur commande du système « hélicoptère ». A partir du modèle précédent (1.1) non linéaire, écrit sous la forme $\dot{X} = f(X, U, t)$, on linéarise par le biais des petites perturbations δX autour d'états d'équilibre $X_e = [u_e, v_e, w_e, p_e, q_e, r_e, \phi_e, \theta_e, \psi_e]^T$, aussi appelés « trim ». L'état X peut donc se définir autour d'un point d'équilibre, tel que $X = X_e + \delta X$. De façon similaire, le vecteur commande se définit aussi autour d'une consigne au trim $U = U_e + \delta U$. Dès lors, l'équation caractéristique du système s'écrit sous la forme $\delta \dot{X} = f(X_e + \delta X, U_e + \delta U, t)$. Un développement de Taylor à l'ordre 1 permet d'obtenir l'équation linéaire du système. L'équation d'état du système « hélicoptère » s'écrit finalement comme présenté entre les équations (1.2) et (1.5).

$$\delta\dot{X} = A\delta X + B\delta U \quad (1.2)$$

$$A = \begin{pmatrix} X_u & X_v & X_w & X_p & X_q & X_r & X_\phi & -g \cdot \cos \theta_e & X_\psi \\ Y_u & Y_v & Y_w & Y_p & Y_q & Y_r & g \cdot \cos \theta_e \cos \phi_e & -g \cdot \sin \theta_e \sin \phi_e & Y_\psi \\ Z_u & Z_v & Z_w & Z_p & Z_q & Z_r & -g \cdot \cos \theta_e \sin \phi_e & -g \cdot \sin \theta_e \cos \phi_e & Z_\psi \\ L_u & L_v & L_w & L_p & L_q & L_r & L_\phi & L_\theta & L_\psi \\ M_u & M_v & M_w & M_p & M_q & M_r & M_\phi & M_\theta & M_\psi \\ N_u & N_v & N_w & N_p & N_q & N_r & N_\phi & N_\theta & N_\psi \\ 0 & 0 & 0 & 1 & \sin \phi_e \cdot \tan \theta_e & \cos \phi_e \cdot \tan \theta_e & \Phi_\phi & \Phi_\theta & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \cos \phi_e & -\sin \phi_e & \Theta_\phi & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \sin \phi_e / \tan \theta_e & \cos \phi_e / \cos \theta_e & \Psi_\phi & \Psi_\theta & 0 \end{pmatrix} \quad (1.3)$$

$$B = \begin{pmatrix} X_{\delta_{col}} & X_{\delta_{lat}} & X_{\delta_{lon}} & X_{\delta_{ped}} \\ Y_{\delta_{col}} & Y_{\delta_{lat}} & Y_{\delta_{lon}} & Y_{\delta_{ped}} \\ Z_{\delta_{col}} & Z_{\delta_{lat}} & Z_{\delta_{lon}} & Z_{\delta_{ped}} \\ L_{\delta_{col}} & L_{\delta_{lat}} & L_{\delta_{lon}} & L_{\delta_{ped}} \\ M_{\delta_{col}} & M_{\delta_{lat}} & M_{\delta_{lon}} & M_{\delta_{ped}} \\ N_{\delta_{col}} & N_{\delta_{lat}} & N_{\delta_{lon}} & N_{\delta_{ped}} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (1.4)$$

$$\begin{cases} \Phi_\phi = & q_e \cdot \cos \phi_e \cdot \tan \theta_e - r_e \cdot \sin \phi_e \cdot \tan \theta_e \\ \Theta_\phi = & -q_e \cdot \sin \phi_e - r_e \cdot \cos \phi_e \\ \Psi_\phi = & \frac{q_e \cdot \cos \phi_e - r_e \cdot \sin \phi_e}{\cos^2 \theta_e} \\ \Psi_\theta = & \frac{q_e \cdot \sin \phi_e}{\cos^2 \theta_e} \\ \Psi_\theta = & \frac{(q_e \cdot \sin \phi_e + r_e \cdot \cos \phi_e) \cdot \sin \theta_e}{\cos^2 \theta_e} \end{cases} \quad (1.5)$$

Remarque 1.1 (Notations)

On note $A = \left(\frac{\partial f}{\partial X} \right)_{X=X_e}$ et $B = \left(\frac{\partial f}{\partial U} \right)_{X=X_e}$ les matrices issues du développement de Taylor. Par ailleurs, toute variable $C_D = \frac{\partial C}{\partial D}$ désigne l'effet de la variation de D sur C .

1.1.4.2 Cas des actionneurs

Comme expliqué précédemment (sous-section 1.1.3.3), un hélicoptère est soumis à des saturations actionneurs. Les actionneurs eux-mêmes disposent d'une dynamique propre, au sens où ils prennent un certain temps pour répondre aux sollicitations des correcteurs.

Dans le cadre de cette thèse, les actionneurs sont représentés par des filtres passe-bas d'ordre 2 (1.6) auxquels on rajoute des saturations en amplitude et en vitesse, ainsi qu'un retard de phase symbolisé par la fonction de transfert F_{retard} (1.7). Le filtre passe-bas saturé peut être représenté par la Figure 1.2, avec des saturations L_p en position et L_r en vitesse. Les blocs rouges symbolisent des intégrateurs limités, i.e. des intégrateurs suivis d'une saturation

1.1. Mécanique du vol des hélicoptères

en amplitude. La fonction de transfert caractéristique (1.8) du système « actionneur » est alors notée F_{filt}^{NL} , et peut être approchée par la fonction $F_{actionneurs}$ (1.8) en l'absence de saturations.

$$F_{filt}^{lin}(s) = \frac{1}{s^2 + 2\eta\omega s + \omega^2} \quad (1.6)$$

$$F_{retard}(s) = \frac{1 + \tau_1 s}{1 + \tau_2 s} \quad (1.7)$$

$$F_{actionneurs}(s) = \frac{1 + \tau_1 s}{(1 + \tau_2 s)(s^2 + 2\eta\omega s + \omega^2)} \quad (1.8)$$

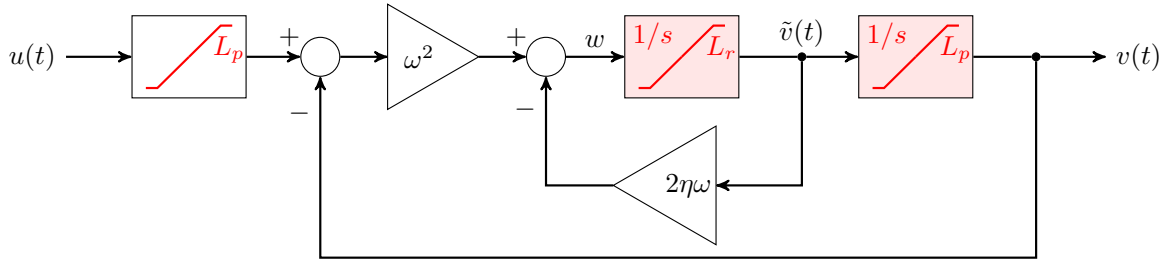


FIGURE 1.2 – Filtre passe-bas d'ordre 2 saturé en position & vitesse

Par définition, toute saturation peut être décrite par la fonction de saturation normalisée $sat(\cdot)$, définie par l'expression (1.9). Une saturation d'amplitude L peut alors être décrite par (1.10).

$$sat(x) = \begin{cases} x, & \text{si } |x| < 1 \\ sign(x) & \text{si } |x| \geq 1 \end{cases} \quad (1.9)$$

$$sat_L(x) = L sat(x/L) \quad (1.10)$$

Vers une forme standard du système Afin de pouvoir passer à une forme standard du système dans le but d'employer des outils d'analyse adaptés, quelques approximations sont nécessaires sur les éléments non-linéaires du modèle d'actionneurs. En l'occurrence il s'agit ici de modéliser les intégrateurs limités sous forme de non-linéarités statiques, de sorte à pouvoir mettre en œuvre une approche basée sur des modèles LFT⁴.

Pour cela le modèle adopté est présenté en Figure 1.3, inspiré d'un schéma avec retour anti-windup⁵. Extrait d'un article de J-M. Biannic et S. Tarbouriech [24], ces derniers font l'hypothèse qu'un intégrateur limité peut être approché par un modèle du premier ordre en boucle fermée muni d'une saturation statique classique. En particulier, si le gain λ augmente alors l'approximation est d'autant meilleure : un gain $\lambda = 100$ pour chaque intégrateur limité est suffisant dans [24]. Grâce à cette approximation le modèle actionneur s'apparente alors

4. *Linear Fractional Transformation*

5. Plus de détails dans la section 1.5

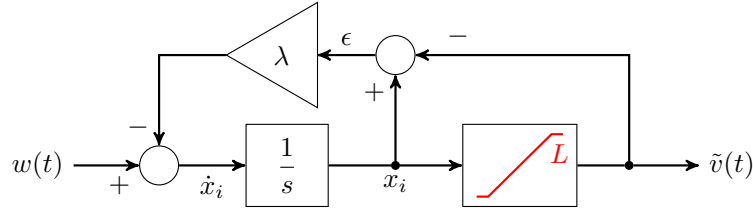


FIGURE 1.3 – Approximation d'un intégrateur limité

à un système représenté par un opérateur LTI⁶ inter-connecté à un opérateur non-linéaire diagonal représentant les saturations non-linéaires. Une dernière transformation est effectuée à l'aide de fonctions « zones mortes », de sorte que toute saturation puisse être assimilée à une forme de perturbation nulle dans le cas nominal - conformément à la théorie de la commande robuste.

Définition 1.1

On définit la fonction zone morte normalisée $\phi(\cdot)$ tel que :

$$\forall u \in \mathbb{R}, \begin{cases} \phi(u) = 0 & \text{si } |u| \leq 1 \\ \phi(u) = u - \text{sign}(u) & \text{si } |u| \geq 1 \end{cases} \quad (1.11)$$

Ainsi on peut définir les différentes saturations à partir des fonctions zones mortes normalisées. Par exemple, pour une saturation en amplitude limitée à L sur u , on obtient :

$$\text{sat}_L(u) = u - L\phi(u/L) \quad (1.12)$$

Dès lors on obtient la représentation suivante pour les états du modèle actionneur, propre au modèle présenté dans la Figure 1.2. Les états x_i correspondent aux états intermédiaires des intégrateurs limités, comme visibles dans la Figure 1.3.

$$\begin{cases} \dot{x}_1 &= -2\eta\omega x_1 - \omega^2 x_2 - \omega^2 L_p \phi_1 + (2\eta\omega - \lambda)L_r \phi_2 + \omega^2 L_p \phi_3 + \omega^2 u \\ \dot{x}_2 &= x_1 - L_r \phi_2 - \lambda L_p \phi_3 \\ v &= x_2 - L_p \phi_3 \\ \phi_1 &= \phi(z_1) = \phi(u/L_p) \\ \phi_2 &= \phi(z_2) = \phi(x_1/L_r) \\ \phi_3 &= \phi(z_3) = \phi(x_2/L_p) \end{cases} \quad (1.13)$$

Cette représentation mène alors vers la forme standard représentée en Figure 1.4, avec $\Sigma_a(s)$

6. *Linear Time-Invariant*

1.2 La norme ADS-33E-PRF

Pour cette étude on s'intéresse au cas particulier d'un hélicoptère militaire pour lequel on souhaite régler les gains de ses lois de commande, et ce afin d'améliorer la pilotabilité et la sécurité des vols. Dans le cadre de missions militaires, les contraintes rencontrées peuvent être drastiques, en particulier au cours de missions en milieu difficile. Bien évidemment, comme pour tout appareil en vol, tout hélicoptère est soumis au respect des normes en vigueur en aéronautique. Il existe un certain nombre de normes dans ce secteur, mais au vu des applications militaires qu'on étudie ici la norme qui nous intéresse est l'**ADS-33E-PRF** [4] (notée ADS-33 par la suite). Cette norme définit les exigences usuelles pour les hélicoptères militaires en termes de Qualité de Vol. Pour autant, elle constitue dorénavant un outil d'évaluation pour les appareils civils aussi.

1.2.1 Contexte

La norme ADS-33 a pour objectif de définir, pour les hélicoptères militaires, les exigences à respecter en termes de Qualité de Pilotage. Pour être plus précis, les « Qualités de Pilotage » désignent l'ensemble des qualités qu'un appareil doit posséder pour qu'un pilote puisse effectuer les différentes manœuvres de sa mission facilement avec précision et en toute sécurité, conformément à la définition donnée par Cooper et Harper [25] :

« Handling Qualities - Those qualities or characteristics of an aircraft that govern the ease and precision with which a pilot is able to perform the tasks required in support of an aircraft role »,

A partir de leurs travaux a été mise en place une table d'évaluation basée sur les avis de pilotes et destinée à classer les niveaux de Qualités de Pilotage : l'échelle HQR⁸. En termes d'évaluation de ces Qualités ce Tableau fait référence, au point d'être présent dans la norme ADS-33, comme montré dans la Figure 1.6. A force d'analyse d'enregistrements de vol et de retours d'expérience de pilotes ces fameuses Qualités de Pilotage peuvent maintenant être pré-évaluées en utilisant des critères quantitatifs d'évaluation. Ces mêmes critères se retrouvent dans la norme ADS-33 au travers des critères de Qualité de Vol (QdV). La section suivante traite du fonctionnement de cette norme et de ses critères.

1.2.2 Fonctionnement

Définition du cas d'étude La norme ADS-33 spécifie les QdV pour une grande variété d'hélicoptères. Même si globalement les critères à définir sont les mêmes pour des exigences variables, il convient de définir le cas d'étude au préalable. Ceci passe par la définition de :

- La catégorie d'appareil : l'hélicoptère est indexé comme étant un hélicoptère d'attaque, de reconnaissance, utilitaire ou cargo.

8. *Cooper-Harper Handling Qualities Rating*

1.2. La norme ADS-33E-PRF

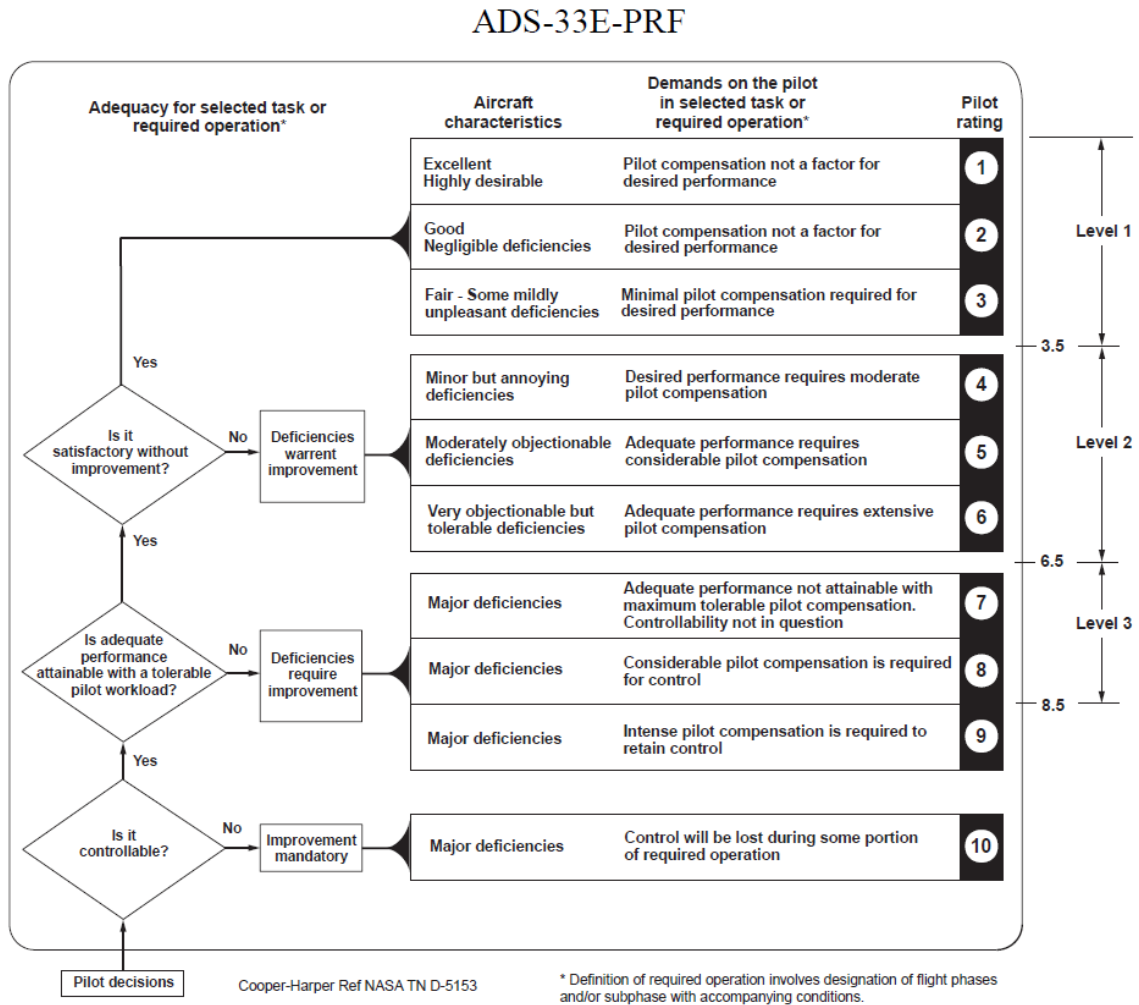


FIGURE 1.6 – Classification des Qualités de Pilotage (échelle HQR de Cooper-Harper)

- Le type de tâche élémentaire : afin de pouvoir caractériser tout type de mission sans trop de variantes, l'ADS-33 établit les exigences sur des tâches élémentaires appelée *Mission-Task-Element* (MTE⁹). L'ensemble des MTE peuvent définir quasiment toutes les missions possibles¹⁰.
- L'environnement visuel : défini par les *Usable Cue Environment* (UCE¹¹), il est défini sur trois niveaux pour qualifier la qualité des repères visuels environnants.
- L'agilité requise : les cas d'études sont sous-divisées en deux parties, dépendantes de la vitesse d'avancement. Soit l'appareil est étudié « au stationnaire et à basse vitesse¹² » ou « en vitesse d'avancement¹³ ». Certaines manœuvres requièrent d'avoir une dynamique soit « limitée ou modérée », soit « agressive ».

9. *Mission Task Element*

10. A l'exception des missions maritimes, plus complexes. Voir section 1.2.5 pour plus de détails

11. *Usable Cue Environment*

12. *Hover and low speed*

13. *Forward speed*

Une fois le contexte opérationnel donné, la table I. de la norme ADS-33 permet de récapituler les MTE permises avec les agilités requises, pour chaque catégorie d'hélicoptère. D'autres tables donnent aussi le type de commande requis¹⁴ (Table IV.) et les amplitudes de variation (table VI.) les plus appropriées en fonction du MTE à réaliser et le niveau d'UCE présent.

Evaluation des niveaux de Qualités de Pilotage et Qualités de Vol L'ADS-33 permet ensuite d'évaluer les Qualités de Vol en notant trois critères d'importance que sont la stabilité, la rapidité (l'agilité) et la précision. Cette évaluation est notée selon trois niveaux, que l'on retrouve aussi sur l'échelle de Cooper-Harper :

- LEVEL 1 : niveau qui traduit de bonnes QdV pour le critère considéré dans l'évaluation,
- LEVEL 2 : niveau qui souligne une qualité acceptable, mais sous conditions,
- LEVEL 3 : niveau à proscrire, du point de vue QdV.

Dans la norme ces trois critères sont distingués sur des plans, séparés par des courbes limites entre chaque niveau. En termes de pilotage, le contexte permet aussi de dire si un type de loi est plus approprié qu'une autre. En effet, dans certaines situations le pilote a besoin de manœuvrer plus lentement, de façon plus stabilisée, et dans d'autres situations une loi de pilotage plus rapide est exigée. La sous-section suivante présente ces fameuses lois recommandées sous l'appellation de Réponses-Types (*Response-Type*).

1.2.3 Les Réponses-Types, des lois usuelles pour la commande d'hélicoptère

La norme ADS-33 énonce, en fonction du cas d'étude, les lois de commande adaptées à la situation en cours (Figure 1.7). Le Tableau ci-dessous résume les différentes Réponses-Type, i.e. les lois de commande, citées dans la norme. Les modes secondaires permettent de maintenir constants les états associés.

Acronyme	Loi de commande (<i>Response-Type</i>)	États pilotés
RCAH	Rate Command/Attitude Hold	Taux angulaires (p, q)
ACAH	Attitude Command/Attitude Hold	Angles d'assiette (ϕ, θ)
TRC/PH	Translational Rate Command/Position Hold	Vitesses horizontales (u, v)
RCDH	Rate Command/Direction Hold	Taux angulaire de lacet r
RCHH	Rate Command/Height (Altitude) Hold	Vitesse verticale \dot{h}

TABLE 1.3 – Réponses-Types/Lois de commande usuelles, tel que recommandé par la norme ADS-33

Les critères de QdV de la norme ne sont pas évalués directement par le biais des consignes aux manches. En effet la norme ADS-33 a été écrite basée sur des mesures en pilotage. Dans le cadre d'une loi ACAH, TRC ou RCHH il suffit d'étudier le transfert réponse/consigne de

14. *Required Response Type*

1.2. La norme ADS-33E-PRF

Table IV. Required Response-Types for hover and low speed – near earth

MTE	UCE = 1		UCE = 2		UCE = 3	
	Level 1	Level 2	Level 1	Level 2	Level 1	Level 2
Required Response-Type for all MTEs. Additional requirements for specific MTEs are given below.	RATE	RATE	ACAH	RATE + RCDH	TRC+RCDH + RCHH+PH	ACAH
Hover			RCDH + RCHH			RCDH + RCHH
Landing			RCDH			RCDH
Slope landing			RCDH			RCDH
Hovering turn			RCHH			RCHH
Pirouette			RCHH			RCHH
Vertical Maneuver			RCDH			RCDH
Depart/Abort			RCDH + RCHH			RCDH + RCHH
Lateral Reposition			RCDH + RCHH			RCDH + RCHH
Slalom	NA	NA	RCHH			RCHH
Vertical remark			RCDH			RCDH
Acceleration and deceleration			RCDH + RCHH			RCDH + RCHH
Sidestep			RCDH + RCHH			RCDH + RCHH
Turn to target			RCDH + RCHH			RCDH + RCHH
Divided attention required	RCDH + RCHH + PH		RCDH + RCHH			RCDH + RCHH

FIGURE 1.7 – Réponses-Types requises en fonction des MTE/UCE [4]

la commande en boucle fermée. Pour des lois RCHH ou RCDH (pilotage du taux de lacet) il faut faire appel à un pilote ou un modèle de pilote pour imposer une vitesse angulaire le temps d'atteindre l'angle désiré. La Figure 1.8 illustre ce type de manœuvre. La sous-section suivante introduit ensuite les fameux critères de QdV et leur évaluation par niveaux.

1.2.4 Critères de l'ADS-33 - Définition et utilisation

Une fois que l'on a défini le cas d'étude, la norme permet d'évaluer les QdV via trois critères liés à la stabilité, l'agilité et la précision. Dans le cadre d'une mission d'appontage, la frégate suivie par l'appareil se déplace en général à moins de 25 nœuds. Dès lors on se place dans le cas d'un vol en « stationnaire et basse vitesse ».

1.2.4.1 Pole placement - Critère d'évaluation de la stabilité dynamique

Le critère de stabilité (dynamique) est évalué avec l'étude du placement des valeurs propres de la matrice d'état dynamique du système commandé en boucle fermée. C'est le critère qui se rapproche le plus des critères usuels de l'automatique. Un exemple est donné dans la Figure 1.9. Dans le cadre de l'ADS-33 seul le demi-plan complexe à partie imaginaire positive est représenté¹⁵. Traditionnellement, en automatique, seuls les modes stables i.e. à partie réelle

¹⁵ Les pôles étant deux-à-deux complexes conjugués, le plan est symétrique par rapport à l'axe des abscisses. Le demi-plan négatif est donc dispensable.

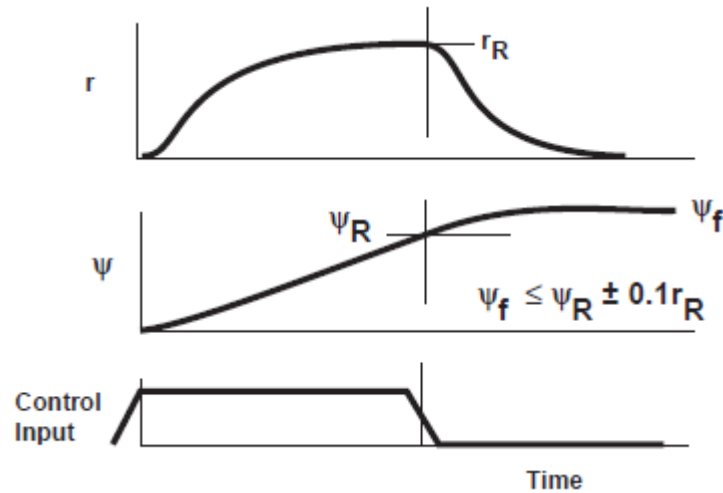


FIGURE 1.8 – Manœuvre de mesures dans le cadre d'un pilotage en taux angulaires [4]

négative sont tolérés. Or, dans le cadre de l'ADS-33 on remarque que la zone relative au « LEVEL 1 » déborde dans le demi-plan complexe droit, donc accepte des modes à partie réelle positive. Ce comportement est acceptable dans la mesure où l'hélicoptère est, dans le cadre de l'ADS-33, piloté, et que cette zone correspond à des dynamiques basses fréquences donc contrôlables (au sens « pilotables »). Pour ce critère les limites varient peu et en fonction des contraintes imposées par le contexte opérationnel. Dans la situation qui nous intéresse la limite « LEVEL1/LEVEL2 », telle que représentée dans la Figure 1.9, est définie par un amortissement $\zeta = 0,35$.

1.2.4.2 Attitude quickness - Critère d'évaluation de l'agilité

Le niveau d'agilité de l'hélicoptère est lié à la réponse temporelle. Celui-ci est évalué selon la norme ADS-33 en utilisant deux critères caractéristiques pour former un point dans un plan. Ces deux critères sont évalués grâce au calcul de trois paramètres. Ces paramètres sont estimés soit par le biais de simulations soit par des enregistrements, où l'objectif du pilotage est d'effectuer un changement d'assiette ($\Delta\phi, \Delta\theta$) ou de cap $\Delta\psi$. Les Figures 1.10 et 1.11 illustrent la mesure des paramètres à partir d'enregistrements de changement d'attitude. En termes de calcul, pour un pilotage en roulis par exemple, les trois paramètres associés sont :

- $\Delta\phi_{max}$ - Changement d'attitude maximum : écart d'attitude entre l'équilibre initial et le premier « maximum » local, lors du changement d'attitude.
- p_{pk} - Pic en taux de tangage : vitesse angulaire maximale atteinte, entre l'équilibre initial et le premier « maximum local ».
- $\Delta\phi_{min}$: écart d'attitude entre l'équilibre initial et le premier « minimum local », atteint après l'instant du changement d'attitude maximum.

Les mêmes paramètres peuvent être repris pour les variations en tangage $\Delta\theta$ et cap $\Delta\psi$. Ces paramètres sont identifiables, comme montré sur la Figure 1.10. De ces trois paramètres est calculé le premier critère appelé « Attitude Quickness » Q tel que défini dans l'équation (1.16). Le second critère est $\Delta\phi_{min}$. Ces deux critères sont affichés sur un plan, comme présenté dans

1.2. La norme ADS-33E-PRF

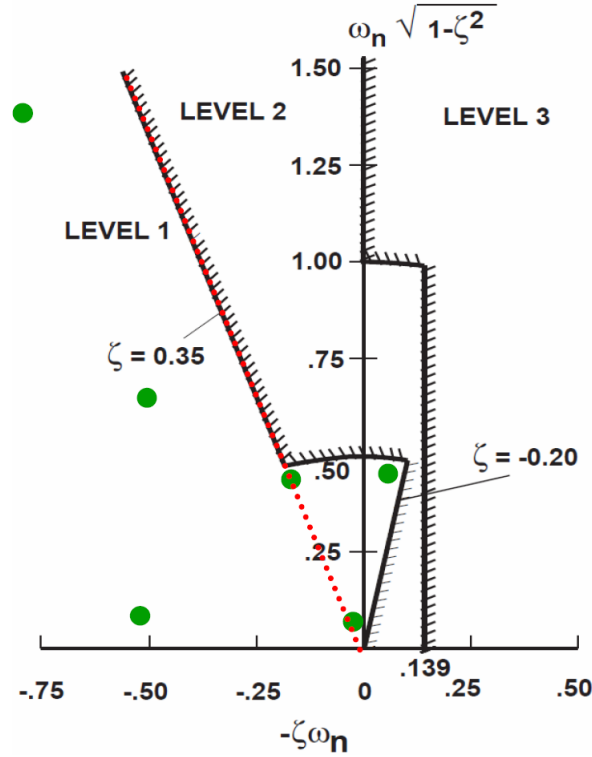


FIGURE 1.9 – Placement des modes propres d'un hélicoptère, avec limites applicables en vol « stationnaire et basse vitesse » (issu de [4], avec annotations)

la Figure 1.11.

$$Q = \frac{p_{pk}}{\Delta\phi_{pk}} \quad (1.16)$$

$$Q_{L1/L2}(\Delta\phi_{min}) \approx \frac{k}{\Delta\phi_{min} + a} + b \quad (1.17)$$

A noter aussi : les équations de limites « LEVEL1/LEVEL2 » peuvent être approchées sous la forme de fonctions $Q_{L1/L2}$, fonction de $\Delta\phi_{min}$, $\Delta\theta_{min}$ ou $\Delta\psi_{min}$ (selon l'axe étudié) comme dans (1.17).

1.2.4.3 *Bandwidth/Phase delay* - Critère d'évaluation de la précision du suivi de commandes pilote

Le niveau de précision est basé sur la réponse fréquentielle. Pour l'évaluation la norme se base sur deux critères, eux aussi calculés à partir de trois paramètres issus de simulations ou d'enregistrements, pour ensuite placer un point sur un plan. La mesure de ces paramètres passe par le tracé du diagramme de Bode et de phase du système. Dans le cadre d'une étude en roulis, les trois paramètres sont :

- ω_{180} : Fréquence de coupure à 180 deg.

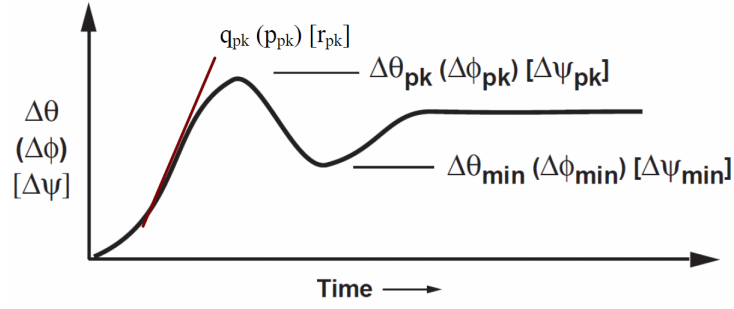


FIGURE 1.10 – Mesures temporelles (simulées ou enregistrées) et paramètres utiles pour évaluation d'agilité (issu de [4], avec annotations)

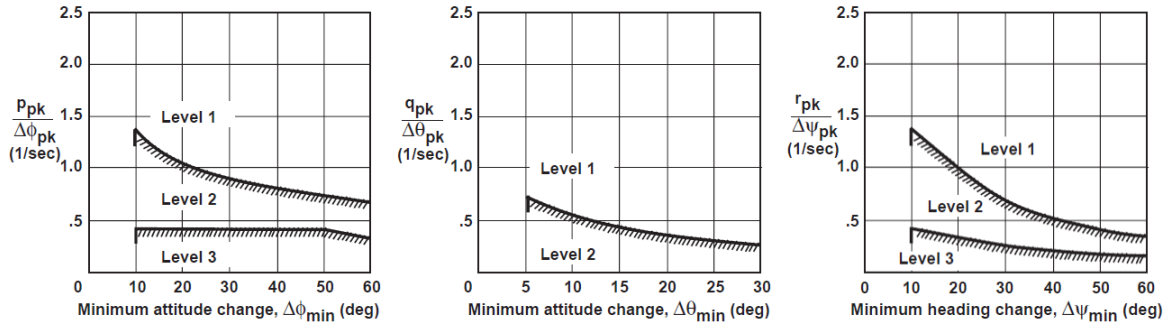


FIGURE 1.11 – Critère de positionnement d'Attitude Quickness, appliqué aux angles de roulis, de tangage et de cap (issu de [4])

- $\Delta\phi_{2.\omega_{180}}$: Déphasage à la fréquence $2.\omega_{180}$.
- ω_{BW} : Bande passante, mais définie sur la bande passante en phase $\omega_{BW_{phase}}$. Elle correspond à la fréquence où la marge de phase $\phi_M = 45$ deg par rapport à la fréquence de coupure ω_{180} .

A partir de ces trois paramètres est calculé le premier critère appelé « retard de phase » τ_p , tel que défini ci-dessous. Le second critère est la bande passante ω_{BW} .

$$\tau_p = \frac{\Delta\phi_{2.\omega_{180}}}{2.\omega_{180}} \quad (1.18)$$

Une fois ces deux critères réunis le niveau de précision est évalué suivant le graphique présenté en Figure 1.13. Il est possible d'approximer les limites de façon simple pour la synthèse des lois, ce qui donne ici $(\omega_{BW_\phi}, \omega_{BW_\theta}, \omega_{BW_\psi}) = (2, 1, 2)$.

1.2.4.4 Critères d'agilité et de précision pour les lois TRC et RCHH

Pour ces deux lois basées sur de la commande en vitesse, les critères sont plus proches des critères de l'automatique. La norme spécifie que dans le cas où une consigne de type échelon est donnée aux manches les réponses attendues doivent être assimilables à des fonctions du

1.2. La norme ADS-33E-PRF

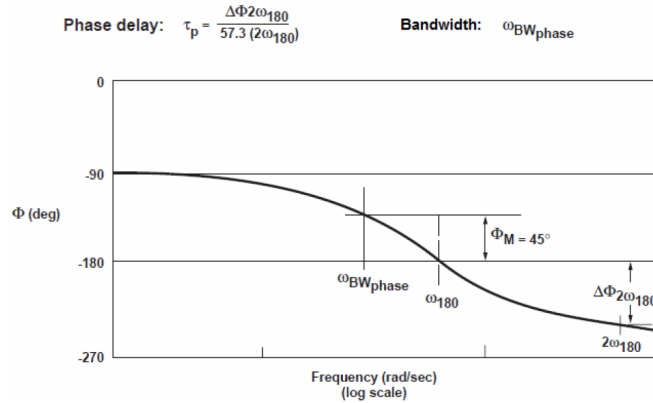


FIGURE 1.12 – Diagramme de phase annoté, utilisé pour le calcul de la « bande passante » ω_{BW} et du « retard de phase » τ_p , appliqué au roulis [4]

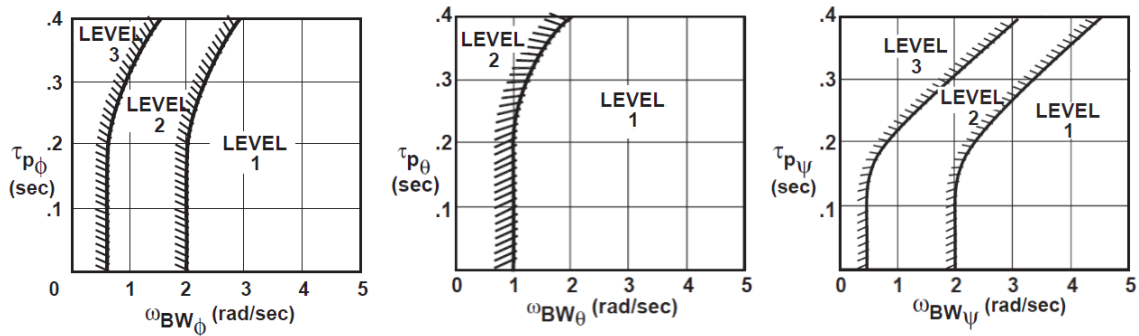


FIGURE 1.13 – Critère de placement du retard de phase en fonction de la bande passante, appliqué aux angles de roulis, de tangage et de cap (issu de [4])

premier ordre, au moins pour les 5 premières secondes qui suivent le début d'échelon. Pour la loi en vitesse verticale (RCHH) la norme spécifie explicitement une réponse équivalente au transfert (1.19). La réponse réelle ne doit pas être rigoureusement égale à cette forme approchée, mais le coefficient de détermination r^2 , qui traduit l'écart entre réponse réelle \dot{h} et estimée \dot{h}_{est} , doit être entre 0,97 et 1,03. Les paramètres $T_{i_{eq}}$ (temps de montée équivalent)

et $\tau_{\dot{h}_{eq}}$ (retard) sont soumis aux conditions résumées dans le Tableau 1.4.

$$\frac{\dot{h}}{\delta_{col}} = \frac{K.exp(-\tau_{\dot{h}_{eq}}s)}{T_{\dot{h}_{eq}}s + 1} \quad (1.19)$$

$$r^2 = \frac{\sum_{i=1}^n (\dot{h}_{est}(t = t_i) - \dot{h}_m)^2}{\sum_{i=1}^n (\dot{h}(t = t_i) - \dot{h}_m)^2} \quad (1.20)$$

$$\dot{h}_m = \sum_{i=1}^n \frac{\dot{h}(t = t_i)}{n} \quad (1.21)$$

$$\frac{w}{w^c} = \frac{exp(-\tau_{\dot{h}_{eq}}s)}{T_{\dot{h}_{eq}}s + 1} \quad (1.22)$$

$$\frac{u}{u^c} = \frac{1}{T_{\dot{x}_{eq}}s + 1} \quad (1.23)$$

LEVEL	$T_{\dot{h}_{eq}}$ (sec)	$\tau_{\dot{h}_{eq}}$ (sec)
1	5,0	0,20
2	∞	0,30

TABLE 1.4 – Valeurs max pour les paramètres de la réponse en vitesse verticale [4]

Le calcul du coefficient r est effectué à partir de mesures de \dot{h} , sur des pas de temps inférieurs à 0,05 sec et sur une durée de 5 sec maximum. Un algorithme d'estimation non-linéaire par moindres carrés est employé pour se rapprocher au mieux de l'estimée \dot{h}_{est} .

Pour les lois en vitesse horizontales TRC ([4], section 3.3.12) les réponses suite à un échelon doivent aussi être équivalentes à un transfert du premier ordre. Le paramètre à respecter concerne aussi le temps de montée équivalent $T_{\dot{x}_{eq}}$ (respectivement $T_{\dot{y}_{eq}}$), où (x, y) représentent les coordonnées dans le repère sol. Pour un niveau 1 de QdV il est nécessaire d'avoir $2,5 < T_{\dot{x}_{eq}} < 5$ sec. En parallèle les angles d'assiette (ϕ, θ) ne doivent pas subir des pics de variation trop importants, et la réponse en vitesse ne doit pas montrer des dépassements trop remarquables. En outre le gradient de vitesse doit être continu.

Evidemment ces fonctions de transfert en vitesse sol peuvent aussi s'écrire dans le repère appareil sur les vitesses (u, v, w) . Dès lors on obtient les fonctions de transfert équivalentes (1.22) et (1.23).

1.2.5 Critères dans le cadre d'un appontage

La principale faiblesse de l'ADS-33 réside dans l'absence de critères définis spécifiquement pour un appontage, qui n'est décrit par aucune MTE. En soi ce n'est pas une surprise :

1.2. La norme ADS-33E-PRF

initialement la norme ADS-33 a été développée pour le projet d'hélicoptères Comanche [22], appareils préparés à effectuer des manœuvres terrestres (i.e. non en mer). La norme a bien bénéficié de nombreuses mises à jour¹⁶, mais ce manque de détails concernant l'appontage a ses explications.

Bien que la norme décrive un vaste champ de tâches élémentaires, elle ne possède pas de MTE spécifiquement dédié au suivi et à l'atterrissage sur plateforme mobile. Cette difficulté s'explique par la grande diversité qui existe au niveau des dynamiques de houle. Il existe certes une classification en « états de mer », l'échelle de Douglas, mais elle ne suffit pas. En effet le problème ne se limite pas là : la description d'une situation d'appontage prend aussi en compte les conditions météorologiques et la structure du navire. Le navire crée dans son sillage des perturbations dans l'aérodynamique autour de l'appareil. Le pilote est donc soumis à tous ces aléas d'une manœuvre en mer, comme résumé par Lumsden [26]. Il semble dès lors difficile de ne créer qu'un seul MTE pour définir une tâche d'appontage sur navire, et il n'est pas non plus possible d'avoir un résumé précis des lois de commande recommandées, à l'image du Tableau 1.7. Toutefois le manque de spécifications sur ce sujet est abordé dans la littérature et il est possible d'y trouver quelques études intéressantes pour pallier ces défauts.

Padfield [27] se base sur la norme ADS-33 pour établir des critères de Qualité de Pilotage pour une procédure d'appontage. Toutefois il ne se focalise que sur deux phases spécifiques que sont l'approche et le stationnaire au-dessus du pont. Les critères sont basés sur des lois de pilotage en attitude et en vitesse verticale, avec comparaison avec les niveaux usuels. Mitchell [28] ajoute la tâche de posé dans son étude, et se base pour l'évaluation des QdV sur une plateforme de test mobile, placée au sol et non en mer. Les résultats obtenus sont comparés avec les MTE usuels. Un rapprochement a été fait avec les tâches de type *Target Acquisition and Tracking* pour la définition des niveaux. Sa principale contribution repose sur la prise en compte d'un unique critère appelé *Ship Motion Intensity* qui caractérise le mouvement du pont, noté sur trois niveaux. Les résultats permettent de hiérarchiser l'efficacité des lois de commande avancées (TRC, ACAH, RCAH) aux faibles états de mer (i.e. ≤ 3). Toutefois un état de mer plus élevé semble réduire cette hiérarchie et l'efficacité des lois de commande. Dans le cadre de sa thèse de master, Soneson [9] s'est intéressé au cas des *Response Types* à employer pour les missions d'appontage en mer. Bien que n'ayant pas proposé de MTE pour ce type de mission il a décomposé les différentes phases de la procédure, de sorte à pouvoir évaluer à chaque étape la loi la plus appropriée. Pour ses tests il s'est focalisé sur les lois de commande pilotées ACAH, ACVH¹⁷ et TRC/PH. Ses essais simulés ont pris en compte vent et mouvements de navire ainsi que les transitions entre lois. Il en a d'ailleurs profité pour rappeler les profils de fonction de transfert habituellement souhaités pour ces types de lois de commande. Les résultats des tests pilotés ont aussi été présentés au 70^{ème} Forum AHS en 2014 et publiés en 2016 [29].

16. La version ADS-33E est la dernière mise à jour majeure.

17. *Acceleration Command/Velocity Hold*

1.2.6 Liens avec des critères classiques de l'automatique

Cette sous-section résume les critères utilisés par la norme. Les critères de stabilité, d'agilité et de précision proposés dans la norme ADS-33 sont des variantes des critères classiques de l'automatique. En fonction du MTE les limites peuvent varier. Dans le cadre de cette thèse seul le critère de stabilité sera utilisé pour la synthèse, les autres critères servant principalement à l'évaluation.

1.2.6.1 Qualité de la stabilité

En termes de stabilité, l'objectif usuel en automatique est de placer l'ensemble des pôles du système commandé dans le demi-plan gauche, de sorte à avoir des valeurs propres à partie réelle négative. Dans la norme cet objectif est différent : placer l'ensemble des pôles dans la zone LEVEL 1, qui est plus restrictive aux hautes fréquences (exige un amortissement $\zeta > 0,35$) mais autorise les pôles dans le demi-plan droit aux basses fréquences ($\omega_n < 0,5$ rad/s) tant que l'amortissement vérifie $\zeta < -0,20$. La Figure 1.9 illustre bien ce propos. La mesure de ce critère étant indépendante de la loi de pilotage il est possible de l'utiliser pour la synthèse de toutes les lois.

1.2.6.2 Qualité de l'agilité

L'agilité du système correspond au critère de rapidité d'un système utilisé en automatique classique. Ce critère usuel est le temps de réponse à 5% $T_{r_{5\%}}$. La norme impose un autre critère d'évaluation de l'agilité basé sur le comportement suite à un changement d'attitude : l'*Attitude quickness* (1.16). Bien que mesuré à partir de la réponse temporelle il ne s'agit donc pas d'un critère temporel à proprement parler, mais d'un critère basé sur les caractéristiques dynamiques. Comme montré dans les Figures 1.10 et 1.11, un système dit « agile » répond de sorte que le comportement désiré traduit une vitesse angulaire maximale, un pic de changement d'attitude minimum au plus haut, et un pic de changement d'attitude maximum minimal. Grâce à l'analyse des critères par Dudgeon et Gribble [30] pour la synthèse d'une loi de type ACAH on peut traduire les limites LEVEL1/LEVEL2 en termes de bornes à respecter pour les critères de l'automatique classique.

Réponse	Bande passante (rad/s)	Limite en phase/gain	Retard de phase
ϕ	> 2	Phase	$< 0,16$
θ	$> 3,5$	Phase	$< 0,16$
ψ	$> 3,5$	-	$< 0,16$

TABLE 1.5 – Bandes passantes à respecter pour un niveau 1 de Qualité de Vol [30] (cas restrictif du MTE *Target Acquisition and Tracking*)

Dans le cas d'une loi de commande en vitesse (TRC ou RCHH) le critère d'agilité se

1.2. La norme ADS-33E-PRF

rapproche par contre du critère usuel, mais est estimé différemment : on se base sur le temps de réponse T_{eq} à 62% ($1 - e^{-1}$). Pour revenir au temps de réponse à 5% t_r (tel que $1 - e^{-t_r/T_{eq}} = 0,95$) il suffit d'utiliser la relation suivante.

$$t_r = T_{eq} \ln(20) \quad (1.24)$$

Une valeur de temps de réponse T_{eq} comprise entre 2,5 et 5 secondes équivaut à une bande passante -3 dB d'environ 0,4 rad/s [8]. L'utilisation du critère d'agilité nous permet de mieux cibler le placement de structure propre lors de la synthèse des lois.

1.2.6.3 Qualité de la précision

En automatique, la précision est basée sur l'erreur statique en régime permanent. Une faible erreur en régime permanent traduit une bonne capacité à suivre des consignes données. Cette mesure en régime permanent est peu pertinente dans le cadre d'un pilotage manuel, dans la mesure où le régime permanent est modifié en temps réel par le pilote qui recalcule ses commandes au fur et à mesure. A la place est plutôt évaluée le « retard de phase » τ_p , un critère temporel qui traduit le délai entre réponse du système et consigne.

1.3 Synthèse de correcteurs pour lois de commande

La synthèse de lois de commande en automatique est un sujet vaste avec une longue histoire. Les techniques de synthèse sont nombreuses, certaines sont adaptées aux systèmes linéaires et d'autres non. Bien que la linéarisation introduit beaucoup de conservatisme, et donc une perte de réalisme, dans ce mémoire on s'attache à l'utilisation de représentations linéaires pour nos études analytiques. Les sous-sections qui suivent donnent un aperçu des nombreuses techniques utilisables dans ce cas.

1.3.1 Techniques de synthèse - Cas général

Les premières notions de système et de régulation sont apparues XIX^{ème} siècle dans les travaux de Maxwell, précurseur dans ces domaines [31]. En 1868 ce dernier introduit la notion de *Governor*, dispositif connecté à un système afin de l'aider à fonctionner « proprement ». Les applications qu'il donne en exemple représentent les premiers régulateurs cités dans la littérature. En conclusion de son analyse il a montré que l'étude de stabilité des systèmes bouclés ainsi obtenus revenait à résoudre une équation polynomiale, connue aujourd'hui sous le nom de polynôme caractéristique.

Toutefois la résolution d'une telle équation est peu aisée pour des polynômes d'ordres élevés, et il a fallu attendre quelques années pour que les travaux en mathématiques de Edward J. Routh puisse fournir une condition nécessaire et suffisante sur les paramètres du polynôme pour garantir la stabilité du système : le **critère de Routh-Hurwitz**, présenté en 1877 [32]. Ce critère permet de déterminer la stabilité du système en fonction de paramètres calculés à partir des coefficients du polynôme caractéristique.

Les travaux de Lyapunov viennent ensuite, dans le cadre de sa thèse en 1892, avec le **théorème fondamental de Lyapunov** [33]. Pour un système, d'état x , ce théorème évalue la stabilité des équations différentielles linéaires par l'utilisation d'une fonction $V(x)$ représentative du système. Le théorème dit que si l'on a $V(x)$ définie positive et $\dot{V}(x)$ définie négative alors $V(x)$ est une fonction de Lyapunov candidate et le système est dit stable au sens de Lyapunov. La définition de $V(x)$ permet aussi de considérer le cas de systèmes non-linéaires, modélisés par exemple sous forme $\dot{x} = f(x, t)$, l'état du système. Pour un système sous forme de représentation d'état $\dot{x} = Ax(t)$ le théorème permet aussi de dire qu'il est asymptotiquement stable si, et seulement si, pour toute matrice symétrique définie positive Q il existe une matrice symétrique P qui satisfait l'équation de Lyapunov : $A^T P + P A + Q = 0$. L'existence de P garantit la stabilité.

Les années 1930-40 ont vu l'apparition de techniques en **automatique fréquentielle**. Les exigences usuelles telles que stabilité, rapidité et précision sont affichables graphiquement, par exemple sur des diagrammes de Bode [34], Nyquist [35] ou Black-Nichols [36]. Le comportement se devine par le biais des diagrammes grâce aux tracés d'une fonction de transfert $F(s)$. Le principal avantage de ces diagrammes a été de permettre d'évaluer visuellement la stabilité, la rapidité et la précision du système. Ces techniques fréquentielles ont aussi pu se

1.3. Synthèse de correcteurs pour lois de commande

développer dans un cadre multi-entrées/multi-sorties (MIMO¹⁸) grâce à l'émergence d'approches récentes telles que l'*Individual Channel Design* (ICD¹⁹), introduite par O'Reilly et Leithead en 1991 [37] pour la conception, qui permettent la synthèse de lois sur des systèmes MIMO en prenant en compte les spécifications axe par axe, grâce à une modélisation sous forme de sous-modèles mono-entrée/mono-sortie (SISO²⁰). Cette approche a été étendue ensuite pour l'analyse, devenant l'*Individual Channel Analysis and Design* (ICAD²¹). Cette approche fréquentielle a comme avantage de permettre le paramétrage de correcteurs pour systèmes multi-variables soumis à de forts couplages inter-axes et de quantifier leurs effets sur la robustesse [30].

En parallèle on peut aussi citer les travaux de Ziegler et Nichols [38] : ces derniers ont mis au point une **méthode heuristique pour le réglage de correcteurs de type PID** avec comme objectif d'améliorer la stabilité face aux perturbations.

A partir des années 1960 la **commande optimale** fait son apparition avec l'énoncé du principe du maximum de Pontryagin [39] en 1962. Cet énoncé fournit une condition nécessaire d'optimalité, la condition suffisante étant implicitement calculée lors de la détermination des matrices vérifiant les conditions nécessaires. La mise en pratique de ce théorème permet d'obtenir une expression mathématique directe du correcteur à synthétiser en fonction des objectifs donnés via une fonction coût.

Au cours de cette même période, Kalman introduit les notions de représentation d'état, de commandabilité et d'observabilité [40]. Grâce à ces nouvelles notions il a pu développer des techniques basées sur des lois de commande à retour d'état telles qu'employées pour la commande optimale Linéaire Quadratique (aussi appelée commande LQ²²). Pour son fonctionnement la synthèse LQ utilise un critère quadratique à minimiser par le biais d'algorithmes d'optimisation. La résolution de ce problème d'optimisation se ramène ensuite à la résolution de l'équation de Riccati. A partir de cette représentation Kalman a aussi posé les bases du filtre qui porte son nom, le filtre de Kalman, qui a un rôle d'estimateur pour le système. Celui-ci prend en compte certains bruits pour l'évolution de l'état et des mesures, ceci afin de réduire leur portée dans l'état estimé. Ce filtre est utilisé pour la synthèse Linéaire Quadratique Gaussienne (LQG), qui est dérivée de la synthèse LQ mais cette fois avec prise en compte des bruits. Cette synthèse permet d'obtenir un système robuste au bruit, mais avec toutefois une perte en performance. Une technique alternative existe avec la synthèse LQG/LTR (*Loop Transfer Recovery*), capable de profiter des avantages des deux techniques de synthèse (plus de détails dans [41]).

En parallèle le passage par une représentation d'état a aussi permis le développement de techniques basées sur le **placement de structure propre par retour d'état**. L'objectif ici, pour un système de la forme $\dot{x} = Ax + Bu$, est de créer un correcteur sous la forme $u = -Kx$, avec K choisie de telle sorte que la matrice du système en boucle fermée, $A - BK$,

18. *Multi-Inputs/Multi-Outputs*

19. *Individual Channel Design*

20. *Single-Input/Single-Output*

21. *Individual Channel Analysis and Design*

22. *Linear Quadratic*

contienne les pôles désirés. Cette forme de synthèse permet un découplage du système fermé et où la stabilité est atteignable. Cette technique a depuis été étendue, par exemple par Kimura [42] dans le cas où l'état complet n'est pas observé : si on considère n, r et m le nombre d'états, d'entrées et de sorties, alors un placement de pôle est possible si $n \leq r + m - 1$. Le compensateur dynamique doit toutefois vérifier un ordre minimal de $n - m - r + 1$. Andry, Shapiro et Chung [43] ont proposé plus tard une extension pour un retour de sorties partielles, i.e. dans le cas où le retour est contraint par l'architecture de commande. Sobel, Yu et Shapiro [44] ont ensuite proposé une technique pour « alléger » la matrice de retour K par suppressions de gains. L'idée était d'estimer quelles valeurs sont négligeables par rapport aux autres gains de la matrice, puis de les fixer à zéro. L'impact de cette procédure réduit le nombre de gains à déterminer pour le placement de structure propre.

Compte tenu du niveau de complexité rencontré avec certains systèmes, soumis à des aléas parfois importants, et grâce aux travaux sur la commande LQG, la fin des années 1970 voit apparaître la **commande prédictive**. La contribution la plus retenue est celle de Richalet [45], qui introduit la commande prédictive basée modèle²³. L'idée générale se base sur l'utilisation d'un modèle du système pour prédire à chaque instant l'évolution du système sur un horizon fuyant - en général plusieurs pas de temps - ceci dans le but de générer une commande adaptée aux objectifs donnés en consigne. Ces objectifs sur la commande et l'erreur sont gérés via une contrainte à optimiser pour générer les futures consignes. La consigne finalement appliquée est la consigne prédite initiale. Le concept de commande prédictive a ensuite été généralisé par D.W. Clarke en 1987 [46], celui-ci pose les contraintes sous la forme d'un critère quadratique à minimiser où erreur et commande sont pondérés. La contribution de Camacho [47], en 1993, a permis de prendre en compte les contraintes aux entrées et sorties du système. En parallèle des méthodes similaires ont aussi été appliquées à des systèmes à temps continu par Gawthrop [48].

Malgré toutes les techniques citées précédemment certaines problématiques liées aux perturbations et changements brusques persistent, et c'est dans le but d'y remédier que les techniques de **commande robuste** ont fait leur apparition. L'objectif de ces méthodes est de garantir la stabilité face aux perturbations et aux erreurs du modèle. Cette exigence a permis à la commande robuste de connaître un essor considérable ces dernières années, y compris dans le milieu industriel, et ce grâce à deux atouts majeurs : sa contribution à la systématisation du processus de synthèse, et son aspect pratique pour prendre en compte les problèmes de l'ingénieur automaticien. Dans la famille des méthodes de synthèse robuste on

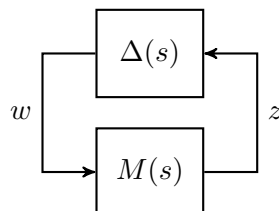


FIGURE 1.14 – Interconnexion entre un système $M(s)$ et des perturbations Δ

23. *Model Predictive Control*

1.3. Synthèse de correcteurs pour lois de commande

peut tout d'abord citer la technique de synthèse \mathcal{H}_∞ proposée par Zames en 1981 [49]. Cette méthode repose sur la résolution d'un problème d'optimisation basé sur la norme \mathcal{H}_∞ : mis sous forme standard, le système $M(s) = \mathcal{F}(P(s), K(s))$ - contenant le modèle dynamique P et la commande K en boucle fermée - est soumis à des perturbations et incertitudes représentées par $\Delta(s)$, tous deux linéaires et stables. Cette interconnexion peut être symbolisée par la Figure 1.14. Sous cette forme, si on suppose que la norme de Δ est bornée tel que $\|\Delta\|_\infty < 1/\gamma$, alors grâce au Théorème du Faible gain on peut dire que le système $M(s)$ est stable si et seulement si :

$$\|M(s)\|_\infty < \gamma \quad (1.25)$$

L'objectif de la synthèse \mathcal{H}_∞ est donc de choisir le correcteur $K(s)$ du système $M(s)$ de sorte à minimiser la norme \mathcal{H}_∞ du système $M(s)$. En effet, le système est d'autant plus robuste que $\|\Delta\|_\infty$ est grand, i.e. d'autant plus robuste que γ est faible. L'établissement du problème d'optimisation à résoudre est présenté plus en détail dans l'Annexe C.

Un problème \mathcal{H}_∞ est un problème convexe, et la résolution classique passe par la résolution de deux équations couplées de Riccati dont l'algorithme de résolution est connu, sous condition que K et P soient de même ordre. Ce problème peut aussi être reformulé de sorte à être résolu à l'aide de techniques d'optimisation non lisses introduites par Apkarian [50]. Avec cette approche, la structure du correcteur K est indépendante du système, i.e. P et K peuvent être d'ordres différents - ce qui constitue un avantage par rapport à la résolution classique. Toutefois le problème reformulé est non-convexe, ce qui nécessite un réglage adéquat. Les méthodes de synthèse robuste peuvent aussi être décrites par le biais d'inégalités matricielles linéaires (LMI²⁴), comme explicité par Boyd en 1994 [51]. La formalisation sous forme de LMI permet de combiner en une fois l'ensemble des contraintes sous forme d'une LMI commune, et autorise ainsi davantage de flexibilité. Ensuite, l'emploi d'algorithmes d'optimisation permet de résoudre chaque inégalité pour finalement en extraire un compensateur d'ordre plein. Toutefois cette stratégie est vite limitée pour les systèmes d'ordre élevé compte tenu de la puissance de calcul requise (maximum 20-30 états), et la condition forte associée à cette résolution nécessite d'utiliser des inégalités convexes. D'autres techniques similaires existent, comme par exemple la synthèse \mathcal{H}_2 ou la μ -synthèse, détaillées entre autres dans l'ouvrage de Daniel Alazard : « Robustesse et Commande Optimale » [41].

D'autres alternatives existent, telles que la commande adaptative. Ce type de commande se base sur l'utilisation d'un modèle de référence pour définir les performances obtenues en boucle fermée et d'un système adaptatif. La combinaison des deux va permettre de modifier les paramètres du contrôleur selon les écarts estimés entre états prédits et estimés. Plus de détails sont donnés dans un ouvrage d'Aström [52]. Une autre approche existe via la logique dite floue proposée en 1985 par Takagi-Sugeno [53], et couplée à l'utilisation de réseaux de neurones. A ceux-ci s'ajoutent aussi les techniques de séquençement de gains qui permettent de palier les changements de modèle, généralement variable dans le temps. Les systèmes non-linéaires sont approchés en des états donnés par des séries de modèles linéaires invariables dans le temps, et pour chaque modèle un jeu de gains pour correcteur est trouvé. Le séquençement de gains permet de faire varier les gains en fonction de l'état du système, lui permettant de

24. *Linear Matricial Inequalities*

choisir à chaque fois les gains les plus appropriés. Plus de détails peuvent être trouvés dans le livre de Briat [54].

Dans le cadre de ce mémoire on s'intéresse aux applications pour hélicoptères, mais avec utilisation de tous ou certains critères de QdV à respecter. De cet historique on peut en extraire de nombreuses méthodes pour paramétrer des lois de commande pour hélicoptères. Sans chercher à être exhaustive la sous-section suivante présente certaines applications de ces techniques.

1.3.2 Applications au réglage de lois de pilotage d'hélicoptères

Dans la littérature on trouve des applications des techniques citées précédemment pour la synthèse de lois pour hélicoptères, parfois combinées.

Quelques approches « exotiques » En 1997 Zein-Sabatto et Zheng [55] sont passés par une structure de commande complexe alliant de la commande adaptative (avec des correcteurs PIDs paramétrables en temps réel), des réseaux de neurones, de la logique floue et des algorithmes génétiques. Cette structure complexe était destinée à un hélicoptère électrique, mais dans une configuration de laboratoire spécifique. Enns et Si [56] ont choisi une approche neuronale, mais avec apprentissage, pour définir une loi de commande. Cette logique neuronale a été couplée par Lu et Zhang [57], [58] avec une commande floue pour les mouvements latéraux de l'appareil. En 2001, Zhang et son équipe [59] ont développé un outil d'étude comparative de lois de commande réglables pour hélicoptère, ceci par le biais de simulations linéaires pour obtenir rapidement des résultats comparatifs. L'outil ne se base cependant que sur un hélicoptère à deux degrés de liberté. Enfin, De Carvalho [60] est parti sur une technique empirique où il a couplé réseaux de neurones et retour de sorties, ceci pour que le système s'adapte aux variations non-linéaires imprévues.

Evidemment il existe des méthodes plus usuelles, proches des lois de commande recommandées par la norme ADS-33. Dans le cas présent on souhaite générer des lois de commande plus usuelles, telles que celles définies par la norme ADS-33. Un regard particulier est donné aux publications prenant en compte les critères de QdV. Le paragraphe suivant se focalise sur ces applications.

Des méthodes plus usuelles Une des techniques les plus testées a été le placement de structure propre. Andry, Shapiro et Chung [43] ont appliqué en 1983 cette technique pour une loi à retour d'état destinée au contrôle de vol pour avion, le long de l'axe latéral. En particulier ils ont testé avec contraintes sur les éléments de la matrice de retour d'état, avec une méthode de sélection des vecteurs propres dans le but de limiter les couplages roulis-lacet. Pour leur loi de commande hélicoptère, Apkarian, Champetier et Magni [61] ont allié à la fois un retour d'état basé sur du placement de pôles pour les performances dynamiques et des techniques fréquentielles pour optimiser la robustesse. Du fait de ce choix les critères employés sont ceux de l'automatique classique. Garrard, Low et Prouty [62] ont ensuite mis en pratique

1.3. Synthèse de correcteurs pour lois de commande

le placement de structure propre pour la synthèse de lois ACAH et RCAH, lois classiques pour hélicoptères, par le biais d'un retour inverse. Les objectifs étaient d'améliorer le découplage modal, d'obtenir les caractéristiques consigne-réponse désirées et une bonne stabilité robuste. Antequera, Santos et de la Cruz [63] ont comparé ces méthodes de placement de pôles avec la synthèse LQ en termes de robustesse, et les résultats démontrent une efficacité similaire.

On peut relever l'emploi de techniques ICD et ICAD, tant pour la synthèse que pour l'extension de robustesse du système, en particulier face aux couplages. Dans ces travaux dédiés à la commande d'hélicoptères on notera les contributions de Dudgeon et Gribble, avec en 1995 [30] un premier ensemble de lois de type ACAH, RCHH et RCDH paramétrées en fonction de critères de QdV de niveau 1 dans la norme ADS-33. Suite à cela l'ajout d'un niveau supérieur de commande de type TRC [8], de sorte à imbriquer en cascade les modes TRC et ACAH, a été effectué de façon similaire. Dans ces deux articles les critères de QdV sont traduits dans les critères usuels de l'automatique de sorte à obtenir les dynamiques équivalentes, et dans le cadre de spécifications pour des variations de basse amplitude. L'étude est prolongée aux amplitudes larges et modérées en 1997 [64] pour la prise en compte de phénomènes non-linéaires. En parallèle, Liceaga-Castro [65] a aussi employé ce type d'approche sur un hélicoptère 4 entrées/4 sorties pour réduire les couplages latéral-longitudinal en vol d'avancement. La méthode a permis de valider une loi de pilotage composée de 2 sous-systèmes SISO avec un niveau LEVEL 1 de QdV.

Les méthodes de synthèse robuste sont aussi couramment utilisées. Yue [66]–[68] a employé des techniques \mathcal{H}_∞ pour le développement de lois de commande découplées, avec amélioration des critères de QdV d'un hélicoptère de combat. Toutefois ces critères n'entrent pas en compte dans la synthèse et n'interviennent qu'à titre de vérification des performances. Luo, Liu, Yang et Chang passent aussi par une synthèse \mathcal{H}_∞ en 2003 [69]. La loi ainsi générée a été comparée avec un correcteur issu d'une synthèse LQG pour évaluation des QdV. Cependant la loi proposée n'est pas une loi standard²⁵ pour le pilotage d'hélicoptère. Postlethwaite [70] a quant à lui employé les techniques de synthèse \mathcal{H}_∞ quadratique en performance sur un modèle non-linéaire d'hélicoptère muni d'une loi de commande à 2 degrés de liberté et basée sur le séquençement de gains. Les spécifications en performance permettent de valider des qualités de pilotage de niveau 1 sur l'échelle HQR de Cooper-Harper, tant en simulations qu'en vols pilotés.

D'autres techniques sont aussi comparées spécifiquement pour de l'appontage automatique. A partir d'équations non-linéaires pour simuler un hélicoptère autonome, Shim [71] se focalise sur trois techniques de commande pour pilote automatique : la μ -synthèse pour effectuer de la commande robuste linéaire multi-variable, la logique floue appliquée à des correcteurs PID pour du réglage évolutif de gains, et la commande par bouclage linéarisant pour le suivi. De son côté, Sandino [72] compare trois autres techniques de commande linéaires : la commande linéaire quadratique intégrale, la commande prédictive, et la synthèse \mathcal{H}_∞ par loop-shaping, technique qui a pour but de modéliser les modes propres du système ouvert. Enfin, Hu [73] passe par de la commande adaptative robuste pour son correcteur, ceci dans le but d'adapter la loi de commande pour compenser l'effet de sol ressenti à l'approche du

25. Telle que celles proposées par la norme ADS-33

sol. En parallèle un module génère les consignes à apporter pour le suivi de trajectoire par le biais d'une commande optimale. Toutefois son étude ne se focalise que sur l'axe vertical. Toujours dans le cadre de missions d'appontage, cette fois pour des vols en pilotage, Soneson [9] a généré ses lois de commande pilotées ACAH, ACVH²⁶ et TRC/PH en utilisant à la fois des techniques d'inversion dynamique non-linéaire et des correcteurs de type PI.

Pour finir, seule une poignée d'études se sont penchées sur l'exploitation directe des critères de QdV de la norme ADS-33. Les contributions majeures sont celles apportées par Tischler dans le cadre de développements avec l'US Navy. A partir d'une première étude [11] qui a proposé de corriger les limites de la norme, inhérentes au mode de réglage utilisé à cette époque, une décennie de développements a permis d'aboutir à l'élaboration de CONDUIT[©] (Control Designer's Unified Interface), un outil d'optimisation interactif. Cet outil a permis avec succès de respecter les spécifications de la norme ADS-33, tout en maintenant un bon niveau de robustesse et une faible activité aux actionneurs. En 2001 une étude compare cet outil de synthèse avec d'autres techniques de synthèse de l'automatique plus classiques, telles que l'inversion dynamique, la commande LQ et la synthèse \mathcal{H}_∞ [74]. Dans sa thèse [14] et ses articles [10], [75], [76], Antonioli s'est penché sur le cas particulier d'une loi en assiette proche de l'ACAH, la loi ATT, construite à partir de correcteurs PID. Il a mis en place des méthodes de calculs de gains avec prise en compte des QdV selon une démarche par étapes : une première phase pour obtenir un jeu de gains initial pour ses correcteurs avant de procéder à un recalage itératif, et la génération d'abaques pour initialiser la loi selon les QdV espérées.

1.3.2.1 Quelques techniques pour systèmes non-linéaires

D'autres approches permettent aussi de commander des systèmes cette fois non-linéaires. On peut par exemple citer les techniques de commande par platitude différentielle, décrites par Fliess [77] en 1995, qui permettent de calculer les entrées à appliquer au système afin d'obtenir une trajectoire désirée. On peut aussi citer l'inversion dynamique, citée précédemment pour les lois pilotées de Soneson [9]. Des méthodes de linéarisation par bouclage permettent aussi de commander des véhicules volants, comme effectué par [78] sur un quadrotor. Pour autant, de telles méthodes ne sont employées que sur des modèles réduits. Elles ne sont pas envisagées pour des avions plus gros pour des raisons de sécurité et de simplicité, et les méthodes appliquées se contentent d'une approche linéaire.

26. *Acceleration Command/Velocity Hold*

1.4 Asservissement visuel

L'objectif de cette section est d'introduire l'asservissement visuel, ou commande basée vision, ainsi que les différents aspects d'intérêt pour cette thèse. Nous présentons tout d'abord quelques définitions et concepts employés par ce type de commande. Ensuite les aspects géométriques sont expliqués afin de mieux aborder la synthèse des lois, i.e. l'aspect commande, qui est l'objet de la partie suivante. Cette dernière partie permet de faire un état de l'art des techniques employées dans la littérature, mais se focalise en particulier sur les applications pour engins volants de type VTOL.

1.4.1 Présentation générale

Cette première partie introduit l'asservissement visuel et les concepts principaux. Elle est aussi l'occasion de souligner les subtilités de ce type de commande, qui peut être caractérisé par différentes approches.

1.4.1.1 Concepts généraux

Définition 1.2 (Asservissement Visuel)

L'asservissement visuel, ou commande basée vision, est une technique de commande qui exploite les informations issues d'une caméra vidéo afin de contrôler les déplacements d'un système, par exemple un robot, un drone, etc.

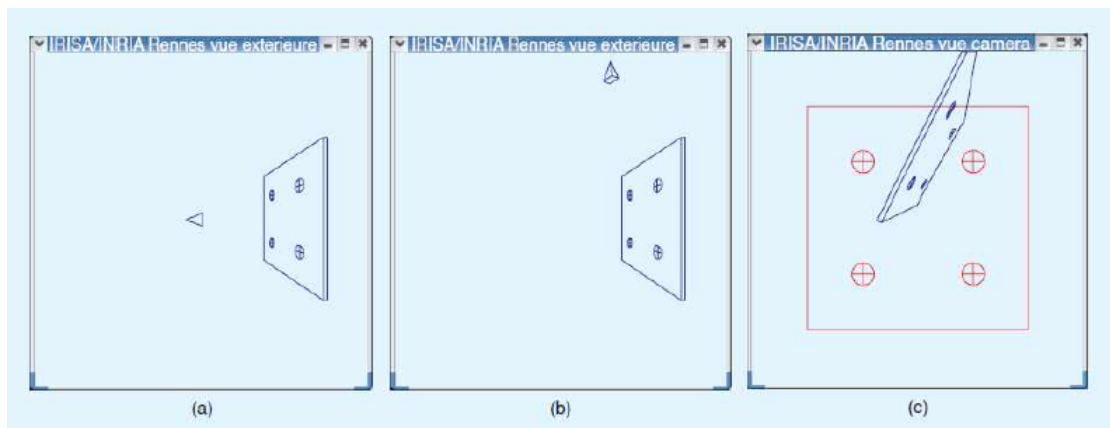


FIGURE 1.15 – Exemple d'asservissement visuel, avec (a) la position caméra désirée par rapport à une cible, (b) la position initiale, et (c) les images correspondantes initiale (bleu) et désirée (rouge) (extrait de [6])

En tant que loi de commande l'asservissement visuel oppose des mesures (les images caméra) et des consignes de référence à atteindre (images de référence). Dans les deux cas, les images correspondent à des positions dans l'espace 3D. La technique est très bien expliquée

par François Chaumette et Seth Hutchinson dans leurs tutoriels en 2006 [6] et 2007 [7], et la Figure 1.15 illustre ce propos.

Asservissement visuel vs. vision dynamique La vision dynamique consiste à se servir des informations tirées des caméras sans pour autant être dans une logique de contrôle. Un exemple type de vision dynamique est le *Simultaneous Localization And Mapping* (SLAM), qui se base sur l'analyse des images pour reconstituer l'environnement autour de la caméra. A contrario l'asservissement visuel se base sur ces informations pour générer une commande. Une distinction entre ces deux procédés est donc nécessaire.

Deux configurations Il faut aussi souligner la présence de deux configurations possibles pour l'asservissement visuel. Dans la première configuration la caméra est embarquée sur le robot et est ainsi entraînée dans son mouvement (cas « *Eye-in-Hand* »). Cette configuration est visible dans la Figure 1.15c. Dans la seconde la caméra est déportée et observe le robot (cas « *Eye-to-Hand* »), en général depuis un point fixe, par exemple au sol et en face de la cible et du robot, comme affiché sur les Figures 1.15a et 1.15b. Dans le cadre de cette thèse on ne s'intéresse qu'au premier cas, avec une caméra embarquée par l'hélicoptère.

1.4.1.2 Différentes approches

Un problème d'asservissement visuel est usuellement formalisé à l'aide d'une approche par fonction de tâche. Cette approche définit des variables d'état, dites « fonctions de tâche » [79], et l'objectif est de commander le système de sorte que cette fonction atteigne une valeur cible. Le formalisme adopté pour une approche par fonction de tâche dépend de la fonction de tâche choisie. De ce point de vue la commande basée vision va privilégier deux sous-approches : l'asservissement visuel basé images ou l'asservissement visuel basé position, appelés *Image-Based Visual Servoing* (IBVS) et *Position-Based Visual Servoing* (PBVS²⁷) en anglais.

L'approche IBVS Dans ce cas particulier la fonction de tâche s'exprime en fonction d'éléments extraits directement de l'image. Par exemple, si l'objectif est de se positionner par rapport à une cible observée, la fonction de tâche choisie peut s'écrire sous la forme de coordonnées de points ou de formes spécifiques détectées, telles que des lignes, des cercles, etc.

L'approche PBVS Dans le cas PBVS la fonction de tâche représente des grandeurs cartésiennes, estimées grâce aux mesures images. La fonction de tâche usuelle est la position de la caméra, définie dans un repère de référence. Pour la définir le correcteur doit procéder par une reconstruction de cette pose, et va pour cela utiliser un modèle 3D des cibles identifiées sur l'image et un modèle de caméra²⁸.

27. *Position-Based Visual Servoing*

28. Pour accéder à ses paramètres intrinsèques tels que la longueur focale, la résolution de l'image, etc.

1.4. Asservissement visuel

Approches avancées D'autres approches dérivées existent et tentent de combiner les avantages de l'IBVS et du PBVS sans les inconvénients. On peut citer par exemple une approche hybride expliquée par Chaumette [7] qui mélange PBVS en vitesse angulaire et IBVS pour le reste de la commande, et découple alors rotation et translation. D'autres approches hybrides existent telles que le $d2D/dt$ [80] ou le $2D\frac{1}{2}$ [81]. On trouve aussi l'approche par partition où la loi de commande est totalement découplée sur les six degrés de liberté, comme expliqué dans le tutoriel de Chaumette et Hutchinson [7].

1.4.1.3 Relation image/monde réel : la matrice d'interaction

Définition 1.3 (Matrice d'interaction)

La matrice d'interaction L est la matrice qui lie la dérivée de la fonction de tâche \mathbf{s} et les vitesses linéaires \mathbf{v} et angulaires $\boldsymbol{\omega}$ de la caméra, tel que présenté ci-dessous :

$$\dot{\mathbf{s}} = L(\mathbf{s}) \begin{pmatrix} \mathbf{v} \\ \boldsymbol{\omega} \end{pmatrix} \quad (1.26)$$

Cette matrice est importante car elle permet de lier dynamique réelle 3D et image 2D, ce qui est indispensable pour établir une loi de commande. Son expression diffère selon le type de fonction de tâche, et évolue en fonction de celle-ci. La relation induite est donc non-linéaire. On peut aussi souligner que par sa construction la matrice d'interaction se rapproche d'une matrice jacobienne.

Pour construire cette matrice il faut prendre en compte la fonction de tâche choisie et les aspects géométriques qui régissent la formation d'images. Une fois ces aspects géométriques traités, les aspects commande peuvent être énoncés pour la synthèse d'une loi de commande basée vision.

1.4.2 Aspects géométriques et formation des images

Dans cette sous-section on s'intéresse à la formation des images par une caméra. En effet la connaissance de ces aspects géométriques est nécessaire pour pouvoir profiter au mieux des mesures détectées par le capteur, et ceci passe par une modélisation des relations entre données image et observations du monde réel.

1.4.2.1 Une affaire de projection

La création d'une image par une caméra est le résultat d'une projection de la scène observée par cette caméra sur le capteur. Dès lors cette image générée dépend du modèle de caméra employé, car elle conditionne la nature de cette projection. Le type de projection le plus courant est celui que l'on retrouve avec les modèles de caméra dits sténopés : la projection perspective. Il s'agit tout simplement d'une projection des objets visualisés sur un plan, comme

visible sur la Figure 1.16. D'autres projections existent, avec par exemple les systèmes de vision centrale catadioptrique qui combinent miroir de révolution et caméra, et qui équivalent à un système de projection sur une sphère unitaire [82], comme illustré sur la Figure 1.17. Ces deux modèles de caméra sont illustrés dans les Figures 1.18 et 1.19. Plus de détails sur les différents types de projection peuvent être trouvés dans la thèse de Tatsambon Fomena [83].

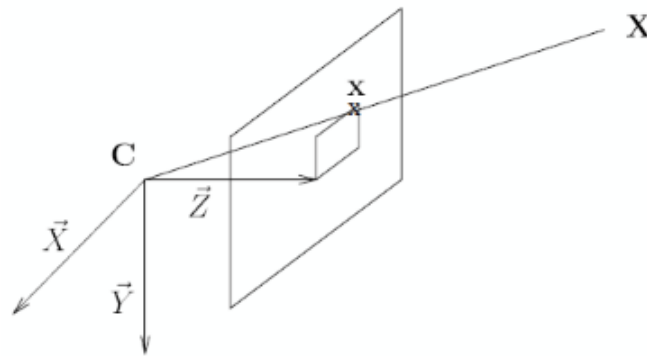


FIGURE 1.16 – Exemple de projection perspective

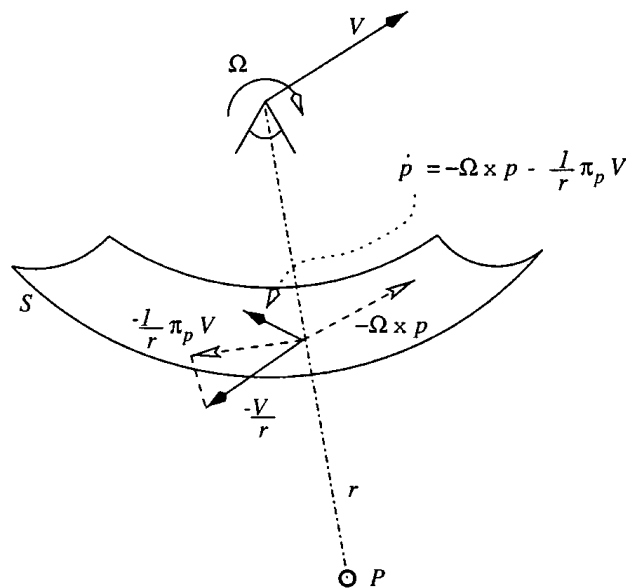


FIGURE 1.17 – Exemple de projection sphérique [82]

Une caméra sphérique n'existe pas, rigoureusement parlant, mais constitue un modèle idéal vers lequel on peut se rapprocher. La projection sphérique a ses avantages par rapport à la projection perspective : une caméra sphérique permet de s'affranchir du besoin de conserver la cible dans le champ de vision, et grâce à son large champ de vision elle réduit une ambiguïté que l'on peut trouver sur les champs de flux optiques pour les mouvements de rotation sur l'axe X et de translation selon l'axe Y (voir l'article de Corke [84] pour plus de détails). De plus Barreto [85] a montré qu'une caméra sphérique fournit une matrice d'interaction non soumise à des singularités.

1.4. Asservissement visuel

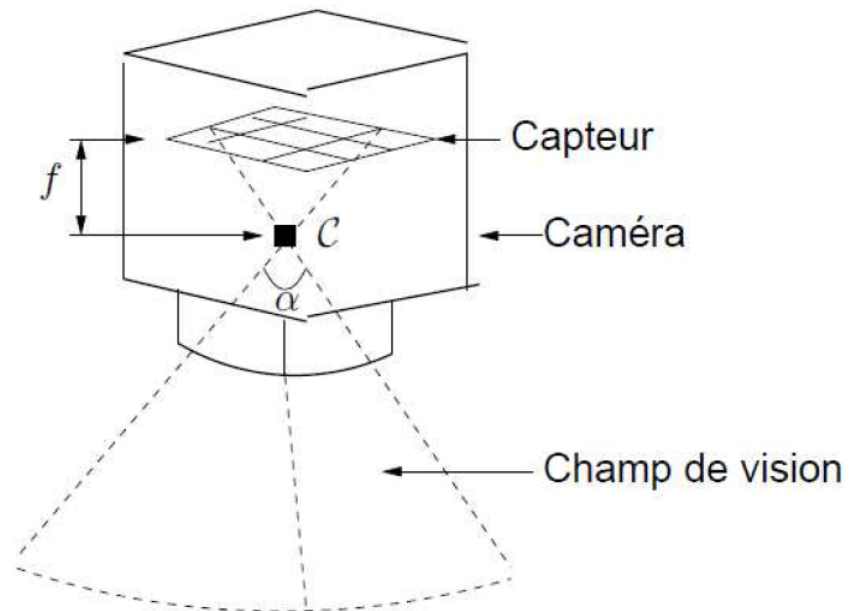


FIGURE 1.18 – Caméra à modèle sténopé [83]

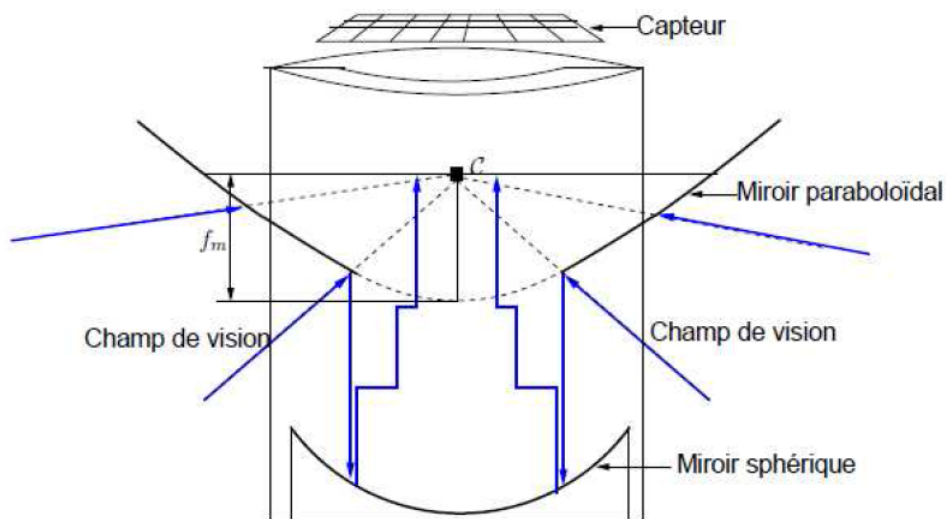


FIGURE 1.19 – Caméra à vision centrale catadioptrique [83]

1.4.2.2 Détection d'indices visuels

Les images sont traitées de sorte à détecter des indices visuels, utiles pour définir les fonctions de tâche. Les cas les plus simples permettent de relever ces indices directement dans l'image, mais d'autres schémas plus complexes peuvent aussi servir. On relève donc deux principales catégories d'indices : les indices 2D représentatifs des formes détectées directement dans l'image, et les indices 3D issus d'une étape de reconstruction.

Indices 2D Ces indices, relevés directement dans l'image, sont repérables grâce aux algorithmes de traitement d'image. Ce traitement permet d'identifier bon nombre d'indices visuels exploitables pour la commande basée vision. Une fois identifiés ces derniers sont exprimés sous forme de fonctions de tâche. En ce qui concerne la projection perspective la thèse de François Chaumette [86] passe en revue une bonne partie de ceux-ci, complétés plus tard avec un article [87] qui catalogue les fonctions de tâche associées. On peut noter l'utilisation de points [6], d'ellipses [88], de projections de sphères [89], ou de lignes²⁹ [90]. Pour une projection sphérique les formes détectées définissent des fonctions de tâche différentes. De nombreux aspects de la projection sphérique en termes de modélisation, d'informations visuelles et de commande ont été étudiés par Tatsambon Fomena [83]. Enfin, en complément des modèles de projections précédents certains modèles unifiés ont été proposés. Celui de Shen et Chesi [91], par exemple, inclut les modèles de caméra perspective, fisheye et catadioptrique, et a pu être appliqué pour un suivi de trajectoire basé images.

Indices 3D Plusieurs méthodes permettent d'obtenir des indices 3D à l'aide des indices 2D. La méthode générique consiste à se baser sur un modèle 3D de l'objet observé et un modèle de caméra pour obtenir la pose entre caméra et cible. Dans ce cas on se ramène à un problème de localisation 3D [6]. Il est aussi possible de procéder par triangulation lorsqu'un système en stéréovision, i.e. deux caméras, est utilisé. Une autre alternative existe aussi avec l'utilisation de la géométrie épipolaire, qui repose sur l'observation d'une même scène sous différents points de vue³⁰. Un procédé assez proche revient à estimer, à partir des deux images, la matrice homographique qui relie coordonnées du repère courant, i.e. la pose en cours, et du repère désiré, i.e. de référence. Cette matrice homographique représente le déplacement linéaire et en rotation à effectuer pour atteindre la pose de référence.

Indices alternatifs Une alternative à l'utilisation de formes détectées est l'emploi du flot optique, qui est défini comme la vitesse de défilement des points dans l'image. Cette approche est représentative d'une approche bio-inspirée, et permet de s'affranchir de tout hypothèse sur la scène observée - au point d'être qualifié de technique dite *mapless* [92].

29. Il s'agit d'une identification courante pour les procédures automatiques d'atterrissage d'avions

30. En général les deux points de vue sont la pose de référence et la pose en cours.

1.4. Asservissement visuel

1.4.2.3 Approche choisie : Projection d'un ensemble de points

L'application qui nous intéresse le plus est centrée sur l'utilisation de points repérés dans l'image. Les fondements théoriques derrière les équations de projection ci-dessous ont déjà été expliqués clairement par Chaumette et Hutchinson dans leur tutoriel [6].

Considérons un point de coordonnées $\mathbf{m} = (u, v)$ et un modèle de caméra sténopée de paramètres intrinsèques $\mathbf{a} = (c_u, c_v, f, \alpha_x, \alpha_y)$ tel que :

- (u, v) : coordonnées du point repéré, en pixels,
- (c_u, c_v) : coordonnées du point principal, i.e. du centre de l'image, en pixels,
- f : longueur focale de la caméra,
- (α_x, α_y) : taille des pixels pour chaque axe, en m/pixels (fonction de la résolution de la caméra).

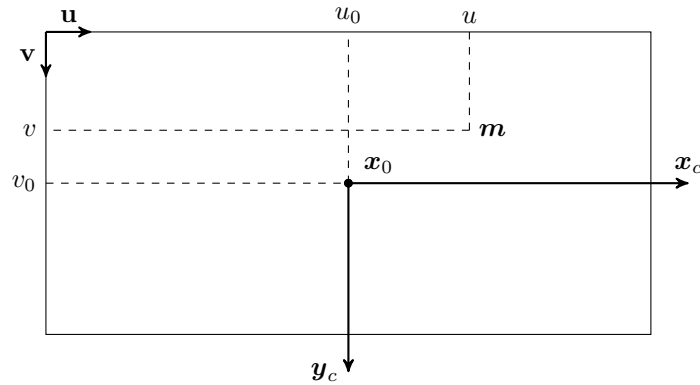


FIGURE 1.20 – Schéma du plan image (projection perspective)

Dans le monde réel le point \mathbf{m} représente le point \mathbf{X} de coordonnées (X, Y, Z) dans le repère caméra, dans la configuration représentée précédemment sur la Figure 1.16. Soient $\mathbf{x} = (x_p, y_p, z_p)$ la projection de \mathbf{X} dans le plan image, et \mathbf{x}_0 le centre du plan image aligné avec l'axe optique \mathbf{z}_c de la caméra. En l'absence de phénomène de distorsion, la projection sur le plan image mène vers l'équation (1.27). Toutefois on préférera travailler sur l'expression normalisée (1.28).

$$\begin{cases} x_p &= f \frac{X}{Z} \\ y_p &= f \frac{Y}{Z} \\ z_p &= f \end{cases} \quad (1.27)$$

$$\begin{cases} x &= \frac{X}{Z} \\ y &= \frac{Y}{Z} \\ z &= 1 \end{cases} \quad (1.28)$$

Le point central de coordonnées (c_u, c_v) en pixels correspond au point central \mathbf{x}_0 , et \mathbf{m} au point \mathbf{x} . L'équivalence entre les coordonnées dans l'image et le plan de projection aboutit finalement à l'expression ci-dessous :

$$\begin{cases} x &= \frac{X}{Z} &= \alpha_x \frac{u - c_u}{f} \\ y &= \frac{Y}{Z} &= \alpha_y \frac{v - c_v}{f} \end{cases} \quad (1.29)$$

Dans la situation actuelle la fonction de tâche \mathbf{s} correspond au point détecté, donc $\mathbf{s} = (x, y)$. La matrice d'interaction associée à la fonction $\mathbf{s}_i = (x_i, y_i)$ s'écrit donc :

$$L_i(\mathbf{s}_i) = \begin{bmatrix} -1/Z_i & 0 & x_i/Z_i & x_i y_i & -(1 + x_i^2) & y_i \\ 0 & -1/Z_i & y_i/Z_i & 1 + y_i^2 & -x_i y_i & -x_i \end{bmatrix} \quad (1.30)$$

Dans le cas où plusieurs points $(\mathbf{s}_1, \dots, \mathbf{s}_n)$ sont observés, tous sont associés dans une seule fonction de tâche $\mathbf{s} = (\mathbf{s}_1, \dots, \mathbf{s}_n)^T$ de sorte à former une matrice d'interaction unique $L(\mathbf{s})$ de taille $k \times 6$ ($k = 2n$), assemblée à partir des matrices d'interaction individuelles $L_i(\mathbf{s}_i)$.

$$L(\mathbf{s}) = \begin{bmatrix} L_1(\mathbf{s}_1) \\ \dots \\ L_n(\mathbf{s}_n) \end{bmatrix} \quad (1.31)$$

1.4.3 Utilisation de lois de commande basées vision

Cette sous-section présente brièvement le développement historique de l'asservissement visuel, avant de passer en revue les applications de ce type de commande aux véhicules volants, en particulier aux hélicoptères et pour les procédures de suivi et d'atterrissage.

1.4.3.1 Quelques étapes clés

Les débuts du concept L'idée d'un retour basé sur des observations visuelles apparaît avec les travaux de Shirai en 1973 [93]. Ce retour était alors utilisé pour de la reconstitution 3D de la pose de l'objet ciblé. Le terme d'asservissement visuel n'apparaît qu'en 1979 avec Hill et Park [94]. Dans les années 80 les travaux à l'université de Carnegie-Mellon font la distinction des notions de « *static look and move* » et de « *dynamic look and move* » [95], [96], où le traitement prise de vue/commande est soit en série, soit parallèle. En sus ces études emploient pour la première fois les outils formels de la théorie de la commande avec retour, fournissant ainsi une définition rigoureuse de l'asservissement visuel. Les notions de fonction de tâche ayant été formalisées par Samson [79] dans le cadre général de la robotique, la théorie régissant l'asservissement visuel a été adaptée pour une approche par fonction de tâche, en particulier dans les papiers de Rives [97], Espiau [98] et Samson [79]. Plus tard un formalisme basé sur la structure d'algèbre de Lie appliqué aux transformations affines apparaît avec

1.4. Asservissement visuel

Drummond [99].

Développement des lois 2D et 3D classiques Les années 90 apportent leur lot de précisions avec un premier référencement des besoins des lois de commande basée vision. François Chaumette [86] a aussi effectué un état de l'art des différents types d'indices visuels reconnaissables avec leurs matrices d'interaction associées. Un premier panorama des méthodes appliquées aux bras manipulateurs est effectué par Hutchinson [100]. En parallèle Chaumette et Marchand [101] introduisent la vision active, un schéma de contrôle où les mouvements caméra sont guidés par un besoin de perception de cible à des fins de reconstitution 3D.

Apparition d'approches hybrides et de découplages Un début d'approche hybride 2D-3D apparaît avec [102], suivi par d'autres études. Deguchi [103] introduit des schémas avec découplage translation/rotation, où la rotation maintient la cible en vue et la translation obéit à une consigne de vitesse linéaire. Le concept d'asservissement $2D\frac{1}{2}$ émerge avec Malis [104]. Dans ce schéma de commande la matrice homographique, qui traduit une erreur en pose 3D du robot par rapport à la pose désirée, est utilisée pour générer le mouvement de rotation pendant que les éléments 2D de l'image pilotent les autres degrés de liberté. Corke et Hutchinson [105] proposent un schéma de commande par partition entre les axes x-y et z, pour découpler les mouvements et éviter certaines singularités.

Développements annexes pour augmentation de stabilité et de performances Le concept de mémoire visuelle apparaît ensuite pour gérer des déplacements à fortes dynamiques [106], [107], où la trajectoire à suivre est modélisée non plus avec une image de référence seule mais avec une « série d'images » à suivre au fur et à mesure, obtenues par interpolation. Des contraintes similaires ont amené Mansard et Chaumette à proposer un schéma basé sur le séquençement de tâches [108]. Malis [109] a aussi remarqué que des approches habituellement adoptées pour l'asservissement visuel se résumaient à un problème de minimisation de l'erreur sur la valeur de la fonction de tâche mais au premier ordre. Les résultats étant peu efficaces celui-ci a proposé une réduction du deuxième ordre basé sur l'algorithme de minimisation de Newton, ce qui mène à une amélioration des performances. D'autres méthodes vont chercher dans des schémas de commande avancée, telle que la commande prédictive [110]. Enfin les objectifs de maintien dans le champ de vision ou d'évitement d'occlusions apparaissent dans les travaux de Marchand et Hager [111].

Quelques applications Les premières applications envisagées pour l'asservissement visuel concernent dès 1973 les bras manipulateurs, ces derniers disposant d'un modèle cinématique simple [93]. Les études concernant ces robots ont d'ailleurs été résumées par Corke [112]. Ensuite des applications sont apparues pour des robots roulants [113], [114], puis pour des véhicules mobiles comme des sous-marins [115] ou des engins volants. Cette application aux véhicules volants est traitée dans la sous-section 1.4.3.3. La mise en pratique s'est aussi révélée populaire dans le domaine médical, par exemple pour asservir une aiguille [116] ou pour

compenser les mouvements du cœur [117] en alliant commande prédictive et asservissement visuel.

1.4.3.2 Défis techniques

L'asservissement visuel est aussi soumis à des contraintes qui peuvent affecter les performances. Les problèmes et défis techniques cités ci-dessous ont été abordés dans la littérature, apportant leur lot de réponses.

Maintien de l'objet dans l'image Ce défi technique est sans doute l'un des plus évidents. Toutefois une quantité non négligeables d'approches font l'hypothèse que l'objet ciblé demeure dans le champ de vision sans pour autant appliquer cette contrainte qui, en pratique, mène à l'arrêt de l'asservissement visuel en cas de perte de vue de la cible. Heureusement différentes solutions ont été proposées et sont présentées dans ce paragraphe. On peut tout d'abord noter la présence de stratégies basées sur le calcul de trajectoire, en privilégiant une trajectoire permettant le maintien de l'objet dans le champ de vision. Cette stratégie se retrouve dans [118]. Une méthode similaire est employée dans [119] à l'aide d'une fonction de Lyapunov pour démontrer le maintien de la cible dans l'image. Une autre stratégie privilégie se base sur le basculement entre plusieurs modes de commande dans [120] : une trajectoire nominale est suivie tant que la contrainte de visibilité est vérifiée, auquel cas la commande bascule vers un autre mode. L'emploi d'un champ de potentiel est étudié dans [121], avec un calcul de trajectoire par optimisation sous contraintes. Les contraintes traduisent des objectifs pour le maintien dans le champ de vision. La traduction de cette contrainte de visibilité sous forme de problème d'optimisation se retrouve aussi dans [122]. L'utilisation de la redondance est aussi utilisée dans [111] pour ajouter une tâche secondaire, le maintien de la cible dans l'image, à la tâche principale. Enfin, une stratégie basée saturation est employée dans [123]. Le procédé utilise un backstepping saturé sur l'orientation pour limiter l'inclinaison d'un drone et ainsi la conserver dans le champ de vision.

Erreurs de calibration Les erreurs de calibration font partie des causes d'incertitudes dans les mesures image, et constituent tout particulièrement un risque pour les performances voire la stabilité des architectures basées position. Elles sont d'ailleurs parfois la cause de singularités présentes sous certaines configurations engins-caméra [124]. Une première étude d'impact a été effectuée par Espiau [125] sur des cas simples. Des méthodes ont donc été développées pour améliorer la calibration. Marchand et Chaumette [126] calibrent une caméra à l'aide d'une technique d'asservissement visuel virtuel : le modèle de cible est projeté avec les paramètres caméra estimés pour obtenir une image courante, tandis que l'image réelle devient l'objectif à atteindre. Spratling [127] introduit des perturbations dans la loi de commande, le long des degrés de liberté, pour mieux estimer la jacobienne. D'autres études privilégient une approche sans calibration de caméra. Par exemple Yoshimi [128] se base sur une loi purement IBVS pour limiter les erreurs de calibration. On retrouve aussi des approches adaptatives [129], de l'optimisation non-linéaire [130], ou l'utilisation de quaternions [131].

1.4. Asservissement visuel

Dynamique, stabilité et performances Pouvoir évaluer la stabilité robuste et les performances permet de définir le domaine d'application d'un asservissement visuel. A l'aide de fonctions de Lyapunov, Chaumette et Hutchinson [6] énoncent des conditions que doit respecter la matrice d'interaction pour stabiliser le système. Ils soulignent l'avantage qu'a l'IBVS par rapport au PBVS en termes de robustesse. Les considérations en performance sont aussi prises en compte pour améliorer les lois dans la partie II [7]. Toutefois ils ne prennent en compte que des considérations géométriques. Les considérations dynamiques, qui incluent la dynamique contrainte de la caméra et du système commandé, ont des effets sur la stabilité et la performance de l'asservissement visuel. Corke et Good ont étudié ces aspects pour cet asservissement [112]. De son côté, Deng [132] propose une étude de stabilité robuste de l'IBVS et du PBVS par le biais d'une fonction énergétique. D'autres études proposent d'augmenter la stabilité. Par exemple, Hashimoto [133] génère des images intermédiaires artificielles entre images courante et désirée, de sorte à supprimer les minima locaux sources de singularités. Lohmann et Lietmann [134] utilisent un laser pour ajouter une information 3D à chaque point détecté, ceci afin d'améliorer la stabilité.

Découplages et changement de coordonnées L'IBVS a des avantages en termes de stabilité robuste, en particulier en ce qui concerne les erreurs de calibration, mais les trajectoires 3D générées peuvent parfois être singulières [6]. L'utilisation du découplage permet de limiter ce problème. Deguchi [103], par exemple, découple translation et rotation en utilisant d'abord la translation, la rotation ne servant à ce moment qu'à conserver la cible en vue, et seulement après le mouvement de rotation. Corke et Hutchinson [105] découplent par partition, en séparant mouvements selon l'axe z et les autres, par le biais d'une fonction potentiel. Bourquardez [135] suggère plutôt de bien choisir le type d'indices visuels pour découpler rotation et translation, dans le cadre d'un alignement sur piste d'atterrissage par un drone avion. Une autre alternative repose sur le changement de coordonnées. L'IBVS est particulièrement sensible aux singularités lorsqu'il est basé sur des coordonnées cartésiennes, et il est possible d'éviter certaines singularités en employant un autre système de coordonnées. Le cas le plus usuel repose sur l'utilisation des coordonnées cylindriques, comme Iwatsuki [136].

1.4.3.3 Applications sur hélicoptères et autres véhicules volants de type VTOL

On s'intéresse ici aux applications de la commande basée vision aux appareils volants, en particulier pour des VTOL tels que les hélicoptères ou les multi-rotors. Les applications listées ici concernent surtout les modèles réduits.

Pallier les défauts d'autres capteurs L'emploi de la vision permet aussi de compenser une perte de mesures, comme par exemple dans les travaux de Wu [137] à Georgia Tech où les informations de vision remplacent les données GPS en cas de défaillance. Toutefois les applications liées à la vision qui nous intéressent concernent davantage les missions autonomes.

Exécution de missions en autonomie De nombreuses situations dangereuses et difficiles d'accès ont d'ailleurs motivé cette utilisation de l'asservissement visuel, tant d'un point de vue civil, industriel, que militaire. Parmi les projets présents dans la littérature on trouve l'utilisation de tels dispositifs pour la détection de feux de forêt et la cartographie [138], l'inspection de lignes électriques [139] ou de bâtiments [140]. Pour exécuter avec succès ce type de mission de façon autonome, l'appareil doit être capable de décoller, de se diriger vers la zone d'intérêt en évitant les obstacles, détectés au préalable, de localiser un objet/repère particulier pour se positionner par rapport à celui-ci ou le suivre si nécessaire. Enfin il doit pouvoir enregistrer les informations souhaitées puis revenir à la base et atterrir.

Développement sur des tâches de base Ainsi diverses études tournent autour de ces besoins, à partir de tâches de base que sont l'atterrissage, le positionnement ou le suivi par rapport à une ou des cibles d'intérêt. Par exemple, dans le cadre du projet COLIBRI mené à l'université polytechnique de Madrid une loi de commande IBVS est mise en place sur un hélicoptère pour le positionner en face d'une fenêtre [141] ou pour atterrir d'urgence sur une zone détectée au préalable [139]. Les recherches menées à l'université Carnegie Mellon [142] ont permis d'implémenter une caméra à un drone afin d'effectuer des tâches de stabilisation en vol, du suivi de trajectoire, d'atterrissage et de reconnaissance, avec un algorithme d'estimation de pose. En termes de suivi de cible on peut notamment citer l'hélicoptère HUMMINGBIRD utilisé à l'université de Stanford pour le suivi d'un véhicule au sol [143], commandé à partir de données GPS pour la recherche et de données visuelles pour le suivi. Dans ses travaux, de Plinval utilise la mesure de la matrice homographique pour se stabiliser par rapport à une cible plane, la loi de commande linéaire développée est validée en termes de robustesse sur les incertitudes dans l'image [144]. Dans sa thèse Bourquardez [145] compare différentes lois IBVS basées sur la projection sphérique pour stabiliser un quadrirotor au-dessus d'une cible visuelle via une commande en translation et un découplage entre translation et rotation. La comparaison est faite avec l'IBVS classique avec projection perspective. Ceren et Altug [146] utilisent l'IBVS classique à projection perspective avec une loi de commande en vitesse pour faire atterrir un quadrirotor sur une plateforme fixe. Dans le cadre du projet BEAR (BERkeley AeRobot) de l'université de Berkeley, Shakernia tente un atterrissage automatique d'hélicoptère basé sur l'*ego-motion* [147]. Dans les travaux de Saripalli l'atterrissage est effectué sur une cible en translation en combinant une loi de commande optimale [148] et des algorithmes basés vision pour détection de cible [149]. Toutefois la translation omet les mouvements verticaux et angulaires, qui sont les plus dangereux pour l'appareil. Une procédure similaire est utilisée par Yu [150] avec une plateforme fixe, mais il procède en deux étapes - descente puis atterrissage final - pour prendre en compte l'effet de sol dans la commande d'atterrissage.

Tâches représentatives des opérations en mer Certaines des tâches citées précédemment sont appropriées pour des missions d'apportage. En effet, pour ce type de mission l'hélicoptère doit pouvoir se stabiliser au-dessus d'un navire en mouvement et atterrir sur une plateforme mobile. Quelques travaux démontrent d'ailleurs leur intérêt particulier pour ce type de procédure. Sanchez-Lopez [151] utilise une caméra pour estimer l'état dynamique d'une plateforme, prenant l'exemple d'une dynamique en mer. Toutefois ce papier n'inclut

1.4. Asservissement visuel

pas de loi de commande pour faire apponter automatiquement l'hélicoptère. Hérissé [152] combine flux optique et mesures inertielles pour suivre et atterrir sur une plateforme mobile, prenant là aussi l'exemple d'un helideck de navire. Lee [153] exécute les mêmes tâches élémentaires mais avec une loi de commande IBVS pour générer des consignes en vitesse. La commande bas niveau en vitesse qu'il emploie va plus loin car elle reprend une logique de commande adaptative par modes glissants, de sorte à prendre en compte l'effet de sol lors de l'atterrissage.

1.4.3.4 Architecture de commande

Il faut aussi noter que ce genre de pratique passe souvent par la mise en place de lois de commande bas-niveau, compatibles avec un pilotage manuel, auxquelles on ajoute des lois de commande haut-niveau par vision. L'asservissement visuel se substitue alors au pilote pour « guider » la machine en fournissant les consignes à suivre au correcteur bas-niveau. L'appareil évolue alors de façon autonome, comme lors de l'utilisation d'un PA³¹ avec le FMS³².

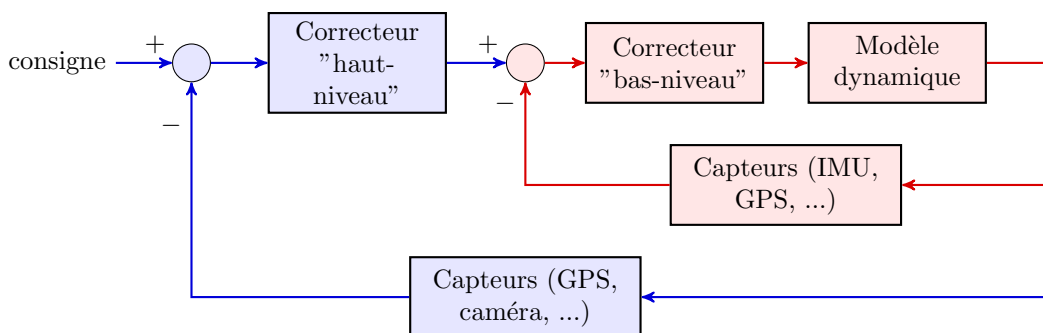


FIGURE 1.21 – Schéma-bloc d'une architecture de commande avec deux boucles imbriquées

Cette architecture à structure hiérarchique, présentée en Figure 1.21 avec une boucle de commande interne (en rouge) et une boucle de commande externe (en bleu), se retrouve dans la littérature avec très souvent le contrôleur basé vision en tant que loi de commande haut-niveau. Les travaux de Bourquardez [5], de Saripalli [148], [149] ou d'Altug [146] emploient par exemple ce procédé. Dans cette situation la boucle interne n'emploie que peu les données issues de la vision, et repose surtout sur les capteurs inertiels, GPS, etc. à l'image des lois de commande présentées dans la section 1.3.2.

Dans le cadre de cette thèse l'architecture de la boucle interne est imposé sous la forme de correcteurs PID imbriqués pour former une loi de commande en vitesse, comme présenté au chapitre 2.

31. Pilote Automatique

32. *Flight Management System*

1.4.3.5 Approche choisie : IBVS basé sur un nuage de points

Soient n points définis par des fonctions de tâches \mathbf{s}_i . Tous sont regroupés dans une fonction de tâche $\mathbf{s} = (\mathbf{s}_1, \dots, \mathbf{s}_n)^T$, liée à la vitesse 6D de la caméra par le biais de la matrice d'interaction $L(\mathbf{s})$ telle que construite dans (1.31). L'approche par fonction de tâche permet de définir l'erreur sur cette fonction, que l'on cherche à réduire pendant l'asservissement.

$$\mathbf{e} = \mathbf{s}^* - \mathbf{s} \quad (1.32)$$

Lorsque la cible est supposée immobile on obtient la relation suivante entre vitesse caméra $\mathbf{v}_c = (\mathbf{v}, \boldsymbol{\omega})^T$ et erreur grâce à la relation (1.26).

$$\dot{\mathbf{e}} = L_e(\mathbf{s})\mathbf{v}_c \quad (1.33)$$

$$L_e = L(\mathbf{s}) \quad (1.34)$$

La stratégie de base est de choisir une loi de commande en vitesse de sorte que l'erreur suive une décroissance exponentielle. Cela revient à procéder par bouclage linéarisant et d'inverser la matrice d'interaction, comme présenté par Chaumette et Hutchinson [6]. La matrice d'interaction n'étant pas carrée il faut passer par le calcul de sa pseudo-inverse selon Moore-Penrose. Afin d'éviter au maximum les problèmes de singularités, Chaumette souligne la nécessité d'identifier plus de 4 points dans l'image, i.e. $n \geq 4$. Finalement on obtient la loi de commande \mathbf{v}_c^c définie ci-dessous, avec $\lambda \in \mathbb{R}^+$ gain proportionnel de la commande, et le comportement du premier ordre de l'erreur (1.37).

$$\mathbf{v}_c^c = -\lambda L_e^+ \mathbf{e} \quad (1.35)$$

$$L_e^+ = (L_e^T L_e)^{-1} L_e^T \quad (1.36)$$

$$\dot{\mathbf{e}} \approx -\lambda \mathbf{e} \quad (1.37)$$

En pratique, dans le cas où la caméra observe une cible mouvante il reste un terme dû au mouvement propre de cette cible dans l'expression de l'erreur. La loi de commande doit prendre en compte ce terme, l'estimer, et l'éliminer pour revenir à la dynamique du premier ordre de l'erreur.

1.5 Synthèse anti-windup

L'un des points souvent négligé lors de la synthèse de lois de commande, mais néanmoins important, est la présence de saturations au niveau de l'entrée du système à commander. Une entrée saturée est en général ce que l'on retrouve dans la réalité, et un modèle fidèle devrait normalement prendre en compte cette limitation. Par exemple un moteur est limité en termes de couple délivré, un amplificateur fournit une puissance qui est bornée... Et typiquement, pour un hélicoptère cela se traduit par une position et une vitesse limitée pour le déplacement des vérins, comme énoncé dans le paragraphe 1.1.3.3. La non-prise en compte de ces limitations peut avoir des effets indésirables, voire dangereux. En particulier, certaines configurations de lois de commande engendrent un phénomène particulier appelé « *windup* », présenté ci-dessous.

1.5.1 Le phénomène de *windup* et l'utilité de l'anti-windup

Le « *windup* » est un phénomène traduisant une dégradation en performance qui se produit suite à l'apparition d'un événement non-linéaire particulier : la saturation des entrées du système [12]. Habituellement ce terme décrit une situation où la dégradation occasionnée est sévère. A l'origine il était représentatif des effets causés par la présence de lois de commande analogiques faisant appel à un intégrateur, par exemple un PID, et où la saturation engendre une dégradation similaire à la présence d'une boucle ouverte. En effet, en présence de saturation la réponse du système en boucle fermée est ralentie et le terme intégral tend à croître vers des valeurs de plus en plus élevées, source d'instabilités. Dès lors, ces phénomènes non-linéaires dégradent les performances du système et tendent à réduire son domaine de stabilité. Une solution de base repose sur un filtrage des consignes d'entrée. Toutefois un filtre, de par sa structure, réduit les performances du système de façon systématique i.e. sans prendre en considération la présence ou non de saturation [154].

C'est donc pour faire face à ce phénomène qu'est apparu ce qu'on appelle « *l'anti-windup* ». Ce dernier fait référence à l'ajout d'un compensateur dans la boucle de commande et qui répond à deux objectifs :

- (1) les performances du système en boucle fermée sont conservées en l'absence de saturation,
- (2) lorsque les phénomènes de saturation se produisent, le système est stabilisé et conserve un niveau de performance acceptable.

La synthèse anti-windup fait alors référence à la synthèse de ce type de compensateur.

1.5.2 Principaux développements

Historiquement la compensation anti-windup est née d'une propriété souvent observée sur les correcteurs PID, dont l'intégrateur a tendance à dériver fortement lorsque les variables à réguler sont éloignées de l'objectif. Cela conduit à des signaux de commande de forte amplitude activant les saturations en entrée du système. Ce dernier se trouve alors dans un

fonctionnement de type « boucle ouverte » soumis à une entrée constante. Les sorties du système n'étant plus maîtrisées, elles sont susceptibles de s'écarter encore davantage de l'objectif et les intégrateurs continuent de dériver, générant au mieux des oscillations de forte amplitude, et au pire, une instabilité. Une approche assez naturelle et pragmatique pour contrer un tel phénomène consiste à « geler » les intégrateurs dès qu'une saturation est détectée. En effet, en présence de saturations la priorité doit être mise d'abord sur la stabilité avant de chercher à assurer une quelconque précision, forcée par l'intégrateur.

Toutefois cette approche fait l'impasse sur les justifications théoriques, et il faut attendre le milieu des années 80 pour obtenir des premières approches analytiques avec les tentatives de Glattfelder [155] ou Kapasouris [156], basées sur le critère du cercle. Viennent ensuite les travaux de Doyle [157] puis ceux de Kothare [158], en 1994, pour bénéficier d'un réel formalisme pour la synthèse anti-windup. Les nombreux travaux de cette période ont pu profiter de ce formalisme. On peut citer par exemple [159] où une méthode de synthèse basée \mathcal{H}_∞ est exploitée. Une autre approche, multivariable cette fois, est proposée dans [160]. Ce formalisme a été amené à évoluer vers une forme plus actuelle : la représentation par conditions classiques de secteur [161]. Ces conditions nécessitent l'emploi d'algorithmes d'optimisation dédiés à la résolution de BMI³³ et de LMI pour effectuer la synthèse du compensateur adéquat.

Les dernières évolutions de ce formalisme, fondées sur les « conditions modifiées de secteur » moins conservatives tout en préservant la convexité, introduites par J-M. Gomes da Silva et S. Tarbouriech [162], ont permis le développement de méthodes de synthèse alliant à la fois un élargissement du domaine de stabilité [163][162] et un maintien des performances à un niveau proche du comportement nominal [164][24]. En parallèle on peut aussi citer la modélisation polytopique qui sert de base pour la représentation adoptée par Hu [165], et équivalente aux conditions modifiées de secteur pour l'évaluation d'un domaine de stabilité. De nos jours les techniques modernes de synthèse se basent principalement sur les conditions de secteur, comme expliqué par Galeani dans son tutoriel [166]. Les principales techniques de synthèse sont expliquées dans la sous-section suivante.

1.5.3 Historique rapide sur la synthèse anti-windup

Les premiers correcteurs anti-windup privilégiaient une approche plus intuitive, faute de caractérisation théorique précise à l'époque, mais les derniers développements en termes de formalisme ont permis l'apparition d'autres approches de synthèse, plus modernes.

1.5.3.1 Les premières approches, plus intuitives

C'est l'approche qui a dominé jusque dans les années 90, avant les principaux développements théoriques autour des saturations. Initialement les travaux portaient sur l'élimination du windup dans des structures de type PID et issu du terme intégral. L'idée était donc d'ajouter un compensateur qui puisse inhiber les comportements « boucle ouverte » des intégrateurs.

33. *Bilinear Matricial Inequalities*

1.5. Synthèse anti-windup

Dans son ouvrage « *PID controllers : theory, design and tuning* » publié en 1995, Aström [167] cite quelques solutions populaires apportées à l'époque. Les plus classiques sont :

- Les limitations aux entrées, i.e. l'emploi de limiteurs pour brider les variations de la consigne (par exemple un filtre).
- Le *Back-Calculation* : un retour proportionnel (paramétré par un gain « de suivi ») de l'écart entre avant et après saturation est envoyé dans le terme intégral, avant intégration, pour compenser dynamiquement l'intégration.
- L'intégration conditionnelle : l'intégrateur classique est remplacé par un « intégrateur intelligent », proposé une première fois par Krikelis [168], [169], qui coupe l'intégration en présence de saturations. Il s'agit d'un procédé non-linéaire, agissant par commutations entre deux états de fonctionnement.
- Des combinaison des divers exemples ci-dessus.

Ces méthodes « linéaires » ou non ont fourni des solutions intuitives mais peu justifiées d'un point de vue théorique, faute de modèle théorique adéquat. Toutefois l'émergence d'un formalisme des saturations et de conditions LMI pour systèmes saturés a fait naître des approches plus modernes.

1.5.3.2 Approches modernes

En parallèle des développements propres à la caractérisation mathématique des saturations et fonctions zone morte, les vingt dernières années ont vu l'émergence de deux approches spécifiques pour la synthèse anti-windup et dépendantes de la structure utilisée pour le compensateur. Ces méthodes modernes sont abordées en détail dans le tutoriel de Galeani [166] et dans les ouvrages de Tarbouriech [13] et de Zaccarian [12]. Les modèles employés pour le système (1.38) et le correcteur (1.39) sont notés ci-dessous sous forme de représentation d'état, avec les indices « p » pour le système (*plant*) et « c » pour la loi de commande du correcteur. En mode nominal les connexions respectent (1.40). Les composantes (v_x, v_y) représentent les retours anti-windup, pour l'instant inexistant, et w les entrées exogènes.

$$\begin{cases} \dot{x}_p &= A_p x_p + B_{pu} u + B_{pw} w \\ y_p &= C_p x_p + D_{pu} u + D_{pw} w \\ z &= C_z x_p + D_{zu} u + D_{zw} w \end{cases} \quad (1.38)$$

$$\begin{cases} \dot{x}_c &= A_c x_c + B_c u_c + B_{cw} w + v_x \\ y_c &= C_c x_c + D_c u_c + D_{cw} w + v_y \end{cases} \quad (1.39)$$

$$u = y_c, u_c = y_p, v_x = 0, v_y = 0 \quad (1.40)$$

Approche DLAW La première approche, appelée « *Direct Linear Anti-Windup* » (DLAW), repose sur la définition d'un compensateur linéaire que l'on peut caractériser par une représentation d'état classique (1.41) avec les connexions (1.42). Ce type de compensateur fait partie d'une famille plus large de compensateurs anti-windup, regroupés par Kothare dans [158]. La structure de ce compensateur anti-windup, qui peut aussi bien être statique [170] que dynamique, doit permettre au système en boucle fermée de répondre à des critères de

stabilité et de performance. Ces objectifs de synthèse se traduisent par la résolution d'un problème LMI obtenu grâce aux conditions de secteur. Les premiers développements se basaient sur les conditions globales de secteur, avec des résultats de stabilité exponentielle³⁴ que l'on peut retrouver dans [171], [172] ou [173]. L'utilisation des conditions générales de secteur a permis d'élargir la synthèse anti-windup de type DLAW à des systèmes stables seulement localement, comme dans [162], [174] ou [175].

$$\begin{cases} \dot{x}_{aw} &= A_{aw}x_{aw} + B_{aw}(\text{sat}_{u0}(y_c) - y_c) \\ \begin{bmatrix} v_x \\ v_y \end{bmatrix} &= C_{aw}x_{aw} + D_{aw}(\text{sat}_{u0}(y_c) - y_c) \end{cases} \quad (1.41)$$

$$u = \text{sat}_{u0}(y_c), u_c = y_p \quad (1.42)$$

Au-delà du choix de modèle de saturation adopté pour la synthèse DLAW il est intéressant de souligner que l'architecture libre de la représentation d'état du correcteur permet l'emploi de techniques non limitées à la résolution de LMI. On peut par exemple appliquer des méthodes de synthèse \mathcal{H}_∞ structurée de sorte à allier maintien des performances nominales et robustesse aux saturations. Par exemple, dans [176] la synthèse d'un correcteur PID et d'un compensateur anti-windup est effectuée en résolvant un problème \mathcal{H}_∞ multi-objectif à l'aide d'une méthode d'optimisation non lisse.

Approche MRAW La seconde approche est appelée « *Model Recovery Anti-Windup* » (MRAW), et à la différence du DLAW la structure - forcément dynamique - du compensateur est imposée par le modèle du système, comme présenté dans (1.43). En effet, dans cette approche la représentation d'état du compensateur anti-windup inclut les matrices $(A_p, B_{pu}, C_p, D_{pu})$ du système et la matrice B_c du correcteur utilisé pour le commander. La seule composante non imposée est la sortie v_y , non spécifiée pour être paramétrée selon les besoins de la synthèse. L'avantage principal ici est que dans ce cas le compensateur anti-windup, d'état x_{aw} , peut suivre l'évolution de l'état x_p du système et détecte ainsi plus efficacement les écarts causés par des saturations pour les compenser au mieux. Ainsi, stabiliser x_{aw} revient à stabiliser l'état x_p du système. En particulier, le compensateur peut être employé pour des systèmes et des lois de commande non-linéaires, comme dans [177].

$$\begin{cases} \dot{x}_{aw} &= A_p x_{aw} + B_{pu}(y_c - \text{sat}_{u0}(y_c) - v_y) \\ v_x &= B_c C_p x_{aw} + B_c D_{pu}(y_c - \text{sat}_{u0}(y_c) - v_y) \end{cases} \quad (1.43)$$

$$u = \text{sat}_{u0}(y_c), u_c = y_p \quad (1.44)$$

Les enjeux derrière cette approche ont été d'abord présentés dans les papiers de Teel [178], [179] sous le nom de \mathcal{L}_2 anti-windup, avant d'être complété par des contributions comme [180], [181] pour des systèmes linéaires exponentiellement stables. Le concept a depuis été étendu à

34. Typique lors de l'utilisation de LMI.

1.5. Synthèse anti-windup

des systèmes asymptotiquement stables, par exemple dans [182].

1.5.4 Anti-windup et asservissement visuel

Des stratégies proches de l'anti-windup sont expérimentées dans le cadre de l'asservissement visuel. Il ne s'agit pas d'anti-windup à proprement parler car ces stratégies ne concernent pas des saturations sur les actionneurs, mais elles concernent plutôt l'ajout de limitations pour améliorer la robustesse de l'asservissement sur des objectifs dans l'image. L'exemple typique est le maintien de la cible observée dans l'image : on y retrouve par exemple les travaux de Metni [123], où une saturation est utilisée sur l'orientation du drone pour limiter son inclinaison par un retour de type *back-stepping*. Une autre approche de maintien dans l'image fait appel à de la commande conditionnelle [120], où le comportement en deux modes (nominal/saturé) se rapproche du principe derrière l'intégrateur intelligent.

1.5.5 Stabilité et performance des systèmes saturés

L'étude de la stabilité et de la performance d'un système soumis à des saturations passe par l'emploi d'une classe spécifique de systèmes non-linéaires décrits par les équations ci-dessous, et qui peuvent être représentés sous forme standard comme dans la Figure 1.5.

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + B_1w + B_2\phi(y) \\ z = C_1x + D_{11}w + D_{12}\phi(y) \\ y = C_2x + D_{21}w \end{cases} \quad (1.45)$$

La non-linéarité de ce modèle est introduite par la fonction zone morte $\phi(\cdot)$ définie par l'expression (1.11). En fonctionnement nominal on a $\phi(y) = 0$, et le système en boucle fermée est supposé stable grâce au bon réglage préalable de ses lois de commande.

1.5.5.1 Caractérisation d'un domaine de stabilité

Caractériser un domaine de stabilité via les courbes de niveau d'une fonction de Lyapunov repose, pour des raisons essentiellement calculatoires, sur l'utilisation conjointe d'une représentation simplifiée des saturations (via des conditions de secteur classiques ou modifiées) et des fonctions de Lyapunov bien choisies (le plus souvent sous forme quadratique). Les bons choix conduisent alors à l'obtention de conditions convexes (LMI) que l'on sait aujourd'hui résoudre assez facilement grâce aux algorithmes appropriés et à une puissance accrue des calculateurs. Cette démarche se retrouve par exemple dans les travaux de Pittet [183], Biannic [184], de Kiyama [161] ou de Hu [185]. Dans ces travaux la représentation des saturations s'est faite selon les conditions classiques de secteur, et mènent à des représentation de domaines de stabilité de type ellipsoïdale ou plus complexe. Or ce type de représentation donne une image pessimiste de la vraie stabilité du système.

Une première alternative aux conditions classiques de secteur, basée sur une modélisation polytopique, a été proposée par Hu et Lin [165]. Ces derniers ont aussi mis en place des conditions d'analyse et de synthèse spécifiques. En parallèle l'apparition des conditions modifiées de secteur [162] a permis l'émergence d'une nouvelle méthode de caractérisation du domaine de stabilité, toujours basée sur des LMI. Dans les deux cas le conservatisme a été réduit, avec de meilleurs résultats dans le cadre des conditions modifiées de secteur en termes de conservatisme et de simplicité des tests.

1.5.5.2 Caractérisation de la performance

La notion de caractérisation de performance fait aussi partie des facteurs d'évaluation d'un système. Dans le cas d'un système saturé cet élément est d'ailleurs d'autant plus essentiel que la saturation, avant de menacer la stabilité, dégrade d'abord la performance.

Le critère employé par défaut est basé sur le gain \mathcal{L}_2 du transfert $T_{w_p \rightarrow z_p}$, que l'on retrouve dans [170], [186]. Dans ce transfert w_p correspond à la consigne d'entrée, et z_p traduit l'écart entre la sortie du système non-saturé (nominal) et la sortie réelle du système non-linéaire : en l'absence de saturation z_p est nul, mais en présence d'une amplitude d'entrée w_p croissante l'erreur augmente jusqu'à faire tendre le gain vers l'infini. Il s'agit donc d'un domaine de performance inclus dans le domaine de stabilité. L'emploi du gain \mathcal{L}_2 en fonction de l'amplitude initiale de l'entrée introduit toutefois des contraintes sur le signal d'entrée w , dans la mesure où ces signaux doivent appartenir à la classe des signaux \mathcal{L}_2 bornés. Or cette classe est trop large pour convenir aux systèmes saturés, ces derniers ayant leur niveau de performance qui dépend seulement de quelques critères sur le signal d'entrée [174]. Dès lors cette sur-représentation induit un conservatisme supplémentaire, et le gain γ tend vers un niveau de performance très pessimiste [24][174].

De fait une variante du gain \mathcal{L}_2 a donc été définie en 2006 dans [174] pour limiter l'analyse à une classe spécifique de signaux d'entrée w , regroupés dans l'ensemble $\mathcal{W}(\epsilon, \rho)$, tels que :

$$\forall t \geq 0, w(t) = w_0 e^{-\epsilon t}, |w_0| \leq \rho \quad (1.46)$$

Ces ensembles sont définis avec $\epsilon > 0$ faible. Ce choix est justifié par le besoin d'employer des signaux d'entrée proches des signaux de type échelon, qui est la forme privilégiée en général pour évaluer la réponse temporelle du système en boucle fermée, mais d'énergie \mathcal{L}_2 bornée³⁵. L'avantage est de pouvoir caractériser la performance seulement à partir de quelques caractéristiques précises du signal, par exemple son amplitude. De plus, mis sous cette forme il est possible d'inclure cette entrée dans l'état du système, de sorte à réduire ses caractéristiques à une seule : son amplitude initiale. Cette restriction prise en amont permet de réduire le conservatisme, comme constaté à l'issue de l'étude [174].

35. Les signaux de type échelon n'étant pas d'énergie \mathcal{L}_2 bornée, cette alternative est la plus pratique pour obtenir des signaux d'entrée proches de l'échelon.

1.5. Synthèse anti-windup

1.5.5.3 Outils d'analyse de stabilité et de performance

L'exploitation combinée des conditions modifiées de secteur [162] et de l'ensemble des fonctions d'entrée de classe $\mathcal{W}(\epsilon, \rho)$ permet de caractériser les domaines de stabilité (via ses bornes) et le niveau de performance de systèmes saturés. Cette sous-section présente les outils associés.

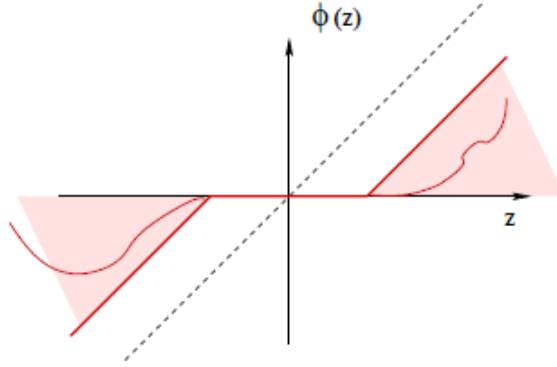


FIGURE 1.22 – Représentation de la fonction zone morte par des conditions modifiées de secteur

Conditions modifiées de secteur Pour une fonction zone morte $\phi(\cdot)$, les conditions modifiées de secteur peuvent être représentées par la Figure 1.22, et s'écrivent :

$$\forall z, y \in \mathbb{R}, |z + y| \leq 1 \Rightarrow \phi(z)(\phi(z) + y) \leq 0 \quad (1.47)$$

L'exploitation de cette propriété sur le modèle LFR (1.45) permet de mettre en place les problèmes LMI à résoudre. Une extension de ce modèle est toutefois à mettre en place avant exploitation des conditions modifiées de secteur. Les entrées w étant de classe $\mathcal{W}(\epsilon, \rho)$, w peut être perçue comme une composante du système étendu ci-dessous, d'état $\xi = [x, w]^T$.

$$\xi = \begin{bmatrix} x \\ w \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{n_a}, \quad \begin{cases} \dot{\xi} &= \mathcal{A}\xi + \mathcal{B}_2 w_\phi \\ z &= \mathcal{C}_1 \xi + \mathcal{D}_1 w_\phi \\ y &= \mathcal{C}_2 \xi \\ w_\phi &= \phi(y) \end{cases} \quad (1.48)$$

$$\begin{aligned} \mathcal{A} &= \begin{bmatrix} A & B_1 \\ 0 & -\epsilon \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{n_a \times n_a} & \mathcal{B}_2 &= \begin{bmatrix} B_2 \\ 0 \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{n_a \times m} \\ \mathcal{C}_1 &= \begin{bmatrix} C_1 & D_{11} \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{p \times n_a} & \mathcal{D}_1 &= D_{12} \\ \mathcal{C}_2 &= \begin{bmatrix} C_2 & D_{21} \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{m \times n_a} \end{aligned} \quad (1.49)$$

Conditions de stabilité Le théorème suivant a été défini une première fois dans [162].

Théorème 1.1 (Critère de stabilité)

S'il existe des matrices :

$$\begin{cases} Q = Q^T > 0 \in \mathbb{R}^{n_a \times n_a} \\ S = \text{diag}(s_1, s_2, \dots, s_m) > 0 \\ Z \in \mathbb{R}^{m \times n_a} \end{cases} \quad (1.50)$$

De sorte que les conditions LMI (1.52) soient respectées (où Z_i et C_{2_i} désignent les $i^{\text{ème}}$ lignes de Z et de C_2), alors l'ellipsoïde $\mathcal{E}_{Q^{-1}}$ (1.51) définit un domaine d'attraction du système (1.48) avec $w \equiv 0$ au sein duquel le système est stable.

$$\mathcal{E}_{Q^{-1}} = \left\{ x \in \mathbb{R}^n / \begin{bmatrix} x \\ 0 \end{bmatrix}^T Q^{-1} \begin{bmatrix} x \\ 0 \end{bmatrix} \leq 1 \right\} \quad (1.51)$$

$$\begin{cases} \begin{pmatrix} AQ + QA & B_2 S - Z^T \\ SB_2^T - Z & -2S \end{pmatrix} < 0 \\ \begin{pmatrix} Q & Z_i^T + QC_{2_i}^T \\ Z_i + C_{2_i}Q & I \end{pmatrix} > 0, i = 1 \dots m \end{cases} \quad (1.52)$$

Comme le souligne la définition de l'ensemble $\mathcal{W}(\epsilon, \rho)$, le terme ρ désigne l'amplitude maximale telle que, pour n'importe quel signal $w \in \mathcal{W}(\epsilon, \rho)$, le système (1.48) demeure stable malgré la présence de saturations. Cette borne permet alors de caractériser le domaine de stabilité, et l'estimer revient à résoudre le problème d'optimisation suivant :

$$\max \rho / \begin{cases} \begin{pmatrix} Q & \star \\ \mathbf{0} & \rho \end{pmatrix} > 0 \\ \begin{pmatrix} AQ + QA & B_2 S - Z^T \\ SB_2^T - Z & -2S \end{pmatrix} < 0 \\ \begin{pmatrix} Q & Z_i^T + QC_{2_i}^T \\ Z_i + C_{2_i}Q & I \end{pmatrix} > 0, i = 1 \dots m \end{cases} \quad (1.53)$$

Caractérisation de la performance Le calcul de la performance est une extension du Théorème 1.1. Le théorème reprend les conditions de stabilité introduites via les LMI (1.52). Le niveau de performance est borné par le scalaire γ , et est propre à l'amplitude initiale du signal $w_0 = \rho$.

Théorème 1.2 (Calcul de performance)

On considère le système (1.48). S'il existe des matrices Q , S et Z telles que définies dans

1.5. Synthèse anti-windup

(1.50) et des scalaires positifs (γ, ρ) respectant les LMI ci-dessous :

$$\left\{ \begin{array}{l} \left(\begin{array}{cc} Q & \star \\ \mathbf{0} & \rho \\ & 1 \end{array} \right) > 0 \\ \left(\begin{array}{ccc} AQ + QA & B_2 S - Z^T & QC_1^T \\ SB_2^T - Z & -2S & D_{12}^T \\ C_1 Q & D_{12} & -\gamma I \end{array} \right) < 0 \\ \left(\begin{array}{cc} Q & Z_i^T + QC_{2_i}^T \\ Z_i + C_{2_i} Q & I \end{array} \right) > 0, i = 1 \dots m \end{array} \right. \quad (1.54)$$

Alors le système (1.48) demeure stable pour toute entrée $w \in \mathcal{W}(\epsilon, \rho)$ et pour toute condition initiale x_0 contenue dans le domaine \mathcal{E}_{perf} défini par :

$$\mathcal{E}_{perf} = \left\{ x \in \mathbb{R}^n / \begin{bmatrix} x \\ \rho \end{bmatrix}^T P \begin{bmatrix} x \\ \rho \end{bmatrix} \leq 1 \right\} \quad (1.55)$$

Avec $P = Q^{-1}$. Par ailleurs, l'énergie de sortie en performance satisfait la condition (1.56).

$$\int_0^\infty z(t)^T z(t) dt < \gamma \quad (1.56)$$

Application des outils mathématiques, en pratique La toolbox SMAC (*Systems Modeling, Analysis and Control*) est une toolbox MATLAB[®] développée à l'ONERA et dédiée à la modélisation et l'analyse de systèmes.

La librairie SAW (*Saturated systems analysis & Anti-Windup design*), fournie par cette toolbox, contient des fonctions dédiées à l'étude des systèmes saturés. En particulier, la routine `satsan` est utilisable pour la caractérisation du domaine de stabilité et de la performance, et c'est cet outil qui a été appelé dans les développements du chapitre 4.

En parallèle la fonction `awlsyn` peut être employée pour la synthèse anti-windup de type DLAW par résolution d'un problème LMI. Toutefois, la synthèse de compensateurs d'ordre plein n'étant pas étudié et la résolution de LMI étant plutôt lourde en calculs, la technique privilégiée est plutôt une synthèse \mathcal{H}_∞ structurée du compensateur à l'aide de la routine `hinfstruct` de la toolbox *Robust Control*, disponible depuis MATLAB[®] 2012a.

Méthode de calcul de gains basée sur les critères de Qualité de Vol, pour lois de commande en vitesse

Sommaire

2.1	Différentes architectures pour lois de commandes en vitesse	62
2.2	Calcul de gains basé sur des critères de Qualité de Vol	64
2.2.1	Simplification des modèles	64
2.2.2	Calcul de gains pour lois de commande bas-niveau	69
2.2.3	Calcul de gains pour les lois en vitesse (TRC)	80
2.3	Validation des lois de commande	83
2.3.1	Réponse temporelle - Simulations avec HOST	83
2.3.2	Respect des critères de la norme ADS-33	88
2.3.3	Analyse de robustesse	91
2.4	Autres tentatives de synthèse envisagées	94
2.4.1	Synthèse multi-modèle pour lois bas-niveau	95
2.4.2	Synthèse robuste avec réduction des couplages inter-axes	98

Résumé

Ce chapitre est consacré à la synthèse de lois de commande en vitesse (loi TRC) avec prise en compte de critères de QdV. Les correcteurs, construits à partir de PIDs montés en cascade, servent à définir des lois TRC basées sur des modes de pilotage de stabilité plus réduite que sont les lois ACAH et RCAH, menant ainsi vers deux architectures de type TRC. La méthode de synthèse employée pour prendre en compte des critères de QdV se base sur une représentation linéaire du système ainsi que sur des simplifications de ce modèle, à l'image des travaux effectués par Antonioli [76]. Ce processus a été complété par des techniques de synthèse robuste \mathcal{H}_∞ suffisants pour répondre aux objectifs de QdV, eux-mêmes évalués à l'aide de simulations sous HOST. Enfin, les outils de la μ -analyse sont ensuite utilisés pour analyser la robustesse du système.

Cette méthode de calcul de gains a été abordée à l'occasion de deux communications en congrès ([15], [16]).

2.1 Différentes architectures pour lois de commandes en vitesse

L'objectif ici est de proposer un ensemble de lois de commande à même d'exécuter des manoeuvres d'appontage, tant pour l'approche que le posé. Dans le cadre du PR CONTACT on souhaite proposer un système d'assistance et non un pilote automatique. Au vu du souhait affiché un soin particulier est donc donné dans le développement de lois de commande avancées qui soient utilisables par un pilote d'hélicoptère, de sorte à pouvoir lui laisser la main pour le pilotage. Pour le pilotage manuel il est aussi primordial de lui permettre d'effectuer des manoeuvres à différents niveaux de commande, selon ses besoins. Par ailleurs, toute tâche de pilotage implique un niveau minimum de Qualité de Pilotage, ce qui se traduit par une série de critères de Qualité de Vol (QdV) à respecter.

Partant de cet objectif, il est donc naturel de devoir développer des lois qui respectent les critères de QdV habituellement pris en compte à la fois pour la certification mais aussi pour l'acceptabilité des pilotes lors de l'exécution des commandes.

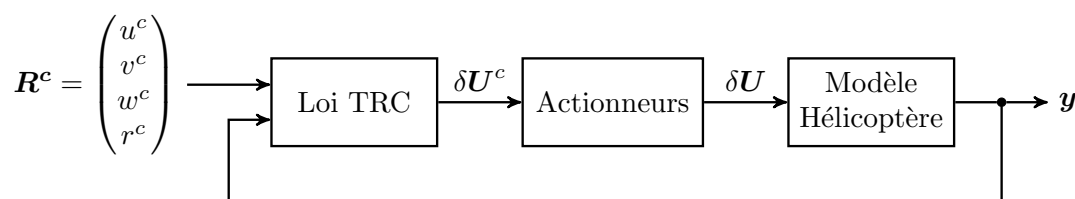


FIGURE 2.1 – Commande en vitesse d'un hélicoptère - Schéma de principe

Lois	Consignes	Mesures	Sorties
RCHH, AC, RCDH	$w^c, \delta\phi^c, \delta\theta^c, r^c$	$y_{AC} = (w \ \dot{w} \ \delta\phi \ p \ \delta\theta \ q \ r \ \dot{r})^T$	δU^c
RCHH, RC, RCDH	w^c, p^c, q^c, r^c	$y_{RC} = (w \ \dot{w} \ p \ \dot{p} \ q \ \dot{q} \ r \ \dot{r})^T$	δU^c
TRC \rightarrow AC	u^c, v^c	$y_{TRC} = (u, \dot{u}, v, \dot{v})^T$	$\delta\phi^c, \delta\theta^c$
TRC \rightarrow RC	u^c, v^c	$y_{TRC} = (u, \dot{u}, v, \dot{v})^T$	p^c, q^c

TABLE 2.1 – Entrées/Sorties utilisées pour les lois incluses dans le contrôleur TRC (RCHH, RCDH, AC, RC, TRC \rightarrow AC et TRC \rightarrow RC)

L'architecture de base du système commandé en vitesse est représenté comme dans la Figure 2.1, avec y vecteur de mesures utilisé par le correcteur TRC. En « mode TRC », le pilote commande les consignes en vitesse (u^c, v^c, w^c) et taux de lacet r^c par le biais des manches et palonnier. Autrement dit, le mode TRC inclut les lois RCHH (commande de w), RCDH (commande de r) et TRC (commande de (u, v)) présentées dans la norme ADS-33. Cette même norme impose, concernant le TRC, d'éviter tout dépassement violent en assiette, ce qui sous-entend que l'attitude est contrôlée d'une certaine façon. Dès lors on se place dans une configuration en cascade similaire à celle proposée par Dudgeon [8], avec une commande

2.1. Différentes architectures pour lois de commandes en vitesse

bas-niveau en assiette proche de l'ACAH (basée sur de l'Attitude Control (AC¹)) et une commande haut-niveau en vitesse. Dans le but de donner plus de flexibilité au pilote dans le cas où celui-ci aurait besoin de manoeuvrer plus rapidement, quitte à devoir gérer une dynamique moins stabilisée, une loi de type RCAH (basée sur du Rate Control (RC²)) est aussi configurée pour le pilotage manuel et avec un re-bouclage de niveau supérieur pour se ramener à une commande en vitesse. On définit donc deux correcteurs de type TRC obtenus suite à cette manipulation, représentés par les Figures 2.2 et 2.3, avec les notations exposées dans le Tableau 2.1.

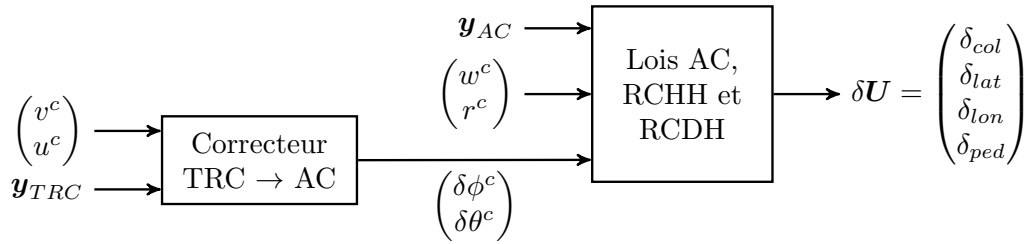


FIGURE 2.2 – Architecture d'une loi TRC basée AC - Schéma de principe

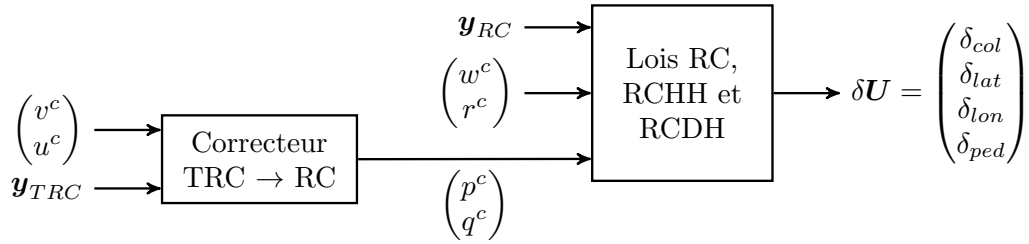


FIGURE 2.3 – Architecture d'une loi TRC basée RC - Schéma de principe

Les lois sont basées sur des correcteurs PID. Ce choix se justifie dans la mesure où les PIDs ont l'avantage d'être simples à paramétrer et à certifier, et un réglage intelligent des gains peut être effectué pour réduire les couplages dynamiques (un exemple de critère de découplage a d'ailleurs été émis par J.-C Antonioli dans sa thèse [14]). Dans les deux configurations les lois RCHH et RCDH sont définies par le regroupement (2.1). En ce qui concerne le TRC il se dégage les deux configurations suivantes, avec les lois réparties comme suit :

- (a) Configuration TRC basé AC : Equation (2.2),
- (b) Configuration TRC basé RC : Equation (2.3).

$$\begin{cases} \delta_{col}^c &= K_{dw} \dot{w} + K_w (w - w^c) + K_{iw} \int w - w^c \\ \delta_{ped}^c &= K_{dr} \dot{r} + K_r (r - r^c) + K_{ir} \int r - r^c \end{cases} \quad (2.1)$$

1. *Attitude Control*
2. *Rate Control*

**Chapitre 2. Méthode de calcul de gains basée sur les critères de Qualité de Vol,
pour lois de commande en vitesse**

$$\begin{cases} \delta_{lat}^c &= K_p p + K_\phi(\delta\phi - \delta\phi^c) + K_{i\phi} \int \delta\phi - \delta\phi^c \\ \delta_{lon}^c &= K_q q + K_\theta(\delta\theta - \delta\theta^c) + K_{i\theta} \int \delta\theta - \delta\theta^c \\ \delta\phi^c &= K_{dv}^{AC} \dot{v} + K_v^{AC}(v - v^c) + K_{iv}^{AC} \int v - v^c \\ \delta\theta^c &= K_{du}^{AC} \dot{u} + K_u^{AC}(u - u^c) + K_{iu}^{AC} \int u - u^c \end{cases} \quad (2.2)$$

$$\begin{cases} \delta_{lat}^c &= K_{dp} \dot{p} + K_{pp}(p - p^c) + K_{ip} \int p - p^c \\ \delta_{lon}^c &= K_{dq} \dot{q} + K_{pq}(q - q^c) + K_{iq} \int q - q^c \\ p^c &= K_{dv}^{RC} \dot{v} + K_v^{RC}(v - v^c) + K_{iv}^{RC} \int v - v^c \\ q^c &= K_{du}^{RC} \dot{u} + K_u^{RC}(u - u^c) + K_{iu}^{RC} \int u - u^c \end{cases} \quad (2.3)$$

Compte tenu de l'architecture adoptée on se retrouve avec un total de 15 gains à paramétrer, pour chacune des deux configurations. L'étape de réglage des gains ne semble donc pas triviale, en particulier s'il faut en plus prendre en compte les critères de QdV. La section suivante présente une méthode de calcul permettant de bien choisir ces gains, en se rapprochant des critères définis dans l'ADS-33.

2.2 Calcul de gains basé sur des critères de Qualité de Vol

Comme précisé dans la section 1.2.6 les critères de QdV tels que spécifiés dans l'ADS-33 ne sont pas des critères usuels de l'automatique. Pour autant il est possible de faire un lien entre les critères utilisés en automatique avec ceux de la norme ADS-33 dans la mesure où les outils de l'automatique fréquentielle sont à disposition. La procédure de calcul des gains consiste tout d'abord à se ramener à un modèle simplifié et découplé, capable de refléter les critères usuels de l'automatique. Cette procédure est à l'image de ce qui a été fait par Antonioli dans sa thèse [14]. Ensuite, les gains sont calculés à l'aide d'analogies faites entre le comportement dynamique et les critères de la norme ADS-33 afin d'obtenir les résultats désirés, soit par une démarche itérative, soit par une synthèse robuste.

Dans le cas présent les objectifs de réglage sont focalisés sur le critère de stabilité dans un premier temps. Ce dernier a l'avantage d'être le même que le critère traditionnel de stabilité, avec des contraintes en termes de placement de pôles qui sont relativement aisées à quantifier.

2.2.1 Simplification des modèles

2.2.1.1 Mise en place d'un modèle équivalent simplifié du système en boucle ouverte

La méthode de simplification du modèle en boucle fermée repose sur des simplifications du modèle hélicoptère et des relations inter-axes. L'objectif est multiple :

- Découpler le système pour un paramétrage axe par axe. En effet chaque loi de com-

2.2. Calcul de gains basé sur des critères de Qualité de Vol

mande a pour objectif de commander un seul axe, et non les autres.

- Se ramener à un modèle proche d'un comportement caractéristique, avec fréquence propre d'oscillation et amortissement pour placement des pôles.

Ces objectifs mènent donc vers un ensemble de quatre modèles simplifiés, un pour chaque axe piloté, où on définit de façon indirecte un lien entre réponse du système et critères de la norme ADS-33.

Le point de départ de ce travail commence par la représentation d'état (1.2) établie en section 1.1.4, page 14. Par abus de notation on discutera directement des petites variations $\delta\mathbf{X}$ comme étant l'état principal noté \mathbf{X} , et les composantes $(u, v, w, p, q, r, \phi, \theta, \psi)$ s'annulent à l'état d'équilibre. Dans le cadre de la procédure de simplification on va faire la distinction entre l'axe d'intérêt et les autres axes commandés. Le processus de simplification présenté ci-dessous se focalise sur l'axe latéral/de roulis à titre d'exemple. Ce processus est similaire sur les autres axes dans la mesure où les lois de commande sont similaires. Les résultats finaux sont résumés à la fin de cette section.

Dans le cas d'étude sur l'axe latéral les composantes d'intérêt de l'état $\delta\mathbf{X}$ sont (v, p, ϕ) . La composante principale de la consigne concernée sur cet axe d'étude est δ_{lat} . Dès lors on peut réorganiser le modèle linéaire de manière à séparer les différentes composantes des vecteurs commande et d'état. On pose donc $\mathbf{X}_1, \mathbf{X}_2, \mathbf{U}_1, \mathbf{U}_2$ tels que :

$$\begin{cases} \mathbf{U}_1 &= [\delta_{lat}]^T \\ \mathbf{U}_2 &= [\delta_{col}, \delta_{lon}, \delta_{ped}]^T \\ \mathbf{X}_1 &= [v, p, \phi]^T \\ \mathbf{X}_2 &= [u, w, q, r, \theta, \psi]^T \end{cases} \quad (2.4)$$

Dès lors, par le biais de permutations l'équation d'état du système hélicoptère peut se réécrire sous la forme exprimée dans l'équation (2.5). Après développement celle-ci équivaut à l'équation (2.6) :

$$\begin{pmatrix} \dot{\mathbf{X}}_1 \\ \dot{\mathbf{X}}_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \mathbf{X}_1 \\ \mathbf{X}_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} B_{11} & B_{12} \\ B_{21} & B_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \mathbf{U}_1 \\ \mathbf{U}_2 \end{pmatrix} \quad (2.5)$$

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{X}}_1 &= A_{11}\mathbf{X}_1 + A_{12}\mathbf{X}_2 + B_{11}\mathbf{U}_1 + B_{12}\mathbf{U}_2 \\ \dot{\mathbf{X}}_2 &= A_{21}\mathbf{X}_1 + A_{22}\mathbf{X}_2 + B_{21}\mathbf{U}_1 + B_{22}\mathbf{U}_2 \end{cases} \quad (2.6)$$

Le premier objectif est de découpler axe par axe, ce qui dans le contexte de l'équation (2.6) revient à annuler le vecteur d'état \mathbf{X}_2 . Physiquement ceci équivaut à une stabilisation de la part du pilote ou des lois de commande, de sorte que les variations de \mathbf{X}_2 soient négligeables par rapport à celles liées aux mouvements de roulis, contenus dans \mathbf{X}_1 . Par ailleurs, maintenir l'état au trim revient à maintenir aussi les commandes annexes aux valeurs de trim.

Hypothèse 2.1 (Stabilité de l'état \mathbf{X}_2)

L'état \mathbf{X}_2 est maintenu constant au trim, donc $\mathbf{X}_2 = 0$.

Chapitre 2. Méthode de calcul de gains basée sur les critères de Qualité de Vol, pour lois de commande en vitesse

Hypothèse 2.2 (Equilibre des commandes secondaires U_2)

La consigne U_2 est maintenu constante au trim, donc $U_2 = 0$.

Ainsi on obtient le modèle simplifié suivant, avec les notations issues du modèle linéaire complet :

$$\dot{\mathbf{X}}_1 = A_{11}\mathbf{X}_1 + B_{11}\mathbf{U}_1 \quad (2.7)$$

$$\begin{pmatrix} \dot{v} \\ \dot{p} \\ \dot{\phi} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Y_v & Y_p & Y_\phi \\ L_v & L_p & L_\phi \\ 0 & 1 & \Phi_\phi \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v \\ p \\ \phi \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} Y_{\delta_{lat}} \\ L_{\delta_{lat}} \\ 0 \end{pmatrix} \delta_{lat} \quad (2.8)$$

$$Y_\phi = g \cdot \cos \theta_c \cos \phi_c \quad (2.9)$$

Hypothèse 2.3

Les termes de sensibilité Y_p , L_v , L_ϕ et Φ_ϕ sont négligeables³.

$$\begin{cases} \dot{v} = Y_v v + Y_\phi \phi + Y_{\delta_{lat}} \delta_{lat} \\ \dot{p} = L_p p + L_{\delta_{lat}} \delta_{lat} \\ \dot{\phi} = p \end{cases} \quad (2.10)$$

Compte tenu de l'approximation possible entre roulis ϕ et taux de roulis p , il est possible de conserver une seule équation différentielle sur ϕ , présentée ci-dessous.

$$\ddot{\phi} = L_p \dot{\phi} + L_{\delta_{lat}} \delta_{lat} \quad (2.11)$$

Le temps de réponse des actionneurs entre consigne des correcteurs et le système est normalement à prendre en compte, ce qui induit l'utilisation de la fonction de transfert F_{act} définie par (1.8) à la section 1.1.4.2, de sorte que :

$$\delta_{lat}(s) = F_{act}(s) \delta_{lat}^c(s) \quad (2.12)$$

2.2.1.2 Simplification du modèle du système en boucle fermée

Pour la loi de type ACAH Dans l'espace de Laplace, la loi de commande en roulis combinée à l'équation (2.11) permet d'établir la fonction de transfert du système (2.14) :

$$\delta_{lat}^c(s) = K_p \cdot \phi \cdot s + K_\phi \cdot (\phi - \phi^c) + K_{i\phi} \frac{\phi - \phi^c}{s} \quad (2.13)$$

3. A noter que ce type d'approximation est courant, Padfield en présente certaines dans son ouvrage « Helicopter Flight Dynamics » [22]

2.2. Calcul de gains basé sur des critères de Qualité de Vol

$$\frac{\phi}{\phi^c} = \frac{(L_{\delta l1}s + L_{\delta l0})F_{act}(s)}{-s^3 + L_p s^2 + (L_{\delta l2}s^2 + L_{\delta l1}s + L_{\delta l0})F_{act}(s)} \quad (2.14)$$

$$\begin{cases} L_{\delta l0} &= L_{\delta_{lat}} K_{i\phi} \\ L_{\delta l1} &= L_{\delta_{lat}} K_{\phi} \\ L_{\delta l2} &= L_{\delta_{lat}} K_p \end{cases} \quad (2.15)$$

Pour la loi de type RCAH De la même façon, avec la commande en taux de roulis et l'équation (2.10) on obtient la fonction de transfert (2.17) :

$$\delta_{lat}^c(s) = K_{dp} \cdot p \cdot s + K_{pp}(p - p^c) + K_{ip} \frac{p - p^c}{s} \quad (2.16)$$

$$\frac{p}{p^c} = \frac{(L'_{\delta l1}s + L'_{\delta l0})F_{act}(s)}{-s^2 + L_p s + (L'_{\delta l2}s^2 + L'_{\delta l1}s + L'_{\delta l0})F_{act}(s)} \quad (2.17)$$

$$\begin{cases} L'_{\delta l0} &= L_{\delta_{lat}} K_{ip} \\ L'_{\delta l1} &= L_{\delta_{lat}} K_{pp} \\ L'_{\delta l2} &= L_{\delta_{lat}} K_{dp} \end{cases} \quad (2.18)$$

Pour les lois de type RCHH et RCDH Sur les axes vertical et de cap, les simplifications donnent les modélisations suivantes :

$$\dot{w} = Z_w w + Z_{\delta_{col}} \delta_{col} \quad (2.19)$$

$$\dot{r} = N_r r + N_{\delta_{ped}} \delta_{ped} \quad (2.20)$$

Une fois écrite dans l'espace de Laplace, les lois de commande sont combinées avec les expressions précédentes pour donner les fonctions de transfert ci-dessous :

$$\delta_{ped}^c = K_{dr} \cdot r \cdot s + K_r(r - r^c) + K_{ir} \frac{r - r^c}{s} \quad (2.21)$$

$$\frac{r}{r^c} = \frac{(N_{\delta p1}s + N_{\delta p0})F_{act}(s)}{-s^2 + N_r s + (N_{\delta p2}s^2 + N_{\delta p1}s + N_{\delta p0})F_{act}(s)} \quad (2.22)$$

$$\begin{cases} N_{\delta p0} &= N_{\delta_{ped}} K_{ir} \\ N_{\delta p1} &= N_{\delta_{ped}} K_r \\ N_{\delta p2} &= N_{\delta_{ped}} K_{dr} \end{cases} \quad (2.23)$$

$$\delta_{col}^c = K_{dw} \cdot w \cdot s + K_w(w - w^c) + K_{iw} \frac{w - w^c}{s} \quad (2.24)$$

$$\frac{w}{w^c} = \frac{(Z_{\delta c1}s + Z_{\delta c0})F_{act}(s)}{-s^2 + Z_w s + (Z_{\delta c2}s^2 + Z_{\delta c1}s + Z_{\delta c0})F_{act}(s)} \quad (2.25)$$

$$\begin{cases} Z_{\delta c0} &= Z_{\delta_{col}} K_{iw} \\ Z_{\delta c1} &= Z_{\delta_{col}} K_w \\ Z_{\delta c2} &= Z_{\delta_{col}} K_{dw} \end{cases} \quad (2.26)$$

Chapitre 2. Méthode de calcul de gains basée sur les critères de Qualité de Vol, pour lois de commande en vitesse

Pour les lois de type TRC Le paramétrage des lois TRC peut aussi passer par l'emploi d'un modèle simplifié découplé. Par exemple il suffit alors de reprendre l'expression (2.10) pour exprimer δ_{lat} en fonction des autres composantes angulaires, et ainsi établir une fonction de transfert entre la vitesse v et l'angle de roulis ϕ (respectivement le taux de roulis p). Connaissant le transfert entre ϕ et la consigne ϕ^c (2.14), ainsi que la loi de commande TRC \rightarrow AC (respectivement le transfert p/p^c et la loi TRC \rightarrow RC), on peut alors remonter à une fonction de transfert en vitesse v/v^c du système simplifié. Cette procédure de simplification a été suivie dans l'article présenté à la conférence Automatic and Control in Aerospace [15].

Résumé des modèles en boucle fermée Les différents transferts simplifiés et associés aux boucles fermées de commande bas-niveau sont résumés dans le Tableau 2.2. A partir de ces modèles simplifiés on peut procéder au calcul des gains pour les lois de commande bas-niveau.

Loi	Fonction de transfert	Paramètres
ACAH	$\frac{\phi}{\phi^c} = \frac{(L_{\delta l1}s + L_{\delta l0})F_{act}(s)}{-s^3 + L_p s^2 + (L_{\delta l2}s^2 + L_{\delta l1}s + L_{\delta l0})F_{act}(s)}$ $\frac{\theta}{\theta^c} = \frac{(M_{\delta l1}s + M_{\delta l0})F_{act}(s)}{-s^3 + M_q s^2 + (M_{\delta l2}s^2 + M_{\delta l1}s + M_{\delta l0})F_{act}(s)}$	$L_{\delta l0} = L_{\delta lat} K_{i\phi}$ $L_{\delta l1} = L_{\delta lat} K_{\phi}$ $L_{\delta l2} = L_{\delta lat} K_p$ $M_{\delta l0} = M_{\delta lon} K_{i\theta}$ $M_{\delta l1} = M_{\delta lon} K_{\theta}$ $M_{\delta l2} = M_{\delta lon} K_q$
RCAH	$\frac{p}{p^c} = \frac{(L'_{\delta l1}s + L'_{\delta l0})F_{act}(s)}{-s^2 + L_p s + (L'_{\delta l2}s^2 + L'_{\delta l1}s + L'_{\delta l0})F_{act}(s)}$ $\frac{q}{q^c} = \frac{(M'_{\delta l1}s + M'_{\delta l2})F_{act}(s)}{-s^2 + M_q s + (M'_{\delta l2}s^2 + M'_{\delta l1}s + M'_{\delta l0})F_{act}(s)}$	$L'_{\delta l0} = L_{\delta lat} K_{ip}$ $L'_{\delta l1} = L_{\delta lat} K_{pp}$ $L'_{\delta l2} = L_{\delta lat} K_{dp}$ $M'_{\delta l0} = M_{\delta lon} K_{iq}$ $M'_{\delta l1} = M_{\delta lon} K_{pq}$ $M'_{\delta l2} = M_{\delta lon} K_{dq}$
Vertical RCHH	$\frac{w}{w^c} = \frac{(Z_{\delta c1}s + Z_{\delta c0})F_{act}(s)}{-s^2 + Z_w s + (Z_{\delta c2}s^2 + Z_{\delta c1}s + Z_{\delta c0})F_{act}(s)}$	$Z_{\delta c0} = Z_{\delta col} K_{iw}$ $Z_{\delta c1} = Z_{\delta col} K_w$ $Z_{\delta c2} = Z_{\delta col} K_{dw}$
RCDH	$\frac{r}{r^c} = \frac{(N_{\delta p1}s + N_{\delta p0})F_{act}(s)}{-s^2 + N_r s + (N_{\delta p2}s^2 + N_{\delta p1}s + N_{\delta p0})F_{act}(s)}$	$N_{\delta p0} = N_{\delta ped} K_{ir}$ $N_{\delta p1} = N_{\delta ped} K_r$ $N_{\delta p2} = N_{\delta ped} K_{dr}$

TABLE 2.2 – Fonctions de transfert (système simplifié) pour les différentes lois de commande bas-niveau

Procédure suivie pour le choix des gains des lois bas-niveau Les gains des lois de commande bas-niveau sont calculés dans les paragraphes suivants en suivant la démarche ci-dessous.

- Prendre pour référence le modèle simplifié associé, i.e. découplé et sans actionneurs, dont les pôles ont été choisis au préalable à l'aide de critères classiques de l'automatique.

2.2. Calcul de gains basé sur des critères de Qualité de Vol

- Avec les gains estimés passer au modèle découplé avec actionneurs, tel que présenté dans le Tableau 2.2, et identifier les correcteurs mal réglés (sous-systèmes instables).
- Passer au système linéaire complet et comparer les modes propres du système complet avec ceux des sous-systèmes découplés.
- La proximité de certains pôles permettent ensuite d'identifier les correcteurs mal paramétrés. Un recalage itératif est effectué, grâce à une analyse préliminaire de sensibilité placement/gains pour en déduire l'influence de chaque gain.

2.2.2 Calcul de gains pour lois de commande bas-niveau

2.2.2.1 Un premier jeu de gains

Hypothèse 2.4 (Actionneurs parfaits)

Dans un premier temps, on considère les actionneurs parfaits. Dans ce cas la fonction de transfert des actionneurs est unitaire :

$$F_{act}(s) = 1 \quad (2.27)$$

Loi en vitesse verticale RCHH La fonction de transfert est réduite à une fonction d'ordre 2. Les paramètres de choix sont la bande passante ω_n , l'amortissement désiré ξ et un terme de retard τ_w . Ce retard caractérise le terme en $\exp(-T_h s)$ de l'équation (1.22), issue de la norme pour la réponse verticale et dont on souhaite se rapprocher. On pose l'approximation (2.29), avec $\tau_w < 0$.

$$\frac{w}{w^c} = \frac{Z_{\delta c1}s + Z_{\delta c0}}{(-1 + Z_{\delta c2})s^2 + (Z_w + Z_{\delta c1})s + Z_{\delta c0}} \quad (2.28)$$

$$\exp(\tau s) \approx 1 + \tau s \quad (2.29)$$

$$\frac{w}{w^c} = \frac{(1 + \tau_w s)\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (2.30)$$

Après identification, on peut établir le système suivant, à résoudre. Il existe un choix unique de gains tant que τ_w vérifie la condition (2.32). Dans la mesure où le terme $2\xi/\omega_n$ est positif et τ_w négatif, la condition est bien vérifiée.

$$\begin{pmatrix} 0 & -1 & \tau_w \\ \omega_n^2 & 0 & -1 \\ 0 & -\omega_n & 2\xi \end{pmatrix} \begin{pmatrix} Z_{\delta c2} \\ Z_{\delta c1} \\ Z_{\delta c0} \end{pmatrix} = \omega_n \begin{pmatrix} 0 \\ \omega_n \\ Z_w \end{pmatrix} \quad (2.31)$$

$$\tau_w \neq \frac{2\xi}{\omega_n} \quad (2.32)$$

Dans la mesure où le vecteur $(Z_{\delta c2}, Z_{\delta c1}, Z_{\delta c0})^T$ et les gains sont liés, comme montrés dans le Tableau 2.2, les gains sont donc déduits à partir des valeurs désirées de bande passante ω_n , d'amortissement ξ et de retard τ_w .

Chapitre 2. Méthode de calcul de gains basée sur les critères de Qualité de Vol, pour lois de commande en vitesse

Loi ACAH Dans le cadre d'une loi de type ACAH la fonction de transfert associée à la dynamique en roulis est réduite à une fonction d'ordre 3. Ce même type de modèle peut se retrouver aussi sur l'axe de tangage, pour le même type de loi - une commande angulaire. Ainsi le modèle réduit devient :

$$\frac{\phi}{\phi^c} = \frac{1 + \tau'_\phi s}{1 + \tau_\phi s} \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (2.33)$$

On peut souligner la présence d'une pulsation propre $\omega_n > 0$, d'un coefficient d'amortissement ξ et de deux termes liés au déphasage $\tau_\phi > 0$ et $\tau'_\phi > 0$. Une identification termes à termes entre l'expression du modèle réduit et la fonction (2.14) permet d'établir que :

$$\begin{cases} -\tau_\phi L_{\delta l1} & = & \tau'_\phi \omega_n^2 \\ -\tau_\phi L_{\delta l0} & = & \omega_n^2 \\ -\tau_\phi(L_p + L_{\delta l2}) & = & 1 + 2\xi\omega_n\tau_\phi \\ -\tau_\phi L_{\delta l1} & = & 2\xi\omega_n + \omega_n^2\tau_\phi \end{cases} \quad (2.34)$$

Les première et dernière lignes permettent d'établir le lien suivant entre les deux termes de déphasage, ce qui ne laisse finalement que les trois paramètres (ω, ξ, τ_ϕ) pour le modèle :

$$\tau'_\phi = \tau_\phi + 2\frac{\xi}{\omega_n} \quad (2.35)$$

Les termes de sensibilité équivalente $L_{\delta l0}$, $L_{\delta l1}$ et $L_{\delta l2}$ dépendants des gains du correcteur ACAH, on peut réécrire l'ensemble tel que présenté ci-dessous, et en extraire la relation (2.37) entre les paramètres du modèle équivalent. $(\omega_n, \xi, \tau_\phi)$ et les gains $(K_p, K_\phi, K_{i\phi})$.

$$\begin{cases} -\tau_\phi L_{\delta lat} K_{i\phi} & = & \omega_n^2 \\ -\tau_\phi(L_p + L_{\delta lat} K_p) & = & 1 + 2\xi\omega_n\tau_\phi \\ -\tau_\phi L_{\delta lat} K_\phi & = & 2\xi\omega_n + \omega_n^2\tau_\phi \end{cases} \quad (2.36)$$

$$\begin{cases} K_p & = & -\left(\frac{L_p}{L_{\delta lat}} + \frac{1 + 2\xi\omega_n\tau_\phi}{\tau_\phi L_{\delta lat}}\right) \\ K_\phi & = & -\frac{2\xi\omega_n + \tau_\phi\omega_n^2}{\tau_\phi L_{\delta lat}} \\ K_{i\phi} & = & -\frac{\omega_n^2}{\tau_\phi L_{\delta lat}} \end{cases} \quad (2.37)$$

Lois en taux angulaires RCDH et RCAH La méthode d'initialisation des gains est identique à celle employée pour la loi RCHH dans la mesure où la fonction de transfert de ces lois a la même structure. Si on se base sur l'exemple de la commande en taux de lacet r , on obtient un modèle simplifié comme celui-ci-dessous, avec les paramètres (ω_n, ξ, τ_r) à retrouver à partir de l'expression de référence.

$$\frac{r}{r^c} = \frac{N_{\delta p1}s + N_{\delta p0}}{(-1 + N_{\delta p2})s^2 + (N_r + N_{\delta p1})s + N_{\delta p0}} \quad (2.38)$$

2.2. Calcul de gains basé sur des critères de Qualité de Vol

$$\frac{r}{r^c} = \frac{(\tau_r s + 1)\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (2.39)$$

Après identification, on a un système à résoudre pour trouver des premiers gains :

$$\begin{pmatrix} 0 & -1 & \tau_r \\ \omega_n^2 & 0 & -1 \\ 0 & -\omega_n & 2\xi \end{pmatrix} \begin{pmatrix} N_{\delta p2} \\ N_{\delta p1} \\ N_{\delta p0} \end{pmatrix} = \omega_n \begin{pmatrix} 0 \\ \omega_n \\ N_r \end{pmatrix} \quad (2.40)$$

Valeurs numériques Les valeurs numériques des paramètres utilisés et des gains initiaux obtenus sont répertoriées dans le tableau ci-dessous.

Loi	ω_n	ξ	τ	Gains PID		
				D	P	I
RCHH	0,67	0,75	-0,20	-0,0405	-0,0012	0,0060
RCDH	2,5	0,75	-0,20	0,3776	0,0277	-0,1384
ACAH(ϕ)	1,0	0,75	1,0	-0,1140	-0,2851	-0,0061
ACAH(θ)	2,0	0,75	1,0	1,3433	2,6865	1,0641
RCAH(p)	1,0	0,75	1,0	-0,4438	-0,5579	-0,5579
RCAH(q)	2,0	0,75	1,0	-0,6150	-1,1168	-1,1168

TABLE 2.3 – Paramètres choisis pour première synthèse de correcteurs

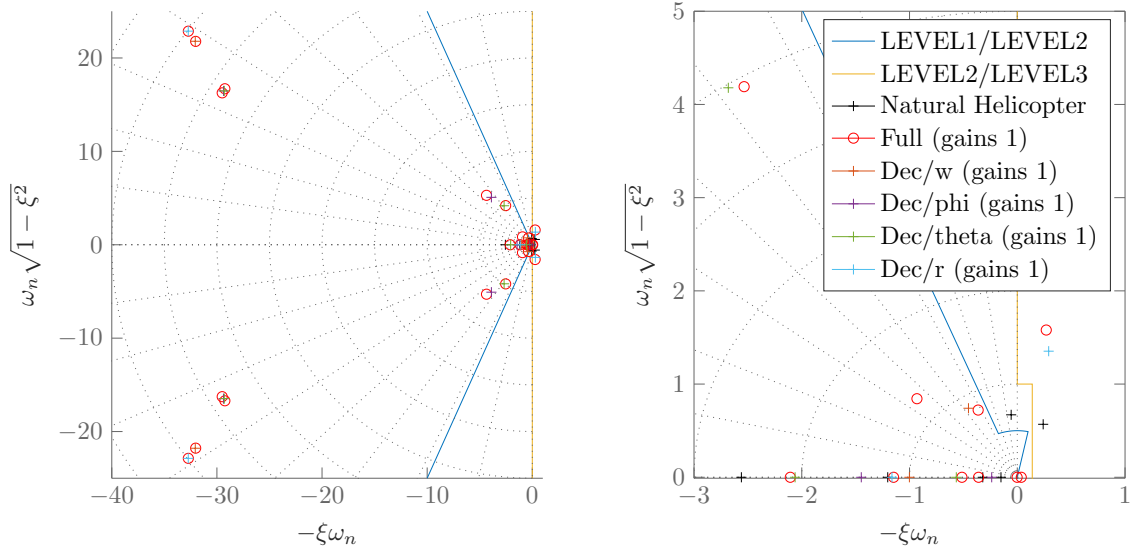


FIGURE 2.4 – Placement des modes propres avec lois ACAH, RCHH, RCDH

2.2.2.2 Analyse des premiers résultats

La décomposition en sous-systèmes découplés avec actionneurs a pour but d'aider à associer modes propres du système complet en boucle fermée et lois de commande. Le tracé tel que présenté dans la Figure 2.4 permet cette identification dans le cadre d'un système en configuration ACAH, et la Figure 2.5 représente les pôles identifiés pour une configuration RCAH. Les pôles du système complet (notés « Full » dans la légende) sont mis en évidence aux côtés des pôles des sous-systèmes découplés avec actionneurs (notés « Dec »). Cette phase d'identification permet de cerner les correcteurs mal réglés qui, compte tenu des nombreux couplages inter-axiaux, dégradent les performances sur les autres axes.

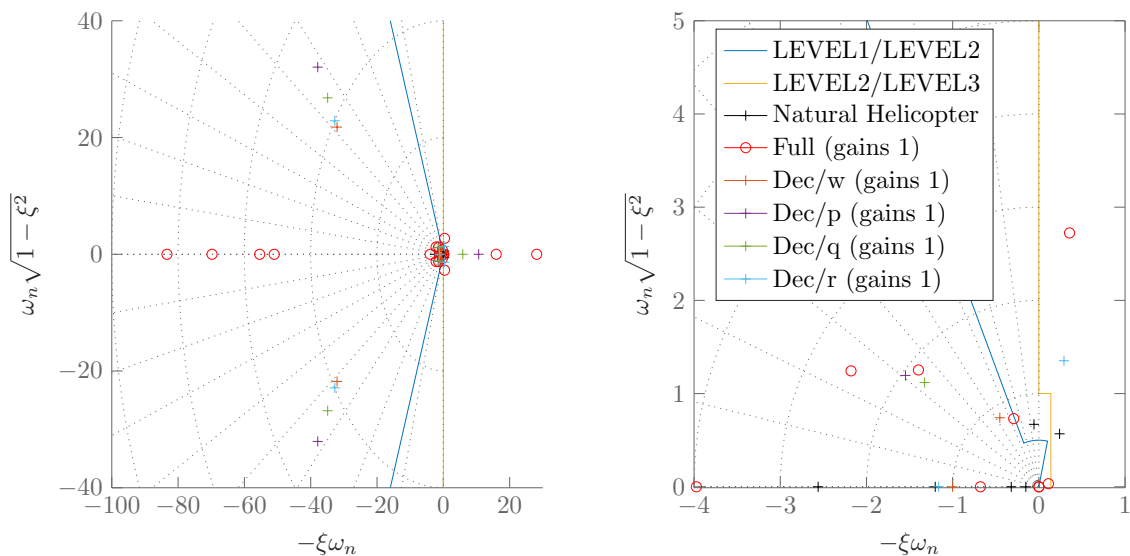


FIGURE 2.5 – Placement des modes propres avec lois RCAH, RCHH, RCDH

En l'état les résultats sont plutôt bons pour les lois en vitesse verticale (RCHH) et pour les lois angulaires ACAH. A contrario les lois de commande en taux angulaires (RCAH et RCDH) génèrent des modes propres instables. De tels changements étaient prévisibles dans la mesure où on a négligé les actionneurs, car ces derniers rajoutent du retard suffisant pour déstabiliser la qualité de la commande. Enfin, ces actionneurs ajoutent des modes propres à haute fréquence dans le système, que l'on peut retrouver grâce à l'étude du modèle d'actionneurs avec retard (2.41), présenté au paragraphe suivant. Dès lors un affinage des gains est donc nécessaire, et cette fois avec prise en compte de la fonction de transfert des actionneurs.

Analyse avec prise en compte des actionneurs L'hypothèse d'actionneurs parfaits étant exclue, il faut maintenant prendre en compte sa fonction de transfert (2.41). On pose $F_{act}(s) = A_n(s)/A_d(s)$ où retards (T_1, T_2), amortissement ξ_f et fréquence de coupure du filtre

2.2. Calcul de gains basé sur des critères de Qualité de Vol

ω_f sont pris en compte.

$$\frac{A_n(s)}{A_d(s)} = \frac{T_2 s + 1}{(T_1 s + 1)(s^2 + 2\xi_f \omega_f s + \omega_f^2)} \quad (2.41)$$

Grâce au quadruplet $(T_1, T_2, \xi_f, \omega_f)$ les pôles/zéros sont déjà connus. On retrouve aisément les modes complexes conjugués à haute fréquence des Figures 2.4 et 2.5 générés par (ω_f, ξ_f) .

T_2	T_1 (s)	ξ_f	ω_f (rad/s)
-0,0033	0,1	0,87	32,02

TABLE 2.4 – Paramètres Actionneurs

Exemple avec la loi RCDH La prise en compte des actionneurs nous ramène à l'équation de transfert définie dans le Tableau 2.2. On obtient donc après développement l'expression non triviale ci-dessous.

$$\frac{r}{r^c} = \frac{(N_{\delta p1} s + N_{\delta p0}) A_n(s)}{(-s^2 + N_r s) A_d(s) + (N_{\delta p2} s^2 + N_{\delta p1} s + N_{\delta p0}) A_n(s)} \quad (2.42)$$

L'analyse de ce transfert montre la présence de 5 pôles. Dans l'idéal on aimerait donc se ramener à une fonction de transfert écrite sous une forme canonique (2.43), avec des pôles positionnés dans la zone de niveau 1 du critère de stabilité. Par le biais de certaines analogies on peut réécrire ce transfert sous la forme (2.44). On y retrouve la fonction de transfert associée au système simplifié de type ACAH.

$$\frac{r}{r^c} = \frac{(a_{11} s + 1)(a_{12} s + 1)}{(a_{21} s + 1)(a_{22} s + 1)(a_{23} s + 1)(a_{24} s + 1)(a_{25} s + 1)} \quad (2.43)$$

$$\frac{r}{r^c} = \frac{(a_{11} s + 1)}{(a_{21} s + 1)(a_{22} s + 1)} \frac{(\tau'_\phi s + 1)\omega_r^2}{(\tau s + 1)(s^2 + 2\xi\omega_r s + \omega_r^2)} \quad (2.44)$$

Type	Valeur	Amortissement	Fréquence (rad/s)	Paramètres liés
Pôle	$-32,5693 + 22,5854i$	0,822	39,6	$a_{21}(\xi_f, \omega_f)$
Pôle	$-32,5693 - 22,5854i$	0,822	39,6	$a_{22}(\xi_f, \omega_f)$
Pôle	$0,2548 + 1,7773i$	-0,142	1,8	$a_{24}(\xi, \omega_r)$
Pôle	$0,2548 - 1,7773i$	-0,142	1,8	$a_{25}(\xi, \omega_r)$
Pôle	-1,4019	1	1,4	$a_{23}(\xi, \omega_r)$
Zéro	303,0303	-1	303,0303	$a_{11} = T_2$
Zéro	-5	1	5	$a_{12} = N_{\delta p1}/N_{\delta p0}$

TABLE 2.5 – Pôles et Zéros du système découplé, sur l'axe de cap (loi RCDH)

Les 5 pôles et 2 zéros obtenus avec les gains initiaux sont répertoriés dans le Tableau 2.5. On y retrouve tout d'abord les 2 zéros prévus par le modèle découplé, à savoir les racines du

Chapitre 2. Méthode de calcul de gains basée sur les critères de Qualité de Vol, pour lois de commande en vitesse

numérateur. Ensuite les résultats montrent deux pôles à haute fréquence qui s'avèrent proches des pôles de la fonction de transfert des actionneurs. Les pôles restants sont davantage dûs à l'interaction entre T_2 (respectivement $A_n(s)$ et les gains PID du correcteur, reflétés dans le triplet $(N_{\delta p0}, N_{\delta p1}, N_{\delta p2})$. Le signe de $T_2 < 0$ semble être à l'origine de l'instabilité provoquée sur les pôles restants. Le choix des gains doit donc pouvoir ramener les pôles dans le domaine de stabilité, i.e. le demi-plan gauche.

L'analyse avec prise en compte des actionneurs laisse penser que les problèmes de placement proviennent majoritairement des correcteurs en taux angulaires, à commencer par celui de la loi RCDH. Un recalage des gains est donc nécessaire, et pour cela on va appliquer une méthode itérative de recalage des gains, basée sur les résultats d'une analyse de sensibilité placement/gains.

2.2.2.3 Recalage itératif des gains par analyse de sensibilité placement/gains

Cette méthode permet d'améliorer les caractéristiques du système pas à pas. La méthode s'apparente à celle utilisée par Antonioli [75]. La différence principale avec la méthode appliquée ici est qu'il étudie l'évolution des trois critères de QdV, alors que l'on se focalise uniquement sur le critère de stabilité. Pour la procédure de recalage chaque gain est modifié individuellement, et on observe l'impact sur le critère de stabilité.

Le point de départ est le jeu de gains RCDH calculé précédemment et noté dans le Tableau 2.3 (n°1). Ce jeu de gain est problématique car l'examen des pôles du système découplé montre qu'il génère un mode instable. L'examen des pôles du système découplé (2.42) fait déjà état de ces deux modes instables avec des gains de signes différents entre eux. Or, par convention les gains doivent comporter le même signe afin de ne pas créer d'instabilités, ce qui suggère qu'une erreur de convention de signe est apparue à l'issue des calculs précédents. Dans le cas de la loi RCDH employé sur le modèle linéaire, pour que le mouvement aux actionneurs/pédaliers (représentatif de l'entrée δ_{ped}) soit en accord avec la consigne r^c , les gains (K_{dr}, K_r, K_{ir}) doivent être a priori de signe négatif.

Le premier recalage a pour objectif de vérifier le signe adéquat, et les suivants d'obtenir les performances souhaitées. L'ensemble des recalages nous amène aux jeux de gains 2 à 4. Le Tableau ci-dessous répertorie les principaux jeux de gains testés, et les Figures qui suivent montrent l'évolution du placement des modes propres.

Jeu n°	K_{dr}	K_r	K_{ir}
1	0,3776	0,0277	-0,1384
2	0,3776	0,0277	0,1384
3	-0,3776	0,0277	-0,1384
4	-0,3776	-0,0277	-0,1384
5	-0,03	-0,6	-0,3

TABLE 2.6 – Différents jeux de gains pour la loi RCDH

2.2. Calcul de gains basé sur des critères de Qualité de Vol

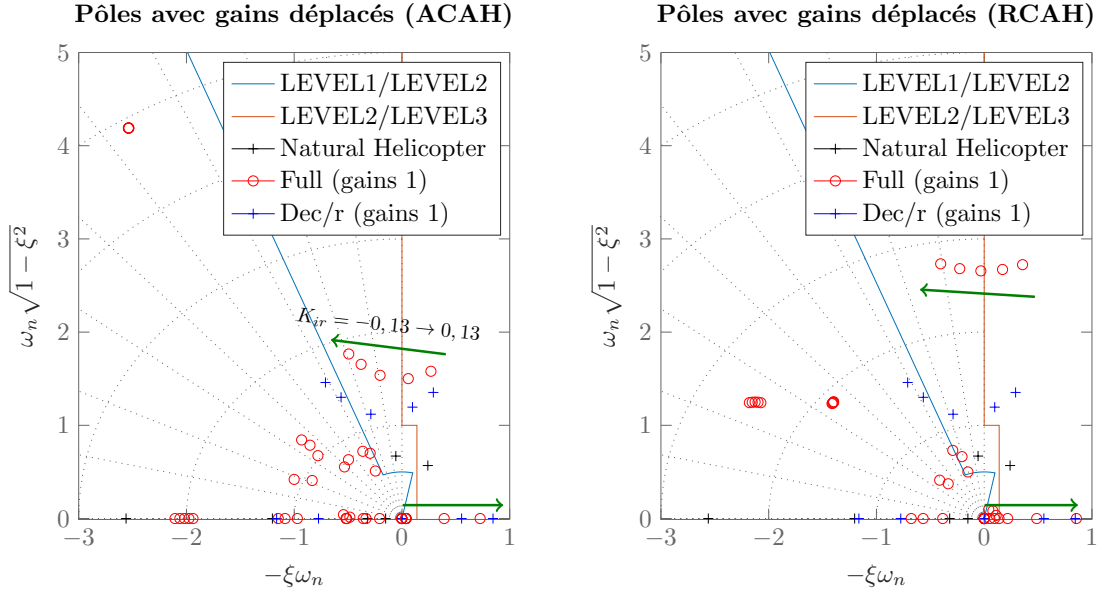


FIGURE 2.6 – Changement de signe du gain intégral (gains 1 \rightarrow 2)

La Figure 2.6 montre que le changement de signe du gain intégral K_{ir} envoie les deux modes instables conjugués dans la zone de niveau 1, toutefois le passage vers un gain intégral positif amplifie l'instabilité du mode propre réel. La configuration à 3 gains positifs est donc à éliminer pour cette loi, que l'on soit en configuration ACAH ou RCAH.

La Figure 2.7 montre le changement de signe du gain dérivé K_{dr} dans le cas avec lois ACAH et RCDH. Ceci permet de stabiliser le système, et le choix judicieux du signe semble en être la raison. Pour autant, même si ce changement stabilise les modes basses fréquences il réduit le niveau de qualité des modes hautes fréquences (baisse d'amortissement). Dès lors on limite la variation de K_{dr} afin d'éviter de détériorer la réponse.

Dans la Figure 2.8 on remarque qu'augmenter le gain proportionnel $|K_r|$ améliore la réponse du système. Les modes haute fréquence sont peu affectés mais les modes lents le sont fortement, tant sur la fréquence que l'amortissement.

Résultats de l'analyse Le procédé d'analyse est étendu aux autres correcteurs. L'analyse placement/gain pour chaque correcteur est alors résumée dans le Tableau 2.7. Elle permet d'effectuer le constat suivant :

- les modes à hautes fréquences sont sensibles au gain dérivé : lorsque le gain dérivé tend vers zéro, certains pôles se rapprochent, dans le plan complexe, de la position des pôles caractéristiques du modèle d'actionneurs : on peut alors supposer que le gain dérivé traduit d'une certaine façon les efforts appliqués aux actionneurs.
- le gain proportionnel ne recale que les modes à basse fréquence : lorsque l'orientation (signe) des gains est respectée le gain proportionnel améliore la qualité de la réponse grâce à une réduction des oscillations, et le coefficient d'amortissement augmente. Ceci

Chapitre 2. Méthode de calcul de gains basée sur les critères de Qualité de Vol, pour lois de commande en vitesse

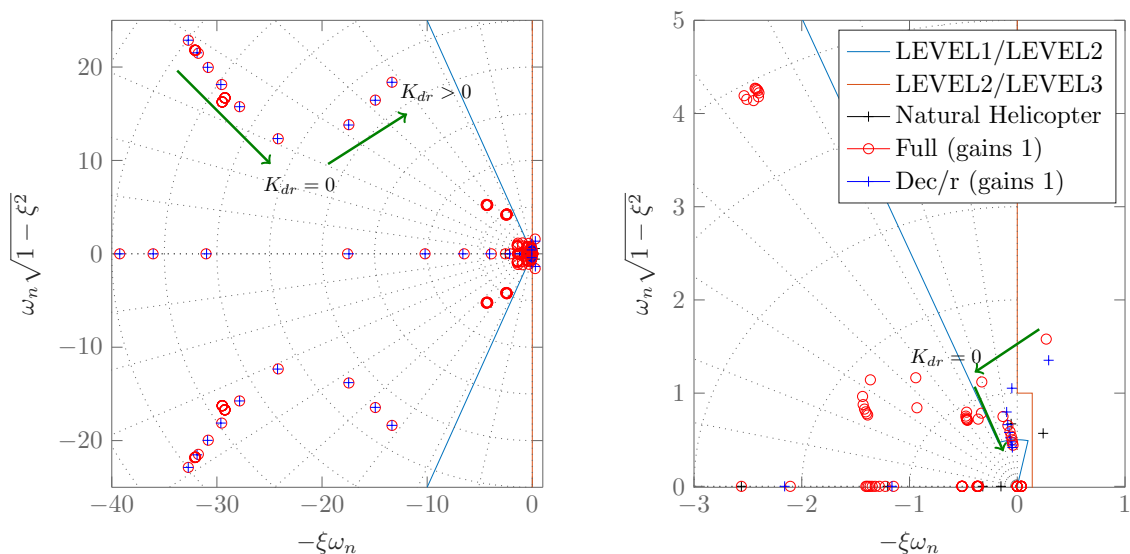


FIGURE 2.7 – Changement de signe du gain dérivé (gains 1 → 3) - ACAH

permet de respecter le critère de stabilité.

Procédure de recalage A partir des gains calculés initialement le processus itératif employé est le suivant :

- Repérer les correcteurs générant des modes propres instables et les recalcr en priorité.
- Dans le cas où les gains sont déjà de même signe, on inverse les signes. Dans le cas contraire, i.e. si un des gains est de signe opposé, alors on inverse le signe de ce gain. Si une instabilité se crée alors on inverse le signe des autres gains à la place. Les signes des gains à corriger sont maintenant alignés selon la convention trouvée.
- Faire varier le gain dérivé pour placer les modes hautes et basses fréquences dans la zone de niveau 1 en QdV.
- Augmenter le gain proportionnel pour améliorer la réponse (réduction d'amortissement).
- Ajuster le gain intégral pour améliorer le temps de convergence, via l'amélioration de précision occasionnée.
- Passer au correcteur suivant.

Dans le cas présent les étapes (a) et (b) concernent les lois mal réglées, i.e. la loi RCDH, commune aux deux configurations bas-niveau, et la loi RCAH sur le taux de tangage q . On peut aussi souligner que le signe des gains, supposé commun dans chaque triplet, peut être retrouvé en connaissant la relation physique entre les variations d'inclinaison aux manches (entrée du système dynamique) et celles occasionnées sur les états d'un hélicoptère.

Gains post-recalage La procédure de recalage a été appliquée aux autres correcteurs. Dans le cas présent le correcteur RCDH a été stabilisé en premier, suivi du correcteur RCHH. Les lois horizontales ACAH et RCAH viennent ensuite, avec une priorité pour la loi RCAH

2.2. Calcul de gains basé sur des critères de Qualité de Vol

Gain	Jeu		Effets sur les Modes		Remarques
	Initial	Final	Lents	Rapides	
K_{dr}	0,3776	-0,03	Amélioration	Dégradation	Actionneurs plus sollicités
K_r	0,0277	-1,2	Amélioration	Négligeable	Modes lents plus amortis
K_{ir}	-0,1384	-0,3	Amélioration	Légère amélioration	
K_{dw}	-0,0405	0,05	Amélioration	Dégradation	Actionneurs plus sollicités
K_w	-0,0012	0,175	Amélioration	Négligeable	Modes lents plus amortis
K_{iw}	0,006	0,03	Amélioration	Légère amélioration	
K_p	-0,1140	-0,32	Dégradation	Amélioration	Actionneurs plus rapides, modes lents moins amortis
K_ϕ	-0,2851	-0,9	Légère dégradation	Négligeable	Ralentit les modes lents
$K_{i\phi}$	-0,0061	-0,25	Négligeable	Amélioration	Amortit les modes lents
K_q	1,3433	1,2	Légère dégradation	Négligeable	Modes lents moins amortis, ceux rapides plus amortis
K_θ	2,6865	2,0	Légère dégradation	Négligeable	Modes moins amortis, moins rapides
$K_{i\theta}$	1,0641	0,9	Légère amélioration	Négligeable	Amortit les modes lents
K_{dp}	-0,4438	-0,01	Amélioration	Forte amélioration	Amortit la majorité des modes
K_p	-0,5579	-0,5	Négligeable	Légère amélioration	
K_{ip}	-0,5579	-0,5	Légère amélioration	Négligeable	
K_{dq}	0,6150	0,03	Amélioration	Amélioration	Amortit la majorité des modes
K_q	1,1168	0,8	Amélioration	Légère amélioration	Un gain plus faible dégrade les modes lents
K_{iq}	1,1168	0,4	Négligeable	Amélioration	Modes lents plus rapides, moins amortis

TABLE 2.7 – Résumé de l'analyse de sensibilité, par gain

Chapitre 2. Méthode de calcul de gains basée sur les critères de Qualité de Vol, pour lois de commande en vitesse

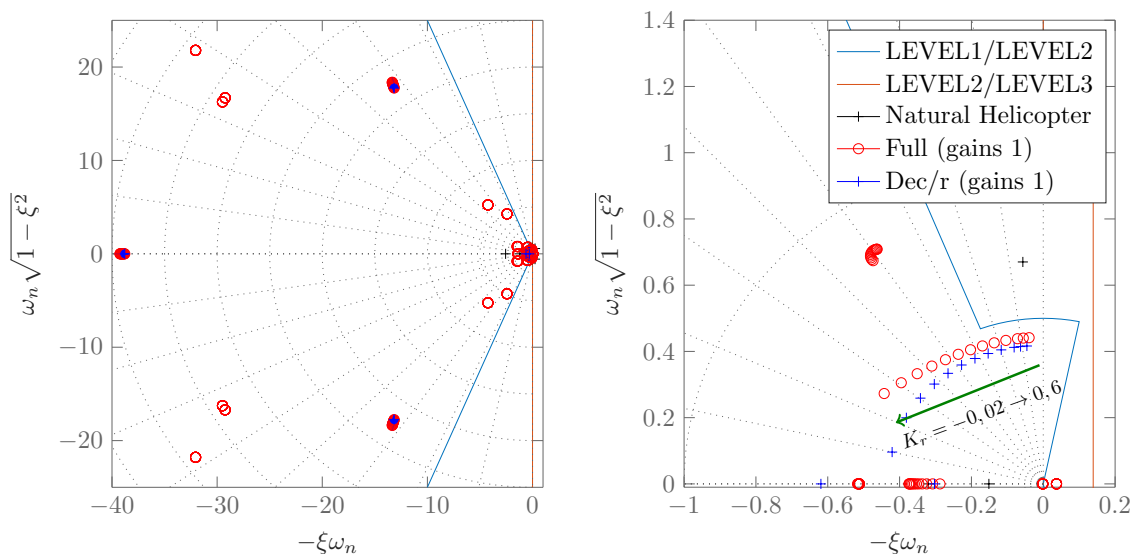


FIGURE 2.8 – Changement de gain proportionnel (gains 3 \rightarrow 4 \rightarrow 5) - ACAH

longitudinale (sur q). Le Tableau 2.7 résume les étapes de l'analyse qui aboutissent au jeu de gains final. Dans le cas des gains de la loi RCAH sur q le point de départ est le jeu de gains initial mais avec des gains de signe opposé⁴, c'est dans cette situation que les principales instabilités sont fortement réduites. A l'issue de cette procédure on obtient les gains suivants :

Loi	Gains PID		
	D	P	I
RCHH	0,05	0,175	0,03
RCDH	-0,03	-1,2	-0,3
ACAH(ϕ)	-0,32	-0,9	-0,25
ACAH(θ)	1,2	2,0	0,9
RCAH(p)	-0,01	-0,5	-0,5
RCAH(q)	0,03	0,8	0,4

TABLE 2.8 – Nouveau jeu de gains (G1), après recalages

Analyse des résultats pour le nouveau jeu de gains Dans le cas présent le placement des pôles, que l'on soit en configuration de commande ACAH ou RCAH, montre l'existence de trois pôles instables proches de zéro lors de l'utilisation du modèle linéaire complet d'hélicoptère (1.2), énoncé dans l'état de l'art. On peut supposer que ces pôles caractérisent principalement les états de vitesse (u, v) et de lacet ψ , non commandés ici, et dont la dynamique peut se résumer à des intégrateurs des angles d'assiette (ϕ, θ) et de taux de lacet r . En

4. Il faut souligner que, pour un axe donné, la convention de signe entre les lois RCAH et ACAH sont supposées être les mêmes

2.2. Calcul de gains basé sur des critères de Qualité de Vol

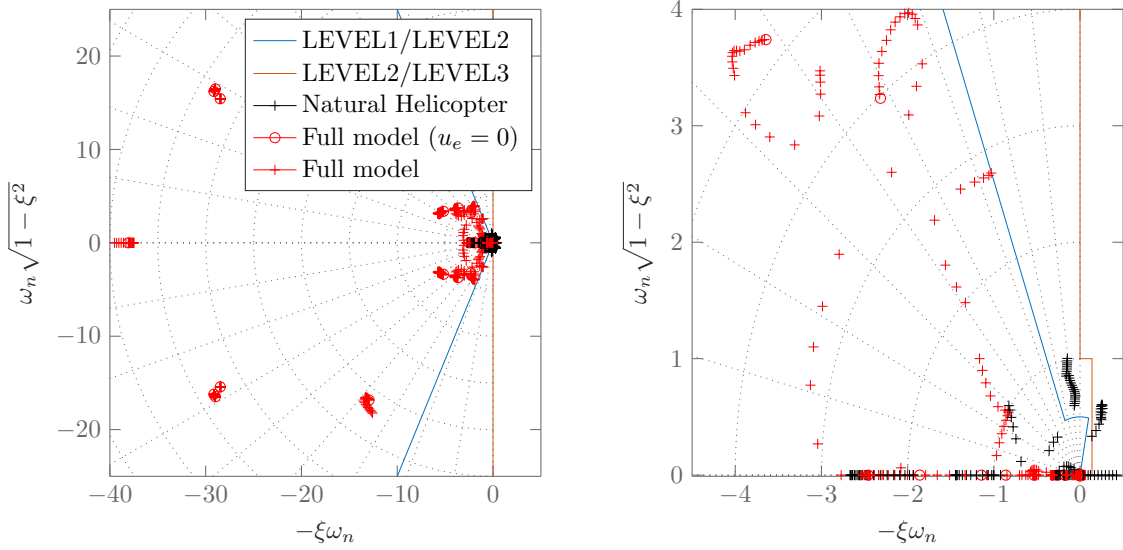


FIGURE 2.9 – Evaluation du critère de stabilité pour des vitesses d'équilibre u_e de 0 à 30 m/s - Boucle de commande ACAH

effet, en se basant sur le modèle d'état (1.2) on obtient en première approximation que :

$$\begin{cases} \dot{u} &= -(g \cos \theta_e) \theta \\ \dot{v} &= (g \cos \theta_e \cos \phi_e) \phi \\ \dot{\psi} &= r \end{cases} \quad (2.45)$$

Dans le cas de la configuration RCAH on y trouve aussi deux pôles supplémentaires instables proches du zéro, et qui peuvent caractériser les angles d'assiette (ϕ, θ) , obtenus par intégration de (p, q) en première approximation. Par ailleurs cette méthode de réglage a un inconvénient de taille :

- Ce type d'approche se base sur un modèle linéaire pour générer le placement de pôles. Or un système « hélicoptère » est plutôt assimilé à un système LPV⁵, que l'on peut approcher par une série de modèles linéaires autour de points de vol spécifiques.
- Compte tenu de son aspect itératif la méthode de recalage est lourde en calcul, et ne peut donc pas être appliquée successivement sur chaque modèle.

Idéalement il convient donc de mettre en place une approche alternative permettant un réglage plus rapide et plus systématique des gains sans recours à une étude spécifique de chaque modèle pris séparément. L'approche proposée et mise en œuvre dans cette thèse repose sur une stratégie de commande \mathcal{H}_∞ robuste multi-modèle qui sera présentée en section 2.4.

Pour autant, les modes propres respectent le critère de stabilité et restent dans le domaine de qualité de niveau 1 (LEVEL 1) pour des vitesses d'avancement inférieures à 19 m/s (dans la configuration RCAH, cf. Figure 2.10), voire 30 m/s (configuration ACAH, cf. Figure 2.9).

5. *Linear Parameter-Varying*

Chapitre 2. Méthode de calcul de gains basée sur les critères de Qualité de Vol, pour lois de commande en vitesse

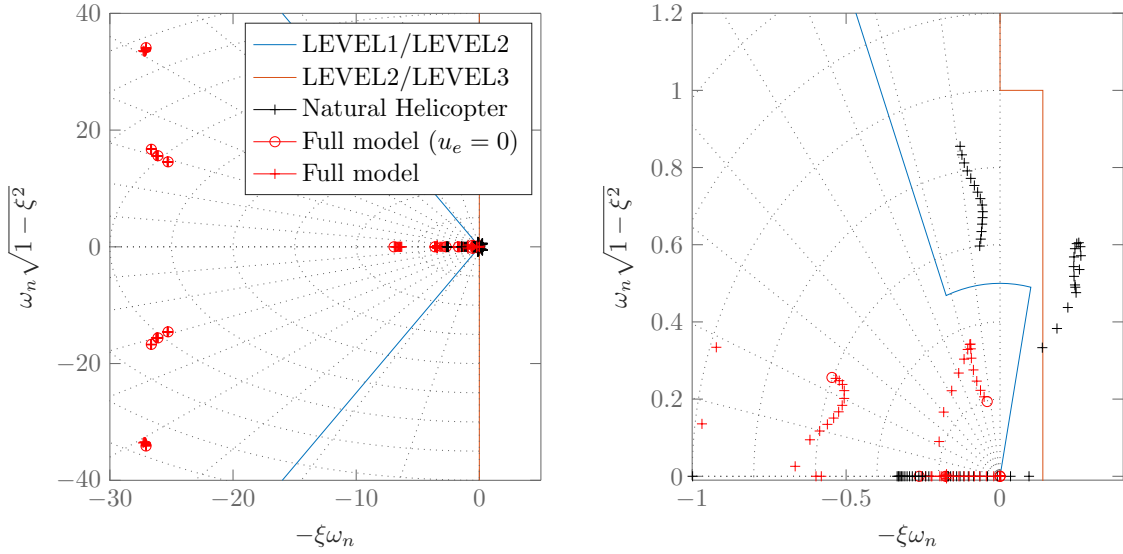


FIGURE 2.10 – Evaluation du critère de stabilité pour des vitesses d'équilibre u_e de 0 à 19 m/s - Boucle de commande RCAH

Un autre jeu de gains D'autres gains ont aussi été retenus pour les correcteurs agissant sur la dynamique longitudinale, i.e. (q, θ) , qui modifient le modèle. Ces derniers sont en effet ceux qui influencent la variation entre modèles LPV hélicoptères, et on obtient avec ce nouveau jeu de gain (G2) des modes propres qui varient moins lors de l'évolution du modèle, avec un niveau 1 de QdV pour des vitesses d'avancement allant jusqu'à $u_e = 30m/s$.

Loi	Gains PID		
	D	P	I
RCHH	0,05	0,175	0,03
RCDH	-0,03	-1,2	-0,3
ACAH(ϕ)	-0,32	-0,9	-0,25
ACAH(θ)	1,5	1,8	0,9
RCAH(p)	-0,01	-0,5	-0,5
RCAH(q)	0,03	0,6	0,2

TABLE 2.9 – Nouveau jeu de gains (G2), plus approprié pour du multi-modèle

Employer des gains stabilisant les variations du modèle s'avère utile pour la synthèse des gains des correcteurs TRC, comme on pourra le voir dans la sous-section suivante.

2.2.3 Calcul de gains pour les lois en vitesse (TRC)

L'objectif ici est de calculer des gains permettant au système commandé en vitesse d'atteindre une réponse proche de la fonction de transfert (1.23) donnée par l'ADS-33. La norme

2.2. Calcul de gains basé sur des critères de Qualité de Vol

impose comme contrainte temporelle (donnée dans la section 1.2.4.4 sur la loi TRC) d'avoir le temps de montée équivalent $T_{\dot{x}eq}$ entre 2,5 et 5 sec, mais aussi de limiter les pics d'attitude lors des accélérations.

Il est possible de procéder d'une façon similaire à la sous-section précédente, c'est-à-dire par initialisation à l'aide du modèle simplifié puis recalage progressif, mais compte tenu de la forme complexe qu'aurait le modèle simplifié une alternative a été privilégiée : une synthèse robuste \mathcal{H}_∞ . L'objectif est double, conformément aux recommandations de la norme ADS-33 :

- En performances : se rapprocher du modèle de référence pour la dynamique en vitesse, i.e. la fonction de transfert (1.23) définie à la page 26,
- En robustesse : limiter les pics angulaires, i.e. l'amplitude des variations sur (ϕ, θ) .

Dans ce cas précis la méthode de synthèse robuste se base sur le schéma présenté dans la Figure 2.11. A partir d'une entrée $w = u^c$ l'objectif est de minimiser la norme \mathcal{H}_∞ des transferts en performance $T_{w \rightarrow z_{perf}}$ et en robustesse $T_{w \rightarrow z_{rob}}$.

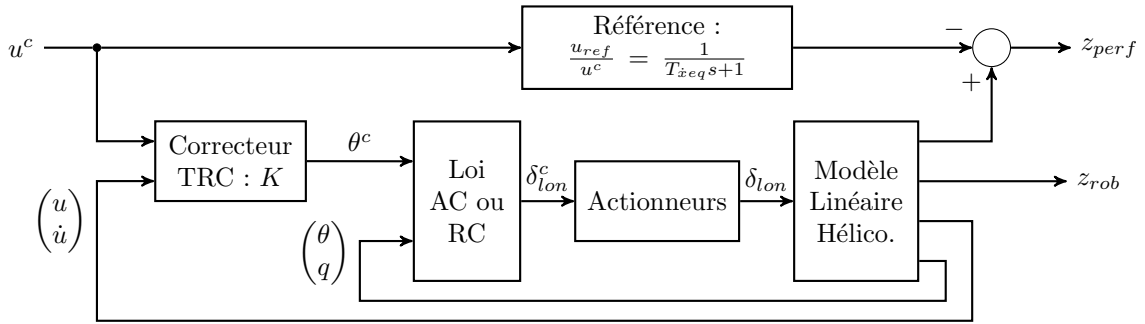


FIGURE 2.11 – Modèle pour synthèse \mathcal{H}_∞ robuste d'une loi TRC (exemple pour loi TRC basée AC sur u)

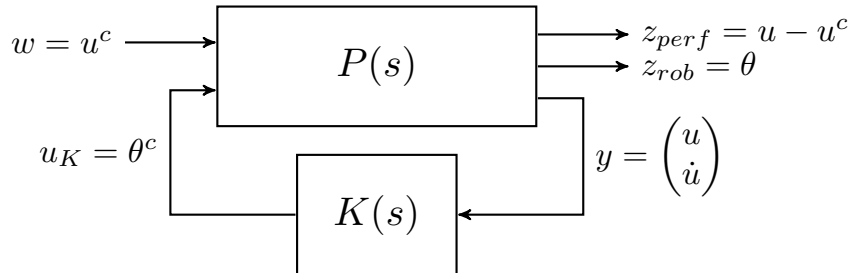


FIGURE 2.12 – Mise en forme LFR du problème \mathcal{H}_∞ à résoudre (TRC(u))

Dans cette configuration le modèle de référence choisi est la fonction de transfert définie par la norme ADS-33 (1.23), avec $T_{\dot{x}eq} = 2.5$ sec. Le modèle linéaire d'hélicoptère choisi est le modèle découplé, tel que présenté dans l'équation (2.10), avec comme exemple une application sur l'axe longitudinal. Le modèle actionneurs, supposé linéaire, est représenté par la fonction de transfert $F_{act}(s)$ (1.8). Le correcteur AC (respectivement RC) est construit comme les correcteurs ACAH (respectivement RCAH), avec les gains (G2) correspondants. Enfin, le correcteur K représente la loi TRC dont les gains sont à paramétrer. Le modèle de synthèse est présenté sous forme LFR dans la Figure 2.12. Les objectifs de performance sont

Chapitre 2. Méthode de calcul de gains basée sur les critères de Qualité de Vol, pour lois de commande en vitesse

symbolisés par z_{perf} , et ceux de robustesse par z_{rob} .

L'approche standard, basée sur le théorème du faible gain, pour obtenir à la fois stabilité robuste et performances repose sur la minimisation de la norme \mathcal{H}_∞ des fonctions de transfert de w à z_{perf} et z_{rob} . Cet objectif double est symbolisé par le problème \mathcal{H}_∞ multi-objectif ci-dessous :

$$\begin{cases} \|T_{w \rightarrow z_{perf}}(P_{perf}, K)\|_\infty < c_1 \\ \|T_{w \rightarrow z_{rob}}(P_{rob}, K)\|_\infty < c_2 \end{cases} \quad (2.46)$$

Ici P_{perf} représente le système $P(s)$ avec le couple entrées/sorties (w, z_{perf}) seul (respectivement P_{rob} avec (w, z_{rob}) seul). Plus précisément ces deux éléments représentent des systèmes traduisant les transferts en performance et en robustesse, chacun associé à des coefficients de pondération. Afin de combiner ces deux objectifs sous une seule et unique forme, le problème \mathcal{H}_∞ à résoudre se base sur la représentation ci-dessous, avec (c_1, c_2) constantes de pondération entre performance et robustesse :

$$\mathcal{H}(K, s) = \begin{bmatrix} \frac{1}{c_1} T_{w \rightarrow z_{perf}}(P_{perf}(s), K) & 0 \\ 0 & \frac{1}{c_2} T_{w \rightarrow z_{rob}}(P_{rob}(s), K) \end{bmatrix} \quad (2.47)$$

Ce type de problème \mathcal{H}_∞ est résolu à l'aide des techniques d'optimisation non lisses introduites par Apkarian [50]. Pour cela la routine `hinfstruct` de MATLAB[®], contenue dans la *Robust Control Toolbox*, est appelée.

Avec cette représentation $\mathcal{H}(K, s)$, les contraintes (2.46) sont équivalentes au problème d'optimisation ci-dessous, avec $\bar{\sigma}$ valeur singulière, où $\hat{K}(s)$ est la solution optimale pour le choix de correcteur K :

$$\begin{aligned} \hat{K}(s) = \min_K \quad & \max_{\omega \in [0, \infty]} \bar{\sigma}(\mathcal{H}(K, j\omega)) \\ \text{soumis à} \quad & \text{stabilité nominale} \end{aligned} \quad (2.48)$$

Il s'agit alors d'une résolution de problème d'optimisation multi-objectifs, et où les valeurs du correcteur K (structure fixée) sont à optimiser. Mis sous cette forme l'algorithme de γ -itération trouve une solution dès lors que la norme de $\mathcal{H}(K, s)$ converge vers une valeur minimum. Idéalement les objectifs doivent permettre d'atteindre une norme $\|\mathcal{H}(K, j\omega)\|_\infty < 1$ pour obtenir une bonne marge de robustesse et performance. Pour chaque système P_{perf} et P_{rob} on a pondéré les sorties exogènes z avec les fonctions de pondération W_{perf} et W_{rob} , dont les valeurs ci-dessous ont été obtenues à l'issue de nombreux essais :

$$\begin{cases} W_{perf} & = \frac{1}{100s+1} \\ W_{rob} & = 1 \end{cases} \quad (2.49)$$

Par ailleurs (c_1, c_2) sont choisis de sorte à privilégier la performance par rapport à la robustesse : $c_2 > c_1$. Dans le cas présent on a $(c_1 \ c_2) = (1 \ 2)$.

A l'issue de la synthèse \mathcal{H}_∞ on obtient les gains notés dans le Tableau 2.10.

2.3. Validation des lois de commande

Loi	Gains PID		
	D	P	I
TRC basé AC (u)	0,0883	0,0626	0,001
TRC basé AC (v)	-0,0226	-0,0411	-0,0012
TRC basé RC (u)	0,1080	0,0331	0
TRC basé RC (v)	-0,1410	-0,0439	0

TABLE 2.10 – Gains obtenus pour lois TRC, à associer aux gains (G2)

2.3 Validation des lois de commande

Dans cette section les lois de commande sont testées une à une. Tout d'abord la réponse temporelle à des consignes en échelon est observée au travers de simulations avec HOST⁶, pour chacune des lois utilisées, à l'exception du critère de précision qui repose sur un balayage en fréquence : pour ce critère le balayage est effectué avec une modélisation linéaire des boucles de commande. Ensuite les critères de la norme ADS-33 sont évalués à l'aide des données ainsi obtenues. Enfin le niveau de robustesse est évalué par le biais d'une μ -analyse, cette fois sur le modèle linéaire.

2.3.1 Réponse temporelle - Simulations avec HOST

Les configurations suivantes sont réparties dans les tests qui suivent :

RCHH	RCDH	RCAH	ACAH	TRC basé RC	TRC basé AC
X	X	X			
X	X		X		
X	X	X		X	
X	X		X		X

TABLE 2.11 – Sélection des lois pour différentes configurations de pilotage

2.3.1.1 Réponse temporelle à un échelon - Lois communes à toutes les configurations

Les lois RCHH et RCDH sont communes à toutes les configurations de commande utilisées dans ce chapitre. Les courbes présentées dans les Figures 2.13 et 2.14 montrent la réponse à une consigne en échelon, non maintenue pour la réponse avec RCDH afin de correspondre au profil suggéré par la norme ADS-33 pour l'évaluation. Les éléments d'intérêt pour l'évaluation des critères de QdV sont notés sur les graphes, tels que le temps équivalent de montée T_{heq}

6. Pour des résultats plus réalistes qu'avec un modèle linéaire

Chapitre 2. Méthode de calcul de gains basée sur les critères de Qualité de Vol, pour lois de commande en vitesse

pour la commande RCHH et l'angle de lacet à l'instant t_f , qui correspond à la fin de la consigne r^c de variation en taux de lacet.

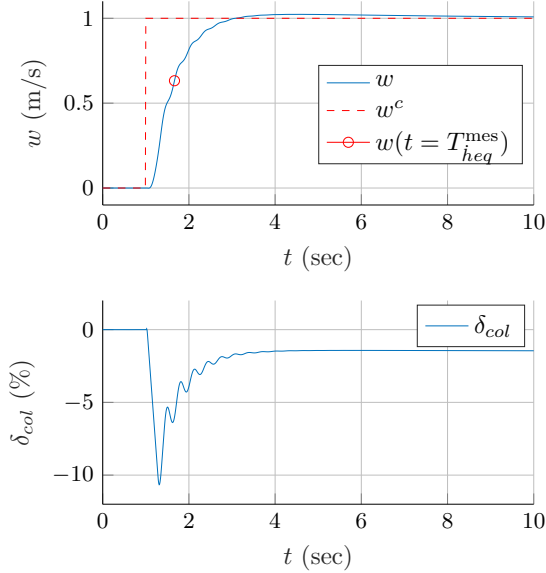


FIGURE 2.13 – Loi RCHH - Réponse à un échelon sur w

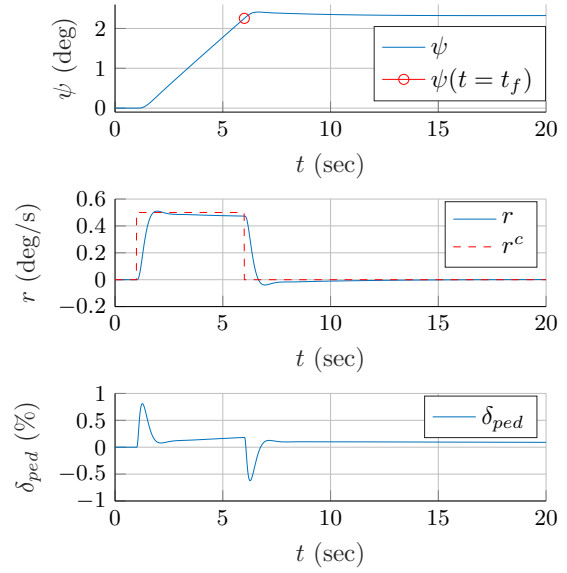


FIGURE 2.14 – Loi RCDH - Réponse pour atteindre la consigne ψ^c (manœuvre 1)

Une autre manoeuvre a été testée pour le taux en lacet de sorte à atteindre plus rapidement l'angle désiré en lacet, et est basée sur une consigne envoyée par un correcteur proportionnel utilisé sur l'erreur sur l'angle ψ . Cette manoeuvre est visible dans la Figure 2.15.

L'observation des courbes permet d'affirmer que les réponses temporelles sont satisfaisantes au sens où les profils obtenus correspondent aux attentes initiales, et sont confirmées plus tard par l'évaluation des QdV. Par exemple le temps équivalent de montée T_{heq} mesuré de 0,66 sec correspond aux spécifications initiales.

2.3.1.2 Réponse temporelle à un échelon - Lois bas-niveau angulaires (ACAH, RCAH)

Les deux lois ACAH et RCAH sont testées dans un même but : atteindre des angles d'assiette désirés (ϕ^c, θ^c). Il existe toutefois deux approches, selon la loi adoptée :

- Dans le cas d'un pilotage par loi ACAH, atteindre les consignes (ϕ^c, θ^c) revient à envoyer des consignes de type « échelon » aux correcteurs.
- Dans le cas d'un pilotage par loi RCAH, atteindre les consignes (ϕ^c, θ^c) revient à augmenter temporairement les consignes au niveau des lois RCAH sur (p, q). Cette méthode est la même que celle effectuée sur la dynamique en lacet (loi RCDH).

Les résultats concernant ces deux approches sont visibles dans les Figures 2.16 (RCAH) et 2.17 (ACAH).

2.3. Validation des lois de commande

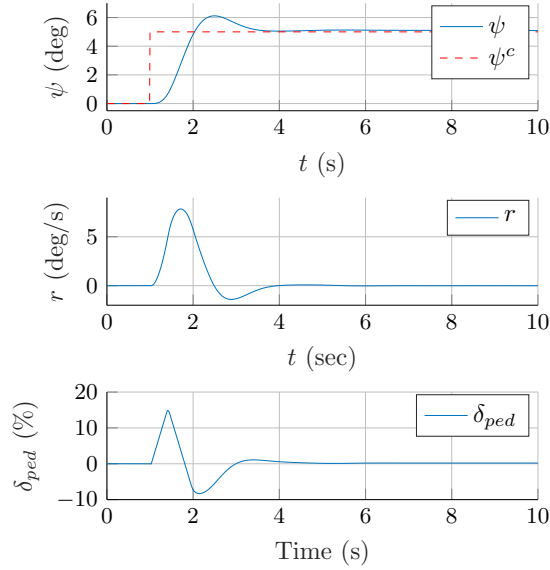


FIGURE 2.15 – Loi RCDH - Réponse pour atteindre l’angle de consigne ψ^c (manœuvre 2)

En pratique l’approche RCAH est plus complexe à tester car les nombreux couplages font que modifier p revient à modifier (q, θ) . Or, pour tester efficacement la réponse de p pour un changement d’angle de roulis il est nécessaire de maintenir le comportement longitudinal à un niveau stable : c’est le rôle du pilote lors des essais en vol effectués dans le cadre de l’évaluation des critères de QdV. Dans le cadre de simulations le pilote a été remplacé par un modèle basique, à savoir un correcteur proportionnel.

2.3.1.3 Réponse temporelle à un échelon - Lois en vitesse (TRC)

Deux configurations de lois TRC sont testées :

- Une configuration basée AC, qui reprend les gains du correcteur ACAH pour le correcteur bas-niveau,
- Une configuration basée RC, qui reprend les gains du correcteur RCAH pour le correcteur bas-niveau.

Dans ces deux cas les gains du correcteur haut-niveau TRC sont adaptés pour atteindre le même objectif en termes de vitesse. Pour chaque configuration TRC les réponses sur (u, v) sont affichées dans les Figures 2.18 et 2.19. L’observation des courbes montre une dynamique très proche de ce qui était attendu, avec un profil de vitesse proche d’une convergence exponentielle. Les résultats en termes d’agilité (voir 2.3.2.2) vont d’ailleurs dans ce sens.

Chapitre 2. Méthode de calcul de gains basée sur les critères de Qualité de Vol, pour lois de commande en vitesse

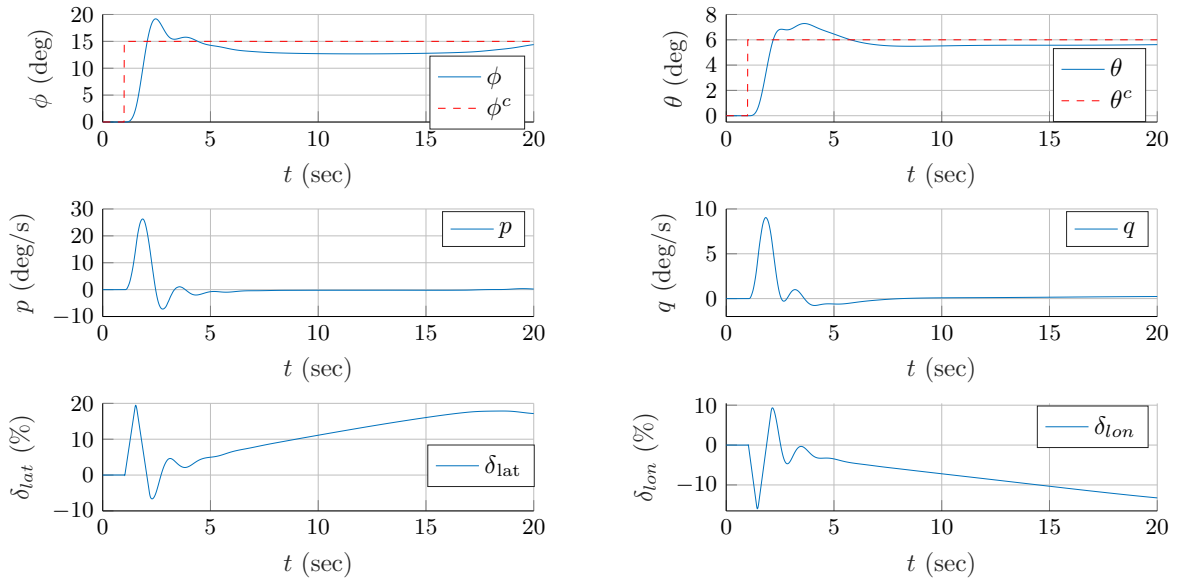


FIGURE 2.16 – Loi RCAH (p, q) - Réponse à une consigne échelon de changement d'attitude

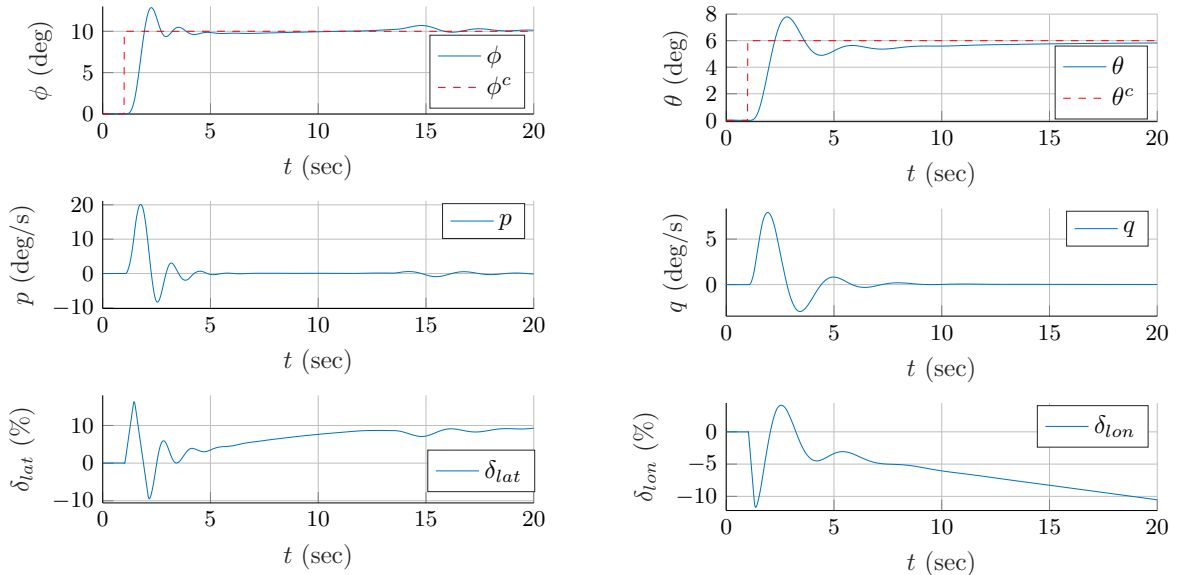


FIGURE 2.17 – Loi ACAH (ϕ, θ) - Réponse à une consigne échelon de changement d'attitude

2.3. Validation des lois de commande

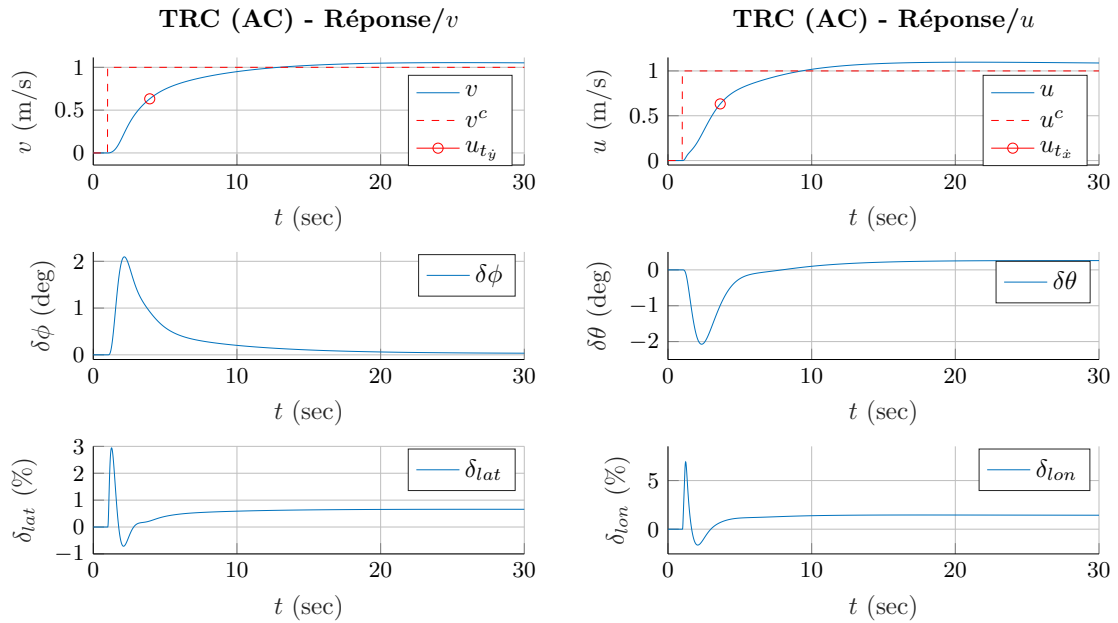


FIGURE 2.18 – Réponse à une consigne échelon de changement de vitesse (TRC basé AC)

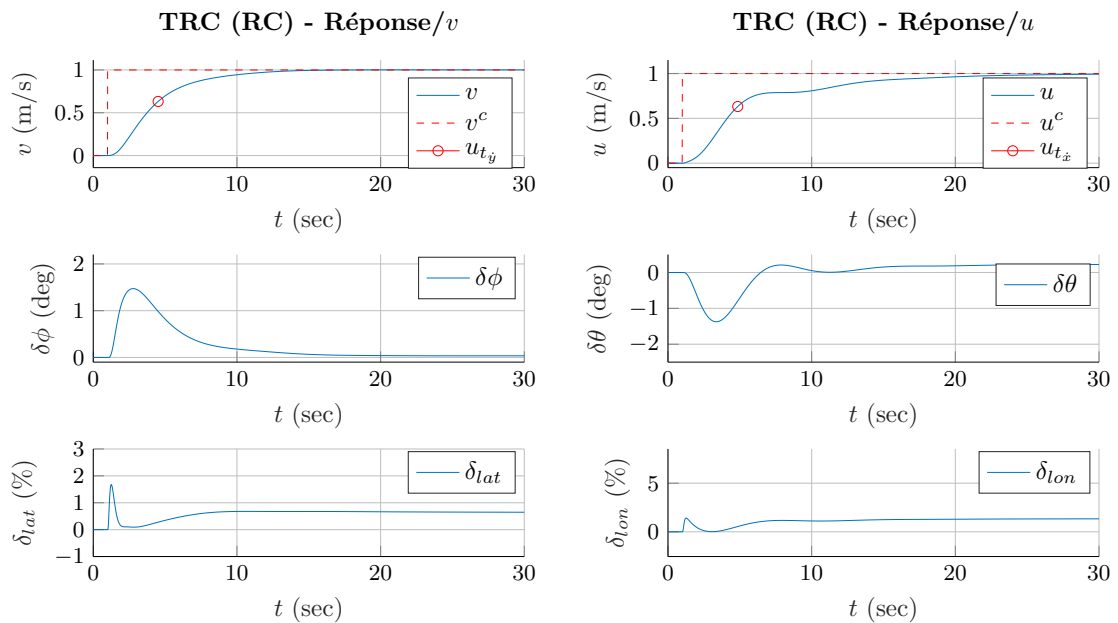


FIGURE 2.19 – Réponse à une consigne échelon de changement de vitesse (TRC basé RC)

2.3.2 Respect des critères de la norme ADS-33

2.3.2.1 Critère de stabilité

Les modes propres des systèmes TRC basés AC et RC sont tracés ci-dessous, pour des vitesses d'avancement allant de 0 à 20 m/s.

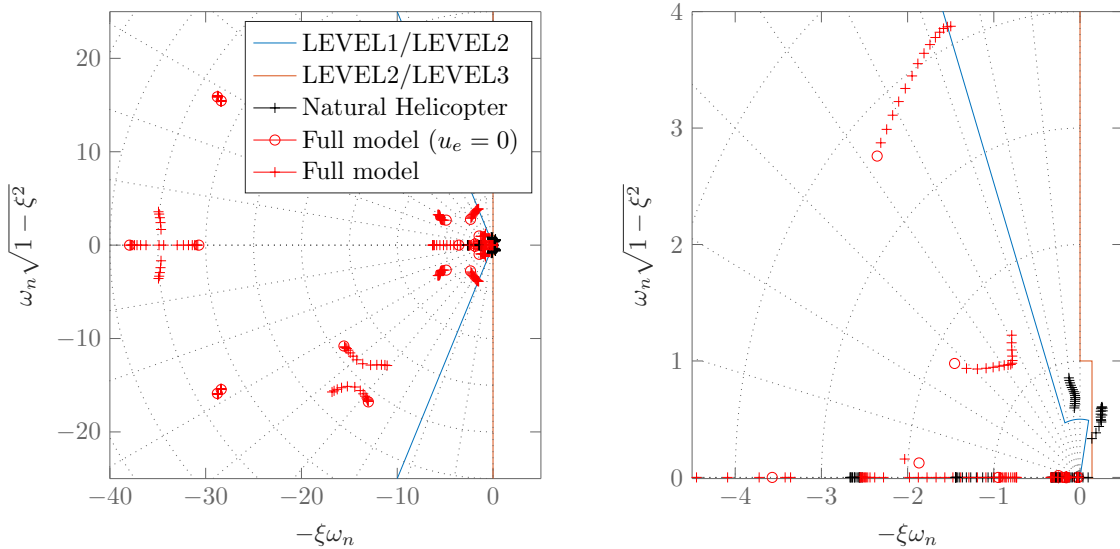


FIGURE 2.20 – Evaluation du critère de stabilité pour des vitesses d'équilibre u_e de 0 à 20 m/s - Boucle de commande TRC basée AC

Pour des variations entre 0 et 20 m/s le critère de stabilité est respecté pour un niveau 1 de QdV par le système commandé par la loi TRC basée AC. Au-delà certains pôles sont déplacés vers la zone de niveau 2. Pour les applications envisagées ici, l'appareil se déplace à 25-30 nœuds tout au plus⁷, ce qui correspond à 13 m/s. Le critère est donc respecté.

En ce qui concerne le système commandé par une loi TRC basée RC, pour des variations entre 0 et 20 m/s le critère de stabilité est presque respecté pour un niveau 1 de QdV. Il existe une plage des vitesses où certains pôles sont présents dans la zone de niveau 2, avec un amortissement légèrement plus faible que la limite usuelle $\xi = 0.35$. Pour autant ils retournent dans l'espace de QdV de niveau 1 pour des vitesses d'avancement plus élevées. Compte tenu du faible niveau de dégradation (amortissement $\xi > 0,3$) on peut considérer que ce critère est respecté.

2.3.2.2 Critère d'agilité

A partir des courbes obtenues par simulations sous HOST, le niveau d'agilité est calculé pour chaque système commandé par correcteurs.

7. Les navires considérés ici sont des frégates, et se déplacent en général à 25 nœuds maximum.

2.3. Validation des lois de commande

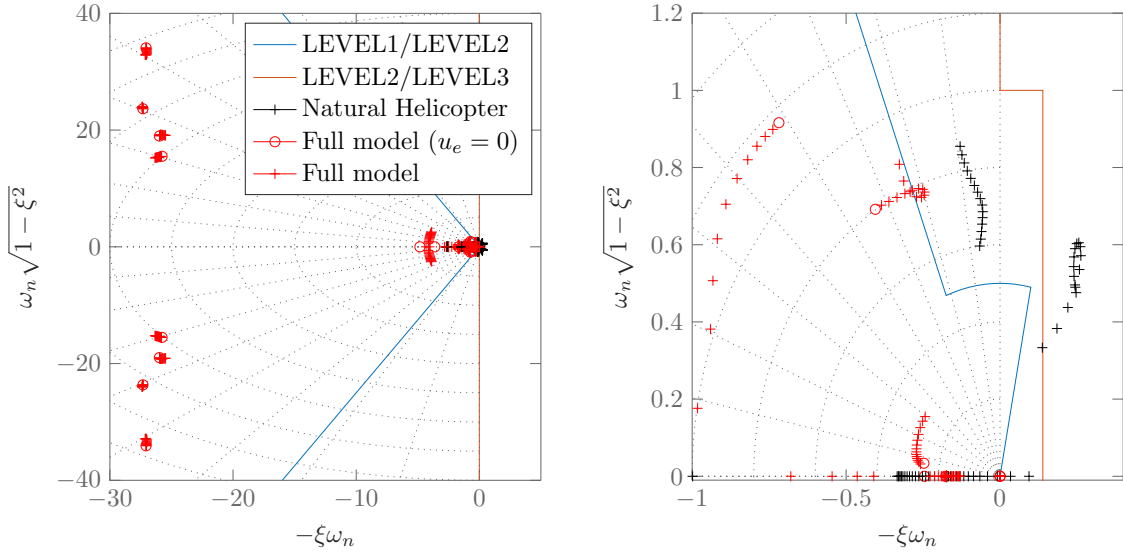


FIGURE 2.21 – Evaluation du critère de stabilité pour des vitesses d'équilibre u_e de 0 à 20 m/s - Boucle de commande TRC basée RC

Lois en vitesse (TRC, RCHH) Le tableau 2.12 donne les temps de montée équivalents, mesurés à partir des données temporelles sur (u, v, w) tracées dans les Figures 2.13, 2.18 et 2.19.

Loi	RCHH (w)	TRC (AC) (u)	TRC (AC) (v)	TRC (RC) (u)	TRC (RC) (v)
Temps de montée équivalent	T_{heq}	$T_{\dot{x}eq}$	$T_{\dot{y}eq}$	$T_{\dot{x}eq}$	$T_{\dot{y}eq}$
Valeur numérique	0,6652	2,6365	2,9294	3,8541	3,5159

TABLE 2.12 – Temps de montée équivalents des lois en vitesse (toutes configurations)

Pour rappels les objectifs sur les lois TRC étaient d'avoir $T_{\dot{x}eq}$ (respectivement $T_{\dot{y}eq}$) entre 2,5 et 5 sec. Cette condition est donc validée. A ceci s'ajoutent les objectifs relatifs aux mesures de pics sur les angles d'assiette, respectés ici puisque ils sont d'amplitude raisonnable et les oscillations angulaires sont évitées.

En ce qui concerne la loi en vitesse verticale RCHH la norme ADS-33 impose un temps $T_{heq} < 5$ sec pour un niveau 1 de QdV. Dans le cadre d'un appontage on dispose d'un critère encore plus restrictif car le pilote souhaite apponter en moins de 5 sec. L'altitude de départ étant d'environ 15 pieds (5 m), la consigne type est une vitesse de 1 m/s maintenue 5 sec : le temps de montée doit donc être inférieur à 1 sec.

Lois angulaires (ACAH, RCAH, RCDH) La Figure 2.22 illustre l'évaluation du critère d'agilité tel que défini dans la norme ADS-33. Les niveaux de QdV des systèmes pilotés avec

Chapitre 2. Méthode de calcul de gains basée sur les critères de Qualité de Vol, pour lois de commande en vitesse

des lois ACAH ou RCAH (et RCDH) sont présentés, pour chaque axe.

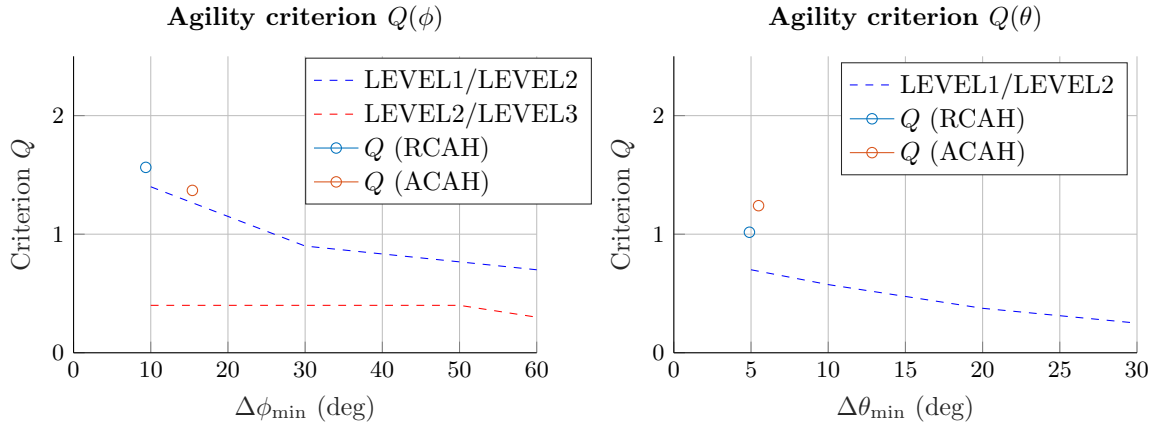


FIGURE 2.22 – Critères d’agilité, sur (ϕ, θ) , avec lois ACAH et RCAH

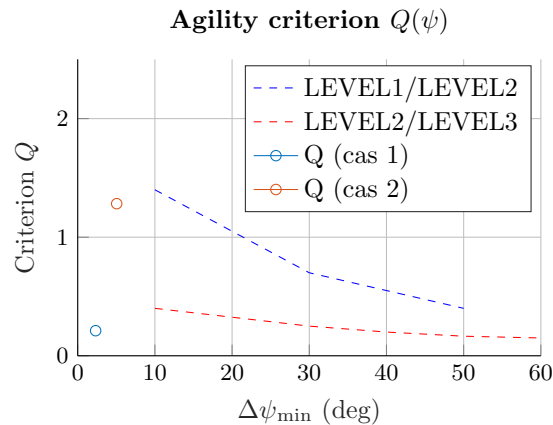


FIGURE 2.23 – Critère d’agilité sur ψ , pour loi RCDH

Grâce à ces courbes on constate que les gains choisis, tant pour les lois ACAH que RCAH, permettent de respecter les critères de QdV. Dans le cas de la configuration RCAH ce respect des critères est conditionné par la stabilité des états annexes : par exemple, lors d’une manœuvre sur (p, ϕ) les états annexes (q, θ) doivent être stabilisés lors du pilotage.

L’estimation de l’agilité sur l’angle de lacet est plus complexe. En effet, pour obtenir une mesure concrète de l’agilité de l’appareil il faut effectuer une manœuvre rapide avec un changement d’attitude ψ assez important. La manœuvre 2 (Figure 2.15) a été réalisée dans ce sens, et permet d’avoir de meilleures caractéristiques en termes d’agilité comme on peut le constater dans la Figure 2.23.

2.3. Validation des lois de commande

2.3.2.3 Critère de précision

Le critère de précision est mesuré ici à l'aide d'une analyse fréquentielle des différents modèles linéaires en boucle fermée. Dans la Figure 2.24 on peut ainsi relever le niveau de QdV selon le critère de précision pour les lois de commande de type ACAH. Comme prévu le critère est pleinement respecté, avec un niveau 1 de QdV sur la précision, et pour divers états d'équilibre.

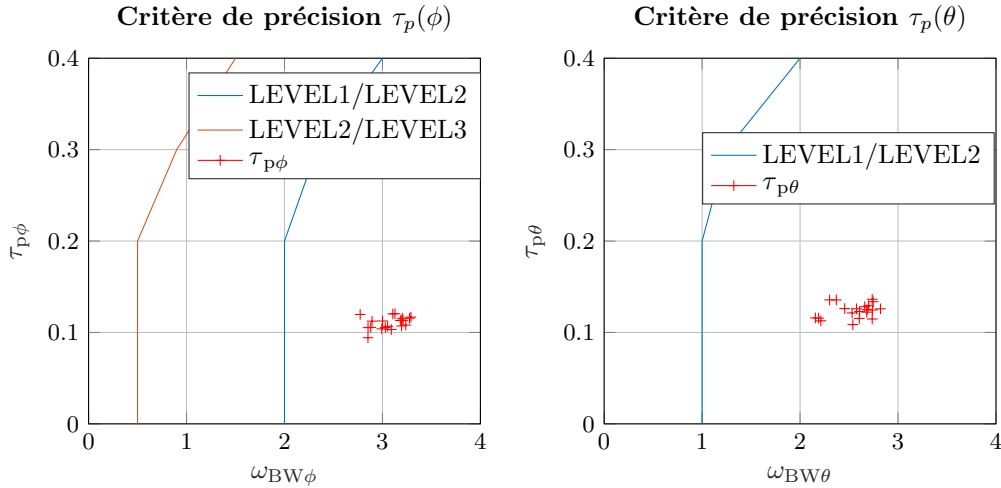


FIGURE 2.24 – Critère de précision sur ϕ et θ , pour loi ACAH

Il est toutefois plus difficile d'évaluer sans pilote les lois de commandes de type RCAH et RCDH dans la mesure où le balayage en fréquence à effectuer est exécuté pour des fonctions de transfert en angle et non en vitesse angulaire. Dans la pratique un pilote emploie alors ces lois dans le but de contrôler directement l'attitude. Or, dans le cas présent l'emploi d'un pseudo modèle pilote basé sur un retour proportionnel (comme pour le calcul du critère d'agilité) ne renvoie pas vers un comportement que l'on pourrait qualifier de fidèle d'un point de vue fréquentiel. Pour illustrer, un retour proportionnel sur l'écart en tangage θ implique une consigne p^c importante si l'écart $\theta - \theta^c$ est important, peu importe la fréquence des variations. Or, pour des écarts angulaires à forte fréquence un pilote aurait plutôt tendance à moyennner ou serait trop lent : un retour proportionnel n'est donc pas fidèle au comportement d'un pilote réel. Dès lors ce critère n'est pas vérifié avec ces lois.

2.3.3 Analyse de robustesse

Avant de passer à une validation dans un environnement réaliste (cf. chapitre 5) le processus de validation doit permettre de garantir un fonctionnement correct des lois de commande développées, tant au niveau des performances attendues qu'au niveau de la stabilité robuste. Certes les méthodes de synthèse employées dans la section précédente sont basées sur la résolution d'un problème de stabilité robuste et de performance, mais sous condition de disposer

Chapitre 2. Méthode de calcul de gains basée sur les critères de Qualité de Vol, pour lois de commande en vitesse

d'un modèle linéaire fidèle. En effet, au-delà de l'hypothèse de linéarité il s'agit surtout de produire des correcteurs adaptés à ces modèles, sous couvert qu'ils soient proches de la réalité avec une certaine marge d'incertitudes. C'est dans ce contexte que des outils dédiés à l'analyse de robustesse de systèmes incertains sont apparus. Certains procédés d'analyse tels que la μ -analyse permettent d'étudier la robustesse de manière moins conservatrice qu'un simple recours à la norme \mathcal{H}_∞ du système. Face à des dynamiques non-modélisées telles que les perturbations aérologiques ou les bruits de mesures la μ -analyse délivre de meilleures estimations, et c'est ce choix qui prévaut dans cette étude.

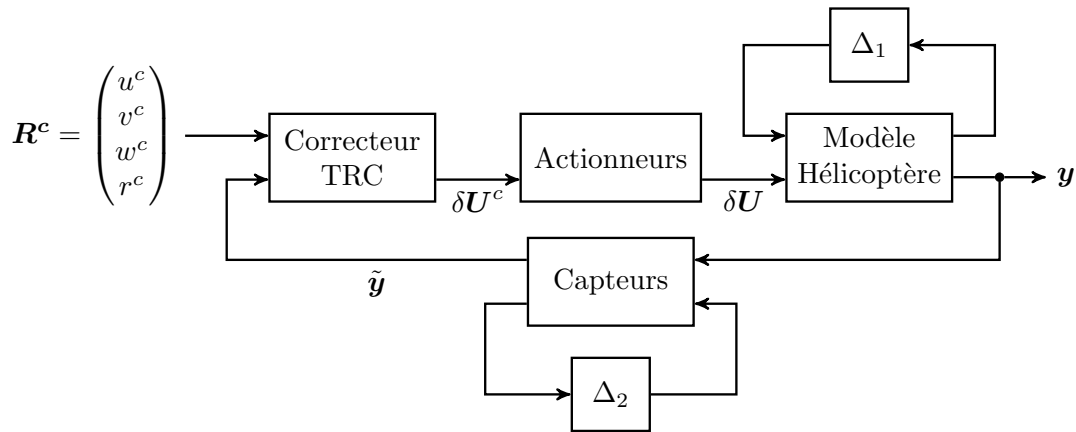


FIGURE 2.25 – Mise en forme pour μ -analyse du système commandé par une loi TRC

La première étape de l'étude repose sur la modélisation sous forme standard du système. Dans le cadre d'une μ -analyse seules les perturbations sont répercutées sur la représentation. La Figure 2.25 affiche les paramètres incertains intervenant dans la μ -analyse du système commandé par une loi TRC :

1. Une incertitude additive complexe $\Delta_1(s)$ caractérisant les perturbations non modélisées dans le modèle telles que l'aérogologie singulière (due à la traînée du navire pendant l'approche) et l'effet de sol.
2. Une incertitude additive complexe $\Delta_2(s)$ caractérisant les bruits de mesure des 8 états $(u, v, w, p, q, r, \phi, \theta)$ et de leurs dérivées.

Ces deux incertitudes $(\Delta_1(s), \Delta_2(s))$ sont définies par des matrices diagonales - par exemple, comme dans (2.50) - et sont bornées en norme.

$$\Delta_1(s) = \begin{bmatrix} \delta_{1u}(s) & 0 & 0 \\ 0 & \delta_{1v}(s) & 0 \\ 0 & 0 & \delta_{1w}(s) \end{bmatrix} \quad (2.50)$$

L'impact des incertitudes Δ_1 se limite à des effets sur les vitesses linéaires de l'appareil (u, v, w) , tel que défini dans l'équation (2.51). Cette représentation est obtenue à partir du

2.3. Validation des lois de commande

modèle d'hélicoptère (1.2) p. 14, par séparation des états impactés :

$$\dot{\mathbf{X}} = \begin{pmatrix} \dot{\mathbf{X}}_1 \\ \dot{\mathbf{X}}_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I + \Delta_1 & 0 \\ 0 & I \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \mathbf{X}_1 \\ \mathbf{X}_2 \end{pmatrix} + B\delta U \quad (2.51)$$

$$\mathbf{X}_1 = [u \quad v \quad w]^T \quad (2.52)$$

Les bruits de mesure symbolisées par $\Delta_2(s)$ s'ajoutent aux mesures théoriques \mathbf{y} , ce qui mène vers la mesure réelle $\tilde{\mathbf{y}}$ définie ci-dessous :

$$\tilde{\mathbf{y}} = (I + \Delta_2(s))\mathbf{y} \quad (2.53)$$

Les Tableaux 2.13 et 2.14 donnent les valeurs nominales *a priori* des incertitudes. On suppose une très forte incertitude sur les dynamiques longitudinales et verticales, du fait de la présence d'un effet de sol qui tend à augmenter la portance près du sol - et donc réduit l'accélération \dot{w} - et du sillage des hangars qui réduit nettement la vitesse du vent incident. Quant aux bruits de mesure, l'incertitude augmente avec le niveau d'intégration : les erreurs (10 %) sont supposées mesurées au niveau des accéléromètres et gyroscopes de la centrale inertielle embarquée.

Incertitude	δ_{1u}	δ_{1v}	δ_{1w}
Valeur max nominale (%)	700	300	700

TABLE 2.13 – Amplitude maximum a priori des incertitudes complexes sur les perturbations aérologiques, regroupées dans Δ_1

Incertitude sur	u	\dot{u}	v	\dot{v}	w	\dot{w}	p	\dot{p}	q	\dot{q}	r	\dot{r}	ϕ	θ
Valeur max nominale (%)	30		30		30		10		10		10		20	20

TABLE 2.14 – Amplitude maximum a priori des incertitudes complexes sur les mesures, regroupées dans Δ_2

Pour effectuer cette analyse la routine `muub_mixed`, présente dans la toolbox MATLAB[®] SMAC⁸ et développée à l'ONERA, a été utilisée. Le système a au préalable été mis sous forme standard pour interconnexion directe avec la matrice de perturbation, diagonale par blocs, $\Delta = \text{diag}(\Delta_1, \Delta_2)$. Les gains utilisés pour les lois sont les gains (G2) retenus pour la validation des critères de l'ADS-33.

Résultats Les résultats obtenus suite à la μ -analyse ont permis de cerner avec plus de précision les marges de stabilité robuste face aux incertitudes additives complexes précédentes. A l'issue des calculs on obtient une valeur maximale $\bar{\mu} = 1,0398$. Ceci revient à dire que le système en boucle fermée est stable pour toute valeur des incertitudes de normes inférieures

8. <http://w3.onera.fr/smac/>

Chapitre 2. Méthode de calcul de gains basée sur les critères de Qualité de Vol, pour lois de commande en vitesse

Incertitude	δ_{1u}	δ_{1v}	δ_{1w}
Valeur max nominale (%)	673,2	288,5	673,2

TABLE 2.15 – Amplitude maximum estimée des incertitudes complexes sur les perturbations aérologiques, regroupées dans Δ_1

Incertitude sur	u	\dot{u}	v	\dot{v}	w	\dot{w}	p	\dot{p}	q	\dot{q}	r	\dot{r}	ϕ	θ
Valeur max nominale (%)	28,85		28,85		28,85		9,62		9,62		9,62		19,23	19,23

TABLE 2.16 – Amplitude maximum estimée des incertitudes complexes sur les mesures, regroupées dans Δ_2

à $\frac{1}{\mu} = 0,9617$. Cela donne donc des incertitudes qui doivent respecter les conditions des Tableaux (2.15) et (2.16), après correction par $\frac{1}{\mu}$.

2.4 Autres tentatives de synthèse envisagées

Au cours de cette thèse deux procédés de synthèse particuliers ont été testés : une synthèse « manuelle » par méthode itérative, et une synthèse par résolution d'un problème \mathcal{H}_∞ . Dans la section précédente l'objectif de cette synthèse \mathcal{H}_∞ était de s'abstraire de la méthode itérative pour régler les gains des lois TRC, et ceci à l'aide d'un seul modèle de référence pour représenter la boucle fermée : un transfert du premier ordre, tel que suggéré par la norme ADS-33 (cf. transfert (1.23) page 26). La méthode de synthèse \mathcal{H}_∞ peut pourtant être employée pour améliorer la synthèse des lois bas-niveau (ACAH, RCAH, RCDH, RCHH), et ceci pour deux situations.

Tout d'abord la synthèse des lois bas-niveau n'a fait appel qu'à un seul modèle d'hélicoptère de type LTI. Or, dans les faits ce dernier n'est pas un modèle LTI mais un modèle variable, fonction de la vitesse d'avancement à l'équilibre de l'appareil u_e . Cette caractérisation du modèle ne dépendant que d'un seul paramètre il a été possible d'en extraire un modèle hélicoptère de type LPV. Dans ces conditions, une synthèse de lois multi-modèle semble donc appropriée, autorisée grâce à une décomposition discontinue du modèle LPV en sous-modèles LTI. Effectuer une synthèse multi-modèle est ensuite possible avec les méthodes \mathcal{H}_∞ structurées. Le principal intérêt d'une telle approche est de permettre, à l'issue de cette synthèse, d'obtenir des correcteurs avec les qualités souhaitées sur tout ou partie du domaine de vol, i.e. avec un modèle adapté à n'importe quelle vitesse d'avancement.

Par ailleurs l'existence des couplages inter-axes⁹ tend à perturber la qualité du pilotage, et seul un choix adapté de gains permet de réduire l'influence de ces couplages. Il serait intéressant de pouvoir améliorer le découplage par un choix approprié des gains des correcteurs. Cette problématique était d'ailleurs présente dans la thèse d'Antonioli [14], et ce dernier a

9. Voir les effets indésirables présents lors d'un pilotage d'hélicoptère dans le paragraphe 1.1.3.3, page 11

2.4. Autres tentatives de synthèse envisagées

défini un critère spécifique pour la réduction des couplages et s'ajoutant aux critères de QdV de la norme ADS-33. Dans le cadre de cette thèse ce critère n'est pas employé, toutefois il est possible de prendre en compte l'existence de ces couplages sous la forme de perturbations présentes en entrée du modèle linéaire d'hélicoptère utilisé pour les lois. Sous cette forme, le problème \mathcal{H}_∞ associé aurait pour objectif de générer un correcteur permettant au système d'atteindre une stabilité robuste aux couplages.

Les objectifs de synthèse de cette section renvoient donc vers les deux cas ci-dessous :

1. Une synthèse multi-modèle des correcteurs qui prend en compte les différents modèles linéaires d'hélicoptère, chacun correspondant à un état d'équilibre $u_e \in [0, 20 \text{ m/s}]$.
2. Une synthèse qui prend en compte les couplages et les considère comme des perturbations à réduire.

Dans le premier cas on peut se contenter des modèles découplés employés dans la synthèse des lois bas-niveau. Les transferts (critères) à prendre en compte pour cette synthèse reposent essentiellement sur la performance z_{perf} par rapport à un modèle de référence, et la robustesse z_{rob} des commandes en sortie des lois de commande - qui ne doivent pas être d'amplitude ou de vitesse élevées.

Dans le second cas il faut aussi prendre en compte les éléments négligés : en effet, les simplifications utilisées pour la synthèse des lois bas-niveau ont permis d'éliminer certains états, initialement regroupés dans un vecteur \mathbf{X}_2 . Or \mathbf{X}_2 a une influence dans le modèle hélicoptère, qui peut être représenté par une perturbation sous la forme d'une entrée exogène w_{pert} . A partir de \mathbf{X}_2 on peut dès lors définir une sortie exogène spécifique z_{pert} qui aura une influence directe sur w_{pert} . On suppose toujours l'absence de commandes de la part des autres correcteurs.

Le modèle générique considéré avant mise en forme LFR est affiché dans la Figure 2.26, avec les entrées et sorties exogènes suivantes :

Entrée	Sortie	Transferts sur	Cas 1	Cas 2
w	z_{perf}	Performance	X	X
w	z_{rob}	Robustesse	X	X
w_{pert}	z_{pert}	Perturbations		X

TABLE 2.17 – Définition des critères employés, en fonction du cas de synthèse

2.4.1 Synthèse multi-modèle pour lois bas-niveau

On se focalise ici sur la synthèse multi-modèle des correcteurs bas-niveau (ACAH, RCAH, RCHH, RCDH). L'objectif est de réduire les différences en termes de réponse temporelle et de placement des modes propres lorsque le modèle LPV d'hélicoptère varie.

Dans le cadre de la synthèse multi-modèle, le schéma de synthèse adopté est présenté par la Figure 2.27. Ce schéma reprend la structure affichée par la Figure 2.26 avec quelques différences. Pour la synthèse multimodèle d'une loi dont les gains sont à calculer :

Chapitre 2. Méthode de calcul de gains basée sur les critères de Qualité de Vol, pour lois de commande en vitesse

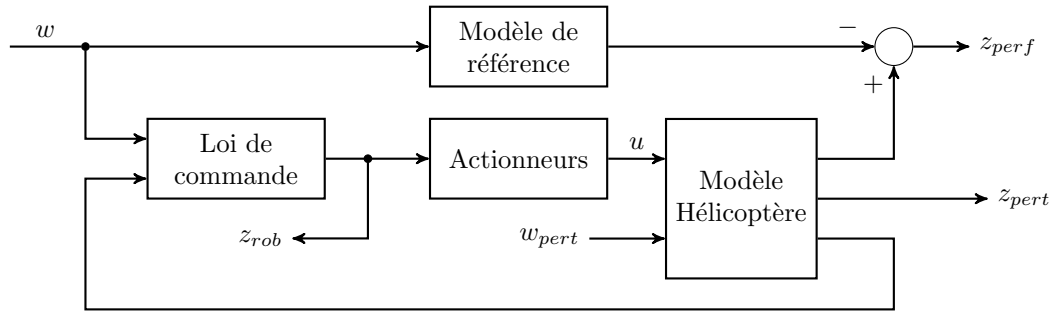


FIGURE 2.26 – Modèle générique avant définition du problème \mathcal{H}_∞

- Le modèle de référence est le modèle simplifié en boucle fermée correspondant à cette loi, et symbolisé par une fonction de transfert $L_1(s)$. Cette dernière équivaut à l'un des modèles linéaires utilisés dans la section 2.2.2, et correspondant aux correcteurs munis des gains (G1).
- Les entrées exogènes considérées sont celles relatives à la performance et à la robustesse.
- Dans le cadre de la synthèse \mathcal{H}_∞ les sorties z sont filtrées, ici la sortie z_{perf} est soumise à un filtre passe-bas et z_{rob} est soumise à un coefficient constant.

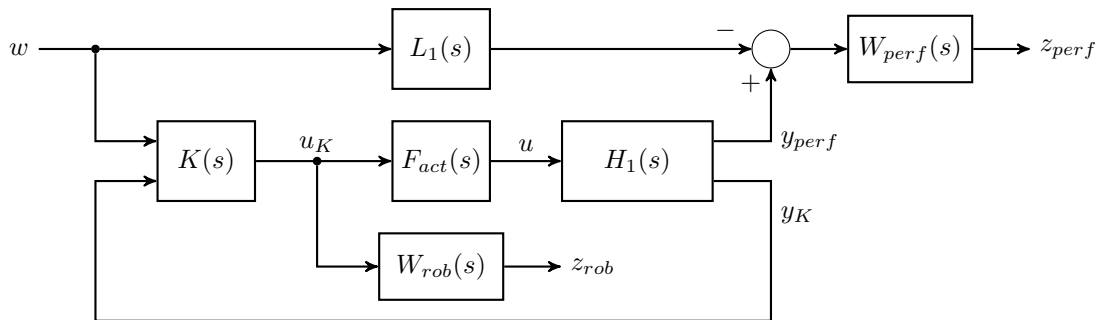


FIGURE 2.27 – Mise en forme pour synthèse multi-modèle \mathcal{H}_∞ d'une loi bas-niveau

Exemple choisi - Synthèse pour loi ACAH latérale Dans la Figure 2.27, la loi de commande à paramétrer est la loi ACAH sur ϕ . Le modèle de référence $L_1(s)$ est donc le modèle simplifié du transfert, calculé auparavant¹⁰, entre la consigne $w = \phi^c$ et l'état $y_{perf} = \phi$:

$$L_1(s) = \frac{(L_{\delta l_1}s + L_{\delta l_0})F_{act}(s)}{-s^3 + L_p s^2 + (L_{\delta l_2}s^2 + L_{\delta l_1}s + L_{\delta l_0})F_{act}(s)} \quad (2.54)$$

Le modèle hélicoptère est représenté par la représentation (2.55) qui reprend le modèle découplé (2.10) mais prenant en compte uniquement les états (p, ϕ) , et avec comme entrée

10. Voir section 2.2.2, équation (2.14)

2.4. Autres tentatives de synthèse envisagées

$u = \delta_{lat}$. La matrice de transfert équivalente est notée $H_1(s)$.

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \dot{p} \\ \dot{\phi} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} L_p & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ \phi \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{\delta_{lat}} \\ 0 \end{bmatrix} u \\ y_K &= \begin{bmatrix} p & \phi \end{bmatrix}^T \\ y_{perf} &= \phi \end{cases} \quad (2.55)$$

Les actionneurs sont représentés par la fonction de transfert $F_{act}(s)$ sous sa forme linéaire, telle que présentée dans l'état de l'art. Comme précisé dans le Tableau 2.17 une seule entrée est prise en compte : la consigne $w = \phi^c$. Les sorties z sont filtrées par les fonctions de pondération (W_{perf}, W_{rob}) définies dans (2.56).

$$\begin{cases} W_{perf}(s) &= \frac{500}{100s+1} \\ W_{rob}(s) &= 1 \end{cases} \quad (2.56)$$

De façon similaire au problème à résoudre pour la synthèse d'une loi TRC, la routine `hinfstruct` est appelée avec le transfert ci-dessous :

$$\mathcal{H}(K, s) = \begin{bmatrix} \frac{1}{c_1} T_{w \rightarrow z_{perf}}(P_{perf}(s), K) & 0 \\ 0 & \frac{1}{c_2} T_{w \rightarrow z_{rob}}(P_{rob}(s), K) \end{bmatrix} \quad (2.57)$$

Dans cette matrice de transfert par blocs se retrouvent les deux matrices de transfert relatives à la performance et à la robustesse, pondérée par les coefficients (c_1, c_2) où $c_1 < c_2$. Ainsi le problème d'optimisation à résoudre peut être énoncé avec l'expression (2.58), $\hat{K}(s)$ étant le correcteur munis des gains PID optimum à déduire après résolution du problème.

$$\begin{aligned} \hat{K}(s) &= \min_K \max_{\omega \in [0, \infty]} \bar{\sigma}(\mathcal{H}(K, j\omega)) \\ &\text{soumis à} \quad \text{stabilité nominale} \end{aligned} \quad (2.58)$$

Comparaison des résultats entre jeux de gains G1 et G3 On obtient les gains ci-dessous pour les correcteurs ACAH (ϕ, θ).

Loi	Gains PID		
	D	P	I
ACAH(ϕ)	-0,2031	-0,6816	-0,1616
ACAH(θ)	0,7282	1,2567	0,4116

TABLE 2.18 – Nouveau jeu de gains (G3), après synthèse robuste multi-modèle

La Figure 2.28 affiche le placement des pôles avec les jeux de gains (G1) puis (G3). Par rapport aux pôles du système munis des gains (G1), les pôles du système avec gains (G3) se déplacent davantage dans le plan complexe lorsque la vitesse d'avancement augmente. Ainsi les gains (G3) soumettent le système à une plus grande variabilité de ses modes propres. Le

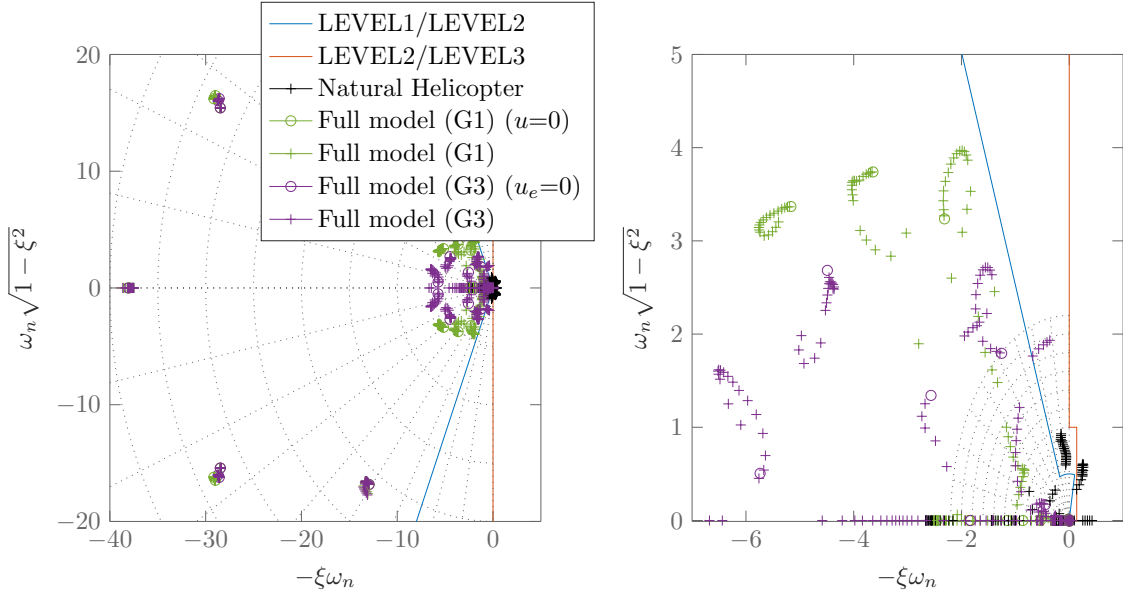


FIGURE 2.28 – Comparaison des modes propres du système en boucle fermée, avec les gains G1 ou G3

réglage choisi pour la synthèse n'est donc pas encore au point, principalement à cause d'un mauvais choix de fonctions de pondération.

2.4.2 Synthèse robuste avec réduction des couplages inter-axes

Dans la section 2.2.2 le point de départ de la simplification du modèle reposait sur une stratégie par répartition, c'est-à-dire que les états hélicoptères étaient séparés en deux vecteurs d'états :

- Un vecteur d'état principal, \mathbf{X}_1 , où les états liés à la loi de commande à paramétrer étaient regroupés,
- Un vecteur d'état secondaire, \mathbf{X}_2 , où les états des autres axes étaient regroupés.

La modélisation obtenue était le modèle (2.6), page 65. L'évolution du vecteur d'état \mathbf{X}_2 est d'ailleurs représentatif des effets de couplage entre l'axe d'intérêt (celui commandé) et les autres axes : les variations du vecteur d'état \mathbf{X}_1 génèrent des variations du vecteur d'état \mathbf{X}_2 , qui par la suite influencent \mathbf{X}_1 par couplage.

Par la suite les hypothèses 2.1 et 2.2 ont permis de réduire la complexité du modèle mais au détriment du réalisme, le vecteur \mathbf{X}_2 étant dès lors délibérément omis. Le point de départ de la synthèse \mathcal{H}_∞ pour réduction des couplages est donc de ne pas négliger ces états secondaires. Pour cela, les variations dues aux états de \mathbf{X}_2 sont considérées comme des perturbations δ_{pert} . Par ailleurs les correcteurs installés sur les autres axes génèrent une consigne \mathbf{U}_2 pour recaler les états, et sont donc pris en compte pour le modèle de perturbation, ce qui donne :

$$\delta_{pert} = A_{12}\mathbf{X}_2 + B_{12}\mathbf{U}_2 \quad (2.59)$$

2.4. Autres tentatives de synthèse envisagées

Le modèle découplé (2.7) supposait $\delta_{pert} = 0$. Dorénavant ce terme est non-nul et peut être perçu comme une entrée exogène $w_{pert} = \delta_{pert}$ par le système, ce qui donne :

$$\dot{\mathbf{X}}_1 = A_{11}\mathbf{X}_1 + B_{11}\mathbf{U}_1 + w_{pert} \quad (2.60)$$

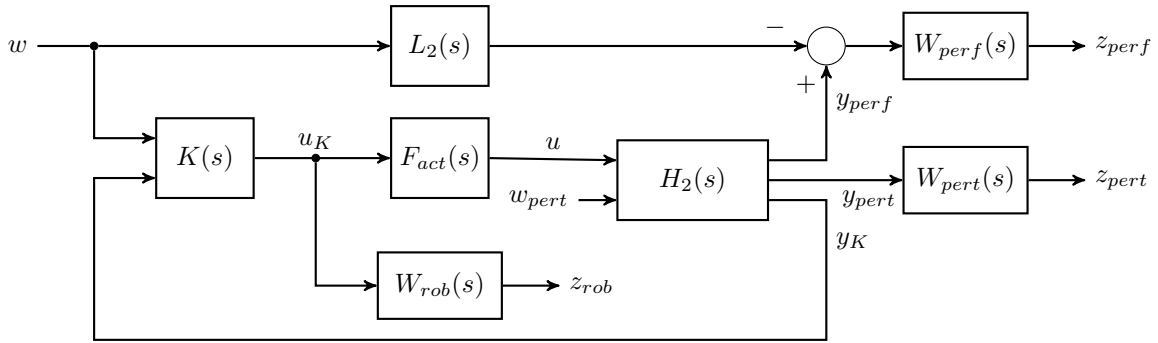


FIGURE 2.29 – Mise en forme pour synthèse \mathcal{H}_∞ avec réduction des couplages

L'objectif de la synthèse avec réduction des couplages est de réduire l'influence des perturbations δ_{pert} , i.e. des couplages, sur la commande de l'état \mathbf{X}_1 . En parallèle on souhaite aussi préserver les performances, de sorte que la réponse du système se rapproche au maximum de celle du système découplé (2.7). Ceci nous mène alors vers un processus de synthèse robuste, et le choix a été fait de passer par des techniques de synthèse \mathcal{H}_∞ structurée.

Le schéma de synthèse (Figure 2.29) reprend la structure affichée par la Figure 2.26, avec quelques différences. Pour une loi à paramétrer :

- Le modèle de référence est le même que pour la synthèse multimodèle, et symbolisé par une fonction de transfert $L_2(s)$. Cette dernière équivaut à l'un des modèles simplifiés définis dans la section 2.2.2, correspondant aux correcteurs munis des gains (G1).
- Les entrées exogènes considérées sont celles relatives à la performance z_{perf} , aux couplages z_{pert} , et à la robustesse z_{rob} .
- Les sorties z sont filtrées : les filtres sur (z_{perf}, z_{rob}) sont identiques aux filtres utilisés pour la synthèse multimodèle, et le filtrage sur z_{pert} est de type passe-haut.

Exemple choisi - Synthèse pour loi ACAH latérale Un exemple d'application est donné sur l'axe latéral, pour la synthèse de la loi ACAH. Le modèle de référence est le même que pour la synthèse multimodèle, i.e. le transfert entre la consigne $w = \phi^c$ et l'état ϕ :

$$L_2(s) = \frac{(L_{\delta l1}s + L_{\delta l0})F_{act}(s)}{-s^3 + L_p s^2 + (L_{\delta l2}s^2 + L_{\delta l1}s + L_{\delta l0})F_{act}(s)} \quad (2.61)$$

En ce qui concerne le modèle hélicoptère, noté $H_2(s)$ sous sa forme de matrice de transfert, on peut donc reprendre le système (2.11) utilisé pour la synthèse multimodèle et y ajouter le

Chapitre 2. Méthode de calcul de gains basée sur les critères de Qualité de Vol, pour lois de commande en vitesse

terme de perturbation $w = \delta_{pert}$. Le modèle hélicoptère devient donc :

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \dot{p} \\ \dot{\phi} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} L_p & L_\phi \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ \phi \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{\delta_{lat}} \\ 0 \end{bmatrix} u + w_{pert} \\ y_{pert} &= A_{12} \mathbf{X}_2 + B_{12} \mathbf{U}_2 \\ y_K &= \begin{bmatrix} p & \phi \end{bmatrix}^T \\ y_{perf} &= \theta \end{cases} \quad (2.62)$$

Le contexte est donc le même que pour la synthèse multi-modèle présenté en Figure 2.27, mais avec un couple entrée/sortie exogènes (w_{pert}, z_{pert}) supplémentaires. On peut noter que le vecteur perturbation est de taille 2.

$$w_{pert} = \delta_{pert} = \begin{bmatrix} \delta_{pert_p} \\ \delta_{pert_\phi} \end{bmatrix} \quad (2.63)$$

Le problème à résoudre est ici basé sur le transfert ci-dessous, chaque sous-transfert étant pondéré par les coefficients (c_1, c_2, c_3) .

$$\mathcal{H}(K, s) = \begin{bmatrix} \frac{1}{c_1} T_{w \rightarrow z_{perf}}(P_{perf}(s), K) & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{c_2} T_{w \rightarrow z_{rob}}(P_{rob}(s), K) & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{c_3} T_{w \rightarrow z_{pert}}(P_{pert}(s), K) \end{bmatrix} \quad (2.64)$$

Les gains de $K(s)$ sont à calculer par résolution du problème \mathcal{H}_∞ (2.65), afin de déterminer le correcteur $\hat{K}(s)$ le plus approprié.

$$\begin{aligned} \hat{K}(s) &= \min_K \max_{\omega \in [0, \infty]} \bar{\sigma}(\mathcal{H}(K, j\omega)) \\ &\text{soumis à} \quad \text{stabilité nominale} \end{aligned} \quad (2.65)$$

Plusieurs tests ont été effectués avec différents réglages des fonctions de pondération $W_{perf}(s)$, $W_{rob}(s)$ et W_{pert} , sans que l'on observe toutefois d'amélioration sensible par rapport aux lois développées préalablement de manière empirique.

Bilan des tentatives de synthèse Bien qu'en principe la synthèse \mathcal{H}_∞ structurée permette un calcul facilité de lois de commande en prenant en compte simultanément plusieurs objectifs et plusieurs modèles, tout en imposant des contraintes de structure sur le correcteur, la qualité des résultats dépend fortement du choix des fonctions de pondération et du poids relatif attribué à chacun des critères et à chacun des modèles. A ce niveau, les bons choix reposent encore sur des heuristiques parfois chronophages selon l'application traitée. Dans la mesure où cette méthodologie de synthèse n'était pas au centre de nos travaux, le processus de réglage n'a pas été complètement optimisé ici.

Mise en place d'une boucle de commande utilisant l'asservissement visuel et lois de commande en vitesse

Sommaire

3.1	Contexte opérationnel	102
3.1.1	L'appontage : une mission, plusieurs manœuvres	102
3.1.2	Description de la cible : l'helideck du navire	104
3.2	Architecture de commande basée vision pour appontage d'hélicoptères	105
3.2.1	Avantage de l'IBVS comme technique d'asservissement visuel	105
3.2.2	Loi de commande basée vision (version de base)	105
3.2.3	Conditions usuelles de stabilité	107
3.2.4	Applications sous-actionnées, avec architecture en cascade IBVS-TRC	108
3.3	Analyse des lois proposées	113
3.3.1	Scénarios	113
3.3.2	Choix d'une loi IBVS	114
3.3.3	Limites de la loi choisie	119
3.4	Bilan	124

Résumé

Ce chapitre est consacré à la mise en place d'une loi de commande haut-niveau basée vision et destinée à commander un hélicoptère de façon autonome pour une procédure d'appontage, de la fin de l'approche au posé sur navire.

Les deux lois TRC du chapitre 2 sont associées à une loi d'asservissement visuel basée images (IBVS). En particulier deux lois sont proposées, pour deux niveaux d'approximation, et sont évaluées par le biais de scénarios de test proches de la mission à exécuter. L'étude comparative permet de choisir la loi IBVS à conserver pour le reste de la thèse.

Parmi les lois de commande IBVS proposées la 1^{ère} a fait l'objet d'une communication en congrès [16].

3.1 Contexte opérationnel

3.1.1 L'appontage : une mission, plusieurs manœuvres

L'appontage d'hélicoptère est une mission en mer dont l'objectif est d'atterrir sur le pont d'un navire et qui peut être caractérisée par plusieurs manœuvres élémentaires :

- (i) Une phase d'approche et de descente pour être en position et à vue du navire.
- (ii) Une phase de stationnaire relatif, dans le cas où tenter un atterrissage est risqué à l'instant présent, et dont l'objectif est de suivre le navire tout en maintenant une altitude relative constante.
- (iii) Une phase de transition où le pilote effectue une translation de l'appareil pour le placer au-dessus de la plateforme. Dans ce cas il se retrouve au-dessus de la plateforme et derrière les hangars.
- (iv) Une phase finale d'atterrissage vertical dont le démarrage est conditionné par des conditions favorables à l'instant t , et où le pilote souhaite atterrir le plus rapidement possible.

Ces manœuvres élémentaires se retrouvent dans pratiquement toutes les armées, mais avec différents angles d'approche, comme expliqué par Hoencamp dans sa thèse [2]. Les principales procédures d'approche sont au nombre de quatre : *fore-aft*, *oblique*, *cross-deck* et *astern*. Elles sont illustrées dans les Figures 3.1 à 3.4.

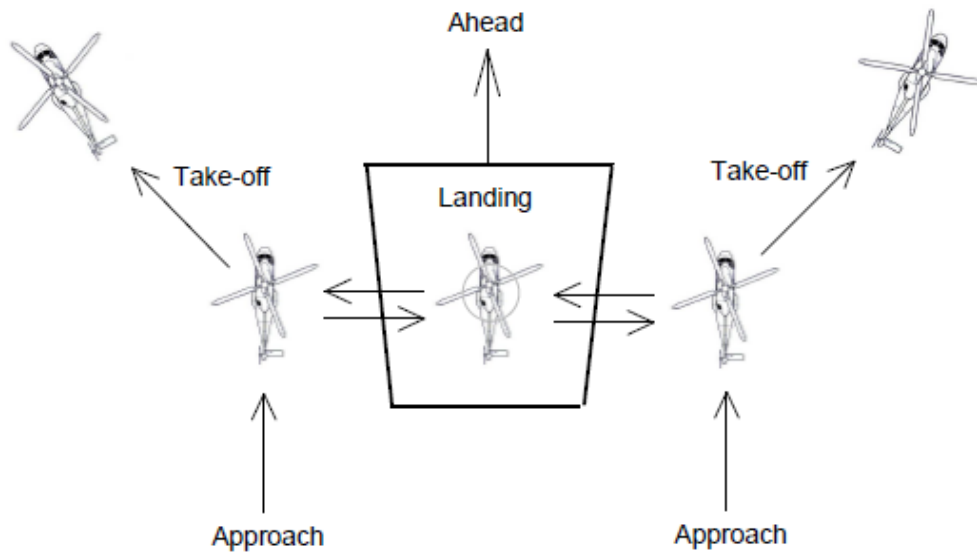


FIGURE 3.1 – Procédure *Fore aft* [2]

Les procédures d'approche *Fore-aft*, *Oblique* et *Cross-deck* sont courantes au sein des marines étrangères, et le choix est à l'initiative du pilote lors de son approche. La dernière procédure, *Astern* (Figure 3.4), est appliquée surtout en cas d'atterrissage d'urgence.

Dans le cadre de cette étude c'est cette dernière approche qui est privilégiée. En effet il s'agit de l'approche la plus couramment utilisée dans la marine française. Cette approche a

3.1. Contexte opérationnel

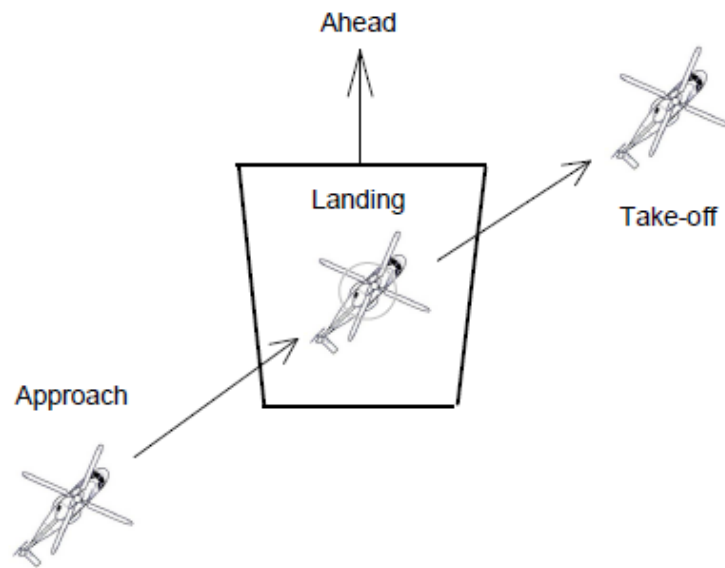


FIGURE 3.2 – Procédure *Oblique* [2]

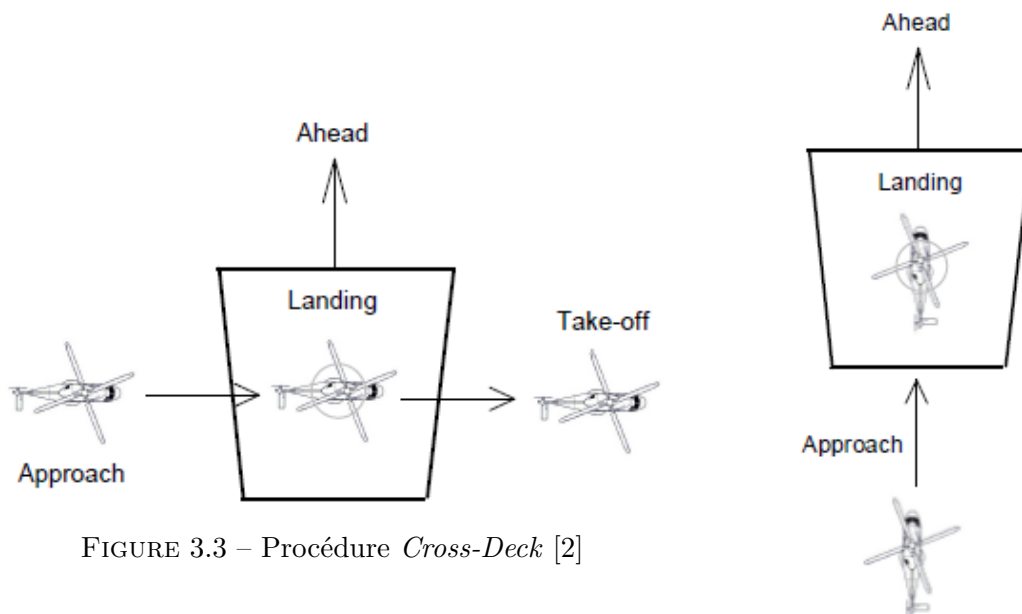


FIGURE 3.3 – Procédure *Cross-Deck* [2]

FIGURE 3.4 – Procédure *Astern* [2]

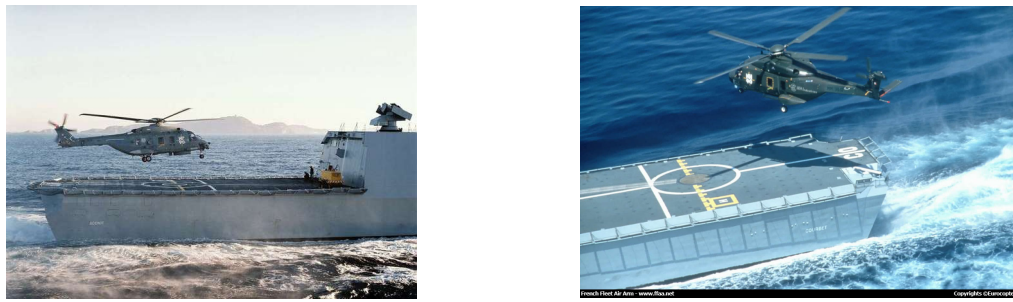


FIGURE 3.5 – Appontage d'un hélicoptère sur une frégate

aussi l'inconvénient de donner le moins de visibilité au pilote, i.e. que la plateforme est moins visible dans cette configuration. C'est sur ce point particulier que l'utilisation d'une caméra peut s'avérer utile.

3.1.2 Description de la cible : l'helideck du navire

Les algorithmes d'asservissement visuel se basent sur des formes spécifiques pour générer les commandes haut-niveau à suivre. Comme précisé dans l'état de l'art, en section 1.4, les indices visuels repérables par la caméra peuvent être des points particuliers, des lignes ou des ellipses.

A ce niveau-là une plateforme d'atterrissage dédiée à l'appontage des hélicoptères comporte en général un disque central, positionné là où l'appareil est supposé atterrir, ainsi que diverses lignes continues et pointillées utiles pour le positionnement. L'exemple de motifs visibles sur la Figure 3.5 donne un aperçu de ce que l'on trouve, même si le motif n'est pas universel (les marquages dépendent du navire).

La loi de commande basée vision introduite dans ce chapitre utilise un nuage de points identifiés dans le plan image de la caméra. Ces points correspondent à des points caractérisant la cible, et la fonction de tâche choisie se base sur les coordonnées de ces points. Dès lors l'objectif de l'algorithme de reconnaissance est de détecter différents points de la plateforme pour asservir l'hélicoptère. Typiquement on peut positionner les points en question sur les rebords, le long des lignes et du cercle central, comme représenté dans la Figure 3.6. La section suivante va introduire la loi de commande utilisée, basée sur les points repérés dans l'image.

Remarques En fonction de l'inclinaison de la caméra il peut être intéressant d'inclure aussi des motifs présents sur les hangars du navire, positionnés en face de l'appareil une fois posé. C'est d'ailleurs sur celui-ci que des dispositifs d'aide à l'approche (par exemple l'ALAH¹, composé d'un IPD² et d'une BRH³) sont placés.

1. Aide Lumineuse à l'Appontage pour Hélicoptères
2. Indicateur de Pente de Descente
3. Barre de Référence Horizon

3.2. Architecture de commande basée vision pour appontage d'hélicoptères

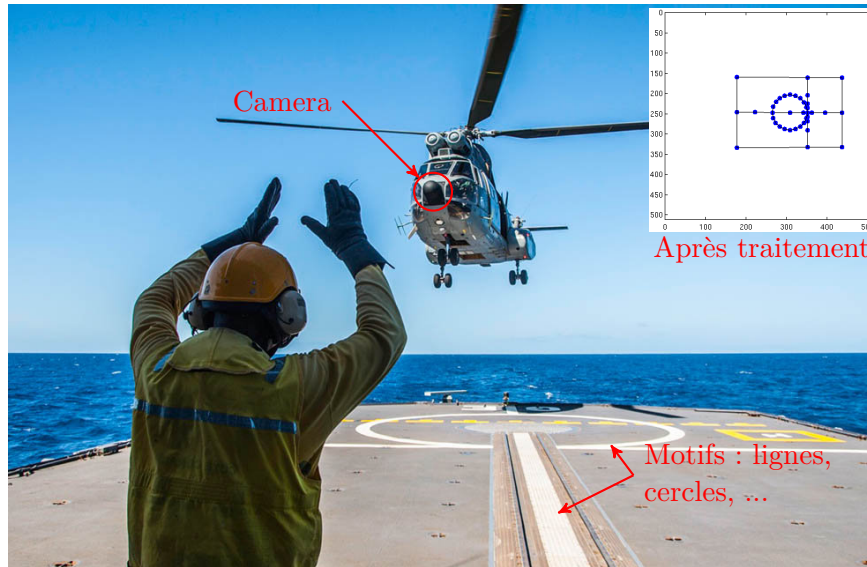


FIGURE 3.6 – Utilisation d'une caméra pour l'asservissement visuel (identification de points)

3.2 Architecture de commande basée vision pour appontage d'hélicoptères

3.2.1 Avantage de l'IBVS comme technique d'asservissement visuel

Parmi les stratégies d'asservissement visuel existantes le choix a été fait d'opter pour une loi de commande de type IBVS pour assurer les tâches de suivi et de posé. Les raisons sont multiples : tout d'abord l'IBVS permet de faire abstraction de l'étape d'estimation de pose car ce type de loi utilise directement les mesures dans l'image. Grâce à ce fonctionnement la caméra est utilisée comme un capteur 2D et permet à l'IBVS d'être remarquablement robuste aux erreurs de calibration et bruits dans l'image comparé à d'autres stratégies de commande basées vision, comme résumé par Chaumette et Hutchinson [6]. De plus, bien que l'IBVS reste sensible aux estimations grossières dans l'image celles-ci n'introduisent que des perturbations, alors que d'autres schémas de commande mènent vers une perte de précision.

3.2.2 Loi de commande basée vision (version de base)

La fonction de tâche est définie comme dans la section 1.4.2.3, avec une stratégie de commande similaire à celle énoncée dans la section 1.4.3.5. On reprend l'erreur sur la fonction de tâche et on souhaite la réduire. Dans la situation actuelle cette erreur dépend de deux facteurs, le mouvement propre de la caméra et celui de la cible (le navire), ce qui donne :

$$\dot{e} = L_e v_c + \frac{\partial e}{\partial t} \quad (3.1)$$

Chapitre 3. Mise en place d'une boucle de commande utilisant l'asservissement visuel et lois de commande en vitesse

Comme énoncé dans l'état de l'art l'asservissement visuel repose sur une commande en vitesse de la caméra, ceci dans le but de réduire l'erreur \mathbf{e} avec une réponse du premier ordre. Pour atteindre cet objectif la loi de commande prend en compte le terme d'erreur causé par le déplacement de la cible ainsi que l'erreur sur la fonction de tâche. On obtient finalement la loi de commande ci-dessous avec la convergence d'ordre 1 de l'erreur :

$$\mathbf{v}_c^c = -\lambda \widehat{L}_e^+ \mathbf{e} - \widehat{L}_e^+ \frac{\partial \mathbf{e}}{\partial t} \quad (3.2)$$

$$\dot{\mathbf{e}} \approx -\lambda L_e \widehat{L}_e^+ \mathbf{e} \quad (3.3)$$

Le système dynamique étant déjà régi par une loi de commande en vitesse il est aisé de commander la vitesse \mathbf{v}_c de la caméra. Toutefois la loi de commande IBVS nécessite d'estimer le terme d'erreur dû au mouvement de cible, noté $\frac{\partial \mathbf{e}}{\partial t}$. Estimer ce terme, qui caractérise les mouvements du navire, nécessite idéalement la connaissance d'informations supplémentaires telles que des données de pose. Bien entendu un navire peut tout à fait envoyer ses coordonnées à l'appareil, mais pour des considérations pratiques l'hypothèse est faite que le navire ne communique pas ce type de données avec l'appareil. A la place le choix est fait d'estimer ce terme directement à l'aide des mesures en vol de la vitesse caméra $\widehat{\mathbf{v}}_c$ et de l'erreur $\widehat{\mathbf{e}}$ sur la fonction de tâche.

$$\frac{\partial \mathbf{e}}{\partial t} = \widehat{\mathbf{e}} - L_e \widehat{\mathbf{v}}_c \quad (3.4)$$

$$\widehat{\mathbf{e}} = \dot{\mathbf{s}} \quad (3.5)$$

$$L_e \widehat{L}_e^+ \frac{\partial \mathbf{e}}{\partial t} \approx \frac{\partial \mathbf{e}}{\partial t} \quad (3.6)$$

Conditions de convergence En termes de réglages cette loi semble simple à paramétrer dans la mesure où un seul gain, λ , est présent et celui-ci a pour seule contrainte de devoir respecter la condition :

$$\lambda > 0 \quad (3.7)$$

C'est sans compter sur le caractère non-linéaire de la loi de commande, car cette loi nécessite de pouvoir estimer la matrice d'interaction L_e , qui varie au cours du temps, puis de pouvoir calculer sa pseudo-inverse L_e^+ . En pratique il s'agira surtout d'estimer ces matrices pour les inclure dans la loi de commande, ce qui revient à faire appel à aux formes estimées \widehat{L}_e de la matrice d'interaction et \widehat{L}_e^+ de la pseudo-inverse.

Une difficulté supplémentaire montrée par l'équation (1.30) est que la matrice d'interaction dépend de la fonction de tâche, i.e. des coordonnées des points identifiés, mais aussi de la distance Z entre la caméra et le point identifié. Cette hypothèse suppose que la distance Z est estimée pour chaque point, à chaque instant. Dans le cas où cette mesure de distance n'est pas disponible, une autre approche très populaire simplifie cette estimation car elle se contente

3.2. Architecture de commande basée vision pour appontage d'hélicoptères

de calculer la pseudo-inverse relative à la consigne \mathbf{s}^* . Dans ce cas on a $\widehat{L_e^+} = L_{e^*}^+$, où $L_{e^*}^+$ est la valeur de L_e quand la caméra a atteint la position de consigne ($\mathbf{e} = \mathbf{e}^* = 0$). Bien qu'elle occasionne quelques larges déplacements cette approximation n'empêche pas la convergence.

Enfin, la loi doit aussi prendre en compte le temps de réponse du système car la consigne en vitesse n'est pas suivie instantanément. Dans la situation présente ceci revient à inclure la vitesse d'exécution des lois TRC et RCDH. Pour autant, et dans un premier temps, on peut adopter la démarche usuelle qui consiste à considérer les lois bas-niveau suffisamment rapides par rapport à la loi haut-niveau pour pouvoir paramétrer aisément le correcteur haut-niveau. Dès lors on fait l'approximation suivante :

$$\mathbf{v}_c \approx \mathbf{v}_c^c \quad (3.8)$$

3.2.3 Conditions usuelles de stabilité

Comme démontré par Chaumette et Hutchinson [6] la stabilité globale peut être estimée à l'aide du théorème de Lyapunov. On pose la fonction candidate de Lyapunov définie par la norme d'ordre 2 sur l'erreur : $\mathcal{L} = 1/2\|\mathbf{e}\|^2$. La stabilité globale selon Lyapunov dit que si la condition suffisante (3.9) est assurée alors le système est stable globalement. Cette condition est atteignable si trois points sont détectés, i.e. si $L_e \widehat{L_e^+} \in \mathbb{R}^{k \times k}$ avec $k = 6$, et si cette matrice est de rang plein.

$$L_e \widehat{L_e^+} > 0 \quad (3.9)$$

Or cette condition est difficile à atteindre avec l'IBVS car très souvent, et pour limiter les singularités, plus de trois points sont utilisés ($k > 6$), ce qui engendre l'existence de minimums locaux. En effet cette matrice carrée de taille $k \times k$ est au mieux de rang 6 à cause de la taille limitée de $\widehat{L_e^+}$. Dès lors un domaine $\mathcal{K} = \text{Ker } \widehat{L_e^+}$ existe et est non vide, et les erreurs $\mathbf{e} \in \mathcal{K}$ correspondent à des minimums locaux. Chaumette [6] souligne que pour l'IBVS seule une stabilité locale est possible, sous condition de respecter la condition (3.10).

$$\widehat{L_e^+} L_e > 0 \quad (3.10)$$

Les principales limites de la stratégie IBVS reposent donc sur l'existence de minimums locaux et de singularités, obtenus avec la matrice d'interaction dans des situations particulières. Il s'agit donc d'éviter ces situations, en particulier car elles peuvent mener vers des trajectoires imprévisibles.

3.2.4 Applications sous-actionnées, avec architecture en cascade IBVS-TRC

Le principal défaut de cette configuration repose sur l'hypothèse suivante : la loi IBVS génère des consignes 6D qui sont toutes suivies, ce qui implique un système pleinement actionné. Or, dans le cadre de la commande d'hélicoptère le système est sous-actionné, et on se retrouve donc face à une situation où seuls 4 degrés de liberté sur 6 sont contrôlables. L'IBVS ne fournit alors des consignes qu'aux entrées du TRC (sur (u, v)), du RCDH (sur r) et du RCHH (sur w). En adoptant une approche par partition, où la consigne en vitesse caméra \mathbf{v}_c^c est décomposée en deux vecteurs⁴, on peut réécrire la dynamique sous la forme (3.12).

$$\mathbf{v}_{TRC}^c = \begin{bmatrix} u_c^c & v_c^c & w_c^c & r_c^c \end{bmatrix}^T \quad (3.11)$$

$$\dot{\mathbf{e}} = L_{TRC} \mathbf{v}_{TRC}^c + L_{pq} \begin{bmatrix} p_c \\ q_c \end{bmatrix} + \frac{\partial \mathbf{e}}{\partial t} \quad (3.12)$$

$$\begin{cases} L_{TRC} &= L_e C_T \\ L_{pq} &= L_e C_{pq} \end{cases} \quad (3.13)$$

$$C_T = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}^T \quad (3.14)$$

$$C_{pq} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}^T \quad (3.15)$$

Compte tenu du manque de contrôle des vitesses angulaires cette mise en forme ne permet pas d'émettre les mêmes conclusions que dans les sous-sections précédentes. Une autre approche est donc privilégiée en travaillant sur un nouvel état \mathbf{e}' , défini comme suit :

$$\mathbf{e}' = \begin{bmatrix} \mathbf{X} \\ \mathbf{e} \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

La variable \mathbf{X} représente le vecteur d'état du système hélicoptère commandé par les lois TRC, RCHH et RCDH. Il s'agit donc du système obtenu à la fin du chapitre 2. La représentation d'état correspondante du système en boucle fermée, commandé en vitesse par \mathbf{v}_h^c (4 composantes) et avec en sortie \mathbf{y} le torseur cinématique \mathbf{v}_h , est notée ci-dessous :

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{X}} &= A_{TRC} \mathbf{X} + B_{TRC} \mathbf{v}_h^c \\ \mathbf{y} &= C_{TRC} \mathbf{X} \end{cases} \quad (3.17)$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{v}_h = \begin{bmatrix} u & v & w & p & q & r \end{bmatrix}^T \quad (3.18)$$

4. Les notations utilisées sont similaires à celles employées pour les états hélicoptère définis dans le Tableau 1.2 page 10, mais écrites dans le repère caméra (indice c)

3.2. Architecture de commande basée vision pour appontage d'hélicoptères

Le torseur cinématique de l'hélicoptère \mathbf{v}_h représente l'ensemble des vitesses de translation et de rotation. Moyennant un changement de repère, traduit par la matrice de passage on peut se ramener à la vitesse caméra \mathbf{v}_c . En parallèle l'erreur \mathbf{e} s'exprime aussi en fonction de l'état \mathbf{X} , moyennant un changement de repère entre engin et caméra.

$$\mathbf{v}_c = T_{h \rightarrow c}^v \mathbf{v}_h = T_{h \rightarrow c}^v C_{TRC} \mathbf{X} \quad (3.19)$$

L'erreur \mathbf{e} peut alors s'exprimer directement en fonction de l'état \mathbf{X} , et on obtient la représentation d'état (3.21) relative à l'état \mathbf{e}' .

$$\dot{\mathbf{e}} = L_e T_{h \rightarrow c}^v C_{TRC} \mathbf{X} + \frac{\partial \mathbf{e}}{\partial t} \quad (3.20)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{\mathbf{X}} \\ \dot{\mathbf{e}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{TRC} & 0 \\ L_e(s) T_{h \rightarrow c}^v C_{TRC} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{X} \\ \mathbf{e} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_{TRC} \\ 0 \end{bmatrix} \mathbf{v}_h^c + \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \frac{\partial \mathbf{e}}{\partial t} \end{bmatrix} \quad (3.21)$$

La consigne \mathbf{v}_h^c envoyée au correcteur TRC peut être définie via la loi de commande IBVS \mathbf{v}_c^c en passant par un changement de repère adapté. La matrice de changement de repère pour ce vecteur de consigne, appelée $T_{c \rightarrow h}^v$, a été introduite dans l'annexe B. La manière dont la consigne IBVS \mathbf{v}_c^c est prise en compte est traitée dans les paragraphes suivants. Un choix judicieux de cette consigne permet de se ramener à la représentation d'état (3.23) dont les termes A_{ij} dépendent de la stratégie de commande \mathbf{v}_c^c choisie.

$$\begin{bmatrix} \dot{\mathbf{X}} \\ \dot{\mathbf{e}} \end{bmatrix} = \mathcal{A}_{IBVS} \begin{bmatrix} \mathbf{X} \\ \mathbf{e} \end{bmatrix} \quad (3.22)$$

$$\mathcal{A}_{IBVS} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

En termes de stabilité globale on peut définir, à partir de ce modèle, une fonction candidate de Lyapunov fournissant une condition suffisante de stabilité : $\mathcal{L} = 1/2 \|\mathbf{e}'\|^2$. La condition à vérifier est donc :

$$\dot{\mathcal{L}} = \begin{bmatrix} \mathbf{e}^T & \mathbf{X}^T \end{bmatrix} \mathcal{A}_{IBVS} \begin{bmatrix} \mathbf{e} \\ \mathbf{X} \end{bmatrix} < 0 \quad (3.24)$$

Plusieurs stratégies de commande \mathbf{v}_c^c sont donc testées et comparées dans les paragraphes qui suivent.

3.2.4.1 Choix 1 : ignorer le sous-actionnement

C'est le choix par défaut, justifié par l'hypothèse que l'image de consigne est prise à partir d'un état de *trim* (d'équilibre). Une fois cet équilibre atteint par l'appareil/la caméra en termes de position linéaire et de lacet l'inclinaison de la caméra revient à une position d'équilibre

Chapitre 3. Mise en place d'une boucle de commande utilisant l'asservissement visuel et lois de commande en vitesse

aussi. Dans le cas d'une cible en stationnaire cette hypothèse est valide, mais moins si la cible est constamment en mouvement. Dans ces conditions les taux angulaires sont commandés seulement indirectement via la boucle de commande en vitesse. Dans ce cas précis la loi (3.3) est reprise, de sorte à obtenir la consigne envoyée au correcteur TRC ci-dessous :

$$\mathbf{v}_{TRC}^c = C_T^T \left(-\lambda \widehat{L}_e^+ \mathbf{e} - \widehat{L}_e^+ \frac{\partial \mathbf{e}}{\partial t} \right) \quad (3.25)$$

Cette loi telle que montrée ici a été abordée dans un article présenté à la conférence IFAC Automatic and Control in Aerospace [15]. Dans cette configuration la dynamique sur l'erreur peut se rapprocher de la dynamique du premier ordre ci-dessous, sous l'hypothèse $\mathbf{v}_{TRC} \approx \mathbf{v}_{TRC}^c$. Toutefois le terme δ_e n'est pas nul dans la mesure où on a difficilement $L_e C_T C_T^T \widehat{L}_e^+ = I$.

$$\dot{\mathbf{e}} \approx -\lambda L_e C_T C_T^T \widehat{L}_e^+ \mathbf{e} + L_{pq} C_{pq}^T T_{h \rightarrow c}^v C_{TRC} \mathbf{X} + \delta_e \quad (3.26)$$

$$\delta_e = \frac{\partial \mathbf{e}}{\partial t} - L_e C_T C_T^T \widehat{L}_e^+ \frac{\partial \mathbf{e}}{\partial t} \quad (3.27)$$

L'approximation (3.4) sur $\frac{\partial \mathbf{e}}{\partial t}$ étant toujours valide, la loi de commande devient :

$$\mathbf{v}_h^c = T_{c \rightarrow h}^v \mathbf{v}_{TRC}^c \quad (3.28)$$

$$\mathbf{v}_h^c = T_{c \rightarrow h}^v C_T^T \widehat{L}_e^+ \left(-\lambda \mathbf{e} - \widehat{\mathbf{e}} + \widehat{L}_e T_{h \rightarrow c}^v C_{TRC} \mathbf{X} \right) \quad (3.29)$$

Hypothèse 3.1

On suppose le terme δ_e négligeable : $\delta_e \approx 0$.

On reprend donc (3.26) pour remplacer $\widehat{\mathbf{e}}$ par $\dot{\mathbf{e}}$ avec l'hypothèse (3.1). On obtient alors :

$$\mathbf{v}_h^c = T_{c \rightarrow h}^v C_T^T \widehat{L}_e^+ \left(-\lambda \left(I - L_e C_T C_T^T \widehat{L}_e^+ \right) \mathbf{e} + \left(\widehat{L}_e - L_{pq} C_{pq}^T \right) T_{h \rightarrow c}^v C_{TRC} \mathbf{X} \right) \quad (3.30)$$

Après remplacement de \mathbf{v}_h^c la dynamique du système commandé en vitesse (3.17) s'écrit :

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{X}} = & \left(A_{TRC} + B_{TRC} T_{c \rightarrow h}^v C_T^T \widehat{L}_e^+ \left(\widehat{L}_e - L_{pq} C_{pq}^T \right) T_{h \rightarrow c}^v C_{TRC} \right) \mathbf{X} \\ & - \lambda B_{TRC} T_{c \rightarrow h}^v C_T^T \widehat{L}_e^+ \left(I - L_e C_T C_T^T \widehat{L}_e^+ \right) \mathbf{e} \end{aligned} \quad (3.31)$$

3.2. Architecture de commande basée vision pour appontage d'hélicoptères

La représentation d'état relative à l'état étendu e' s'écrit donc avec les A_{ij} suivants :

$$\begin{cases} A_{11} = & A_{TRC} + B_{TRC}T_{c \rightarrow h}^v C_T^T \widehat{L_e^+} (\widehat{L_e} - L_{pq} C_{pq}^T) T_{h \rightarrow c}^v C_{TRC} \\ A_{12} = & -\lambda B_{TRC} T_{c \rightarrow h}^v C_T^T \widehat{L_e^+} (I - L_e C_T C_T^T \widehat{L_e^+}) \\ A_{21} = & L_e C_{pq} C_{pq}^T T_{h \rightarrow c}^v C_{TRC} \\ A_{22} = & -\lambda L_e C_T C_T^T \widehat{L_e^+} \end{cases} \quad (3.32)$$

Conditions de stabilité Les différentes composantes de \mathcal{A}_{IBVS} ne permettent pas de vérifier de façon triviale la condition (3.24).

3.2.4.2 Choix 2 : éliminer le terme dû à la vitesse de la cible

Pour améliorer le suivi de la cible une légère variation est effectuée dans la loi de commande, avec l'utilisation de la matrice $\widehat{L_{TRC}^+}$.

$$\mathbf{v}_c^c = -\lambda C_T^T \widehat{L_e^+} \mathbf{e} - \widehat{L_{TRC}^+} \frac{\partial \widehat{\mathbf{e}}}{\partial t} \quad (3.33)$$

$$\mathbf{v}_h^c = T_{c \rightarrow h}^v \mathbf{v}_{TRC}^c \quad (3.34)$$

Avec cette variation le terme δ_e est modifié de sorte à réellement « inverser » L_{TRC} . Par l'emploi de la pseudo-inverse $\widehat{L_{TRC}^+}$ et de l'approximation (3.4) sur $\frac{\partial \widehat{\mathbf{e}}}{\partial t}$ on obtient alors l'approximation ci-dessous, et la dynamique sur l'état étendu est donc officiellement du premier ordre avec l'équation (3.36).

$$\delta_e = \frac{\partial \widehat{\mathbf{e}}}{\partial t} - L_{TRC} \widehat{L_{TRC}^+} \frac{\partial \widehat{\mathbf{e}}}{\partial t} \approx 0 \quad (3.35)$$

$$\dot{\mathbf{e}} \approx -\lambda L_e C_T C_T^T \widehat{L_e^+} \mathbf{e} + L_{pq} C_{pq}^T T_{h \rightarrow c}^v C_{TRC} \mathbf{X} \quad (3.36)$$

Cette 2^{ème} loi ne sera pas développée dans ce manuscrit. En effet elle est davantage assimilable à un intermédiaire entre la loi IBVS1 et la suivante, l'IBVS3.

3.2.4.3 Choix 3 : prendre en compte le sous-actionnement

Pour retrouver le comportement du premier ordre initialement désiré la loi de commande en vitesse est adaptée, cette fois-ci en travaillant uniquement avec la sous-matrice d'interaction L_{TRC} plutôt que la matrice d'interaction complète L_e . On obtient alors la loi de commande (3.37).

$$\mathbf{v}_{TRC}^c = -\lambda \widehat{L_{TRC}^+} \mathbf{e} - \widehat{L_{TRC}^+} \frac{\partial \mathbf{e}}{\partial t} \quad (3.37)$$

$$\mathbf{v}_h^c = T_{c \rightarrow h}^v \mathbf{v}_{TRC}^c \quad (3.38)$$

$$\widehat{L_{TRC}^+} = \left(C_T^T L_e^T L_e C_T \right)^{-1} C_T^T L_e^T \quad (3.39)$$

Lorsque les conditions d'inversibilité sont vérifiées et que le terme $\widehat{\frac{\partial \mathbf{e}}{\partial t}}$ est toujours estimé en utilisant l'expression (3.4), alors l'équation dynamique équivalente sur l'erreur \mathbf{e} devient :

$$\dot{\mathbf{e}} \approx -\lambda L_{TRC} \widehat{L_{TRC}^+} \mathbf{e} + L_{pq} C_{pq}^T T_{h \rightarrow c}^v C_{TRC} \mathbf{X} \quad (3.40)$$

Au niveau de l'état \mathbf{X} on obtient le système différentiel suivant, après développement de la consigne en vitesse :

$$\mathbf{v}_h^c = -\lambda T_{c \rightarrow h}^v (I - \widehat{L_{TRC}^+} L_{TRC}) \widehat{L_{TRC}^+} \mathbf{e} + T_{c \rightarrow h}^v \widehat{L_{TRC}^+} (\widehat{L}_e - L_{pq} T_{pq}^T) T_{h \rightarrow c}^v C_{TRC} \mathbf{X} \quad (3.41)$$

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{X}} = & \left(A_{TRC} + B_{TRC} T_{c \rightarrow h}^v \widehat{L_{TRC}^+} (\widehat{L}_e - L_{pq} C_{pq}^T) T_{h \rightarrow c}^v C_{TRC} \right) \mathbf{X} \\ & - \lambda B_{TRC} T_{c \rightarrow h}^v (I - \widehat{L_{TRC}^+} L_{TRC}) C_T^T \widehat{L}_e^+ \mathbf{e} \end{aligned} \quad (3.42)$$

L'équation d'état du système étendu a donc ses paramètres définis avec :

$$\begin{cases} A_{11} = & A_{TRC} + B_{TRC} T_{c \rightarrow h}^v \widehat{L_{TRC}^+} (\widehat{L}_e - L_{pq} C_{pq}^T) T_{h \rightarrow c}^v C_{TRC} \\ A_{12} = & -\lambda B_{TRC} T_{c \rightarrow h}^v (I - \widehat{L_{TRC}^+} L_{TRC}) C_T^T \widehat{L}_e^+ \\ A_{21} = & L_{pq} C_{pq}^T T_{h \rightarrow c}^v C_{TRC} \\ A_{22} = & -\lambda L_{TRC} \widehat{L_{TRC}^+} \end{cases} \quad (3.43)$$

Simplification dans le cas de bonnes estimations A première vue la condition (3.24) est difficile à vérifier. Pour autant, si l'estimation de la matrice d'interaction réduite L_{TRC} est suffisamment précise alors quelques simplifications sont possibles : dans ce cas $\widehat{L_{TRC}^+} L_{TRC} \approx I$, et $A_{12} \approx 0$. Dès lors il est possible d'établir un critère de stabilité basé sur une autre fonction candidate : $\mathcal{L} = 1/2 \|\mathbf{X}\|^2$.

$$\dot{\mathcal{L}} = \mathbf{X}^T A_{11} \mathbf{X} < 0 \quad (3.44)$$

Cette condition suffisante permet de prouver que la loi de commande choisie stabilise le vecteur d'état \mathbf{X} , donc les états (p, q) . Si on revient sur l'hypothèse que l'état \mathbf{X} est stabilisé plus rapidement que l'erreur \mathbf{e} , car commandé par une loi bas-niveau plus rapide, alors l'équation dynamique sur l'erreur peut être approchée par une équation du premier ordre

3.3. Analyse des lois proposées

de type :

$$\dot{e} \approx -\lambda L_{TRC} \widehat{L_{TRC}^+} e \quad (3.45)$$

A partir de la fonction candidate de Lyapunov $\mathcal{L} = 1/2\|e\|^2$ on trouve que cette dynamique est stable globalement si $L_{TRC} \widehat{L_{TRC}^+} > 0$. Ainsi, pour prouver la stabilité de e' il suffit de prouver la stabilité de l'état \mathbf{X} .

Loi	Commande en vitesse	Caractéristiques
IBVS1	$v_{TRC}^c = -\lambda C_T^T \widehat{L_e^+} e - C_T^T \widehat{L_e^+} \frac{\partial e}{\partial t}$	Sous-actionnement du système négligé, réglage classique haut-niveau/bas niveau
IBVS3	$v_{TRC}^c = -\lambda \widehat{L_{TRC}^+} e - \widehat{L_{TRC}^+} \frac{\partial e}{\partial t}$	Sous-actionnement pleinement pris en compte pour stabilité exponentielle de e

TABLE 3.1 – Résumé des deux lois IBVS retenues et leurs particularités

3.3 Analyse des lois proposées

Dans cette section deux⁵ des trois lois de commande IBVS retenues, résumées dans le Tableau 3.1, sont comparées suite à des essais avec HOST et les lois de commande en vitesse définies dans le chapitre 2. Les actionneurs sont simulés à l'aide du modèle non-linéaire présenté dans l'état de l'art, en section 1.1.4.2. Les modèles utilisés ne disposent pas d'un mécanisme traduisant le touché de l'appareil une fois au contact du sol. Dès lors la manœuvre d'appontage est arrêtée avant, avec un maintien d'altitude relative de 50 cm au-dessus du sol. Enfin, dans le cadre des simulations les images de référence sont construites à l'aide de positions de référence souhaitées, où la pose par rapport à la cible est connue.

3.3.1 Scénarios

Plusieurs scénarios ont été mis en place pour se départager les différentes lois.

- (A) Ce premier scénario est un cas classique de changement de pose par rapport à une cible immobile, et se décompose en 4 déplacements (consignes) élémentaires. L'objectif est de comparer la qualité de la réponse du système et d'évaluer la réduction de l'erreur sur la fonction de tâche e . Les déplacements requis sont faibles afin de conserver une trajectoire non déstabilisante - les actionneurs limitant la marge de manœuvre du système.
- (B) Un deuxième scénario se focalise sur un cas simple de cible mobile : le mouvement est sinusoïdal, de sorte à pouvoir atteindre un régime permanent. La qualité du suivi est évaluée au travers de l'erreur e , supposée bornée une fois en régime permanent, tout comme les performances e_{perf} .

5. La loi n° 2 étant un intermédiaire aux lois n° 1 et n° 3, celle-ci est ignorée pour la suite de ce mémoire.

Chapitre 3. Mise en place d'une boucle de commande utilisant l'asservissement visuel et lois de commande en vitesse

- (C) Le scénario suivant met en œuvre un modèle dynamique de mouvements de navire obtenu par des essais en mer⁶. Dans ce scénario représentatif d'une situation réelle de navire en mer, on constate l'efficacité des deux lois considérées, tout en soulignant certaines limites de la stratégie IBVS adoptée.
- (D) Ici la cible est stationnaire et un seul déplacement est à effectuer sur l'axe x , et est d'amplitude plus élevée. Ce cas d'étude illustre l'influence des limites dynamiques de l'appareil lors de l'exécution de consignes fournies par l'IBVS.
- (E) Ce scénario est focalisé sur les phases longues que sont le suivi de navire (stationnaire relatif hélicoptère/navire) et les déplacements horizontaux pour maintien du stationnaire au-dessus du pont. Il illustre la nécessité de ne pas suivre avec exactitude les mouvements du navire. Les mouvements du navire sont les mêmes que pour le scénario (C).

Pour chaque scénario différents critères sont pris en compte tels que la convergence de l'erreur e sur la fonction de tâche s et les performances désirées sur les coordonnées spatiales e_{perf} défini par (3.46). En parallèle des observations sont faites sur la réponse en vitesse (u, v, w) et en assiette (ϕ, θ) ainsi que la réponse aux actionneurs, ceci afin d'identifier d'éventuelles causes de limites pour le système. Par ailleurs les scénarios (A) à (C) permettent de se fixer une loi IBVS à conserver, qui sera la seule à être concernée par les scénarios (D) et (E).

$$e_{perf} = (x - x^c \quad y - y^c \quad z - z^c \quad \psi - \psi^c)^T \quad (3.46)$$

$$DD\mathbf{x} = \begin{pmatrix} DDZ \\ DDL \\ DDM \\ DDN \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \delta_{col} \\ \delta_{lat} \\ \delta_{lon} \\ \delta_{ped} \end{pmatrix} + U_{eq} \quad (3.47)$$

	e	e_{perf}	(u, v, w)	(ϕ, θ)	$DD\mathbf{x}$
Sc. (A)	X	X			
Sc. (B)	X	X			
Sc. (C)	X	X		X	X
Sc. (D)		X	X	X	X
Sc. (E)		X	X	X	X

TABLE 3.2 – Bilan - Critères examinés pour évaluation des lois IBVS en fonction du scénario

3.3.2 Choix d'une loi IBVS

3.3.2.1 Scénario (A)

Ce scénario est illustré par la Figure 3.7.

6. Ces mêmes données sont utilisées par J. M. Pereira dans le cadre de sa thèse effectuée à l'ONERA, tel que présentée dans [187]

3.3. Analyse des lois proposées

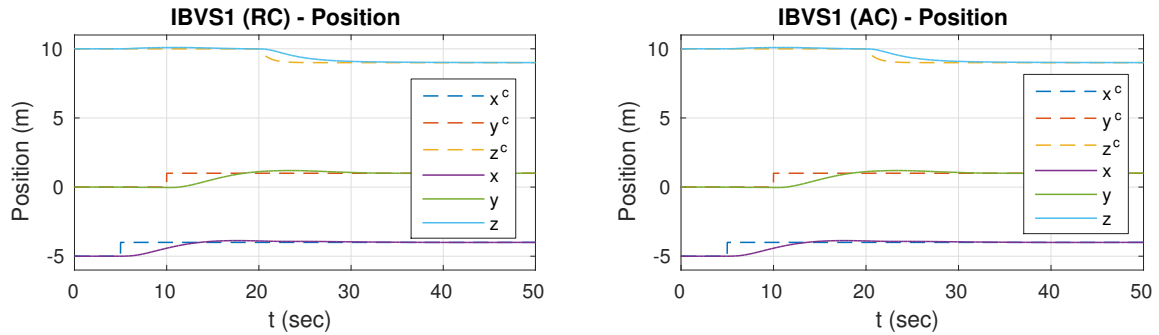


FIGURE 3.7 – Scénario (A) - Consignes et réponse temporelle du système - Position

Performances en position Les courbes sur (x, y, z) et sur l'erreur en position e_{perf} (Figures 3.7 et 3.8) montrent que, dans le cas d'une cible statique, et quelles que soient les lois de commande IBVS et TRC employées, les performances sont quasi identiques en termes de déplacement.

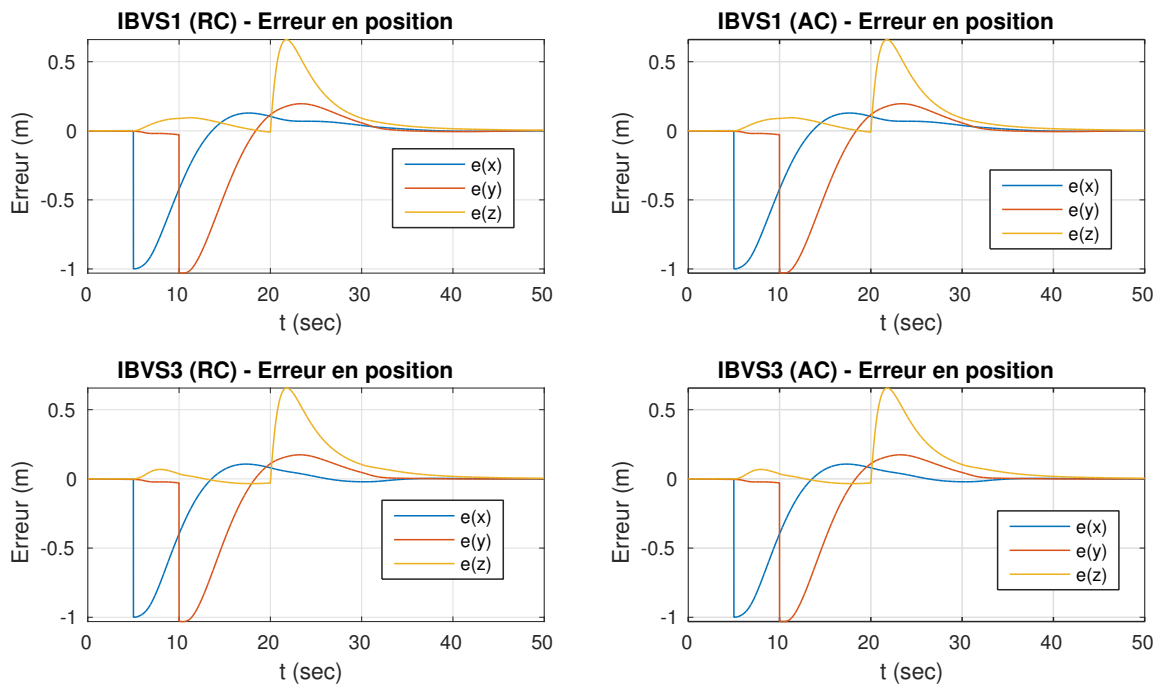


FIGURE 3.8 – Performances - Position - Scénario (A)

Convergence de l'erreur e sur les fonctions de tâche La Figure 3.9 montre l'évolution des erreurs e sur les fonctions de tâche s pendant l'asservissement avec IBVS 1 et 3. Pour les deux lois IBVS les erreurs tendent à s'annuler, comme prévu. On dénote toutefois deux comportements :

- une phase de transition où l'erreur augmente : l'hélicoptère s'incline pour accélérer, ce

Chapitre 3. Mise en place d'une boucle de commande utilisant l'asservissement visuel et lois de commande en vitesse

qui augmente les différences (donc l'erreur) entre image mesurée et image de référence.

— la présence de dépassements, caractéristiques d'une réponse du second ordre.

Cette réponse du second ordre est due au temps de réponse du système hélicoptère commandé en vitesse, et que l'on peut grossièrement assimiler à un système du premier ordre. L'introduction de ce retard du premier ordre dans la relation (1.33) entre l'erreur et la vitesse caméra engendre alors une dynamique proche d'un second ordre pour l'erreur e , avec dépassement et amortissement.

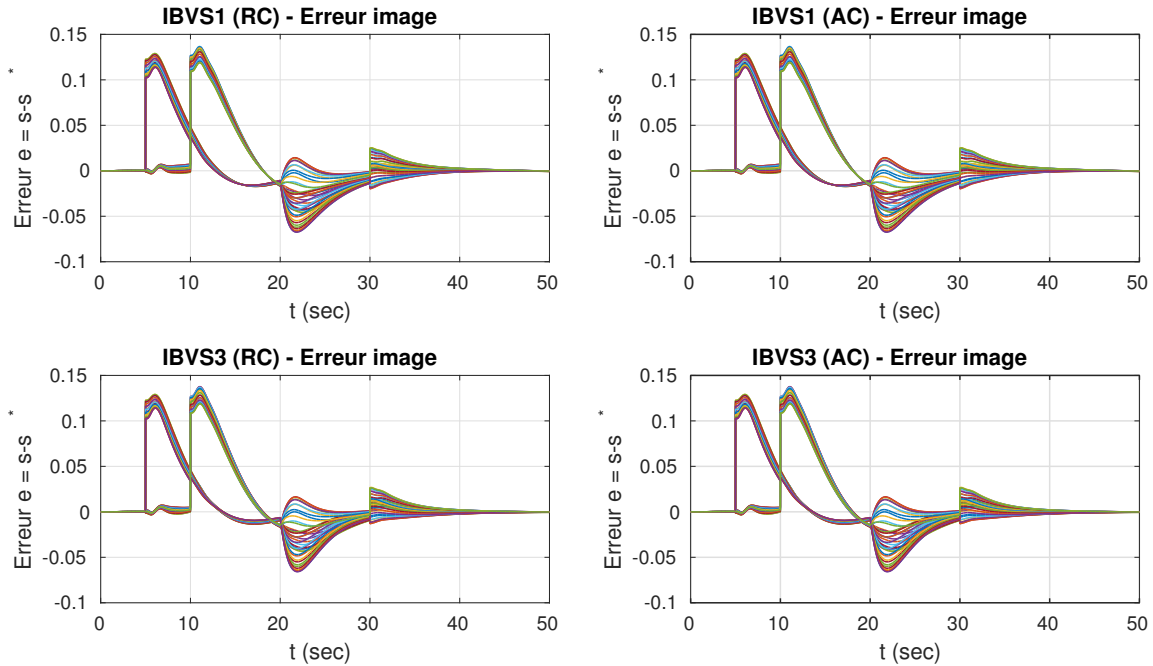


FIGURE 3.9 – Scénario (A) - Erreur sur la fonction image

Une observation plus fine des courbes révèle peu de différences entre les différentes architectures d'IBVS. Le peu de variabilité se concentre surtout au niveau des faibles erreurs, comme entre 5 et 10 sec sur les courbes : ces dernières traduisent une convergence légèrement plus rapide avec la loi IBVS3.

3.3.2.2 Scénario (B)

Dans ce scénario, illustré par la Figure 3.10, la cible est mobile : en translation sur l'axe longitudinal, oscillant sur les autres axes. Le recalage en position relative de l'hélicoptère, qui se caractérise alors par un suivi de cible, exige d'effectuer une translation de l'hélicoptère sur les 3 axes. Le déplacement vertical effectué n'est pas un atterrissage complet car l'objectif à partir de l'instant $t = 20$ sec est de tenir un stationnaire relatif de 0,5 m au-dessus de la cible (de hauteur $z_{helipad}$). Enfin, par souci de stabilisation du système commandé par IBVS la consigne en descente est effectuée progressivement grâce à l'emploi d'un filtrage passe-bas d'ordre 1, de sorte à « atterrir » en 5 sec.

3.3. Analyse des lois proposées

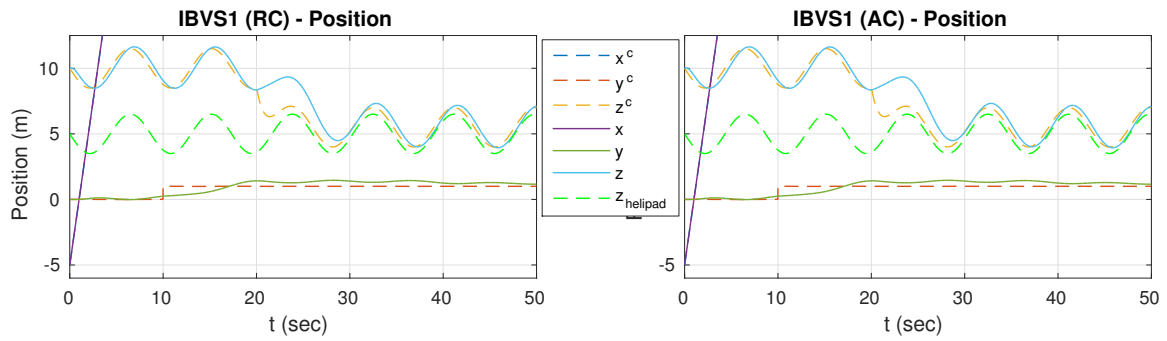


FIGURE 3.10 – Scénario (B) - Consignes et réponse temporelle du système - Position

Performances en position L'examen des courbes de suivi, via la Figure 3.11, révèle une meilleure convergence en position pour la loi IBVS3. C'est tout particulièrement vrai sur (x, y) .

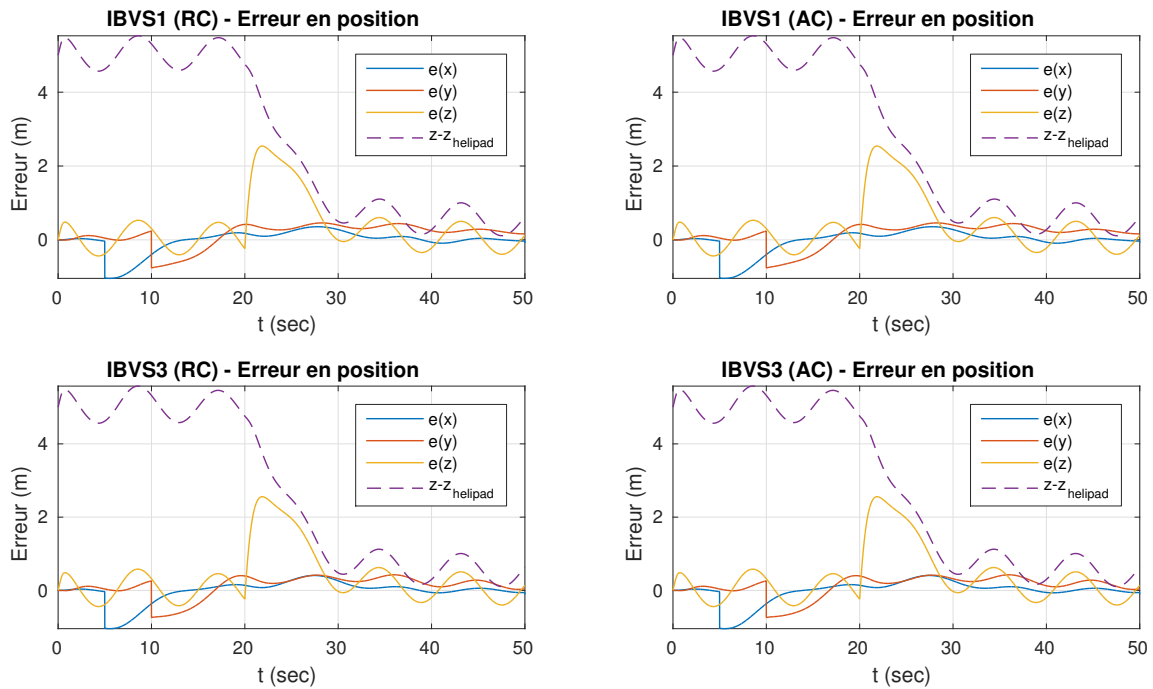


FIGURE 3.11 – Scénario (B) - Performances - Position

Autres critères Toutefois, en termes d'erreur image e la convergence est plus sensible aux oscillations, comme présenté dans les Figures 3.12 et 3.13. Cette variabilité provient directement de la dynamique du système hélicoptère, plus prompt à faire varier son attitude pour le suivi des consignes. La Figure 3.14 illustre ce constat : on remarque que les oscillations sur (ϕ, θ) sont d'amplitudes légèrement plus élevées entre les IBVS 1 et 3. Pour autant le mouvement est plus « fluide » dans le cas de l'IBVS 3, avec moins de pics en assiette. Cette

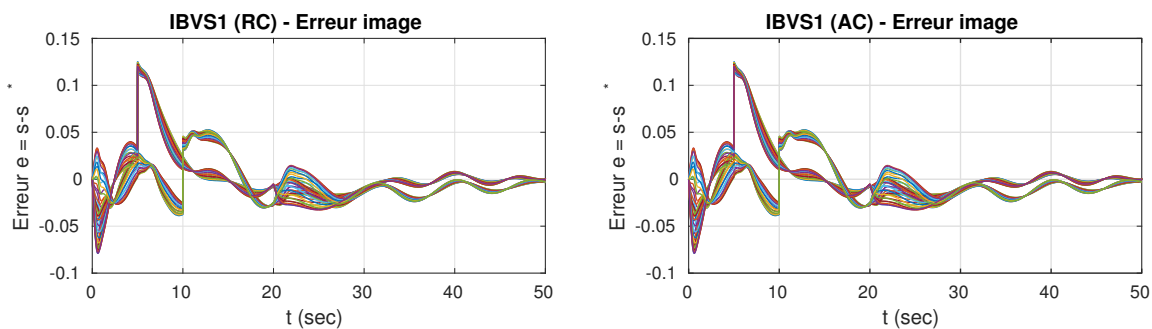


FIGURE 3.12 – Scénario (B) - Erreur sur la fonction image (1/2)

dynamique plus fluide est d'ailleurs mieux tolérée par l'équipage de l'hélicoptère, tant du point de vue des QdV que du confort en vol.

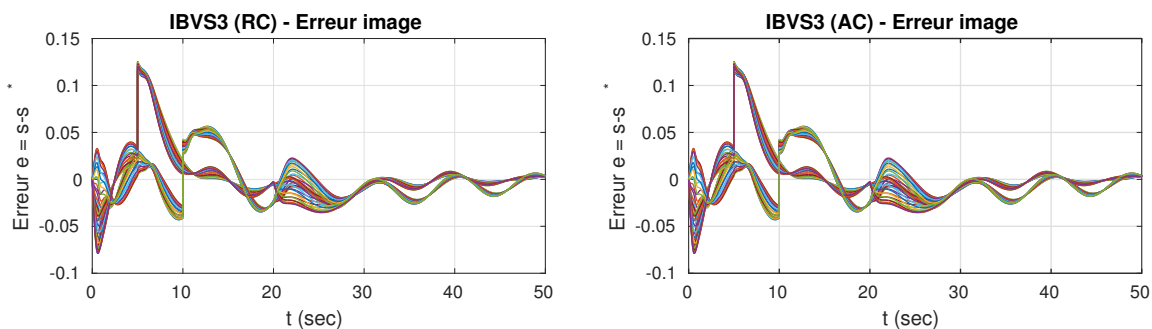


FIGURE 3.13 – Scénario (B) - Erreur sur la fonction image (2/2)

3.3.2.3 Scénario (C)

Ce scénario est visible dans la Figure 3.15. La trajectoire du navire est caractéristique d'une mer de niveau 5 sur l'échelle de Douglas⁷, ce qui constitue déjà un cas défavorable pour l'exécution d'une mission d'appontage. Le suivi des consignes généré par l'IBVS doit donc être robuste aux fortes variations de position du navire.

L'examen de la Figure 3.15 montre clairement une différence sur la qualité du suivi des consignes en position. De façon générale le caractère aléatoire des oscillations du navire est mieux compensé par l'IBVS 3, ce qui est d'autant plus notable lorsque de fortes vagues se produisent (par exemple dans l'intervalle de temps $t \in [40s, 43s]$).

Dans cette situation le système avec IBVS 1 n'arrive plus à suivre et se déstabilise peu à peu, comme visible sur les courbes d'attitude de la Figure 3.16 et les courbes de position des actionneurs de la Figure 3.17.

7. Voir Annexe A pour le détail des niveaux de mer

3.3. Analyse des lois proposées

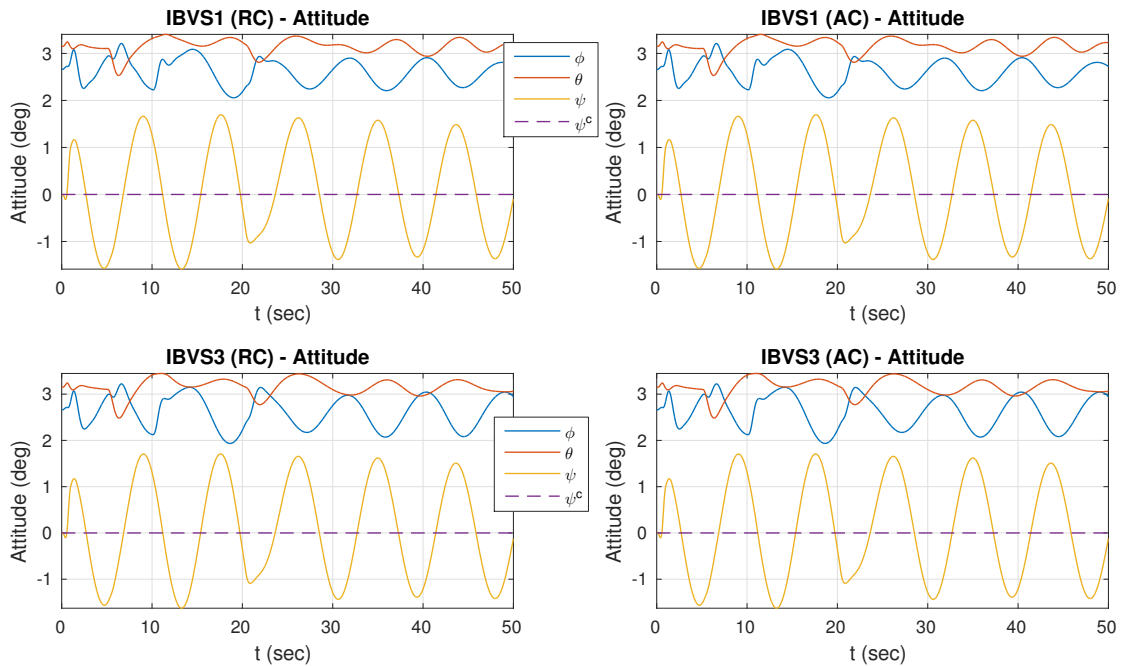


FIGURE 3.14 – Scénario (B) - Attitude

Choix de la loi de commande IBVS Dans le cadre d'un atterrissage sur cible statique les deux lois conviennent pour un asservissement visuel, mais pour un suivi de cible mobile tel qu'un navire en mer la loi IBVS 3 fournit des consignes plus à même de suivre sa cible. Le choix se porte donc sur la loi n° 3.

3.3.3 Limites de la loi choisie

La loi choisie, l'IBVS3, n'est pas idéale pour autant. Les scénarios (D) et (E) reviennent sur les limites actuelles. Dans cette sous-section seules les courbes de l'IBVS3 avec TRC basé AC sont présentées, l'allure des courbes étant similaires avec le TRC basé RC.

3.3.3.1 Performances limitées par les performances du système commandé en vitesse

Même avec une loi IBVS bien réglée pour une convergence de l'erreur image e , les performances sont dépendantes du paramétrage de la loi TRC qui conditionne la rapidité du système.

Pour un réglage avec les jeux de gains du chapitre précédent, issus des Tableaux 2.9 et 2.10, on dénote déjà des performances peu satisfaisantes. La Figure 3.18 montre que le réglage actuel entraîne un dépassement de l'ordre de 12,6 % lors d'un recalage en position de 5 m. Ceci s'explique aisément si on considère que le temps de réponse en vitesse du système est

Chapitre 3. Mise en place d'une boucle de commande utilisant l'asservissement visuel et lois de commande en vitesse

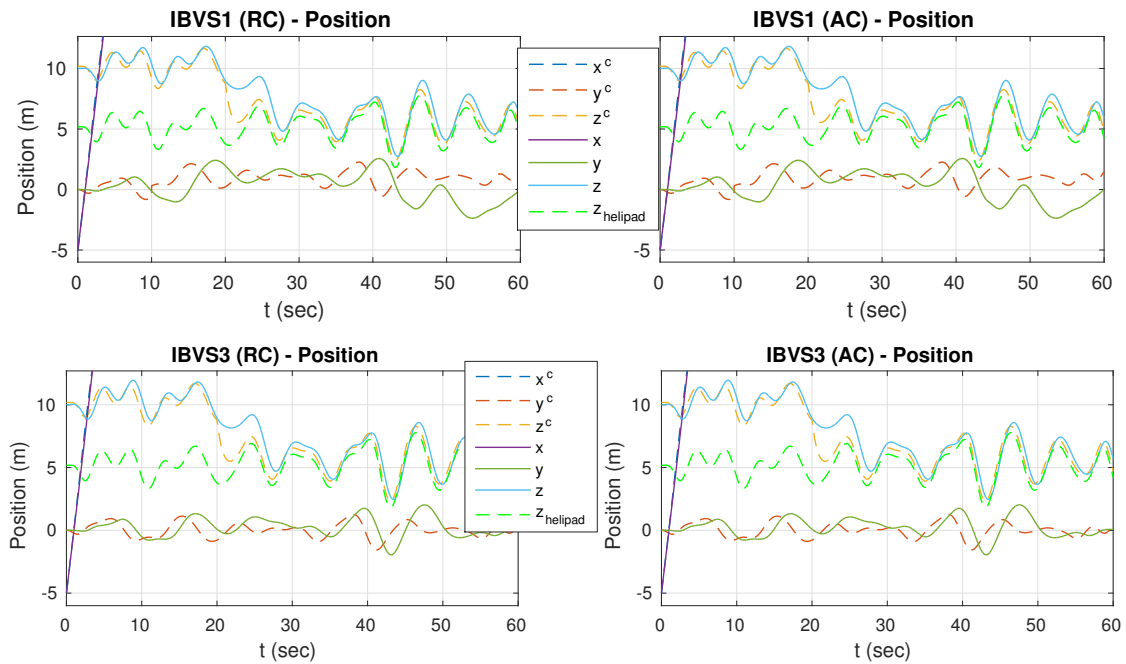


FIGURE 3.15 – Scénario (C) - Position

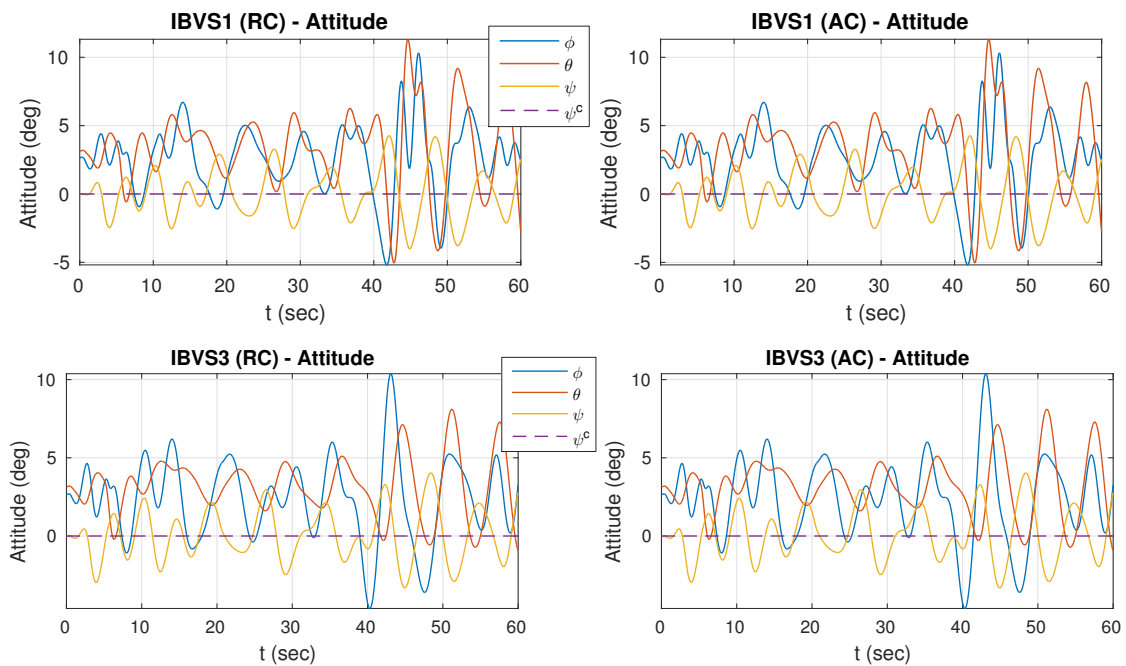


FIGURE 3.16 – Scénario (C) - Attitude

supérieur à 2,5 sec, conformément aux réglages effectués au chapitre précédent. Les consignes en vitesse étant fournies dynamiquement il semble plus judicieux d'augmenter les gains pour réduire ce temps de réponse.

3.3. Analyse des lois proposées

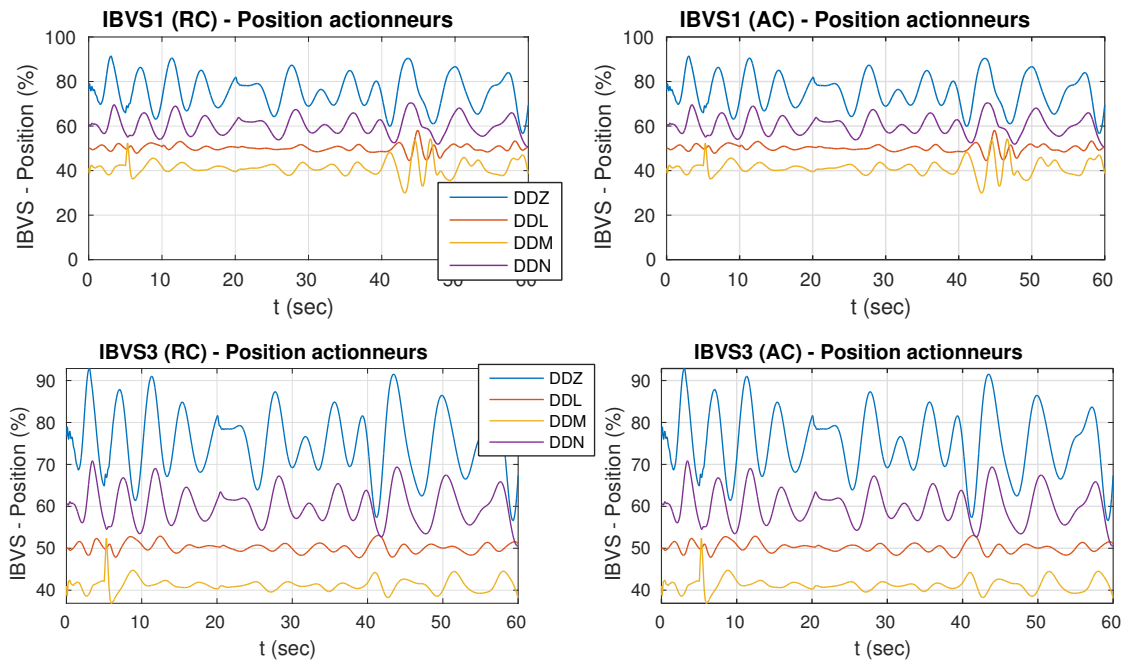


FIGURE 3.17 – Scénario (C) - Actionneurs

Une simple augmentation du gain proportionnel de la loi TRC sur u suffit pour réduire ce dépassement. Dans la Figure 3.19 pour une valeur doublée du gain K_{pu} le dépassement en position est réduit à 1,26 %. Un constat similaire peut être relevé pour le suivi en vitesse, amélioré aussi si on se fie aux Figures 3.20 et 3.21.

Toutefois les actionneurs sont plus sollicités : en comparant les Figures 3.22 et 3.23 on remarque rapidement la présence de saturations, plus nombreuses si on augmente les gains. Cette saturation aux actionneurs n'est pas surprenante mais reste indésirable car elle peut menacer la stabilité du système.

Ce phénomène est d'autant plus dommageable qu'il ne s'agit que d'un simple déplacement de 5 m au-dessus d'une cible. Or, dans le cadre d'un appontage il est plutôt d'usage de procéder à un déplacement au-dessus du pont de l'ordre de 30m. Pour un déplacement de cette amplitude exige d'augmenter la vitesse de 8 m/s pour la loi IBVS. Les tests ont montré que pour atteindre une telle marge de manœuvre il était nécessaire ici de réduire les gains de la loi TRC, ce qui n'est pas désiré compte tenu des dépassements occasionnés.

3.3.3.2 Un suivi de navire à aplanir

En l'état l'IBVS fournit des consignes en vitesse aptes à remplir une mission de type « suivi de cible » sans connaissance préalable de sa trajectoire. Toutefois, dans le cas d'une cible telle qu'un navire en mer, la dynamique de la cible suivie peut rapidement devenir imprévisible, avec de fortes oscillations, et l'IBVS aura tendance à générer une consigne tout aussi rapide

Chapitre 3. Mise en place d'une boucle de commande utilisant l'asservissement visuel et lois de commande en vitesse

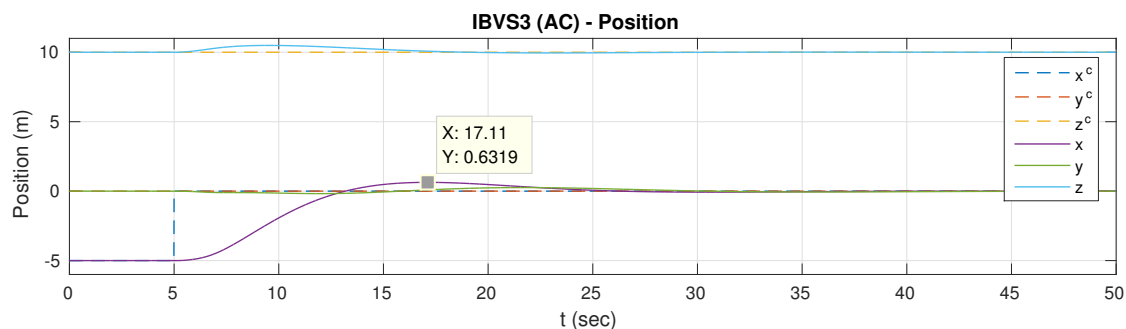


FIGURE 3.18 – Scénario (D) - IBVS3 - Position (gains Chapitre 2)

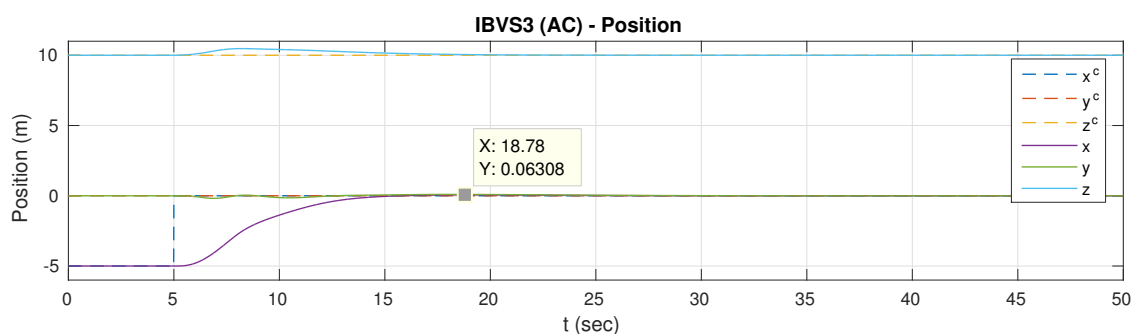


FIGURE 3.19 – Scénario (D) - IBVS3 - Position (gain K_u plus élevé)

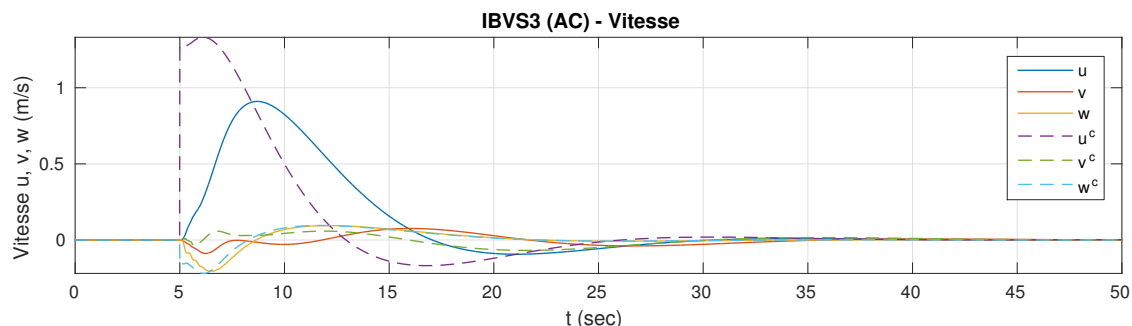


FIGURE 3.20 – Scénario (D) - IBVS3 - Vitesse (gains Chapitre 2)

et variable. Or, dans les faits le pilote et ses passagers privilégieront un suivi du navire qui réduit les oscillations, et ce pour effectuer un suivi moyen de la trajectoire du navire. Les Figures 3.24 et 3.25 donnent un exemple de suivi de cible et des performances sur le suivi actuellement mis en place.

En automatique, par définition, un suivi de cible implique de conserver une position relative constante par rapport à la cible. Ceci dit, dans le cas d'un hélicoptère piloté avec des passagers, suivre un navire n'implique pas de devoir respecter la même dynamique due à la houle. C'est plutôt l'inverse : le pilote aura tendance à moyenniser la trajectoire à suivre. L'objectif, dès lors, revient à ne conserver que la direction et la position horizontale relative

3.3. Analyse des lois proposées

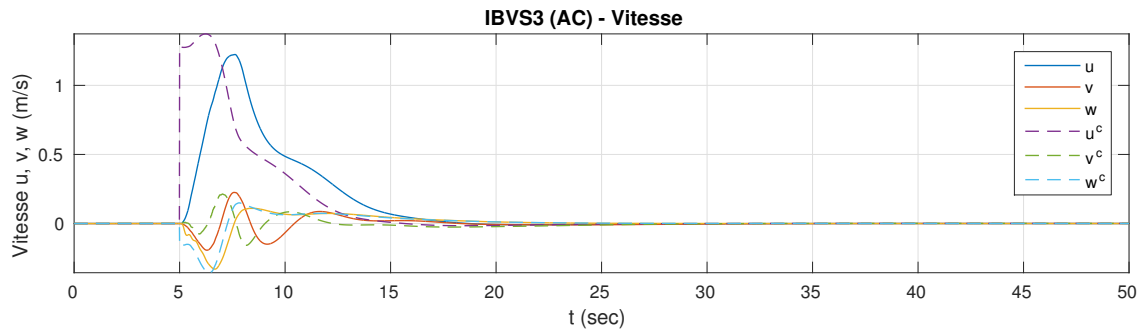


FIGURE 3.21 – Scénario (D) - IBVS3 - Vitesse (gain K_u plus élevé)

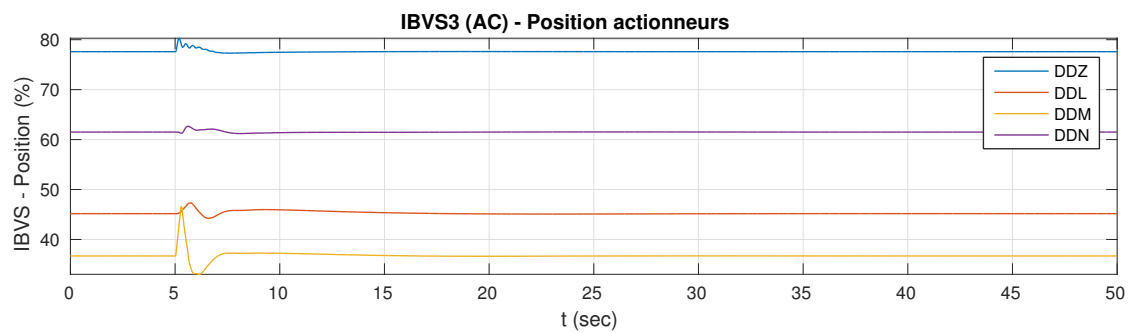


FIGURE 3.22 – Scénario (D) - IBVS3 - Actionneurs (gains Chapitre 2)

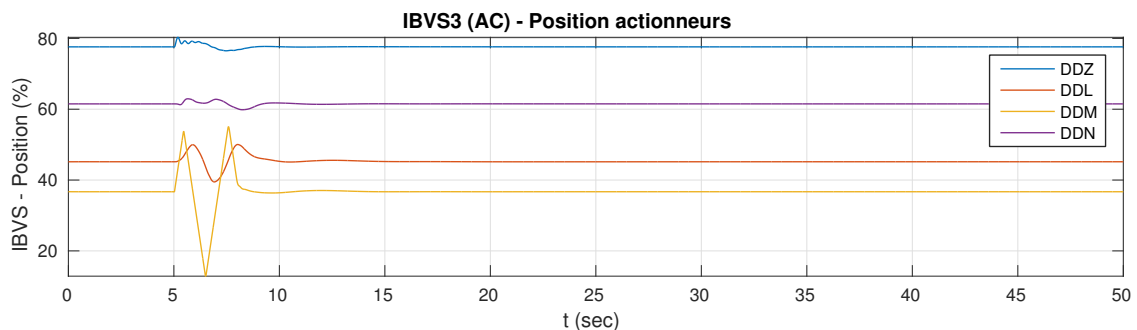


FIGURE 3.23 – Scénario (D) - IBVS3 - Actionneurs (gain K_u plus élevé)

par rapport au navire, et à faire abstraction des mouvements dus à la houle. Il est d'ailleurs courant se contenter de conserver une altitude quasi-constante par rapport au niveau de la mer. De par cet objectif la stratégie IBVS adoptée n'est pas forcément la plus appropriée dans le cadre du suivi de navire.

En termes de suivi pur ces mouvements de mer ont aussi un autre inconvénient : les dynamiques peuvent être ponctuellement très élevées. Sur les courbes de la Figure 3.24 on y retrouve en général des vagues d'amplitude modérée, et d'autres vagues d'amplitude élevées comme par exemple dans l'intervalle de temps entre 40 sec et 46 sec, puis dans celui qui commence à 60 sec. Dans ces deux cas une perte de performance est notable sur le suivi le

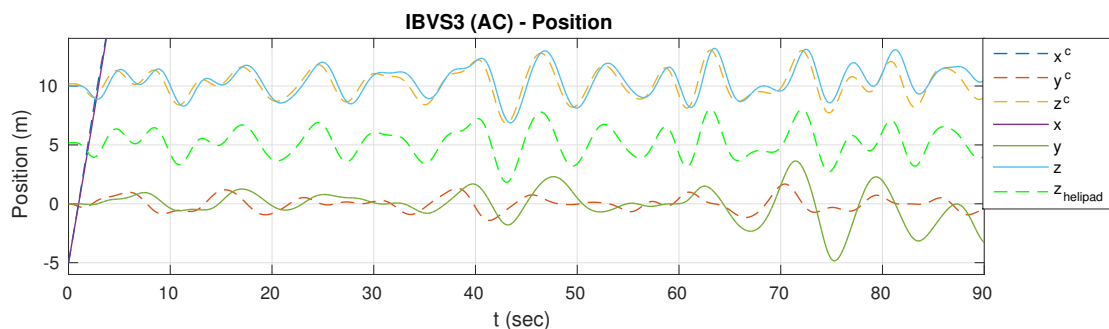


FIGURE 3.24 – Scénario (E) - IBVS3 - Position

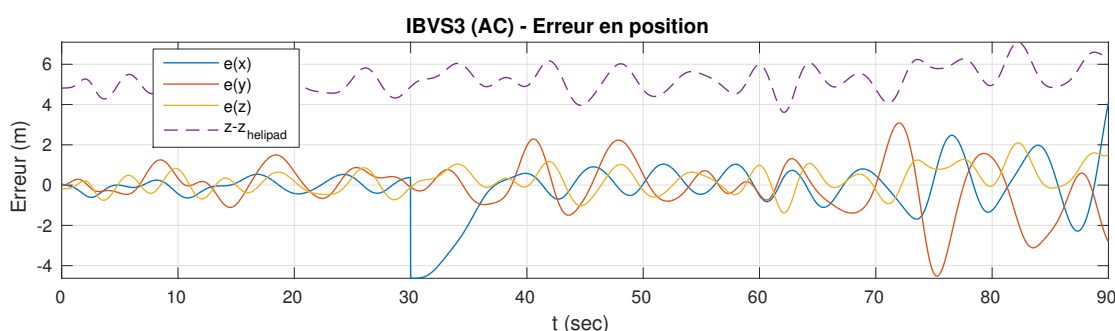


FIGURE 3.25 – Scénario (E) - IBVS3 - Performances - Position

long de l'axe latéral y , plus prononcé la seconde fois avec la présence d'oscillations induites qui se renforcent autour des 70 sec. En effet, les gros écarts détectés dans l'image - suite à de forts mouvements du navire - génèrent des consignes de vitesse d'autant plus élevées que l'appareil tente tant bien que mal à atteindre. Du fait des oscillations induites par ces consignes, le comportement observé semble se rapprocher de ce qu'on observe lorsqu'un appareil dirigé manuellement par un pilote est soumis à des PIO⁸ : les PIO se produisent lorsque le pilote, qui essaye de suivre des consignes, génère de lui-même des oscillations déstabilisantes. Dans le cas automatisé, cela revient à remplacer le pilote par la loi IBVS, où les consignes en vitesse générées se situent dans une gamme de fréquence favorisant un comportement de type PIO. Ces oscillations induites se répercutent sur tout l'état, en particulier l'attitude (Figure 3.26) et les actionneurs (Figure 3.27). L'appareil n'en est que plus déstabilisé lorsqu'il doit suivre de tels mouvements.

3.4 Bilan

L'IBVS tel qu'employé ici ne correspond pas pleinement aux besoins en mer dans le cas où le navire est soumis à une mer un minimum agitée. Certes, pendant la phase de descente et de posé un suivi précis de la trajectoire du navire est préférable pour compenser les oscillations,

8. *Pilot-Induced Oscillations* (pompage piloté)

3.4. Bilan

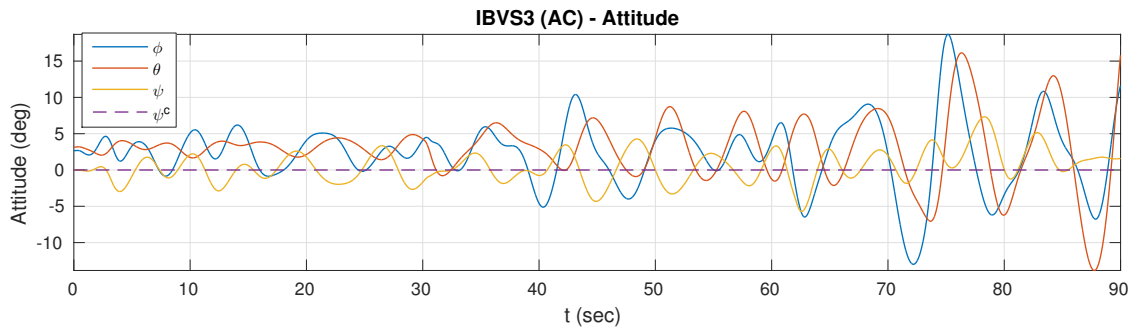


FIGURE 3.26 – Scénario (E) - IBVS3 - Attitude

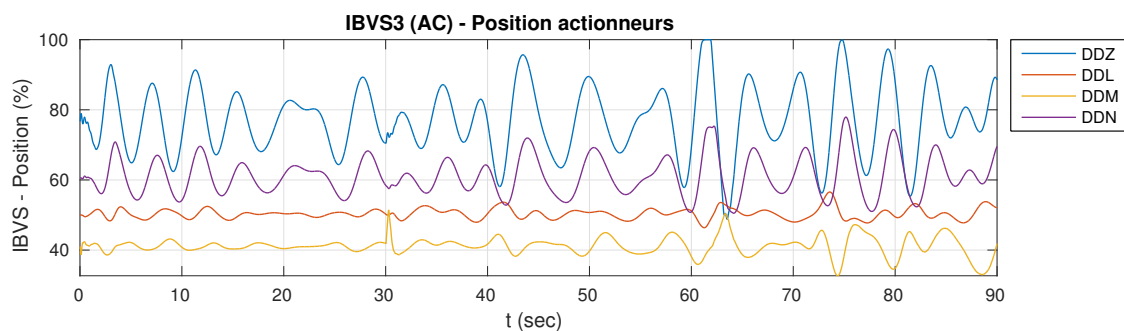


FIGURE 3.27 – Scénario (E) - IBVS3 - Actionneurs

mais le reste du temps le pilote s'oriente plutôt vers un suivi moyen de la trajectoire du navire, ce qui ne concorde pas vraiment avec les objectifs d'un asservissement visuel pur. Cet asservissement demeure toutefois utile, ne serait-ce que pour le suivi sur le plan horizontal.

Dans la Figure 3.28 on peut constater qu'une stabilisation manuelle d'altitude améliore aisément le confort lors du suivi de navire : en effet celui-ci se traduit par une réduction des oscillations en roulis et tangage (voir Figure 3.32), et moins de sollicitations aux actionneurs (voir Figures 3.30 et 3.31). Pour autant la qualité d'un recalage en position peut s'en retrouver réduite, comme on peut le constater en Figure 3.29 avec un dépassement de 5 m suite à un recalage de 30 m. Cette perte peut s'expliquer pour deux raisons : tout d'abord l'asservissement en vitesse horizontale n'est que partiel, les lois RCHH et RCHH commandant les vitesses engin (u, v, w) et non les vitesses sol $(\dot{x}, \dot{y}, \dot{z})$. Contrôler seulement (u, v) avec l'IBVS équivaut à une perte de consignes sur (\dot{x}, \dot{y}) , et la réponse apportée sur la vitesse w ne correspond pas aux besoins initiaux pour la translation sur le plan horizontal. Ensuite les actionneurs saturent lors du recalage, comme visible dans la Figure 3.31.

Prochains objectifs La suite du travail doit permettre de s'affranchir de ces dynamiques de mer d'amplitude élevées pendant le suivi et de réduire le risque d'instabilités de type windup. En parallèle il est nécessaire d'étendre le domaine de stabilité de la loi TRC, actuellement limité par ces phénomènes de windup, de sorte à pouvoir effectuer les déplacements relatifs nécessaires. Ce travail est le sujet du chapitre suivant.

Chapitre 3. Mise en place d'une boucle de commande utilisant l'asservissement visuel et lois de commande en vitesse

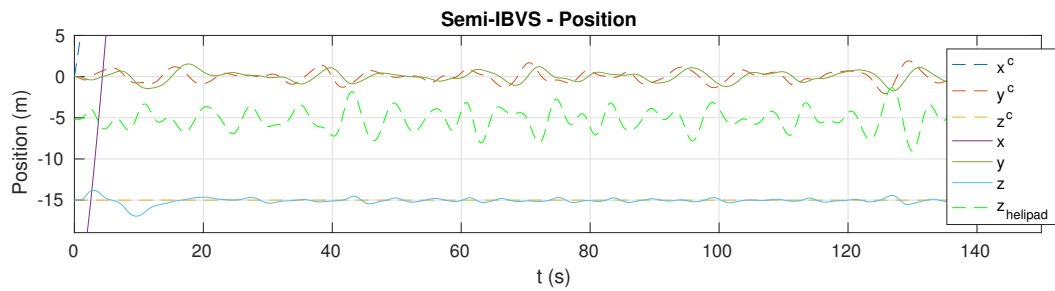


FIGURE 3.28 – IBVS partiel - Position

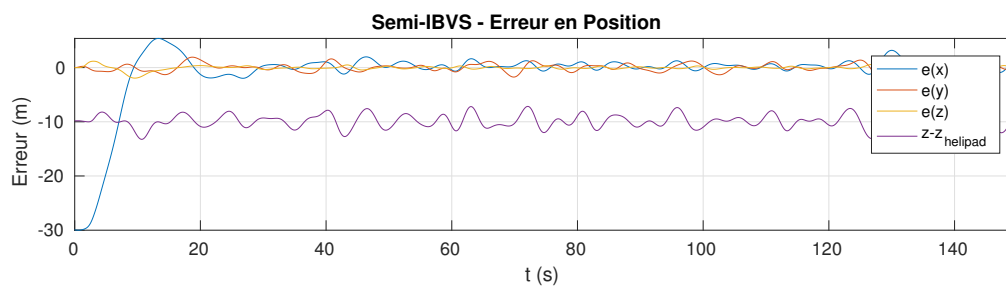


FIGURE 3.29 – IBVS partiel - Position - Erreur

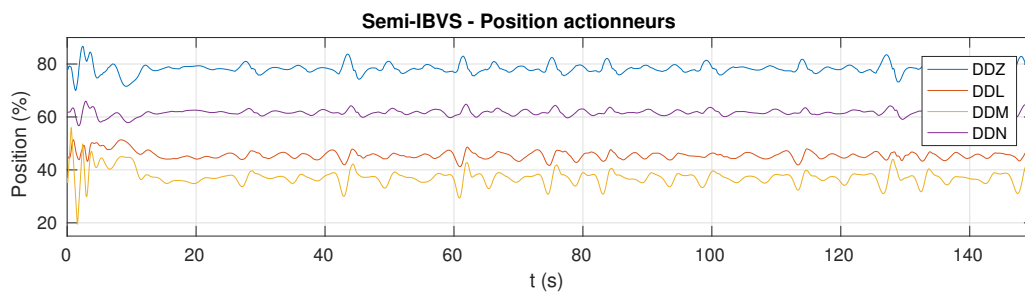


FIGURE 3.30 – IBVS partiel - Actionneurs

3.4. Bilan

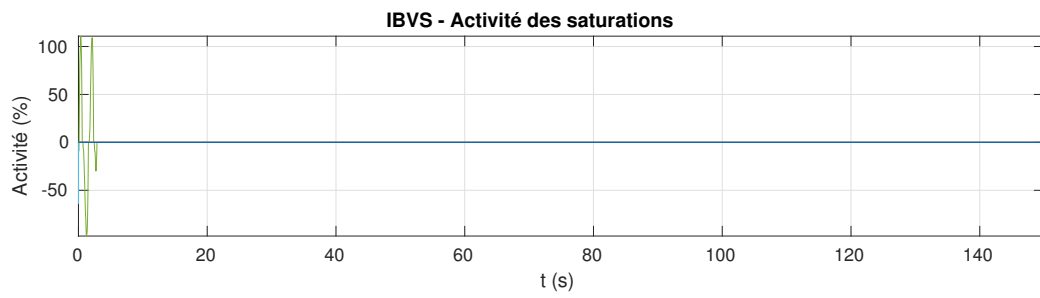


FIGURE 3.31 – IBVS partiel - Activité des saturations

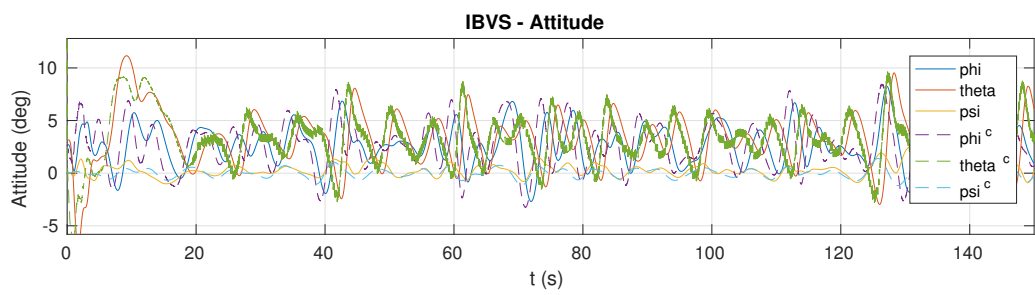


FIGURE 3.32 – IBVS partiel - Attitude

Augmentation du domaine de stabilité et maintien des performances du système par ajout d'un filtre anti-windup

Sommaire

4.1 Le contexte	130
4.1.1 Les limitations actuelles et leurs conséquences	130
4.1.2 Les besoins supplémentaires pour un appontage par commande IBVS . . .	132
4.1.3 Objectifs du chapitre	134
4.2 Un premier compromis intuitif pour augmentation de stabilité	135
4.2.1 Architecture adoptée	135
4.2.2 Résultats	138
4.3 Une autre approche basée DLAW alliant stabilisation et performance	145
4.3.1 Mise en forme LFR pour la synthèse anti-windup	146
4.3.2 Application des outils d'analyse et de synthèse	148
4.4 Bilan	155

Résumé

Ce chapitre est consacré à la mise en place d'un compensateur permettant de stabiliser le système lorsque celui-ci est soumis aux phénomènes de windup. Ces phénomènes se produisent lorsque les actionneurs de l'appareil saturent et que les lois de commande ne sont pas paramétrées pour gérer ce type de situation. Cette perte de contrôle engendre alors une instabilité du système. L'objectif premier est donc de prévenir cette saturation.

Dans le cadre de l'asservissement mis en place dans les chapitres 2 et 3 le choix a été fait de recourir à un compensateur alliant à la fois du pré-filtrage de consignes pour fluidifier le pilotage et une stratégie anti-windup pour aider à la réduction des saturations. La structure privilégiée se présente alors sous la forme d'un filtre actif. Diverses architectures ont été testées avant d'aboutir à ce résultat, et une partie des travaux a été présentée à l'IFAC World Congress 2017 [17].

4.1 Le contexte

4.1.1 Les limitations actuelles et leurs conséquences

Comme présenté dans la sous-section 1.1.3.3, l'hélicoptère est un appareil munis d'actionneurs naturellement limités en position et vitesse. Ces actionneurs sont soumis aux phénomènes de windup, causés par la présence d'intégrateurs dans les correcteurs PID. Ce windup est encore plus marqué dans l'architecture TRC basée AC du fait de la présence d'une double intégration, comme illustré dans la Figure 4.1.

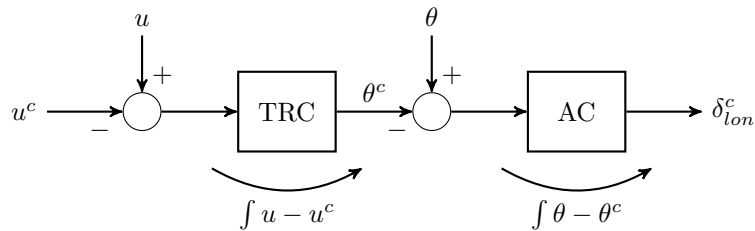


FIGURE 4.1 – Structure en cascade : double intégration donc double windup (cas basé AC)

A cause de cette architecture la perte de stabilité est d'autant plus marquée en présence de saturation, comme l'illustre la Figure 4.2. Pour une consigne en vitesse u^{c0} de type échelon, le

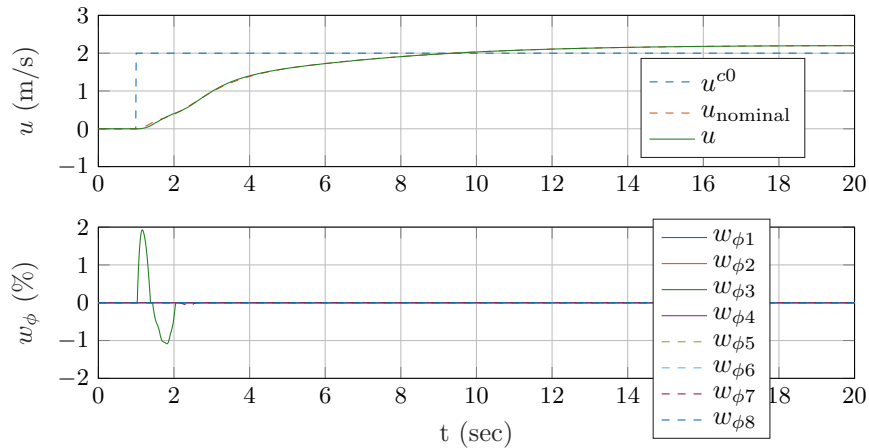


FIGURE 4.2 – Variation de vitesse longitudinale et activité des actionneurs - Système avec loi TRC basée AC (gains chapitre 2)

premier graphe affiche la réponse u du système soumis à saturations. A titre de comparaison la réponse dans un cas nominal $u_{nominal}$ est affichée aussi. Le second graphe montre l'activité des saturations, notées w_ϕ . Cette activité représente la sortie des fonctions zones mortes, définies dans l'état de l'art à la page 16 par l'équation (1.11) : elles sont utilisées ici pour représenter l'écart avant/après saturation, comme visible dans le modèle actionneurs écrit sous forme LFR (1.13). L'activité traduit alors l'ampleur des dépassements non-linéaires.

4.1. Le contexte

Les 4 actionneurs disposant de limitations à la fois en position et en vitesse on peut alors relever 8 activités w_{ϕ_N} dans le système. L'amplitude de cette variation de commande n'a pas besoin d'être élevée, comme l'illustre la Figure 4.2 : une variation de +2 m/s de la vitesse longitudinale u suffit pour générer des saturations en vitesse des vérins, visibles par le biais de la mesure d'activité w_{ϕ_3} .

L'utilisation des Théorèmes 1.1 et 1.2 (p. 58) pour le calcul du domaine de stabilité et des performances des systèmes commandés par les lois TRC (AC et basée RC) nous donne, avec les gains du chapitre 2, les résultats répertoriés dans le Tableau 4.1 et la Figure 4.3.

Loi	Marge/ u (m/s)	Marge/ v (m/s)	Marge/ w (m/s)	Marge/ r (deg/s)
TRC (AC)	1,43	4,39	1,36	9,81
TRC (RC)	12,19	7,55	1,36	9,38

TABLE 4.1 – Marges de stabilité ρ_{max} par degré de liberté, selon l'architecture TRC employée

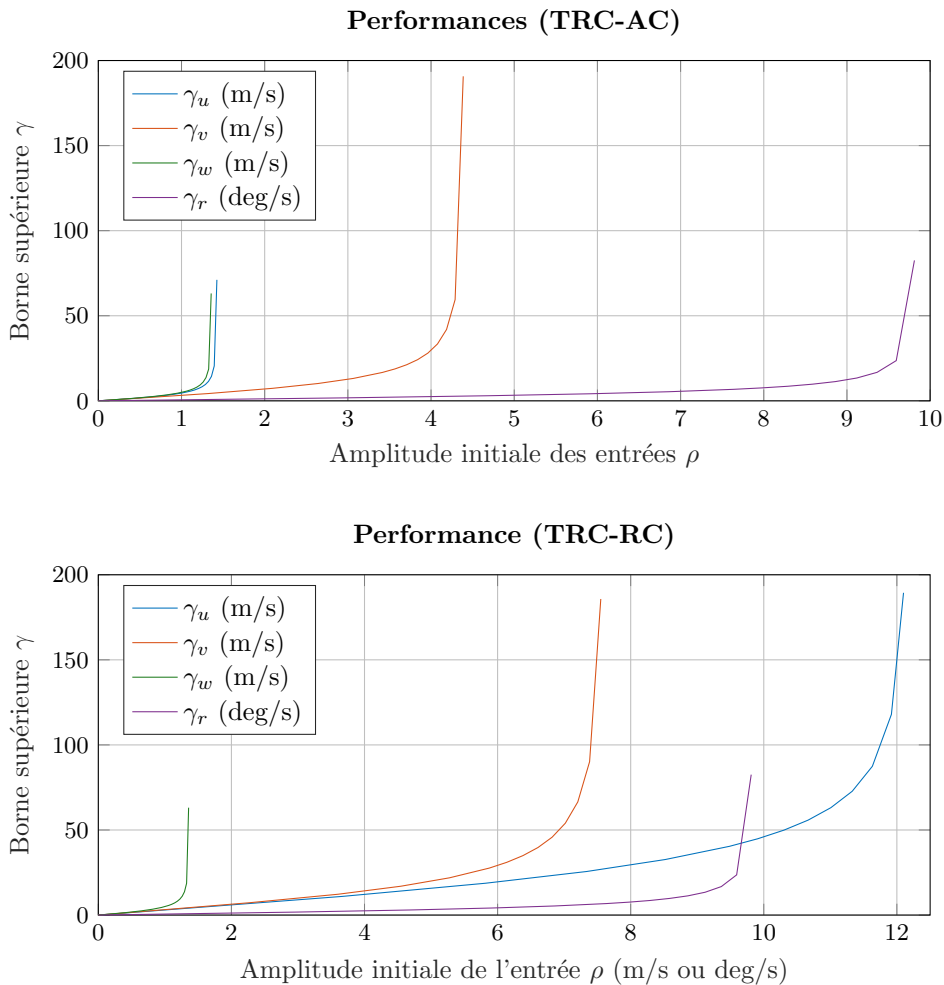


FIGURE 4.3 – Courbes de performance pour les systèmes avec lois TRC

On peut noter que le système commandé par un TRC basé RC dispose d'un domaine de

Chapitre 4. Augmentation du domaine de stabilité et maintien des performances du système par ajout d'un filtre anti-windup

stabilité plus large que l'autre système basé AC. Ceci n'est pas étonnant dans la mesure où il n'y a pas de double intégration : comme on peut le constater dans le Tableau 2.10 les gains du PID du correcteur TRC basé RC n'incluent pas de terme intégral.

Du fait de ces faibles marges sur les vitesses d'entrée le système est donc rapidement limité pour des manœuvres rapides ou d'amplitude élevées, et ce défaut est particulièrement marqué lorsque les gains sont augmentés pour une utilisation adaptée à l'IBVS¹. C'est le cas ici puisque l'on souhaite augmenter le temps de réponse en vitesse du système, de sorte à améliorer les performances de l'IBVS.

4.1.2 Les besoins supplémentaires pour un appontage par commande IBVS

Dans le cadre de cette thèse, le système commandé en vitesse est utilisé soit pour du pilotage manuel soit pour du pilotage automatique. Pour rappel les lois développées sont couplées avec l'IBVS dans le cadre des tâches suivantes :

- (i) suivi de navire,
- (ii) translation au-dessus du pont,
- (iii) descente et fin de l'appontage.

De façon générale, l'exécution d'une mission exige d'allier à la fois le remplissage de ces objectifs, la sécurité et le confort de vol. La tâche (ii) requiert un minimum de précision de sorte à ne pas dépasser excessivement la position désirée au-dessus de la plateforme, ce qui peut être dangereux si l'on considère la présence de hangars situés à quelques mètres.

Pour un pilotage manuel ces fonctions sont exercées par le pilote, ce dernier ayant un contrôle total des commandes et peut s'adapter. Dans le cadre d'un pilotage automatique la gestion est plus complexe car l'équilibre entre ces objectifs dépend de la méthode privilégiée pendant la synthèse de la loi de commande. En effet certaines techniques de synthèse permettent de privilégier plusieurs objectifs, mais à condition de bien poser le problème pour les associer dans un seul critère. En fonction de la loi de commande générée le pilotage automatique obtenu peut alors être proche d'un pilotage naturel avec pilote, ou au contraire être peu réaliste.

Se rapprocher d'une trajectoire réaliste La loi de commande basée vision choisie pour cette thèse a été paramétrée de sorte à remplir les objectifs pour le suivi, la translation au-dessus du navire et la descente, mais les autres critères n'ont pas été pris en compte pour la synthèse. En particulier, le choix de l'IBVS se place dans le cadre d'une convergence exponentielle dans l'image qui toutefois ne tient pas compte d'autres critères. Ainsi cela peut causer des trajectoires peu réalistes voire singulières, comme précisé à la fin du chapitre 3. Dès lors quelques ajustements sont nécessaires pour remplir les critères de sécurité et de confort

1. Comme signalé dans le chapitre précédent, l'IBVS manque de précision avec les gains actuels pour les manœuvres de recalage en position par rapport à des cibles tant statiques que mobiles. Une hausse des gains est alors nécessaire pour réduire le temps de réponse.

4.1. Le contexte

pour le pilote et ses passagers. Par exemple, lors d'un fort changement de vitesse l'appareil s'incline d'autant plus : une première action possible serait alors de limiter l'inclinaison de l'appareil de sorte à ne pas pencher excessivement l'appareil lors d'une accélération. D'autre part l'autre tâche à réaliser qu'est le suivi du navire dépend de la dynamique de celui-ci : en pilotage manuel une trajectoire réaliste s'adapte à ces mouvements de navire, soumis à la houle.

Une dynamique navire soumise à la houle La trajectoire que doit suivre l'hélicoptère pendant les manœuvres de suivi, d'approche et de posé, dépendent des mouvements du navire. En effet, selon l'agitation de la mer le pilote va soit pouvoir suivre avec précision le navire (cas de mer calme), soit pouvoir le suivre en moyenne seulement (cas de mer agitée). Dans ce scénario de mer agitée on peut voir l'action du pilote comme une sorte de « filtrage » de sa part. Appliquer un tel filtrage dans un cadre automatisé implique de caractériser au préalable la dynamique de la houle.

En l'état ces mouvements de mer décrivent un profil qui peut sembler assez aléatoire et dont la caractérisation peut rapidement être difficile tant le nombre de paramètres à considérer est élevé. Le critère de classification le plus usuel est basé sur les états de mer ², quantifiés par l'échelle de Douglas. Toutefois l'efficacité est relative car, comme précisé dans la sous-section 1.2.5, ce critère seul ne suffit pas. Fort heureusement les états de mer peuvent être liés à des modèles de mouvements de mer, et permettent ainsi de caractériser la dynamique de houle. Dans ce cadre on peut citer le modèle du JONSWAP ³ [188] ou celui de Bretschneider [189]. Ce dernier permet de tracer le spectre des variations de houle selon l'état de mer à partir de la formule suivante :

$$S(\omega) = \frac{5}{16} \frac{\omega_m^4}{\omega^5} H_{1/3}^2 e^{-5\omega_m^4/4\omega^4} \quad (4.1)$$

Dans cette formule ω est la fréquence, ω_m est la fréquence modale (la plus probable) de la vague, $H_{1/3}$ est la hauteur significative de la vague. Les valeurs numériques de ω_m et $H_{1/3}$ sont fonctions de l'état de mer et choisies grâce au Tableau suivant :

Etat de mer (SS)	$2\pi/\omega_m$ (sec)	$H_{1/3}$ (m)
2	6,3	0,3
3	7,5	0,9
4	8,8	1,9
5	9,7	3,3
6	12,4	5,0

TABLE 4.2 – Valeurs des paramètres d'intérêt en fonction de l'état de mer [189]

La formule de Bretschneider permet donc de caractériser l'évolution de l'élévation du niveau de la mer d'un point de vue énergétique et fréquentiel.

2. Les fameux « *sea states* » présentés plus en détail dans l'annexe A.

3. JOint North Sea WAve Project

Chapitre 4. Augmentation du domaine de stabilité et maintien des performances du système par ajout d'un filtre anti-windup

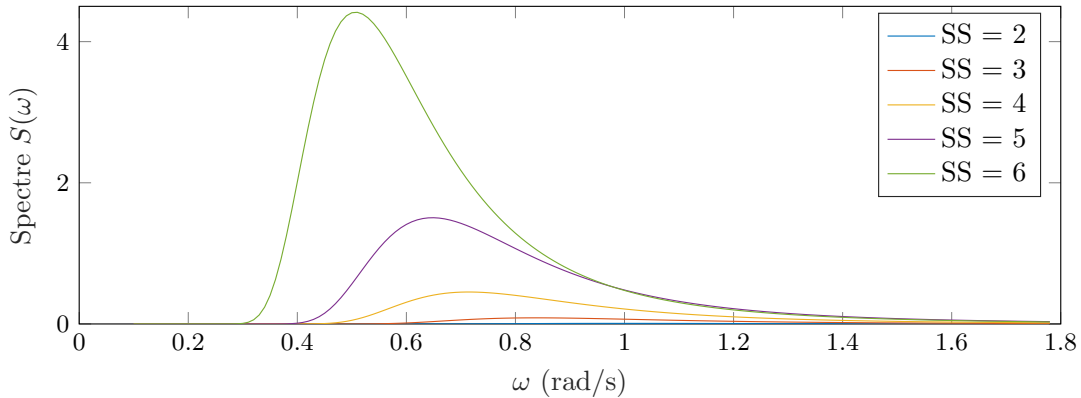


FIGURE 4.4 – Spectre de houle, en fonction des états de mer (sea state (SS))

Solution envisageable pour un suivi plus réaliste Grâce à ces courbes il est possible de cibler les gammes de fréquences à éliminer dans la dynamique verticale du suivi. Un filtrage de ces fréquences permettrait d'obtenir une trajectoire à suivre qui aurait l'avantage d'être peu agitée pour l'hélicoptère et ses passagers. En effet, le pilote privilégiera un suivi moyen du navire plutôt qu'un maintien à tout instant du stationnaire relatif, contrairement au pilote automatique basé sur l'IBVS qui tend vers un suivi précis. Dans ce cas la dynamique basse fréquence est conservée. En parallèle l'appareil doit pouvoir disposer d'une marge de manœuvre en cas de danger : la dynamique haute fréquence doit donc être conservée aussi.

Ceci équivaut alors à filtrer les oscillations du navire et à ne conserver que les variations à hautes et basses fréquences. La réponse naturelle à apporter se résume donc à l'emploi d'un filtre coupe-bande. La fréquence centrale serait alors choisie proche de la fréquence modale ω_m , avec une bande couvrant les fréquences à fort spectre $S(\omega)$. Dans le cadre des états de mer considérés on peut centrer le filtre au niveau des fréquences des états de mer 4 et 6.

4.1.3 Objectifs du chapitre

A l'issue de cet état des lieux on se retrouve donc dans une situation où on souhaite à la fois augmenter le domaine de stabilité, en limitant le windup, et réduire la présence d'oscillations dans les consignes générées par l'IBVS pour le suivi du navire, en particulier sur l'axe vertical. Les objectifs de ce chapitre sont donc de :

- 1) Modifier les consignes envoyées par l'IBVS pour obtenir des accélérations moins agressives i.e. avec une inclinaison peu importante, donc plus réalistes,
- 2) Traiter les consignes de l'IBVS pour filtrer les oscillations régulières provenant de la houle tout en conservant au maximum l'agilité pour les autres dynamiques,
- 3) Protéger le système en boucle fermée d'un éventuel windup, en particulier dans le cadre de larges variations de vitesse. Comme présenté à l'issue des résultats du chapitre 3 l'objectif est de pouvoir procéder à une variation de vitesse longitudinale u de +8 m/s.

Au vu du domaine de stabilité déjà correct du système commandé par un TRC basé

4.2. Un premier compromis intuitif pour augmentation de stabilité

RC (cf. Tableau 4.1) la stabilisation envisagée dans ce chapitre aura pour but d'améliorer principalement l'architecture TRC basée AC.

4.2 Un premier compromis intuitif pour augmentation de stabilité

Les objectifs tels qu'énoncés précédemment ne permettent pas de se contenter d'une compensation anti-windup classique. En effet, un retour anti-windup ajouté directement dans les lois de commande n'a a priori pas pour objectif de rendre les consignes réalistes, ni de filtrer les dynamiques de houle. Cette section présente une première démarche adoptée pour atteindre ces objectifs, ceci de façon intuitive.

4.2.1 Architecture adoptée

Une alternative possible à un simple anti-windup repose sur la pré-compensation des consignes. On se place alors dans une perspective de limitations des consignes d'entrée. Le raisonnement de base consiste à filtrer les consignes haut-niveau, en l'occurrence les consignes image s^* , pour un déplacement plus progressif. Pour autant, même si des variations progressives dans l'image stabilisent généralement l'asservissement⁴ la dynamique induite n'en est pas plus naturelle pour autant : il s'agit toujours d'une loi IBVS basée sur une convergence des fonctions image s et non de la position.

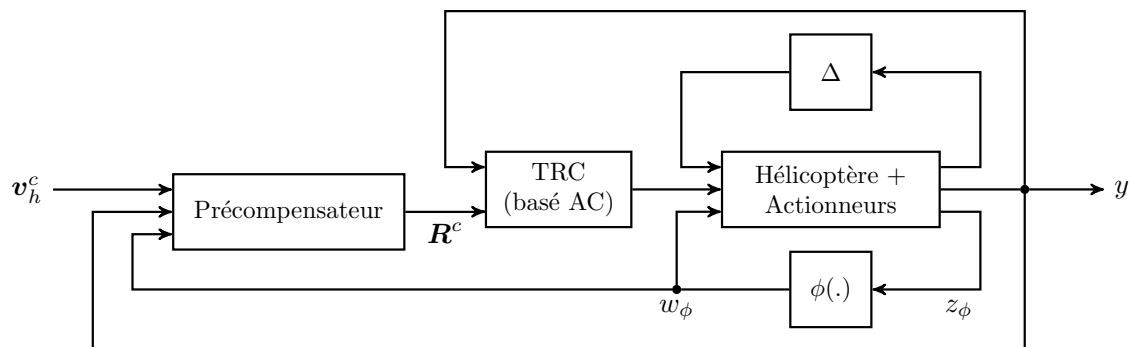


FIGURE 4.5 – Architecture avec pré-compensation (cas général)

Plutôt que de repasser par une loi de type PBVS, une possibilité est de passer par un filtrage des consignes en vitesse v_h^c générées par l'IBVS avant leur envoi vers les entrées du correcteur TRC, comme présenté dans la Figure 4.5. Dans le cas présent les consignes brutes

4. Comme souligné dans la littérature, section 1.4, dans le paragraphe dédié, page 45

Chapitre 4. Augmentation du domaine de stabilité et maintien des performances du système par ajout d'un filtre anti-windup

v_h^c et compensées \mathbf{R}^c envoyées par le correcteur IBVS se décomposent en 4 consignes :

$$\begin{cases} \mathbf{v}_h^c &= [w^{c0} \ v^{c0} \ u^{c0} \ r^{c0}]^T \\ \mathbf{R}^c &= [w^c \ v^c \ u^c \ r^c]^T \end{cases} \quad (4.2)$$

$$\mathbf{w}_\phi = [w_{\phi1} \ w_{\phi2} \ \dots \ w_{\phi8}]^T \quad (4.3)$$

Cette stratégie permet d'obtenir une trajectoire de référence plus réaliste où la consigne en vitesse évolue progressivement. Un mauvais choix de filtre pouvant augmenter les temps de convergence, et donc impacter les performances, la bande passante doit être choisie de sorte à inclure celle du système initial (le système hélicoptère commandé par la loi TRC, en boucle fermée). Selon le degré de liberté adopté les objectifs ne sont pas les mêmes :

- sur les axes verticaux et latéraux un filtrage coupe-bande est requis pour éliminer les dynamiques dues à la houle, de même que pour la commande en lacet,
- sur l'axe longitudinal il s'agit surtout de pouvoir limiter l'inclinaison de l'appareil lorsque de fortes variations de vitesse sont requises. Cette situation se produit plus souvent que sur les côtés.

Aucune contrainte n'est imposée sur la dynamique de lacet. Celle-ci étant stable pour des consignes assez larges (9 deg/s), aucune pré-compensation n'est ajoutée.

En ce qui concerne l'axe vertical, l'objectif est toujours d'atterrir en moins de 5 sec, i.e. de parcourir 5 m dans ce laps de temps limité. Compte tenu de la marge de stabilité disponible sur l'axe vertical, actuellement de 1,3 m/s, l'ajout d'une limitation des consignes ne semble pas nécessaire. Dès lors on se contente seulement d'un filtrage de type coupe-bande sur la consigne verticale w^{c0} , choisi de sorte à filtrer les oscillations dues à la houle.

Sur l'axe horizontal les contraintes limitantes concernent les angles d'assiette (ϕ, θ) . D'un point de vue dynamique ces angles sont équivalents aux accélérations (\dot{u}, \dot{v}) . En effet, une fois simplifié, le modèle linéaire d'hélicoptère (1.2) permet d'obtenir la relation dynamique ci-dessous :

$$\begin{cases} \dot{u} &= X_\theta \theta + X_{\delta lon} \delta_{lon} \\ \dot{v} &= Y_\phi \phi + Y_{\delta lat} \delta_{lat} \end{cases} \quad (4.4)$$

Compte tenu des écarts en ordre de grandeur entre les différents termes, un lien direct peut être obtenu entre les accélérations et les angles d'assiette après simplification. On en déduit alors qu'une limitation d'inclinaison équivaut à une limitation d'accélération, grâce aux relations ci-dessous :

$$\begin{cases} \dot{u} &\approx X_\theta \theta \\ \dot{v} &\approx Y_\phi \phi \end{cases} \quad (4.5)$$

Le moyen choisi ici pour limiter l'accélération \dot{u} (respectivement \dot{v}) est l'emploi d'un filtre passe-bas du premier ordre sur la consigne u^{c0} (respectivement v^{c0}). La particularité de ce filtre est qu'il est construit de sorte que l'intégration puisse être limitée dynamiquement en présence d'un événement ϵ , comme présenté dans la Figure 4.6. Dans le cas contraire le filtrage s'exécute de façon classique, avec une fréquence de coupure f_c . Cette fréquence est choisie grande de sorte à conserver le fonctionnement nominal du système (i.e. sans saturation ni

4.2. Un premier compromis intuitif pour augmentation de stabilité

limitation d'inclinaison).

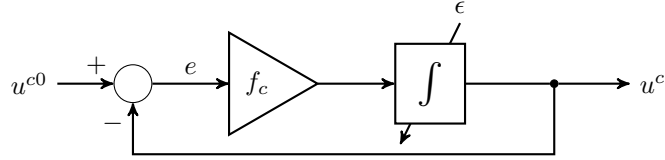


FIGURE 4.6 – Pré-compensateur - Filtre avec retour anti-windup (exemple pour l'axe longitudinal)

Dans le cas d'étude actuel l'intégrateur et ϵ sont choisis pour être fonction de l'activité des actionneurs \mathbf{w}_ϕ ou de l'accélération. Afin de prévenir tout dépassement menant vers une inclinaison trop importante l'accélération est limitée en amont directement dans le filtre. Pour cela on s'impose une accélération maximale $L_{\dot{u}}$ (respectivement $L_{\dot{v}}$), forcée par un bloc de saturation, avant intégration pour obtention de la vitesse de consigne. Ce processus de filtrage est construit comme présenté dans la Figure 4.7. Le choix de $L_{\dot{u}}$ (respectivement $L_{\dot{v}}$) dépend alors de l'inclinaison maximale θ_{max} (respectivement ϕ_{max}) que l'on souhaite autoriser.

$$L_{\dot{u}} = X_\theta \theta_{max} \quad (4.6)$$

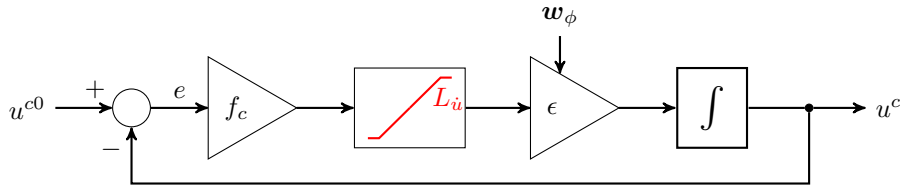


FIGURE 4.7 – Filtre « de Krikelis » avec accélération de consigne bridée (noté Filtre 1)

En outre on a pu remarquer que limiter l'accélération permet aussi de limiter les risques de saturation en vitesse. Toutefois, les saturations en position peuvent encore se produire, empêchant toute accélération supplémentaire. Pour prévenir l'apparition de tels phénomènes un intégrateur de Krikelis est donc utilisé dans ce filtre de sorte à se bloquer lorsque l'activité \mathbf{w}_ϕ est non-nulle. L'événement ϵ , représenté par un gain, prend les valeurs suivantes en fonction de l'activité \mathbf{w}_ϕ :

$$\epsilon(\mathbf{w}_\phi) = \begin{cases} 1 & \text{si } \|\mathbf{w}_\phi\|_2 > 0 \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (4.7)$$

Le filtre présenté ici a fait l'objet d'une présentation à l'IFAC World Congress 2017 [17].

4.2.2 Résultats

Le système commandé en vitesse et muni du pré-compensateur présenté en Figure 4.7 dispose d'une marge plus importante en termes d'utilisation. Les scénarios suivants sont employés pour évaluer l'efficacité du filtre :

- (a) système avec commande TRC, pré-filtré, soumis à un échelon de vitesse u^{c0} d'amplitude élevée (i.e. supérieure à la marge ρ_{max} initiale),
- (b) système avec commande IBVS, pré-filtré, soumis à une consigne de position en échelon, pour évaluation de l'activité en saturation,
- (c) système avec commande IBVS, pré-filtré, automatisé pour un suivi de navire,
- (d) même architecture de commande que précédemment, mais pour un recalage en position sur x (axe longitudinal).

4.2.2.1 Test (a) - Consignes en vitesse d'amplitude élevée

Ce cas concerne surtout la commande en vitesse longitudinale u . La Figure 4.8 montre la réponse du système pour 6 valeurs de vitesse de consigne, avec u^c la consigne initiale, u_{filt}^c la consigne pré-filtrée et u la réponse en vitesse. Le choix d'une fréquence de coupure f_c du filtre assez élevée par rapport à la fréquence propre du système permet de conserver les performances en termes de suivi une fois l'erreur e suffisamment faible.

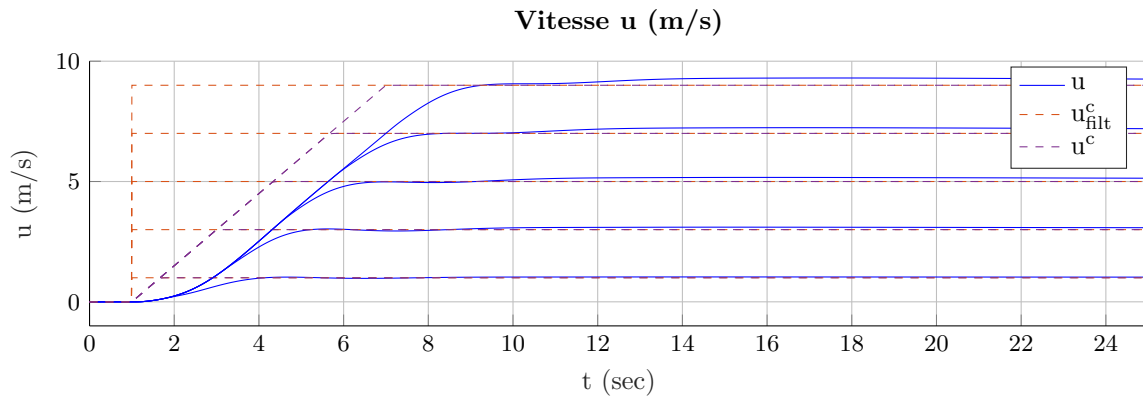


FIGURE 4.8 – Système avec Filtre 1 - Réponse à un échelon de vitesse u^c

4.2.2.2 Test (b) - Réponse à un échelon de position (échelon dans l'image)

La réponse du système avec IBVS est affichée dans la Figure 4.9, pour un déplacement de 5 m. Le dépassement est faible grâce à une augmentation des gains des lois TRC, avec des performances proches de la situation évoquée au chapitre précédent (Figure 3.19 p. 122). Pourtant on peut noter l'absence d'activité saturante, avec des variations plus lisses de la position des actionneurs.

4.2. Un premier compromis intuitif pour augmentation de stabilité

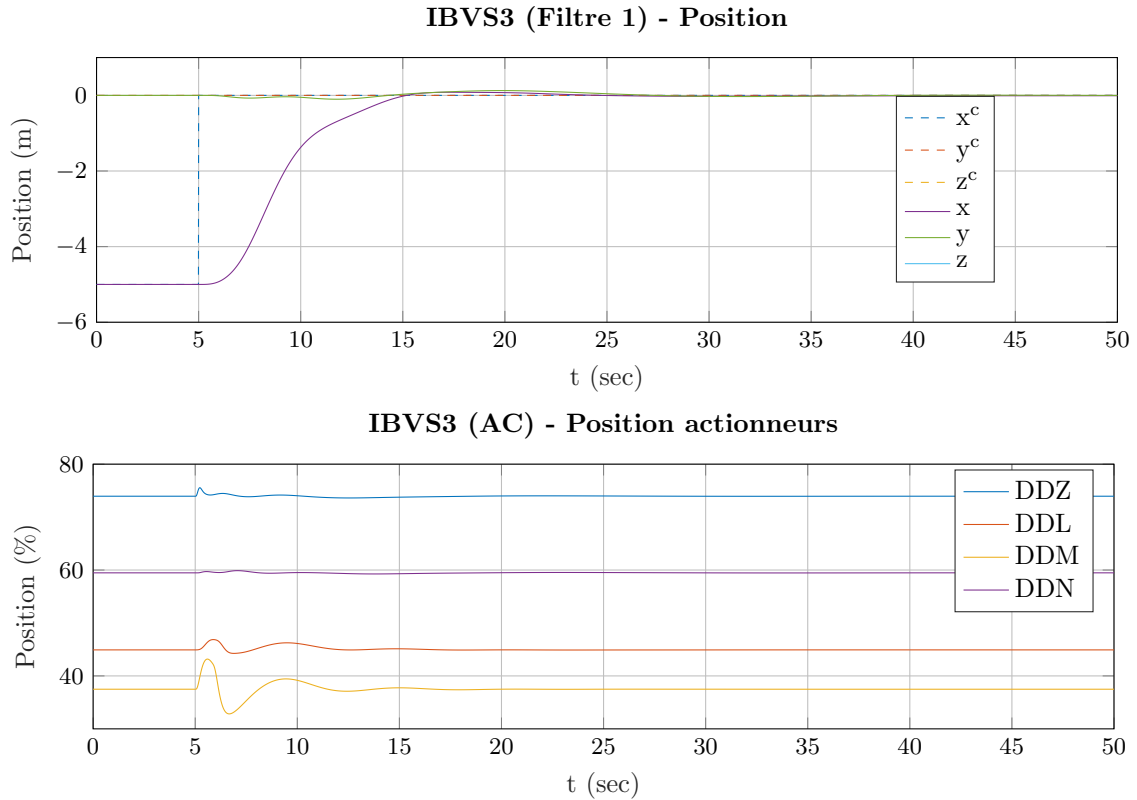


FIGURE 4.9 – Système avec Filtre 1 - Déplacement de 5m, cible statique

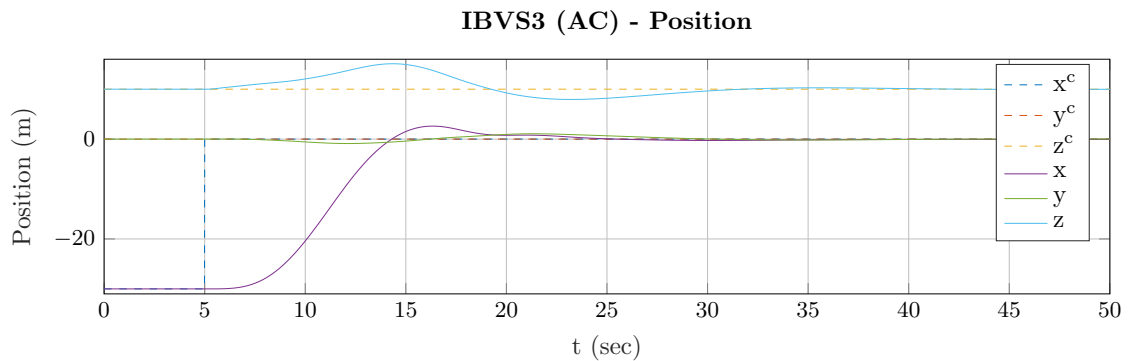


FIGURE 4.10 – Système avec Filtre 1 - Déplacement de 30m, cible statique - Position

Par contre, pour une amplitude large i.e. un déplacement de 30 m on note malgré tout un dépassement assez conséquent de 2,5 m, soit 8,33 % visible en Figure 4.10. Les raisons sont simples : l'emploi d'une limitation d'accélération sous forme de saturation entraîne une perte d'agilité de l'appareil. Une illustration est visible dans la Figure 4.12 dans le cadre d'un déplacement sur 30 m par rapport à une cible statique : l'agilité, illustrée par les angles d'assiette (ϕ, θ), est limitée en amplitude comme prévu lorsque l'accélération de consigne est saturée (Figure 4.13). Ainsi la décroissance sur l'erreur en position ne s'accompagne pas d'une décélération adaptée.

Chapitre 4. Augmentation du domaine de stabilité et maintien des performances du système par ajout d'un filtre anti-windup

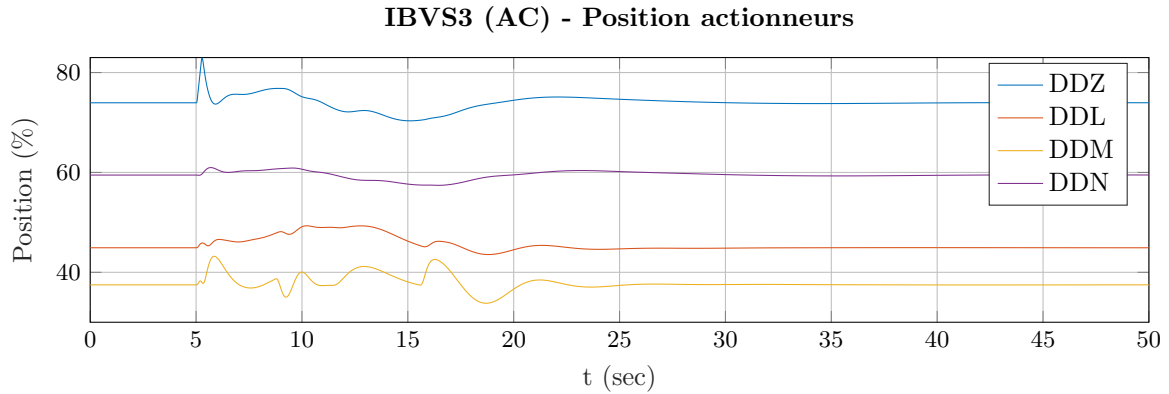


FIGURE 4.11 – Système avec Filtre 1 - Déplacement de 30m, cible statique - Actionneurs

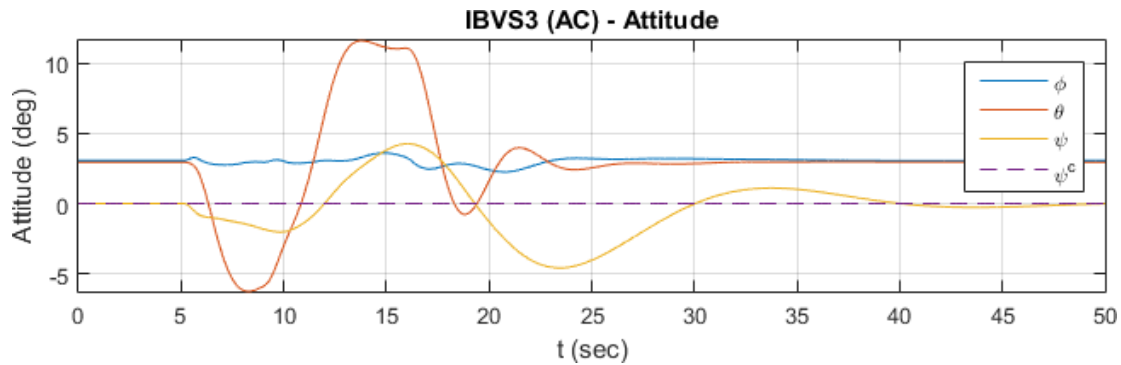


FIGURE 4.12 – Système avec Filtre 1 - Attitude lors d'un changement de position de 30m

En parallèle on note que l'activité reste faible, bien qu'à un niveau critique sur la vitesse des actionneurs (de position DDZ), comme visible dans la Figure 4.11. Il est possible de réduire ce dépassement en augmentant la bande passante du filtre et la saturation $L\dot{u}$. Procéder ainsi entre toutefois en contradiction avec les objectifs pour suivi de navire - le filtrage et la protection aux saturations.

4.2.2.3 Test (c) - Suivi du navire

La configuration choisie permet de filtrer la gamme de fréquence relative aux oscillations verticales de la houle. Ce filtrage vient en complément du filtre actif ajouté sur les degrés de liberté horizontaux et représenté en Figure 4.7.

Bien que le système soit capable de filtrer les oscillations verticales le filtrage n'est donc pas aussi efficace qu'il ne devrait l'être : les oscillations demeurent sources d'instabilités. Sur la Figure 4.14 on constate un maintien du suivi avec un filtrage des oscillations, mais l'apparition de fortes vagues tend toujours à déstabiliser le système. En effet, à partir d'un certain niveau de dégradations on note l'apparition d'oscillations proches d'un comportement caractérisant des PIO. Autrement dit, si un pilote suit exactement ces consignes et les envoie aux manches

4.2. Un premier compromis intuitif pour augmentation de stabilité

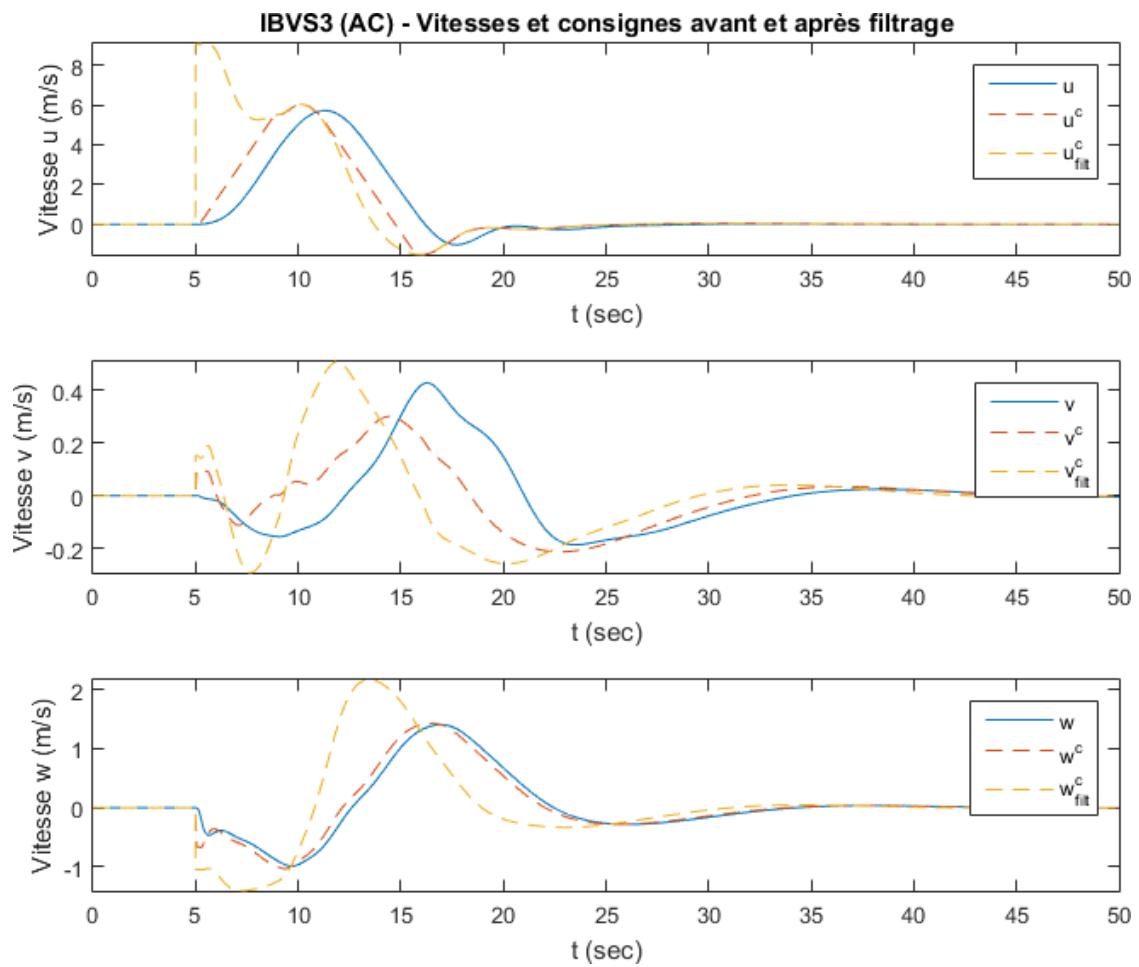


FIGURE 4.13 – Système avec Filtre 1 - Vitesse lors d'un changement de position de 30m

Chapitre 4. Augmentation du domaine de stabilité et maintien des performances du système par ajout d'un filtre anti-windup

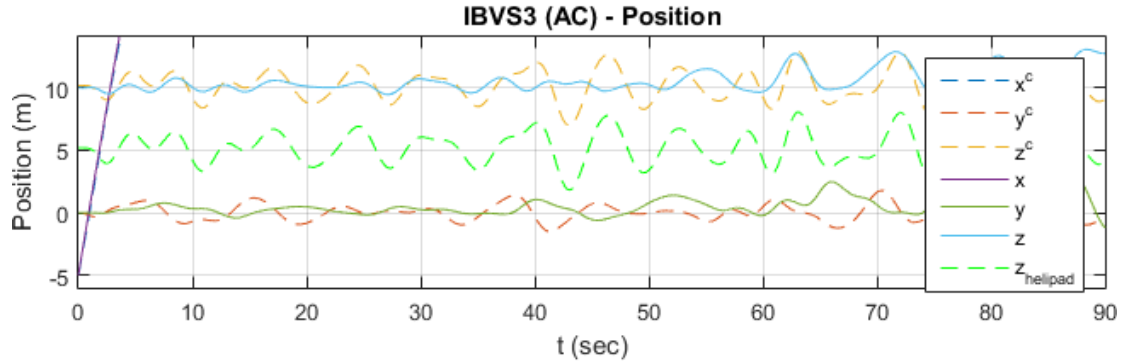


FIGURE 4.14 – Système avec Filtre 1 - Comportement pour une tâche de suivi de navire

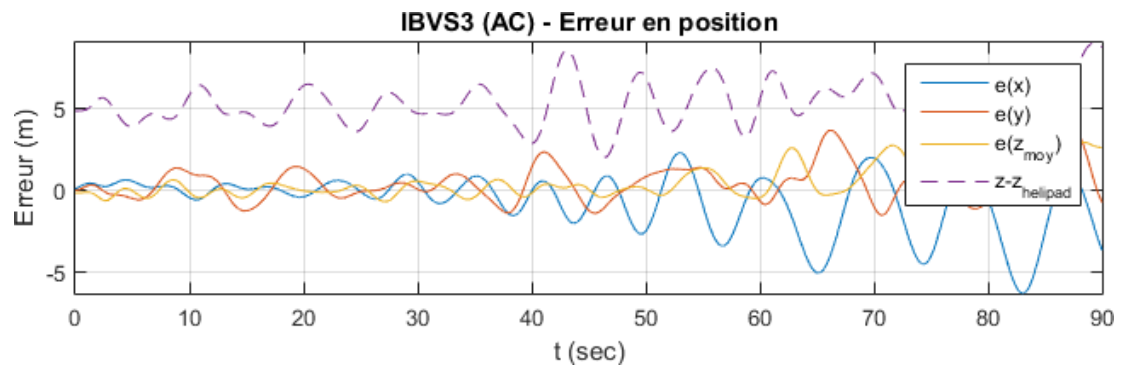


FIGURE 4.15 – Système avec Filtre 1 - Erreur en positionnement pendant le suivi de navire

alors des PIO apparaissent. Dès lors l'IBVS, à force de voir le système limiter sa vitesse, génère des consignes de plus en plus importantes que l'on peut distinguer sur les courbes de vitesse de la Figure 4.16.

D'une certaine façon on peut dire que le Filtre 1 a supprimé le risque de windup mais au détriment de la stabilité globale du système nominal. Le seul moyen d'influer sur la stabilité de ce système est de modifier les caractéristiques fréquentielles des filtres, à savoir la bande passante. Toutefois, réduire la bande passante du Filtre 1 permet de stabiliser lors du suivi, mais au détriment de la qualité du positionnement, testé dans le cas (d).

4.2.2.4 Test (d) - Recalage en position lors du suivi

Sur la Figure 4.17 on remarque que les déplacements sont toujours accompagnés de dépassements, bien que dans ce scénario ils sont principalement dus aux mouvements du navire. On peut aussi noter que ce déplacement d'amplitude élevée sur x entraîne aussi un fort accroissement d'altitude (de l'ordre de 10 m), ce qui est peu appréciable si l'on prend en compte que l'IBVS envoie en retour des consignes pour redescendre.

4.2. Un premier compromis intuitif pour augmentation de stabilité

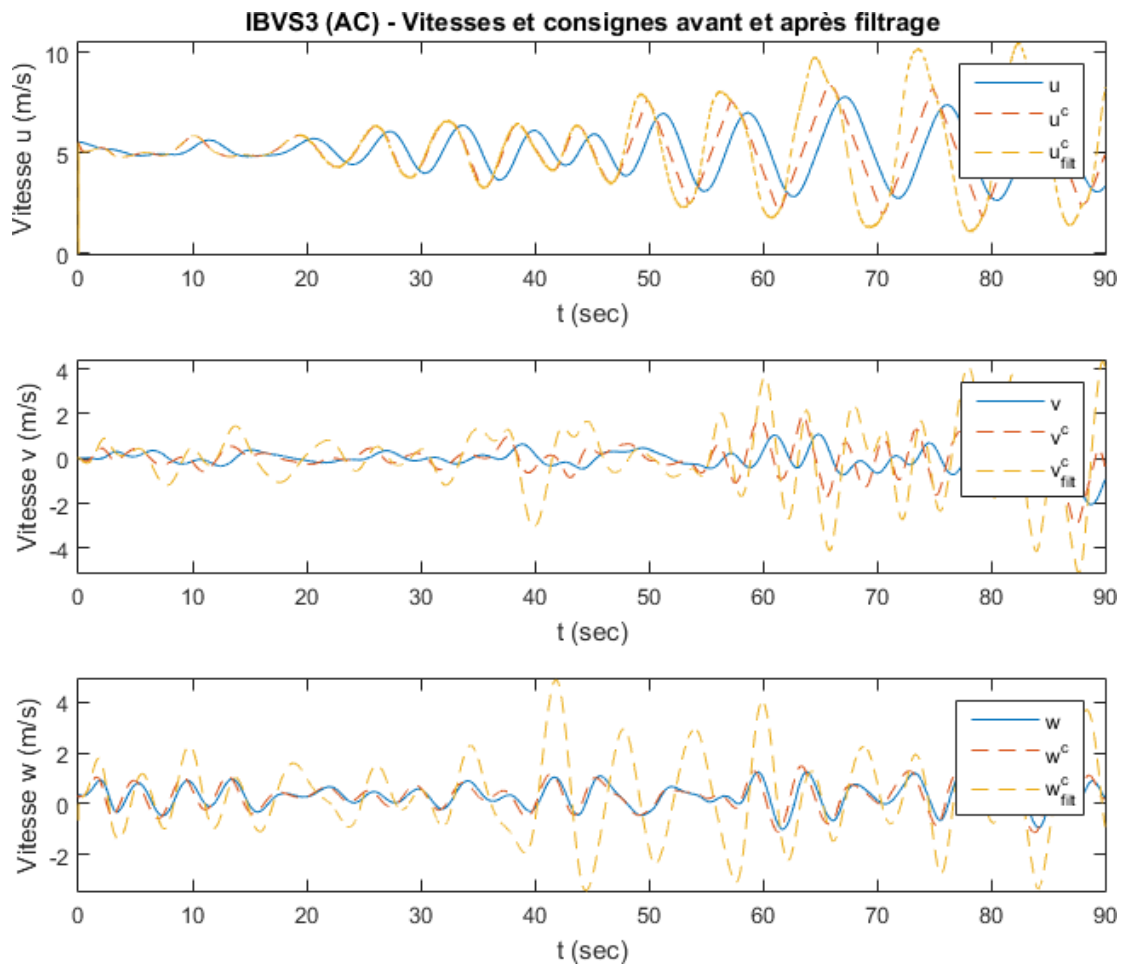


FIGURE 4.16 – Système avec Filtre 1 - Vitesse lors d'une tâche de suivi de navire

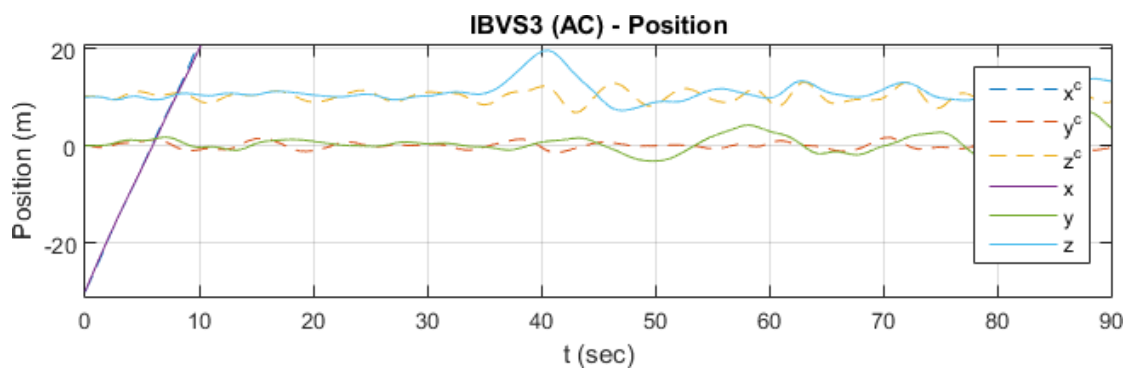


FIGURE 4.17 – Système avec Filtre 1 - Comportement pour un recalage en position lors d'un suivi de navire

Chapitre 4. Augmentation du domaine de stabilité et maintien des performances du système par ajout d'un filtre anti-windup

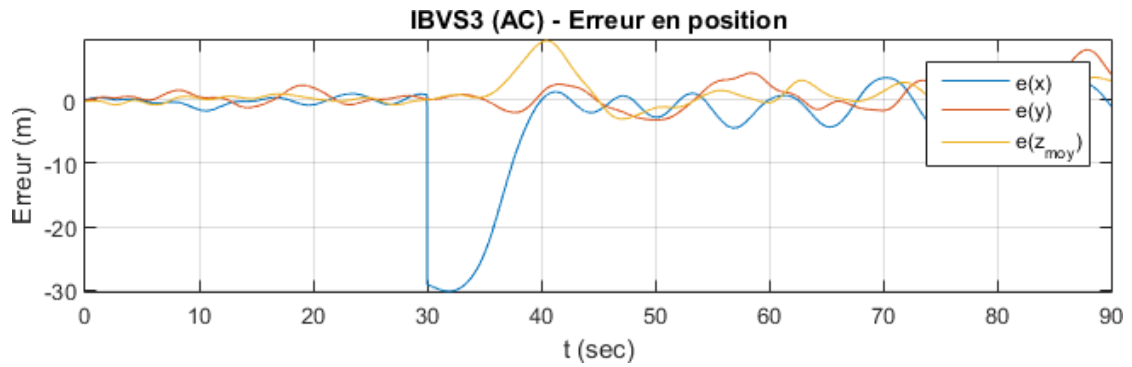


FIGURE 4.18 – Système avec Filtre 1 - Erreur en positionnement pendant le suivi de navire

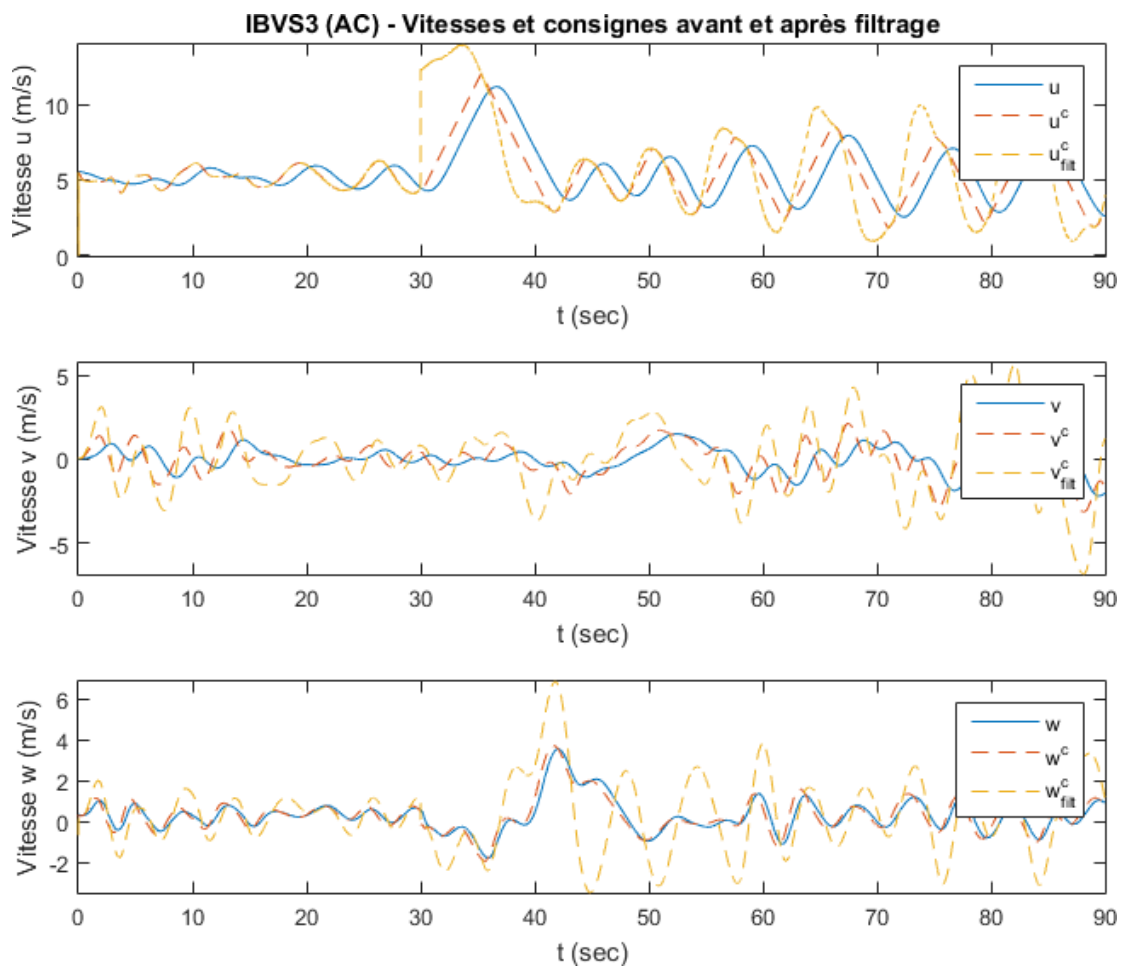


FIGURE 4.19 – Système avec Filtre 1 - Vitesse lors d'un changement de position avec suivi de navire

4.2.2.5 Bilan - Filtre 1

Ce filtre actif est aisément utilisable pour des consignes en vitesse rapides ou d'amplitudes élevées, ou pour de l'IBVS employé avec une cible statique. Dans ces situations il est possible

4.3. Une autre approche basée DLAW alliant stabilisation et performance

d'éviter une dégradation des performances si :

- la fréquence de coupure f_c est augmentée,
- la limite d'accélération de consigne est augmentée.

Cependant, dans le cadre d'un suivi d'une cible mobile ce pré-compensateur atteint rapidement ses limites. En effet, le filtrage de la dynamique de houle introduit une contrainte sur la bande passante qui ne va pas de pair avec le besoin de précision d'un recalage en position. Dans le cas d'un suivi de navire on souhaite réduire la bande passante, alors que dans le cas d'un repositionnement (suivi de cible statique) on souhaite plutôt la conserver. Lorsque la structure est figée un compromis est donc nécessaire.

Le deuxième point notable est qu'avec la dynamique de houle les consignes IBVS tendent à rentrer en conflit avec les limitations des consignes sur le long terme. Ce conflit entre consignes d'entrées et filtrées constitue à lui seul un facteur de déstabilisation que l'on peut remarquer sur les courbes de vitesse (Figures 4.16 et 4.19). Or ce facteur n'est pas présent en l'absence du Filtre 1, comme on a pu le constater au chapitre précédent (exemple dans la Figure 3.24, page 124). Il serait donc tentant de laisser un certain degré de liberté dans ces limitations, de sorte à conserver l'agilité nominale du système lorsque les erreurs sur les consignes de vitesse diminuent. Or, pour ce type de pré-compensateur il serait utile de prendre en compte les caractéristiques du système lors de la synthèse. Ce procédé fait l'objet de la section suivante.

4.3 Une autre approche basée DLAW alliant stabilisation et performance

Dans la section précédente les solutions apportées et basées sur des considérations intuitives ont vite trouvé leurs limites. Une des raisons possibles est que lors de la synthèse seuls les objectifs ont été pris en compte, et non la connaissance du système. Or, grâce à la modélisation de systèmes saturés sous forme LFR, la connaissance du système est exploitable pour moduler les limitations d'accélération et ainsi améliorer les performances sans menacer la stabilité. Cette approche de synthèse pour des systèmes saturés a d'ores et déjà été traitée dans la littérature, au travers des techniques de synthèse de type DLAW ou MRAW présentées dans la sous-section 1.5.3.2 de l'état de l'art. En particulier, modéliser le système permet d'employer les Théorèmes 1.1 et 1.2 (p. 58-58) pour caractériser le domaine de stabilité et la performance de ce système saturé avant, pendant et après la synthèse.

En parallèle la modélisation du système saturé permet d'employer d'autres outils modernes de synthèse pour la génération de compensateurs anti-windup. Dans ce cas-là les techniques basées sur la résolution de LMI conviennent, tout comme celles basées sur la résolution d'un problème \mathcal{H}_∞ par optimisation non-lisse. Dans cette section le choix d'orienter la synthèse d'un pré-compensateur sous la forme d'un filtre avec anti-windup est conservé. Plusieurs structures de pré-compensation ont été mises en place en utilisant ces techniques modernes. Dans cette section ces structures ont été calculées uniquement pour influencer les mouvements sur l'axe longitudinal, c'est-à-dire pour agir sur les consignes u^c , et se présentent sous la forme :

- (A) d'un retour anti-windup linéaire directement sur la consigne,

Chapitre 4. Augmentation du domaine de stabilité et maintien des performances du système par ajout d'un filtre anti-windup

- (B) d'un filtre actif, dérivé du Filtre 1 mais avec un retour linéaire,
- (C) d'un filtre à fréquence variable $f_e(e)$, dont la valeur varie en fonction de l'erreur en vitesse de consigne $e = u_f^c - u^c$, de sorte à garantir la stabilité sur un domaine prédéfini grâce à la connaissance du système.

Les sous-sections suivantes abordent le processus de synthèse et les résultats obtenus avec ces pré-compensateurs.

4.3.1 Mise en forme LFR pour la synthèse anti-windup

Avant de pouvoir procéder à la synthèse anti-windup il faut tout d'abord mettre en forme le système de sorte à considérer les effets de saturations comme des perturbations. Cette mise en forme, présentée dans la Figure 4.20 et sous forme standard dans la Figure 4.21, est un dérivé de la représentation (1.45) décrite dans l'état de l'art.

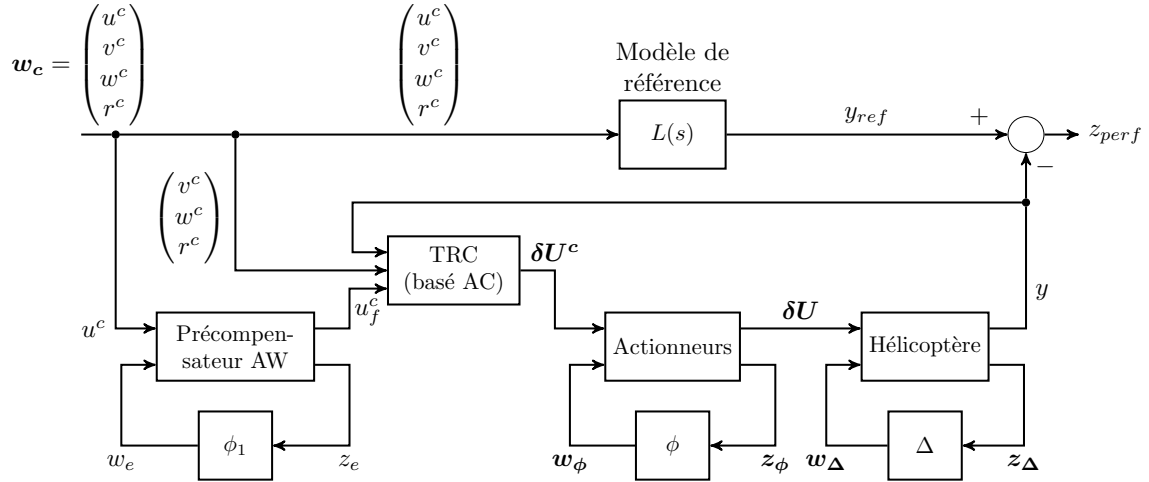


FIGURE 4.20 – Mise en forme du système avec saturations en fonctions zones mortes, avant définition d'une forme standard

La première étape consiste à représenter les saturations sous forme de fonctions zones mortes $\phi(\cdot)$. Ensuite, dans le cadre d'une synthèse robuste on considère aussi l'existence d'incertitudes et de dynamiques non modélisées : une perturbation Δ est donc prise en compte par le modèle d'hélicoptère, ce qui permet l'introduction de (w_Δ, z_Δ) comme entrées/sorties exogènes. Enfin, et selon la structure choisie, le pré-compensateur peut être muni ou non d'une saturation en accélération. Cette saturation est symbolisée aussi via une fonction zone morte $\phi_1(\cdot)$. Les consignes d'entrée du système sont regroupées dans le vecteur $(u^c \ v^c \ w^c \ r^c)^T$. Toutefois, dans le cadre de cette section seule la consigne sur l'axe longitudinal est prise en compte, c'est-à-dire que les autres consignes (v^c, w^c, r^c) sont fixées à 0. Ce choix se justifie par le fait que les mouvements de grande amplitude concernent principalement ce degré de liberté, les autres étant normalement limités par le contexte opérationnel. On définit alors la consigne d'entrée $w_c = u^c$. La représentation ainsi obtenue est résumée ci-dessous, appropriée

4.3. Une autre approche basée DLAW alliant stabilisation et performance

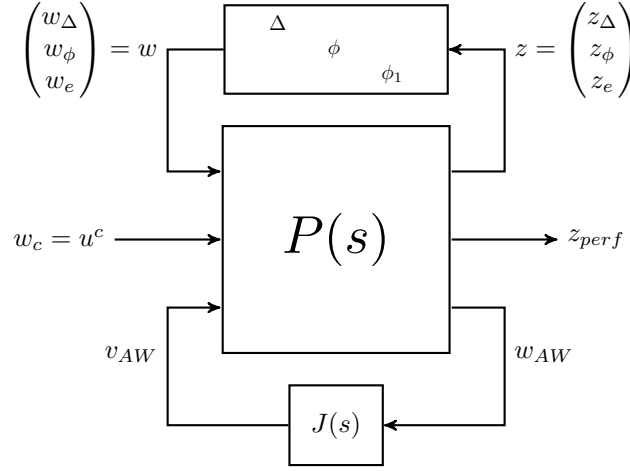


FIGURE 4.21 – Modèle LFR pour synthèse anti-windup

pour une synthèse anti-windup via des techniques \mathcal{H}_∞ robustes structurées :

$$\begin{cases} \dot{x} &= Ax + B_1 w_c + B_2 \phi(z_\phi) + B_3 w_\Delta + B_4 \phi(z_e) \\ y &= C_1 x + D_{11} w_c + D_{13} w_\Delta \\ z_\phi &= C_2 x + D_{21} w_c + D_{22} \phi(z_\phi) + D_{23} w_\Delta + D_{24} \phi(z_e) \\ z_e &= C_3 x + D_{31} w_c + D_{32} \phi(z_\phi) + D_{33} w_\Delta + D_{34} \phi(z_e) \\ z_{perf} &= C_4 x + D_{41} w_c + D_{42} \phi(z_\phi) + D_{43} w_\Delta + D_{44} \phi(z_e) \\ z_\Delta &= C_5 x + D_{51} w_c + D_{52} \phi(z_\phi) + D_{53} w_\Delta + D_{54} \phi(z_e) \end{cases} \quad (4.8)$$

Afin d'utiliser les Théorèmes 1.1 et 1.2 cette représentation doit être simplifiée. Les incertitudes sont tout d'abord supposées négligeables, donc $w_\Delta = 0$. Les sorties des fonctions zones mortes w_ϕ et w_{ϕ_1} sont regroupées dans un même vecteur $w'_\phi = (w_\phi^T \ w_{\phi_1}^T)^T$. De la même manière les entrées (z_ϕ, z_e) sont regroupées sous z'_ϕ . Enfin, les entrées $w_c = u^c$ sont supposées de classe $\mathcal{W}(\epsilon, \rho)$, ce qui nous permet de poser l'expression suivante :

$$\dot{w}_c = -\epsilon w_c \quad (4.9)$$

Il est ainsi possible de travailler sur l'état étendu ξ . Cet état étendu et les hypothèses précédentes mènent alors vers la représentation (4.10), variante de l'expression (1.48).

$$\xi = \begin{bmatrix} x \\ w_c \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{n_a}, \quad \begin{cases} \dot{\xi} &= \mathcal{A}\xi + \mathcal{B}_2 w'_\phi \\ y &= \mathcal{C}_1 \xi \\ z'_\phi &= \mathcal{C}_2 \xi + \mathcal{D}_2 w'_\phi \\ w'_\phi &= \phi(z'_\phi) \end{cases} \quad (4.10)$$

Chapitre 4. Augmentation du domaine de stabilité et maintien des performances du système par ajout d'un filtre anti-windup

$$\begin{aligned}
 \mathcal{A} &= \begin{bmatrix} A & B_1 \\ 0 & -\epsilon \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{n_a \times n_a} & \mathcal{B}_2 &= \begin{bmatrix} B_2 & B_4 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{n_a \times m} \\
 \mathcal{C}_1 &= \begin{bmatrix} C_1 & D_{11} \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{m \times n_a} \\
 \mathcal{C}_2 &= \begin{bmatrix} C_2 & D_{21} \\ C_3 & D_{31} \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{p \times n_a} & \mathcal{D}_2 &= \begin{bmatrix} D_{22} & D_{24} \\ D_{32} & D_{34} \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{p \times p}
 \end{aligned} \tag{4.11}$$

4.3.2 Application des outils d'analyse et de synthèse

4.3.2.1 Cas des structures (A) et (B)

La structure (A) repose sur un simple retour anti-windup v directement sur la consigne u^c , tel que présenté dans l'équation (4.12).

$$u_f^c = u^c + v \tag{4.12}$$

Ce retour, représenté par v , est fourni par un compensateur anti-windup qui traite l'information d'activité \mathbf{w}_ϕ et que l'on peut représenter sous forme complexe par $J(s)$, tel qu'employé dans l'équation (4.13).

$$v = J(s)\mathbf{w}_\phi \tag{4.13}$$

La structure (B) représente une variante du Filtre 1 mais avec un retour linéaire v en lieu et place d'une saturation sur \dot{u}^c , comme représenté dans la Figure 4.22. Le retour v est calculé de la même façon, sous la forme 4.13.

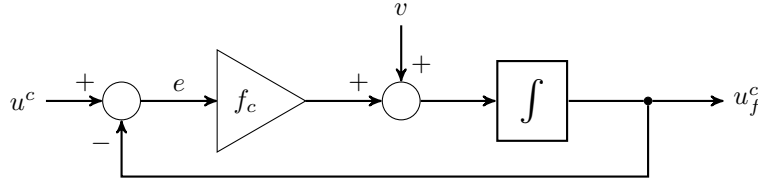


FIGURE 4.22 – Filtre actif avec retour anti-windup linéaire - Structure (B)

Dans la mesure où, dans la structure (A), le retour est directement envoyé dans la consigne, le choix est fait de passer par un compensateur $J(s)$ dynamique et non statique afin d'éviter tout phénomène de boucle algébrique. A contrario, pour la structure (B) des structures statiques ont aussi été employées.

Dans les deux cas la synthèse du compensateur anti-windup $J(s)$ est effectuée par le biais d'une synthèse \mathcal{H}_∞ structurée, et en se basant sur une partie de la représentation (4.8). Le problème associé est résolu à l'aide des méthodes d'optimisation non-lisse exposées par Biannic et Apkarian [176]. Grâce à la forme standard du problème (Figure 4.21), et sous couvert de bien choisir les fonctions de pondération W_{perf} pour la performance z_{perf} et W_ϕ pour la robustesse face aux saturations z_ϕ , le problème \mathcal{H}_∞ à résoudre peut être défini autour de la matrice de transfert $\mathcal{H}(J, s)$, avec $c_1 < c_2$. Le problème \mathcal{H}_∞ à résoudre est donc énoncé

4.3. Une autre approche basée DLAW alliant stabilisation et performance

par (4.15), avec $\hat{J}(s)$ sa solution.

$$\mathcal{H}(J, s) = \begin{bmatrix} \frac{1}{c_1} T_{w \rightarrow z_{perf}}(P_{perf}(s), J) & 0 \\ 0 & \frac{1}{c_2} T_{w_\phi \rightarrow z_\phi}(P_{aw}(s), J) \end{bmatrix} \quad (4.14)$$

$$\hat{J}(s) = \min_J \max_{\omega \in [0, \infty]} \bar{\sigma}(\mathcal{H}(J, j\omega)) \quad (4.15)$$

soumis à stabilité nominale

Lors de la synthèse la priorité est donnée à la stabilité plutôt qu'à la performance grâce à un choix adapté des fonctions de pondération. Toutefois les différentes synthèses ont mené à des résultats peu concluants, avec des marges de stabilité variant peu avec l'ordre du compensateur $J(s)$: pour une structure statique le compensateur n'était pas adapté, et le choix d'une structure dynamique passe par une prise en compte du système complet pour une synthèse d'ordre plein - ce qui peut être assez laborieux en calcul pour des améliorations limitées.

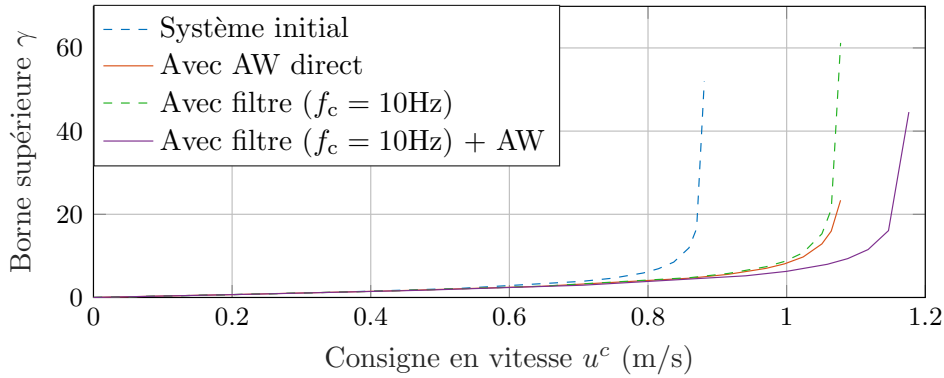


FIGURE 4.23 – Structures (A) et (B) - Courbes de performances

La Figure 4.23 montre le niveau de stabilité et de performances pour les deux meilleurs pré-compensateurs (A) (noté « AW direct ») et (B) (« Filtre $f_c = 10\text{ Hz}$ + AW ») obtenus après synthèse. Pour rappel, γ représente un nombre bornant l'énergie en performance, tel que présenté dans l'état de l'art avec le Théorème 1.2, page 58, et ρ_{max} représente le domaine de stabilité. En parallèle les courbes du système sans pré-compensateur et celles du système pré-filtré par un filtre passe-bas classique sont aussi affichées à titre de comparaison. La fréquence de coupure f_c de ce dernier est choisie pour obtenir un domaine de stabilité de valeur équivalente à celle de la structure (A). Les résultats montrent que :

- un retour anti-windup direct augmente le domaine de stabilité de 28 %, mais un simple filtre de fréquence de coupure à 10 Hz produit ce même résultat. Toutefois avec un filtre la performance est plus réduite : le maximum d'énergie γ du système filtré est trois fois supérieur à celui du système avec anti-windup, i.e. la structure (A).
- Combiner filtrage et anti-windup (structure (B)), par le biais d'un retour sur le terme dérivé avant intégration, fournit aussi une bonne extension. Cependant il semble nécessaire de limiter la fréquence de coupure du filtre : si tel est le cas, le filtre serait assimilé à l'approximation (4.17), et le retour anti-windup risquerait d'être ignoré dans le calcul de la dérivée \dot{u}_f^c .

Chapitre 4. Augmentation du domaine de stabilité et maintien des performances du système par ajout d'un filtre anti-windup

- d'un autre côté il est possible d'étendre la stabilité du système grâce à des filtres, même avec une bande passante plutôt faible. La seule contrainte est de devoir choisir la fréquence de coupure f_c plus grande que celle du système nominal, aussi assimilable à un système passe-bas du premier ordre.

$$\dot{u}_f^c = f_c(u^c - u_f^c) + v \quad (4.16)$$

$$\approx f_c(u^c - u_f^c) \quad (4.17)$$

L'augmentation du domaine de stabilité par le biais des anti-windup envisagés n'est donc a priori pas assez significative pour les applications souhaitées. Il est possible d'élargir encore davantage en employant un filtre passe-bas de bande passante plus faible. Cependant, avec ce choix les performances diminuent davantage, quel que soit l'amplitude de la vitesse d'entrée u^c . Dans l'idéal, une faible variation de la consigne d'entrée devrait être suivie d'une réponse aussi rapide que celle du système, alors que pour une variation élevée la réponse devrait être plus lente. Ce comportement est impossible à avoir avec un filtre à fréquence fixe. La structure (C), présentée ci-dessous, est un moyen d'atteindre cet objectif.

4.3.2.2 Structure (C) - Un filtre actif construit grâce à la caractérisation du système

Comme précisé précédemment, l'ajout d'un filtre en pré-compensateur augmente le domaine de stabilité. Considérons le système initial pré-compensé par un filtre passif, de fréquence de coupure f_c . Grâce au Théorème 1.1 un lien entre marge de stabilité ρ_{max} et fréquence f_c a été trouvé : ce lien est représenté par la fonction g de l'équation (4.18), et tracé dans la Figure 4.24.

$$\rho = g(f_c) \quad (4.18)$$

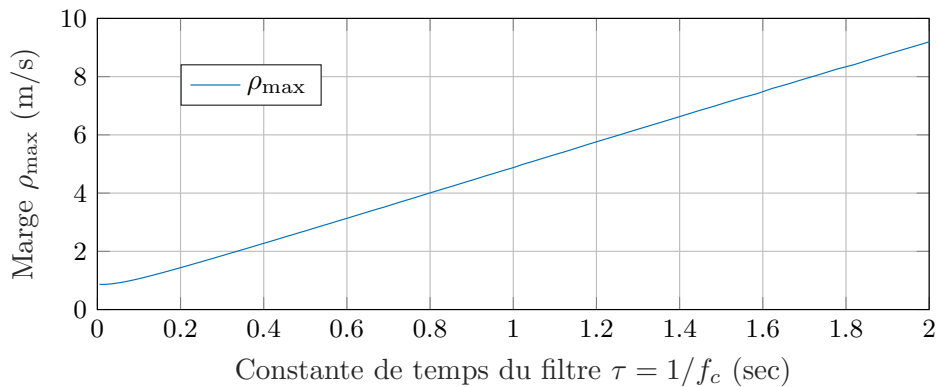


FIGURE 4.24 – Marge de stabilité du système initial pré-filtré, en fonction de la fréquence du filtre

4.3. Une autre approche basée DLAW alliant stabilisation et performance

Ce comportement est intéressant car il est désormais possible de générer un filtre à partir de la marge de stabilité désirée. La structure choisie est un filtre de fréquence variable $f_e(e)$, fonction de l'erreur en consigne de vitesse e . Le but est d'obtenir un filtre qui s'adapte en fonction de la situation, selon les objectifs suivants :

- agir comme un filtre rapide (fréquence de coupure $f_e = f_{0c}$) lorsque l'erreur e entre vitesse de consigne u^c et vitesse filtrée de consigne u_f^c est faible,
- agir comme un filtre lent ($f_e < f_{0c}$) lorsque l'erreur est grande.

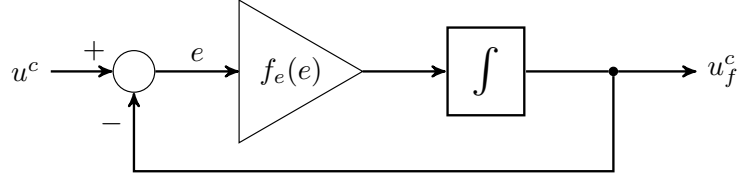


FIGURE 4.25 – Filtre actif avec retour anti-windup

Le choix se porte sur le pré-compensateur modélisé dans la Figure 4.25. Mis sous équation cela revient à écrire la relation (4.20). Les objectifs sont traduits par la relation (4.21), qui dépend d'un objectif de stabilité ρ_{obj} que l'on souhaite atteindre avec ce filtre et caractérisé par la fréquence de coupure f_{min} .

$$e = u^c - u_f^c \quad (4.19)$$

$$\dot{u}^c = f_e(e)e \quad (4.20)$$

$$e = \rho_{obj} \Rightarrow f_e(\rho_{obj}) = f_{min} \quad (4.21)$$

La définition de $f_e(\cdot)$ est ouverte, mais dans le cadre de cette thèse elle est définie par la relation (4.22). L'idée générale est de reprendre en partie la structure du Filtre 1 : la saturation de l'erreur L_e sert de seuil limite en-dessous duquel le pré-compensateur fonctionne comme un filtre standard de fréquence f_{0c} . Une fois cette limite dépassée la fréquence équivalente f_e commence à décroître. Le gain k_f est alors défini pour moduler cette baisse de fréquence de sorte à obtenir la fréquence $f_e(e) = f_{min}$ associée à la marge de stabilité ρ_{obj} souhaitée.

$$\dot{w}_f = f_{0c} \text{sat}_{L_e}(e) + k_f \phi_{L_e}(e) \quad (4.22)$$

$$\text{sat}_{L_e}(e) = \begin{cases} e & \text{if } |e| < L_e \\ \text{sign}(e)L_e & \text{otherwise} \end{cases} \quad (4.23)$$

$$\phi_{L_e}(e) = L_e \phi(e/L_e) \quad (4.24)$$

D'un point de vue physique cette limite sur l'erreur est directement liée à une limitation sur l'accélération filtrée de consigne \dot{u}_f^c à ne pas dépasser. On peut le constater facilement dans la Figure 4.25. A partir de certaines simplifications du modèle, déjà employées pour le Filtre 1, on peut y retrouver une limite sur l'angle de tangage θ^c .

$$L_e = \frac{1}{f_{0c}} L_{\dot{u}^c} \approx \frac{X_\theta}{f_{0c}} L_{\theta^c} \quad (4.25)$$

Chapitre 4. Augmentation du domaine de stabilité et maintien des performances du système par ajout d'un filtre anti-windup

Enfin, combiner les relations (4.20) et (4.22) avec l'erreur initiale $e = \rho_{max}$ permet d'en déduire la valeur du gain k_f :

$$k_f = \frac{f_{min}\rho_{obj} - f_{0c}L_e}{\rho_{obj} - L_e} \quad (4.26)$$

Cette définition de $f_e(\cdot)$ permet finalement d'obtenir le profil présenté dans la Figure 4.26, calculé avec les données numériques du Tableau 4.3.

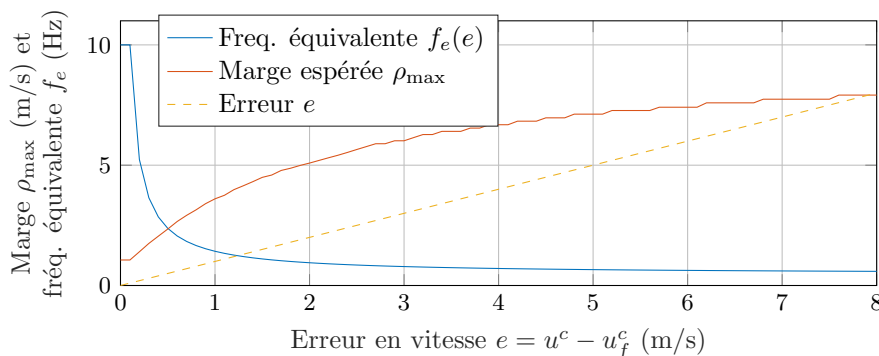


FIGURE 4.26 – Fréquence de coupure et marge de stabilité estimée, en fonction de l'erreur en vitesse e

ρ_0	f_{0c}	ρ_{obj}	f_{min}	$L_{\dot{u}^c}$
1,078 m/s	10 Hz	8 m/s	0,57 Hz	1 m/s ²

TABLE 4.3 – Valeurs numériques pour cet exemple

La stabilité et la performance de ce filtre est évaluée en comparaison avec le système initial et le système filtré - avec un filtre soit de fréquence f_{0c} « élevé », soit de fréquence f_{min} plus faible. L'évaluation fait appel aux Théorèmes 1.1 et 1.2, ainsi qu'à des tracés temporels.

Une stabilité a priori plus grande que prévue La Figure 4.27 montre les marges de stabilité ρ_{max} et les niveaux de performance γ pour deux filtres standards, pour le filtre actif avec deux valeurs différentes de seuil L_e , et pour le système initial. On peut noter que la combinaison de f_{0c}, ρ_{obj} (respectivement f_{min}) et L_e fournit plus de stabilité que prévu. En effet, dans les deux cas de filtrage actif la marge estimée ρ_{max} est supérieure à l'objectif de départ ρ_{obj} . La contribution du seuil L_e est aussi significative :

- Une valeur plus élevée de L_e permet au système pré-filtré de répondre rapidement pour des consignes u^c d'amplitude plus élevée. Ainsi la marge et la performance augmentent.
- Toutefois une valeur trop élevée revient à ramener le filtre actif au comportement du filtre classique, de fréquence $f_e = f_{0c}$ vu que le seuil L_e n'est pas dépassé. Dans ce cas précis la marge de stabilité chute.

Du point de vue des performances, les résultats sont meilleurs avec ce filtre actif qu'avec des filtres standards : pour chaque valeur de consigne $u^c \in [0, \rho_{obj}]$ l'énergie γ est plus élevée dans

4.3. Une autre approche basée DLAW alliant stabilisation et performance

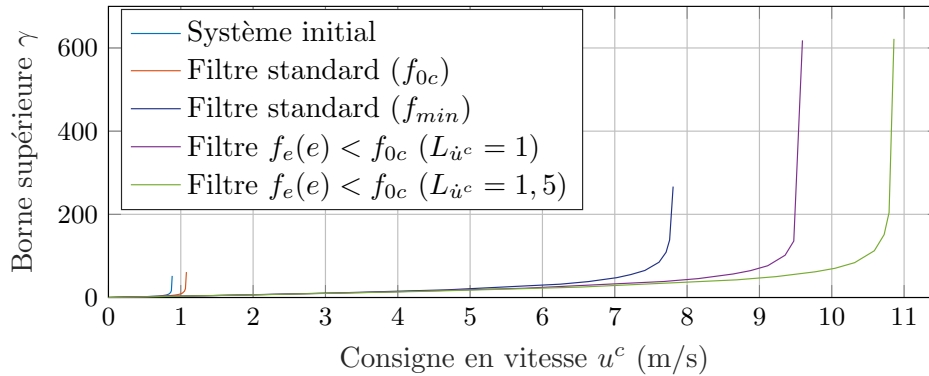


FIGURE 4.27 – Niveaux de stabilité et de performance pour le système avec filtres actif ou classiques, et pour le système initial non-précompensé

le cas des systèmes pré-compensés par le filtrage classique.

Comportement dynamique Les déductions issues de la Figure 4.27 sont vérifiées dans le domaine temporel. Dans la Figure 4.28 on remarque que pour l'amplitude maximale autorisée ρ_{max} la consigne d'entrée u^c engendre un début d'activité saturante w_ϕ mais comme prévu sans risque d'instabilité. Le comportement du système saturé pré-filtré rejoint d'ailleurs celui du système nominal (sans saturation) au bout de 5 secondes. Comme prévu, on remarque

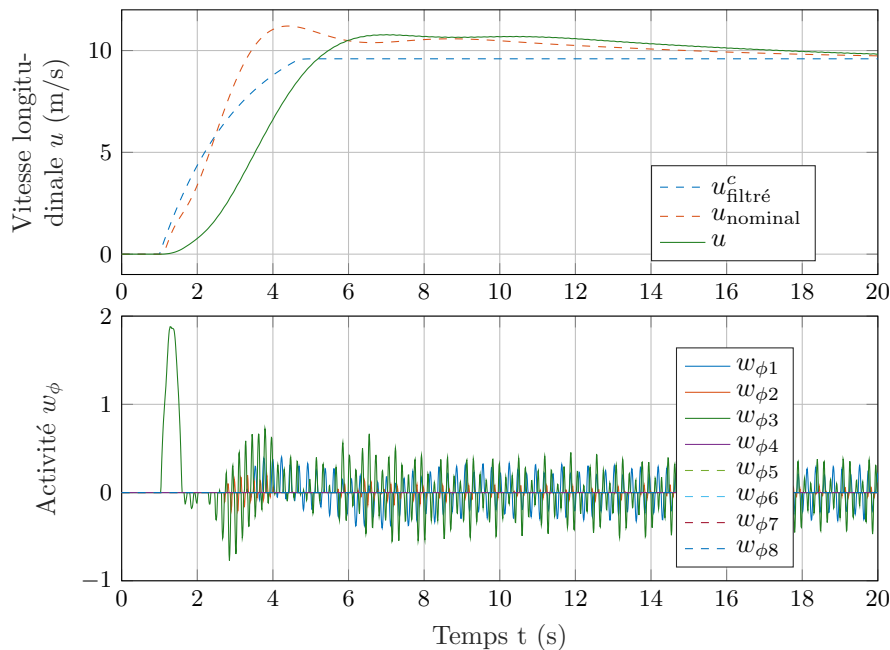


FIGURE 4.28 – Système avec filtre actif, avec les données du Tableau 4.3 et la consigne $u^c = \rho_{max}$

aussi via la Figure 4.29 que pour n'importe quelle entrée $u^c \in [0, \rho_{obj}]$ la réponse temporelle est un intermédiaire entre les filtres classiques rapide (f_{0c}) et lent (f_{min}). Compte tenu du

Chapitre 4. Augmentation du domaine de stabilité et maintien des performances du système par ajout d'un filtre anti-windup

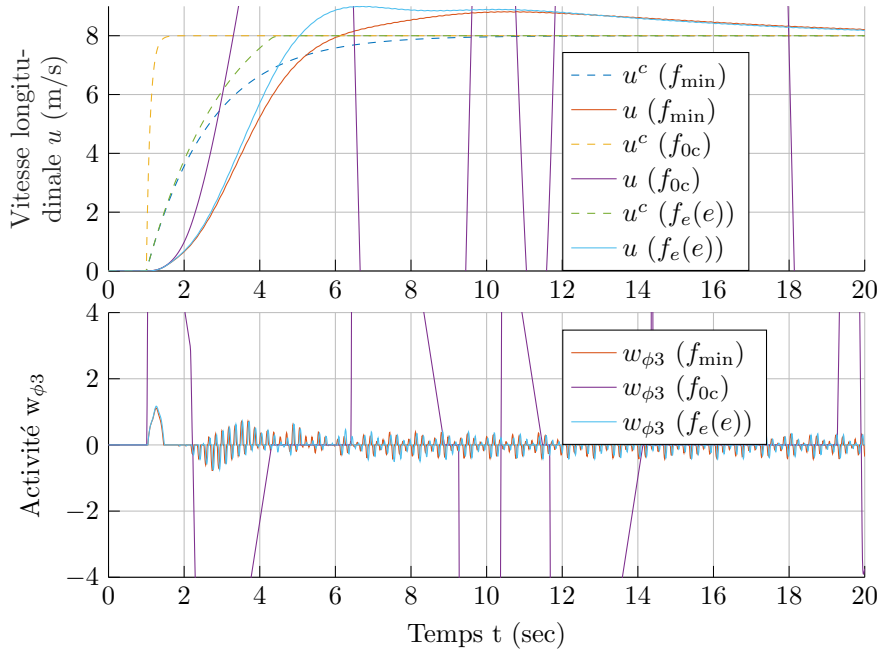


FIGURE 4.29 – Système avec filtre actif, avec les données du Tableau 4.3 et la consigne $u^c = \rho_{max}$

comportement visible entre les deux Figures 4.28 et 4.29 la réponse du système avec filtre actif tend plus aisément vers celle du système nominal. Ces conclusions confirment les observations de la Figure 4.27 sur γ .

Contraintes sur f_{0c} et L_e , en pratique La Figure 4.30 donne un meilleur aperçu des marges de stabilité possibles en fonction du jeu de paramètres (f_{0c}, L_e) . Comme écrit précédemment il semble pratique de maximiser la valeur de L_e . Cependant, comme montré dans la relation 4.25, les consignes en tangage θ^c et en vitesse u^c , ainsi que l'erreur, e sont liées. Un seuil L_e élevé signifie une inclinaison θ tout aussi grande, ce qui n'est pas désirable. Dès lors, afin de conserver une dynamique hélicoptère plus réaliste ce seuil est maintenu sous une valeur maximale. Le choix a été fait de choisir L_e tel que son équivalent sur θ^c (L_{θ^c}) soit maintenu assez faible, par exemple en-dessous de 6 degrés.

De plus, on peut augmenter f_{0c} car une bande passante élevée permet de conserver le comportement initial du système. La Figure 4.30 montre aussi que les marges de stabilité augmentent, à f_{min} constante. Un comportement asymptotique est aussi visible, mais ce n'est pas si surprenant : le comportement du système reste le même pour des hautes fréquences f_{0c} , comme on pouvait le deviner grâce à la Figure 4.18.

Utilisation avec l'IBVS Le comportement en vitesse dans le cadre d'un changement de consigne en échelon est validé, il reste donc à étudier le comportement dans un cadre plus dynamique comme par exemple avec l'IBVS. La Figure 4.31 montre le comportement pour

4.4. Bilan

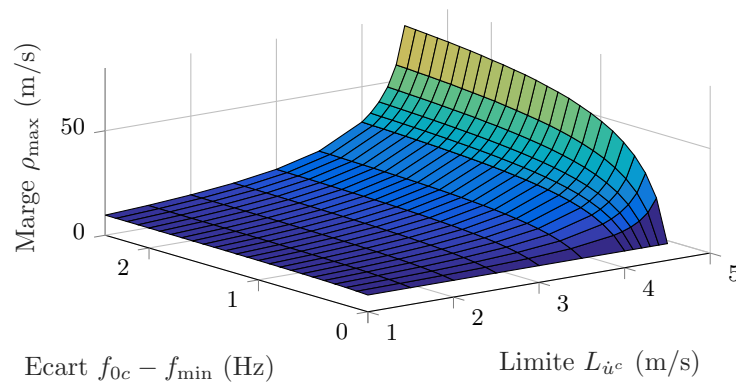


FIGURE 4.30 – Marge de stabilité théorique, en fonction de l'écart en fréquence $f_{0c} - f_{\min}$ et L_e (exemple pour $f_{\min} = 0,57$ Hz)

un recalage en position de 5 m, et la Figure 4.32 pour un déplacement de 30 m.

On constate que le filtre actif (Filtre 2, noté « F2 ») est plus rapide et plus précis, comme espéré. Cette amélioration se paye cependant sur des manœuvres de plus grande amplitude, pour lesquelles on peut observer l'apparition d'oscillations voire d'instabilités.

Dans un cas de forte mer avec recalage en position, ce comportement est retrouvé dans la Figure 4.33. Les courbes, tracées sur 150 secondes, témoignent d'une meilleure stabilité vis-à-vis des oscillations de mer. Pour autant, on relève des dynamiques verticales de l'ordre de 2 m : il serait donc plus judicieux de procéder différemment.

4.4 Bilan

Dans ce chapitre différentes stratégies ont été testées afin de pallier la principale faiblesse de la commande IBVS pour l'appontage, à savoir l'élimination du phénomène de windup mais surtout des dynamiques de houle. Ce dernier critère étant indépendant de l'image et de l'appareil, l'option adoptée a été de filtrer les consignes générées par l'IBVS pour éliminer en partie cette dynamique. Pour cela, deux pré-compensateurs ont été privilégiés, appelés Filtre 1 et Filtre 2.

Le Filtre 1 permet de réduire ces problèmes de windup et de houle de manière intuitive et efficace. Cependant l'absence de retour sur l'état du système, en particulier sur le conflit entre consignes d'origine et filtrée, peut mener vers des dynamiques à suivre peu viables dans le temps. En effet, au-delà d'une minute de simulation le système tend à créer des instabilités.

Le Filtre 2 apporte des améliorations notables en termes de performance, globalement meilleures que le Filtre 1, mais aussi sur la stabilité - avec une marge de stabilité plus élevée que les prévisions initiales. Néanmoins des améliorations restent nécessaires dans le cadre de forts déplacements.

Chapitre 4. Augmentation du domaine de stabilité et maintien des performances du système par ajout d'un filtre anti-windup

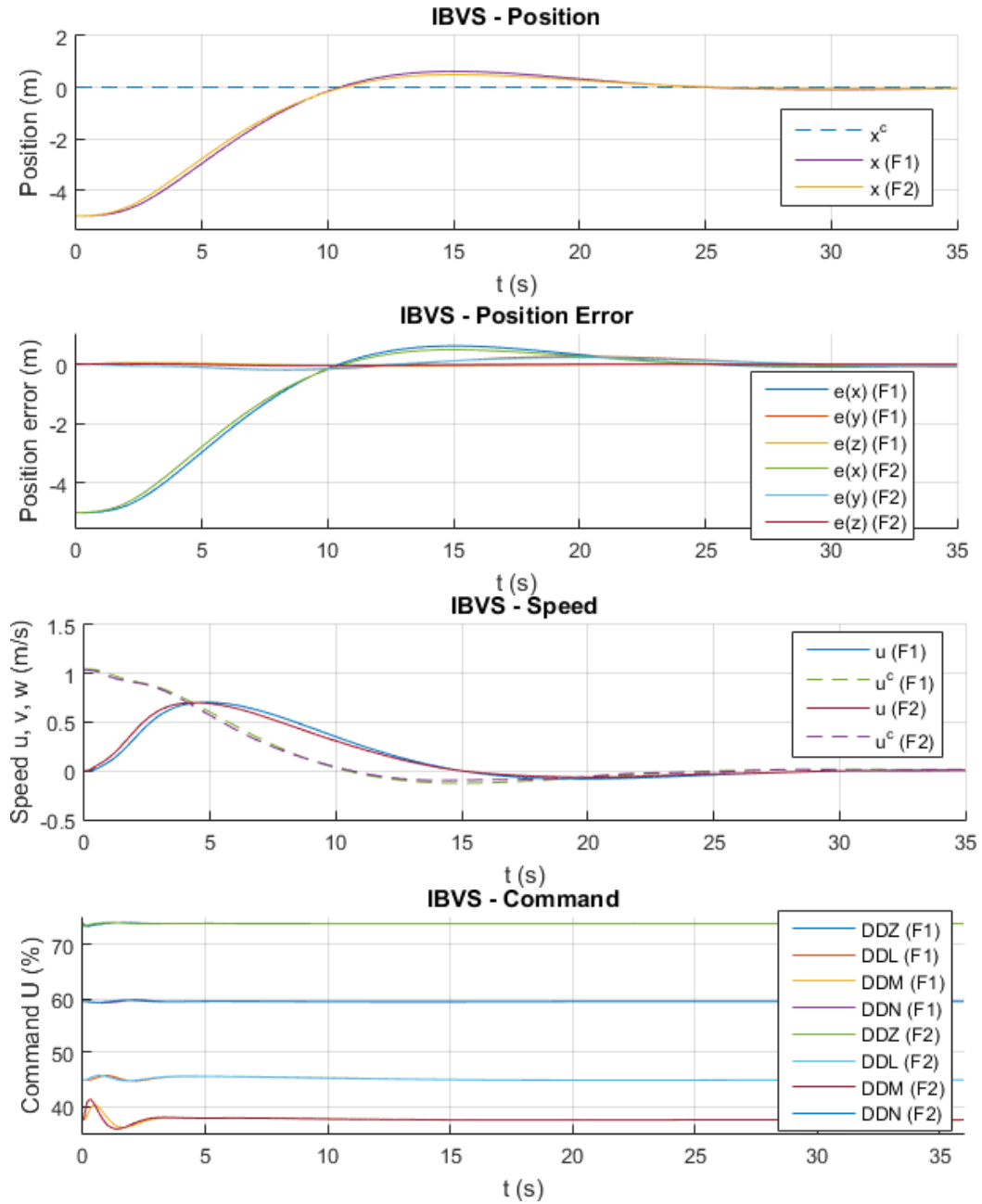


FIGURE 4.31 – Comportement des Filtres 1 et 2 pour un déplacement de 5 m

4.4. Bilan

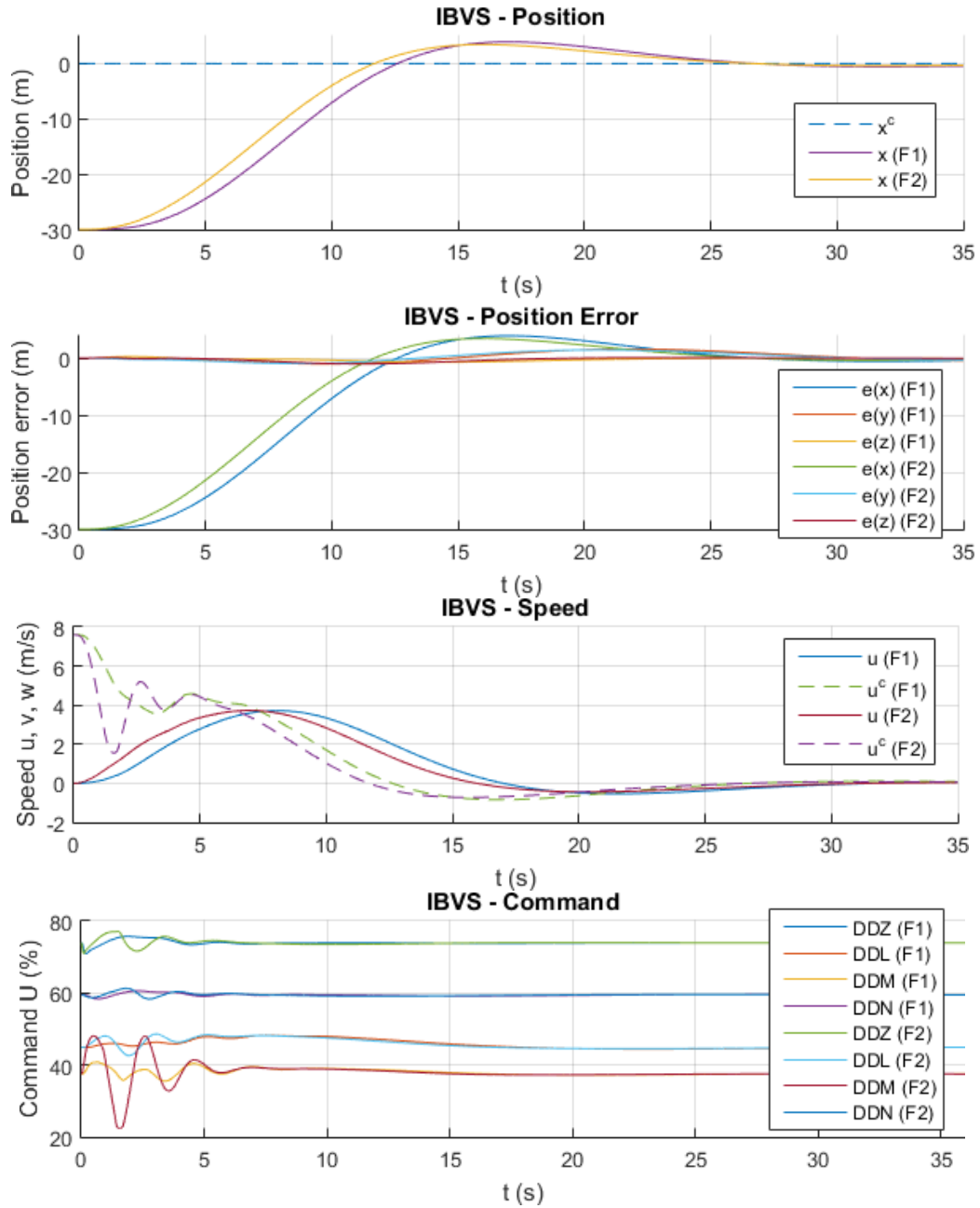


FIGURE 4.32 – Comportement des Filtres 1 et 2 pour un déplacement de 30 m

Chapitre 4. Augmentation du domaine de stabilité et maintien des performances du système par ajout d'un filtre anti-windup

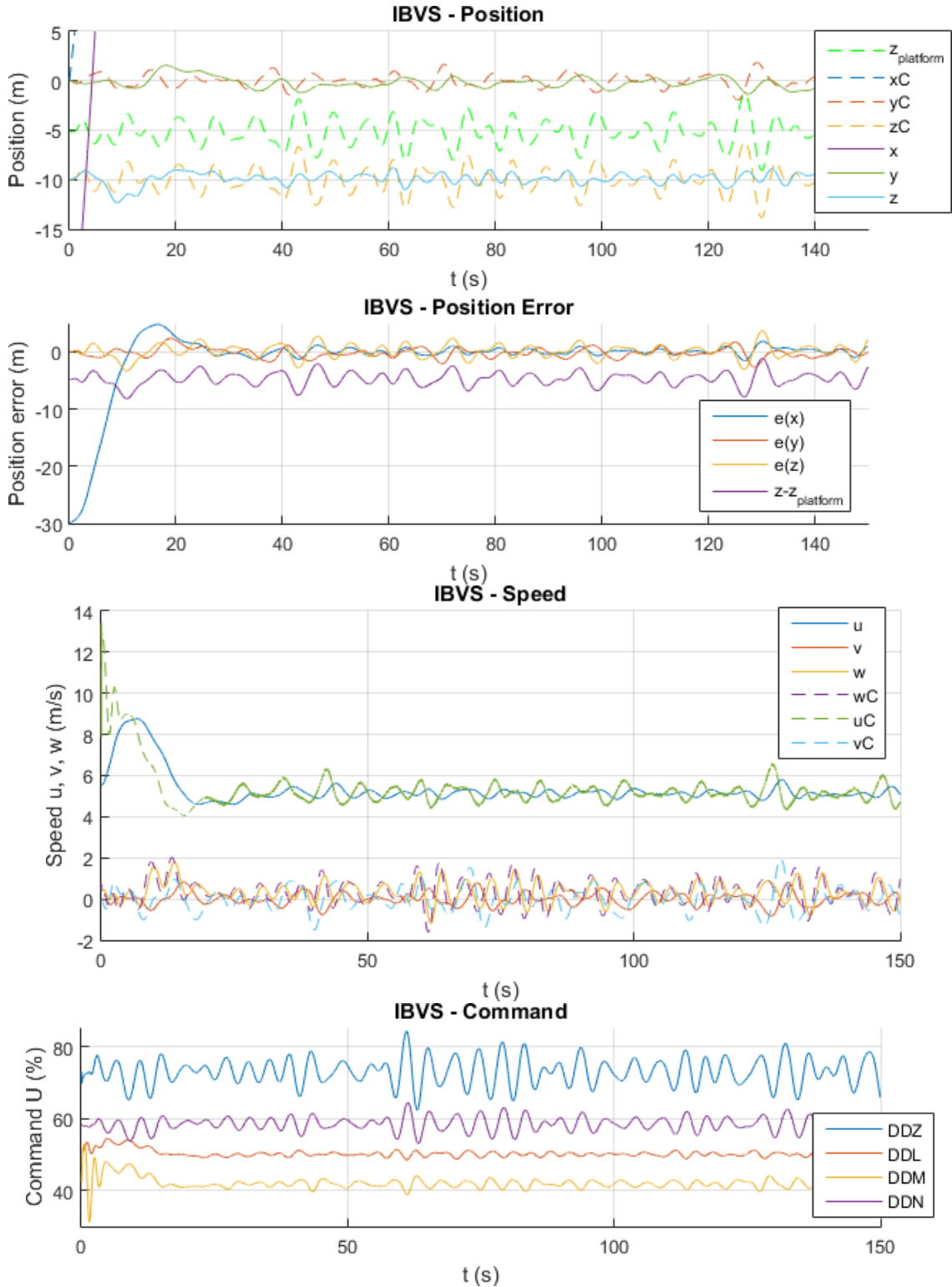


FIGURE 4.33 – Comportement du Filtre 2 pour un suivi de navire avec recalage en position

Evaluation des lois de commande sur simulateur temps-réel pour application réaliste

Sommaire

5.1	PycsHEL, un simulateur temps-réel pour hélicoptères	160
5.2	Procédure d'implémentation sur simulateur	161
5.2.1	Création d'un modèle « boîte noire » pour lois de commande	161
5.2.2	Architecture du modèle ControlLaw	161
5.3	Validation des modes de pilotage	162
5.3.1	Tests unitaires et scénarios de validation	162
5.3.2	Résultats des tests unitaires	164
5.3.3	Validation dans le cadre d'un appontage	167

Résumé

Ce chapitre traite de la validation des lois de commande dans un contexte plus réaliste que dans le cadre des simulations hors ligne, ceci grâce à l'existence de phénomènes non-modélisés précédemment tels que l'effet de sol ou le sillage navire. À défaut de pouvoir tester sur un appareil réel, l'ensemble des tests des différentes lois de commande est mené sur l'environnement de simulation PycsHEL.

Dans un premier temps la plateforme PycsHEL est présentée, avant d'aborder l'architecture du modèle de lois de commande ajouté au banc de simulation dans le but d'expérimenter différentes lois de commande.

La seconde partie est l'occasion de présenter les différents tests de validation employés pour l'évaluation des lois de commande développées au cours de ces trois dernières années.

5.1 PycsHEL, un simulateur temps-réel pour hélicoptères

L'ONERA Salon-de-Provence dispose dans ses locaux d'un simulateur de vol pour voilures tournantes appelé PycsHEL. Celui-ci fait partie d'un ensemble plus vaste de moyens de simulation, le LABSIM¹, composé de trois moyens physiques :

- PycsHEL : un banc de prototypage et d'essais de systèmes pour hélicoptères,
- SCHEME : un banc de prototypage pour interfaces innovantes,
- LIPS : un banc d'expérimentation pour l'étude des interactions homme/système.

Dans le cadre de cette thèse seul le moyen PycsHEL est utilisé.



FIGURE 5.1 – Aperçu du banc PycsHEL

Le banc PycsHEL est visible sur les photos de la Figure 5.1. L'objectif de ce support est de permettre l'évaluation par l'essai de différents systèmes pour hélicoptères. Le simulateur PycsHEL dispose :

- des commandes : le manche collectif, le manche cyclique, les palonniers,
- d'un tableau de bord, avec un affichage proche de l'existant avionique mais simplifié,
- d'un affichage graphique de l'environnement extérieur (météo, reliefs), par le biais de quatre vidéo-projecteurs fournissant une image de l'environnement vers l'avant, à gauche, à droite, et une vue basse - cette dernière étant indispensable pour la simulation des opérations hélicoptères.

Architecture du PycsHEL Le simulateur PycsHEL est composé de plusieurs systèmes communiquant entre eux :

- HOST : modèle dynamique non-linéaire d'hélicoptère, il se configure comme pour les simulations hors ligne.
- un modèle dynamique générant la houle et les mouvements du navire. En particulier le sillage est modélisé.
- un modèle pour les manches actifs installés sur le simulateur : le modèle Wittenstein (du même nom que la marque des manches) permet de considérer les manches sous forme de boîte noire, avec des sorties telles que la position des manches et l'état des différents boutons, etc.

1. Site internet, pour plus de détails : <https://labsim.github.io/>

5.2. Procédure d'implémentation sur simulateur

- VESA (*Visual Environment for Simulations in Aeronautics*) : environnement graphique pour l'affichage du terrain (terre, ciel et mer) et des conditions météo autour de l'appareil,
- un modèle de moteur pour rotor,
- ...

Il est à noter que jusqu'à peu il n'existait pas de modèle générique destiné à contenir l'ensemble des lois de commande à tester dans PycsHEL. Or un tel modèle, dont le contenu interne serait facilement modifiable, serait utile pour la validation de chacune des lois développées dans cette thèse. Ce défaut est compensé pour les besoins de cette thèse avec un nouveau modèle appelé `ControlLaw`.

5.2 Procédure d'implémentation sur simulateur

5.2.1 Création d'un modèle « boîte noire » pour lois de commande

Dans l'optique d'une validation de diverses lois de commande, le modèle `ControlLaw` a été intégré à l'environnement d'origine du simulateur. Concrètement il s'agit d'un modèle Simulink construit sur le principe d'une boîte noire, avec des entrées/sorties prédéfinies et destinées à être figées pour communiquer avec le reste du simulateur i.e. sans modifications ultérieures des communications entre systèmes. Toutefois le contenu du modèle `ControlLaw` reste personnalisable : il suffit de mettre à jour le fichier source Simulink puis de recompiler le code source généré. L'intérêt de cette démarche est de pouvoir se passer de toute modification des autres couches logicielles.

5.2.2 Architecture du modèle `ControlLaw`

Le modèle Simulink `ControlLaw.slx` a été construit afin de permettre non seulement l'utilisation des lois définies dans cette thèse, mais aussi d'autres développements amenés à être testés dans le cadre d'autres projets comme `CONTAHCT`. De fait, les entrées/sorties permettent de prendre en compte à la fois les mesures de l'état hélicoptère, la position des manches Wittenstein, l'état du navire... mais aussi d'autres éléments non pris en compte ici, comme par exemple l'état des boutons du manche ou du FMS, affiché sur l'écran.

Mode	Loi associée
0	RCAH
1	ACAH
2	TRC basée RC
3	TRC basée AC

TABLE 5.1 – Sélection des lois de commande dans PycsHEL

Afin d'exécuter les différents tests de validation envisagés, une logique de gestion des modes de pilotage a été implémentée. Le choix d'une architecture de commande s'effectue à

partir d'un entier mode mesuré en entrée du modèle, paramétré en amont dans un fichier de configuration. Chaque valeur d'entier correspond à une architecture de commande définie, et l'ensemble des modes testés est répertorié dans le Tableau 5.1.

Dans le cadre des développements de cette thèse, la problématique des transitions (manuelle et automatique) entre les lois n'a pas été abordée.

5.3 Validation des modes de pilotage

Les modes de pilotage ne concernent que les lois pilotées, i.e. RCHH, RCDH, RCAH, ACAH et TRC, a contrario de la loi IBVS dédiée à du pilotage automatique. Par manque de temps l'IBVS n'a pas été testé et validé sur PycsHEL.

5.3.1 Tests unitaires et scénarios de validation

Les tests unitaires et le scénario de validation n° 1 ont pour objectif de faire valider toutes les lois pilotées. Une exception existe pour la loi RCAH : dans ce cas particulier les consignes sont exécutées au travers d'un pseudo-modèle de pilote pour effectuer des changements d'assiette (ϕ, θ) . Ce choix permet d'obtenir un scénario de base identique à celui employé pour tester l'ACAH.

Un second scénario consiste à faire valider l'utilisation des lois dans le cadre d'un appontage en mer : le pilote aurait la pleine possession des commandes de l'appareil et aurait pour consigne d'évaluer la robustesse des lois - au ressenti - dans différentes situations : l'approche, le maintien de stationnaire relatif, la résistance au sillage navire, etc. Faute de temps ce scénario a été testé non pas avec un vrai pilote d'hélicoptère mais avec un expert des systèmes hélicoptères, interne à l'ONERA, et connaissant les problématiques liées à l'appontage.

On distingue deux configurations particulières qui nécessitent, pour les tests, l'utilisation de deux approches différentes pour le choix des consignes d'entrée.

5.3.1.1 Cas des lois pilotables via des consignes en échelon

Toutes les lois pilotées, à l'exception des lois RCAH, sont utilisables lorsque soumises à des consignes en échelon. Les tests unitaires associés sont donc définis comme de simples déplacements aux manches sous forme de consignes en échelon. Les déplacements aux manches sont limités entre 0 et 100 %. L'ensemble de ces tests est regroupé dans un scénario de test de validation, présenté par la Figure 5.2.

Le scénario choisi, illustré par la Figure 5.2, permet de couvrir l'ensemble des tests unitaires et a été choisi simple de sorte à pouvoir être exécutés par n'importe quel sujet étant aux commandes des manches. La procédure suivie par le sujet/pilote est la suivante :

5.3. Validation des modes de pilotage

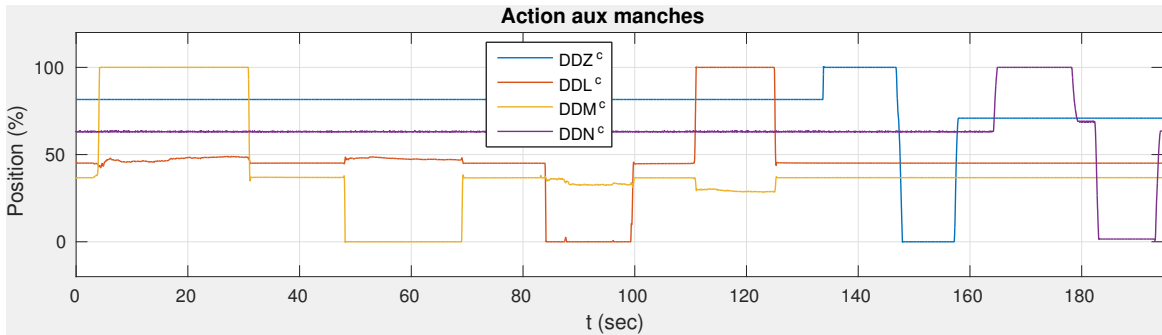


FIGURE 5.2 – Consignes données via les manches collectif, cyclique et pédaliers

- (1) incliner le cyclique vers l'avant ($DDM^c = 100\%$) pendant une durée T_1 , et revenir à la position initiale (de *trim*),
- (2) incliner le cyclique vers l'arrière ($DDM^c = 0\%$) pendant T_2 secondes, et revenir à la position initiale (de *trim*),
- (3) incliner le cyclique vers la droite ($DDL^c = 0\%$) pendant T_3 secondes, et revenir à la position initiale/d'équilibre,
- (4) incliner le cyclique vers la gauche ($DDL^c = 100\%$) pendant T_4 secondes, et revenir à la position initiale/d'équilibre
- (5) tirer sur le collectif au maximum ($DDZ^c = 100\%$) et maintien pendant T_5 secondes, pour une hausse d'altitude pendant T_5 secondes,
- (6) baisser le collectif au maximum ($DDZ^c = 0\%$) pendant T_6 secondes, et revenir à la position initiale,
- (7) pousser sur les pédales pour entamer une rotation en lacet (DDN^c), et changer de sens après un certain temps.

Les actions aux manches sont converties en consignes adaptées pour les différentes lois : toute variation s'effectue autour de l'état d'équilibre, mesuré à l'état initial, l'amplitude maximale des consignes étant choisie en amont. Les résultats enregistrés sur PycsHEL sont comparés avec ceux obtenus sur les simulations hors-ligne avec HOST en employant les mêmes consignes d'entrée. A des fins de stabilité les amplitudes maximales des consignes aux manches sont bornées à de faibles valeurs pour les tests unitaires, conformément au Tableau 5.2.

Loi	RCHH	RCDH	RCAH	ACAH	TRC
Amplitude max	1,5 m/s	1 deg/s	0,5 deg/s	1 deg	1 m/s

TABLE 5.2 – Amplitude maximale des consignes aux manches, pour chaque lois pilotée

5.3.1.2 Cas particulier de la loi RCAH

En l'état, la loi RCAH définie dans ce manuscrit est utilisée pour effectuer des changements de vitesse angulaire (p, q) , et donc indirectement des changements d'assiette (ϕ, θ) . Dans l'idéal cette loi devrait être munie d'une sous-loi de type *Attitude Hold* pour aider à

Chapitre 5. Evaluation des lois de commande sur simulateur temps-réel pour application réaliste

maintenir l'angle d'assiette constant lorsque les consignes en vitesse angulaires sont nulles, i.e. quand p^c (respectivement q^c) est nul. Ce n'est pas le cas dans le cadre de cette thèse. A défaut de disposer d'un pilote capable de gérer un appareil commandé par RCAH, i.e. à même de maintenir l'assiette constante et d'éviter des oscillations induites par ses consignes, un correcteur proportionnel est utilisé pour effectuer les changements d'assiette désirés. Le scénario de validation suivi correspond ensuite à celui abordé précédemment.

5.3.2 Résultats des tests unitaires

Les différents scénarios ayant été exécutés d'un côté sur PycsHEL, de l'autre hors ligne via Simulink et HOST, les performances de chaque loi de commande ont été évaluées dans les deux situations avec les mêmes conditions extérieures². Le critère employé pour juger de la fidélité a été la moyenne quadratique dans le temps de l'erreur. A un instant k , pour un état α asservi de sorte à atteindre une consigne α^c , l'erreur e_α est définie telle que :

$$e_\alpha(k) = \alpha(k) - \alpha^c(k) \quad (5.1)$$

Dans le cadre des enregistrements de simulation, α est mesuré de façon discrète à chaque pas de temps k . La moyenne quadratique de l'erreur \bar{e}_α pour toute la simulation est donc définie comme ci-dessous, avec N la taille de l'échantillon (nombre de points k).

$$\bar{e}_\alpha = \frac{1}{N} \sqrt{\sum_{k=1}^N (e_\alpha(k))^2} \quad (5.2)$$

Le Tableau 5.3 résume les erreurs moyennes quadratiques obtenues dans toutes les configurations possibles de lois de commande pilotées. Très peu de variations sont notables entre les simulations hors ligne et en ligne (sur PycsHEL) pour le mode TRC, ce qui est encourageant.

Loi	Modèle	\bar{e}_w	\bar{e}_v	\bar{e}_u	\bar{e}_r	\bar{e}_ϕ	\bar{e}_θ	\bar{e}_p	\bar{e}_q
RCAH	PycsHEL	10,77	N/A	N/A	42,58	N/A	N/A	28,42	81,97
RCAH	HOST	11,02	N/A	N/A	42,34	N/A	N/A	28,23	82,00
ACAH	PycsHEL	13,05	N/A	N/A	35,80	18,77	13,49	N/A	N/A
ACAH	HOST	13,33	N/A	N/A	35,04	18,42	13,32	N/A	N/A
TRC-RC	PycsHEL	10,19	74,87	78,48	27,32	N/A	N/A	N/A	N/A
TRC-RC	HOST	10,44	74,87	78,48	26,92	N/A	N/A	N/A	N/A
TRC-AC	PycsHEL	10,79	76,48	76,22	29,30	N/A	N/A	N/A	N/A
TRC-AC	HOST	11,06	76,48	76,21	28,90	N/A	N/A	N/A	N/A

TABLE 5.3 – Performances pour chaque configuration de commande, sur PycsHEL et sur HOST hors-ligne, pour le Scénario 1

Ces différences sont relevées alors que les conditions extérieures - vent et autres perturba-

2. Même vent incident, altitude, vitesse d'avancement, ...

5.3. Validation des modes de pilotage

tions - sont choisies identiques. Toutefois ces différences étaient prévisibles dans la mesure où des différences technologiques étaient à prévoir dans le cadre d'un passage à un simulateur temps-réel : par exemple, différents délais de communication sont à noter entre les modèles pour des tests sur PycsHEL, alors que dans le cadre des simulations hors-ligne avec HOST les communications entre modèles sont instantanées. En parallèle le degré de précision des valeurs numériques n'est pas le même entre le simulateur PycsHEL et le logiciel MATLAB/Simulink muni de HOST.

5.3.2.1 Validation de la loi ACAH

Cette loi est validée dans la configuration ACAH, qui inclut aussi les lois RCHH et RCDH. Les résultats sont visibles dans la Figure 5.3 pour l'évolution des angles d'assiette (ϕ, θ). Les consignes aux manches correspondent à des consignes sur les angles d'attitude (ϕ^c, θ^c). Un tracé très proche a été obtenu en utilisant le modèle de simulation hors ligne avec HOST, et dans les deux cas l'erreur moyenne quadratique sur ϕ et θ est proche (cf. le Tableau 5.3).

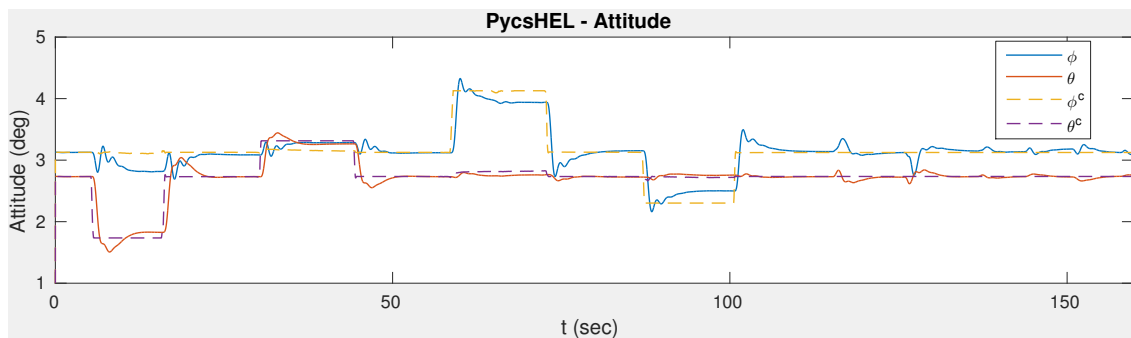


FIGURE 5.3 – Validation de l'ACAH sur PycsHEL - Suivi des consignes (ϕ^c, θ^c)

5.3.2.2 Validation des lois RCHH, TRC et RCDH

Les deux lois RCHH et RCDH sont validées dans tous les cas les plus stables, i.e. avec les configurations TRC et ACAH. La Figure 5.4 illustre l'efficacité de la réponse dans la configuration TRC basée RC mais ce résultat se retrouve aussi avec les autres configurations, comme le démontre le Tableau 5.3 des erreurs moyennes quadratiques associées au suivi.

5.3.2.3 Validation de la loi RCDH

La loi RCDH est la dernière testée dans cette configuration. Comme prévu la réponse face aux variations de consignes (mouvements des palonniers) correspond à celle attendue, et est confirmée avec les simulations hors-ligne. Par ailleurs, sur les relevés de la Figure 5.6 on remarque la présence de pics avant les premières variations de consignes r^c . Ces pics

Chapitre 5. Evaluation des lois de commande sur simulateur temps-réel pour application réaliste

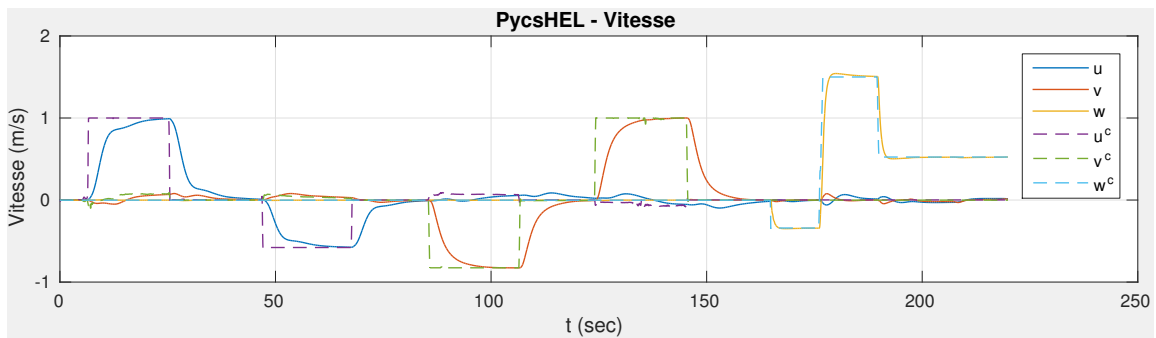


FIGURE 5.4 – Validation du TRC basé RC et du RCHH sur PycsHEL - Suivi des consignes (u^c, v^c, w^c)

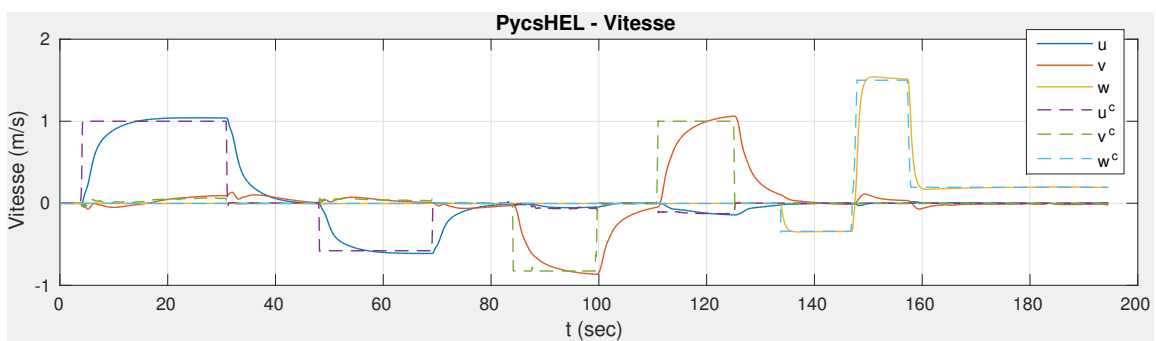


FIGURE 5.5 – Validation du TRC basé AC et du RCHH sur PycsHEL - Suivi des consignes (u^c, v^c, w^c)

de grande valeur sont essentiellement dus aux variations de vitesse verticale, causés par le couplage naturel lacet/portance. Le retour à la consigne est vite atteint.

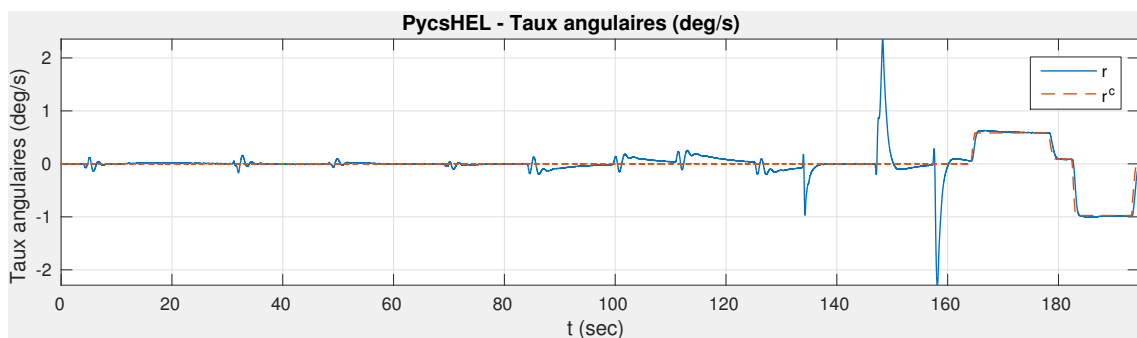


FIGURE 5.6 – Validation du RCDH sur PycsHEL - Suivi des consignes r^c

5.3.2.4 Validation de la loi RCAH

La loi RCAH telle que définie ici mériterait d'être munie d'une logique de transition pour passer à un mode *Attitude Hold* en présence de consignes (p^c, q^c) nulles. En l'absence de ce

5.3. Validation des modes de pilotage

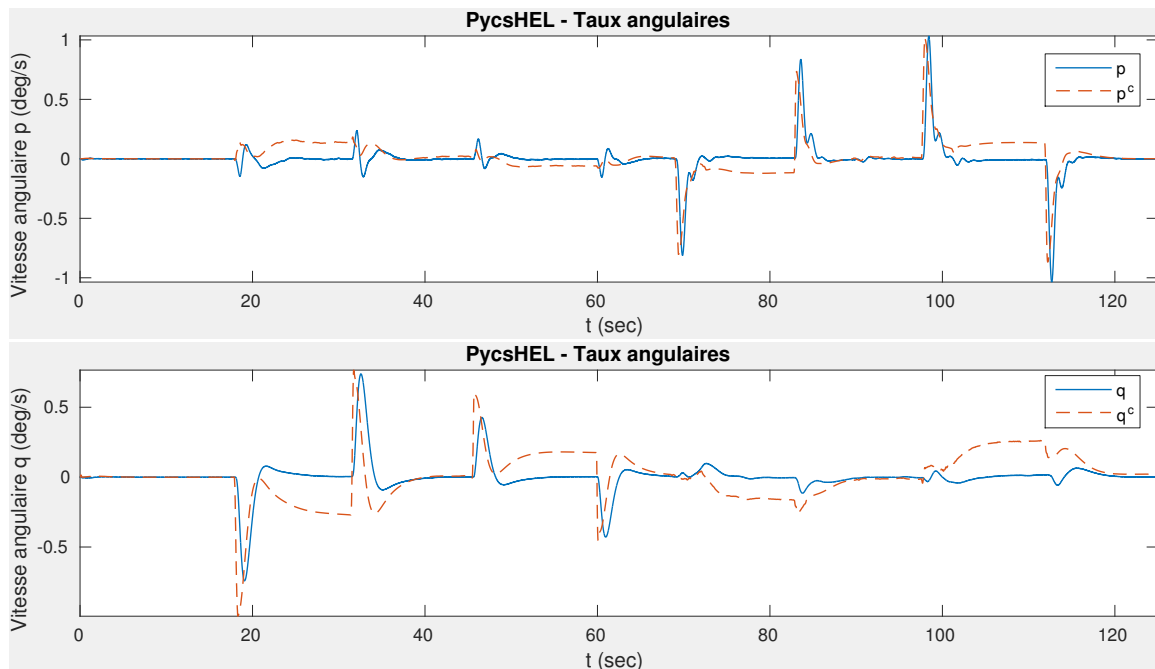


FIGURE 5.7 – Validation du RCAH sur PycsHEL - Suivi des consignes (p^c, q^c)

mode, les courbes temporelles donnent le comportement visible dans la Figure 5.7 pour un changement d’assiette (ϕ^c, θ^c) (réalisé à l’aide d’un correcteur supplémentaire).

5.3.3 Validation dans le cadre d’un appontage

L’objectif de ce scénario de validation est de s’assurer que les lois de commande sont « prêtes » à être utilisées pour l’ensemble des tâches élémentaires qu’un pilote peut effectuer lors d’une mission d’appontage. Les différentes tâches élémentaires reposent sur :

- a) un maintien de stationnaire en périphérie du navire (approche *Fore aft*),
- b) un maintien de stationnaire au-dessus de la cible de la plateforme, derrière les hangars
- c) une tentative de posé

Pour ces tests les valeurs maximales autorisées sont celles obtenues par évaluation du domaine de stabilité à l’aide du Théorème 1.1 page 58. Les valeurs obtenues ont été répertoriées au chapitre 4, dans le Tableau 4.1 page 131. En ce qui concerne l’amplitude des variations des lois ACAH et RCAH les amplitudes maximales au manche cyclique sont maintenues à des niveaux raisonnables, de l’ordre de 5 degrés.

A l’issue de ces tests, plusieurs observations ont été apportées par notre expert :

- Les lois de commandes sont robustes face aux perturbations aérologiques, en particulier les lois TRC.
- Une mise à jour des gains reste toutefois d’actualité pour adapter l’amplitude et la vitesse de suivi des consignes : les mouvements sont soit trop lents (TRC basé AC), soit trop rapides (TRC basé RC).

Chapitre 5. Evaluation des lois de commande sur simulateur temps-réel pour application réaliste

- Une transition serait intéressante entre l'ACAH pour la tâche d'approche, et les lois TRC pour le recalage et maintien du stationnaire. Ce commentaire rejoint d'ailleurs les tests effectués par l'équipe de Soneson [9].

Ces conclusions, encourageantes, démontrent la validité de ce type de lois de commande pour des procédures de ce type. Il reste cependant à valider le ressenti avec un véritable pilote d'hélicoptère.

Discussion de synthèse

De ces travaux de thèse se dégagent plusieurs points positifs. Tout d'abord ce travail a permis de mettre en place toute une démarche de synthèse de lois de commandes avancées pour hélicoptères, et ceci pour différentes lois - tant des lois bas-niveau (RCAH, ACAH, RCDH et RCHH) que haut-niveau (TRC). Ce processus mélange des méthodes itératives de réglage des gains proches des applications industrielles et de la synthèse \mathcal{H}_∞ . L'ensemble du travail reste centré autour du respect des niveaux de Qualité de Vol (QdV) définis par la norme ADS-33, et permet ainsi de compléter les travaux d'Antonioli [14] pour un spectre de lois plus large. In fine, la procédure de synthèse a permis d'obtenir toute une architecture de lois validées en termes de QdV pour la majorité des critères de la norme ADS-33, mais aussi dans le cadre de tests simulés puis pilotés³. Ensuite ces mêmes lois ont été exploitées dans un cadre automatisé grâce à la mise en place d'un troisième niveau de commande, basé vision. La prise en compte du contexte d'appareil commandé sous-actionné et l'orientation vers une architecture de commande en cascade ont permis de dégager deux lois principales de type IBVS, symbolisant deux degrés d'approximation, avec des performances comparables. Ces deux lois ont permis à un hélicoptère de procéder à un changement de position relative par rapport à une cible, fixe ou mobile - typiquement un navire en mer pour une tâche de suivi. Cette architecture a ensuite été complétée avec l'ajout d'un pré-compensateur. A défaut de modifier la stratégie de commande par images, ce pré-compensateur filtre les consignes en vitesse et protège l'appareil des dynamiques de houle élevées. En parallèle il contre-balance aussi les saturations aux actionneurs qui peuvent menacer la stabilité du système grâce à l'envoi de retours anti-windup. Ainsi, grâce à cet ajout la marge de stabilité de l'IBVS a pu être augmentée tout en conservant un niveau de performance tout à fait correct.

Les apports de cette pré-compensation restent toutefois limités et ne compensent pas complètement les faiblesses de la loi IBVS choisie. En effet, l'introduction du pré-compensateur a montré que son utilisation lors d'un suivi de navire pour un niveau de mer élevé n'était pas viable dans le temps, du fait de l'apparition d'effets déstabilisants. Les raisons pourraient se trouver directement dans le choix porté sur les solutions : l'IBVS choisi se focalise uniquement sur une convergence des erreurs en fonction de tâche $\mathbf{e} = \mathbf{s}^* - \mathbf{s}$, et la pré-compensation limite la dynamique en vitesse. Il aurait donc été plus intéressant de développer une loi basée vision focalisée à la fois sur l'erreur \mathbf{e} et la dynamique en vitesse \mathbf{v}_c . Ce type de stratégie est envisageable si la loi de commande est multi-critère, par exemple en utilisant une fonction coût. Ce type d'exemple se retrouve dans la littérature dans des stratégies basées sur de la commande optimale. L'utilisation de fonctions coût peut potentiellement permettre d'imposer des contraintes : par exemple une saturation en attitude reste envisageable pour conserver la cible dans le champ de vision, et par la même occasion pour ne pas incliner excessivement l'appareil, comme dans les travaux de Metni [123]. Ce dernier exemple permet de se rapprocher du comportement du Filtre 1 sans toutefois générer de comportement en boucle ouverte. De plus, l'emploi d'une fonction coût à optimiser dans le cadre d'une commande prédictive serait

3. Avec les essais du Chapitre 5

d'autant plus pertinent que l'une des tâches d'un pilote, dans le cadre d'un appontage, est de prédire les mouvements du navire avant de démarrer la descente [190]. Une telle approche permet alors de revenir sur une stratégie anti-windup plus classique, avec un retour au niveau des correcteurs bas-niveau, rendue possible grâce à l'absence de filtrage des consignes en vitesse. L'autre aspect négligé concerne la gestion des mesures : la robustesse a été vérifiée pour les lois TRC, mais ceci n'a pas été le cas avec les lois IBVS. Même si l'IBVS est réputé pour être robuste aux incertitudes dans l'image [6], cette robustesse n'a pas été mise à l'épreuve avec des incertitudes sur les fonctions de tâche s dans le cadre de cette thèse. Cette incertitude est d'autant plus critique qu'une caméra seule n'est pas nécessairement fiable⁴, et que la présence de capteurs annexes peut s'avérer nécessaire par souci de mesures redondantes. L'impact des incertitudes de mesures de distance à la cible n'est pas non évaluée, ce qui est d'autant plus sensible que le nombre de points identifiés peut être grand. Fort heureusement les algorithmes restent valides si les distances Z_i employées dans les algorithmes sont remplacés par la distance Z_i^* associée à l'image de consigne [7].

Par ailleurs les conclusions des Chapitres 3 et 5 rappellent que les critères de QdV ne sont pas pleinement définis pour un appontage. En effet, il faut se rappeler que l'absence de MTE spécifique à l'appontage dans la norme ADS-33 ne permet pas de se baser sur des critères précis. Dès lors la synthèse appliquée dans cette thèse s'est basée sur des valeurs de critères de QdV génériques (en l'occurrence les limites entre niveaux de QdV). Cette absence de critère corrobore les conclusions des essais pilotés dans des conditions de mer de niveau 6, où il a été admis que les temps de réponse choisis pour les lois TRC n'étaient pas adaptés et méritaient une étude plus poussée en présence de pilotes. Ensuite, la forme des critères employés pour la synthèse partent du postulat que la réponse caractéristique recommandée pour un appontage est connue, ce qui n'est pas nécessairement le cas. Ce manque d'informations a d'ailleurs été préjudiciable dans la mesure où pour obtenir de bonnes performances avec l'IBVS il a fallu augmenter les gains. Enfin, la démarche de synthèse des correcteurs pour lois de commande avancées serait avantagée par un développement plus complet : il est par exemple envisageable d'utiliser certains des critères d'Antonoli [14], tels que le critère de découplage, pour enrichir certaines étapes de synthèse.

Enfin il est utile de souligner que l'appontage est une mission hautement critique, à tel point qu'un pilote préfère en général piloter directement l'appareil et non se fier à un pilote automatique. En effet, en pratique un pilote aura du mal à avoir confiance en son ordinateur de bord s'il ne comprend pas la logique derrière les commandes envoyées. Ce constat est d'ailleurs la raison pour laquelle l'automatisation de l'appontage dans cette thèse est un moyen et non une fin. Parti de ce constat la suite des travaux à venir doit aussi considérer la manière dont les consignes fournies par l'IBVS seront traitées, en particulier par les pilotes. Une automatisation partielle des commandes, comme tentée par exemple à la fin du Chapitre 3 (Figure 3.28 p. 3.28), a fourni des résultats suffisamment intéressants sur la qualité du suivi de navire et du vol pour motiver une étude plus approfondie. Celle-ci pourrait se baser sur un modèle de pilote plus réaliste puis un opérateur réel. Pour autant un tel sujet est complexe car la définition d'une interface efficace entre le pilote et son appareil constitue en soi un sujet d'étude complet.

4. Selon les conditions extérieures ou l'état du capteur.

Conclusion et perspectives

Les objectifs de cette étude étaient de pouvoir mettre en place une architecture de commande complète basée vision, utilisable dans le cadre d'une mission d'appontage, et pouvant servir de base pour un éventuel système d'aide dédié. Ce type d'architecture nécessitait au préalable la définition de lois de commande avancées de plus bas niveau, en particulier de lois de commande en vitesse TRC, tant du point de vue automatisé que piloté.

A l'issue des travaux de thèse une méthodologie complète de réglage des gains a été mise en place et a permis de paramétrer non seulement une architecture de commande de type TRC, mais aussi des lois plus rapides comme l'ACAH, le RCAH, le RCHH ou le RCDH, tout en prenant en compte les contraintes de Qualité de Vol. Cette méthodologie a d'abord nécessité l'utilisation d'approximations du modèle, destinées à découpler et simplifier le calcul des gains dans le but d'obtenir de bonnes valeurs initiales. Par la suite les gains ont été réajustés, à l'aide d'un processus de recalage itératif des gains, afin d'atteindre les caractéristiques désirées sur le critère de stabilité de la norme ADS-33. Ensuite les lois TRC ont été paramétrées par le biais d'une synthèse robuste \mathcal{H}_∞ . Enfin les lois ainsi obtenues ont été validés à la suite d'une évaluation des critères de QdV (selon la norme ADS-33) et de robustesse, puis au travers d'essais pilotés sur banc de pilotage. Les lois TRC ont ensuite été associées à un étage supplémentaire de commande, cette fois référencée vision, avec une logique basée directement sur les informations des images caméra (IBVS). Deux lois ont été proposées, et celle retenue a permis de mieux prendre en compte le caractère sous-actionné de la commande d'hélicoptères. Cependant la stratégie adoptée ne permettait pas de prendre en compte deux autres critères, initialement non considérés : la marge de stabilité limitée par la saturation des actionneurs, et le « filtrage » par le pilote des dynamiques de houle du navire suivi. Afin de diminuer l'impact de ces facteurs extérieurs, l'emploi d'un pré-compensateur alliant à la fois anti-windup et filtrage s'est imposé. Deux solutions principales ont été mises en avant : une première, intuitive, suivie d'une autre basée sur les approches modernes d'analyse des systèmes saturés. Les deux structures ont permis d'améliorer significativement les marges de stabilité dans les situations de cible statique, mais avec des résultats plus mitigés pour les situations de suivi en mer agitée.

Les travaux issus de cette thèse permettent ainsi de remplir les objectifs initiaux, c'est-à-dire qu'il est possible de mettre en place un asservissement visuel dans le cadre d'une mission d'appontage. Pour autant l'architecture envisagée possède des faiblesses difficiles à faire accepter à un équipage d'hélicoptère, en particulier à partir d'un certain seuil de dynamique de houle. Ces défauts ouvrent toutefois la voie à de nouvelles études. D'une part, et afin de tendre vers le comportement escompté, il est possible de partir sur un asservissement visuel basé sur de la commande optimale, voire prédictive, multi-critère. Cette stratégie permettra dès le début de prendre en compte à la fois les contraintes de convergence sur l'image, mais aussi celles dues à la houle et aux saturations. Le passage par de la prédiction pour cette même fonction coût peut aussi apporter une réelle valeur ajoutée, en particulier en présence d'une prédiction des mouvements du navire. Les problématiques liées aux mesures caméra méritent

d'ailleurs d'être abordées afin d'améliorer la pertinence de celles-ci, par le biais d'une redondance et de fusion de données de capteurs annexes, de sorte à fiabiliser la navigation. D'autre part une étude parallèle est à envisager pour établir les moyens à développer pour servir d'interface entre le pilote, les consignes IBVS et l'hélicoptère. Ainsi le pilote disposera de toutes les informations et commandes nécessaires pour pouvoir naviguer en toute confiance.

Description des niveaux de mer

Définition A.1

Un « état de mer » caractérise l'effet qu'un vent localisé produit sur les conditions en mer, indépendamment des mouvements de houle produits au-delà de la zone localisée.

L'échelle de Douglas, développée par le Capitaine H. P. Douglas dans les années 1920, est une échelle qui permet de quantifier cet état de la mer selon deux principaux critères : la hauteur des vagues et la bande passante de celles-ci (via un intervalle de longueurs d'ondes). Cette échelle est admise par plusieurs organismes de météorologie, que ce soit en France ou ailleurs. Elle se résume à 10 états qui caractérisent l'élévation de la mer (Tableau A.1) et la houle (Tableau A.2).

Etat de mer	Hauteur (m)	Description
0	pas de vagues	Calme
1	0 - 0,1	Calme (ridée)
2	0,1 - 0,5	Lisse
3	0,5 - 1,25	Calme
4	1,25 - 2,5	Peu agitée
5	2,5 - 4	Agitée
6	4 - 6	Très agitée
7	6 - 9	Forte
8	9 - 14	Très forte
9	> 14	Enorme

TABLE A.1 – Etat de mer et hauteur des vagues

Il existe aussi une autre échelle des niveaux de mer : l'échelle de Beaufort. Cette dernière n'est pas utilisée dans le cadre de ces travaux.

Etat de mer	Description (longueur & hauteur)
0	Pas de houle
1	Très faible (longue et basse vague)
2	Faible (longue et basse vague)
3	Légère (courte et vague modérée)
4	Modérée (moyenne et vague modérée)
5	Modérée/Agitée (longue et vague modérée)
6	Agitée (courte et forte vague)
7	Forte (moyenne et forte vague)
8	Très forte (longue et forte vague)
9	Confuse (longueur et hauteur indéfinissables)

TABLE A.2 – Etat de mer et dynamique de houle

Modélisation - Repères et matrices de passage

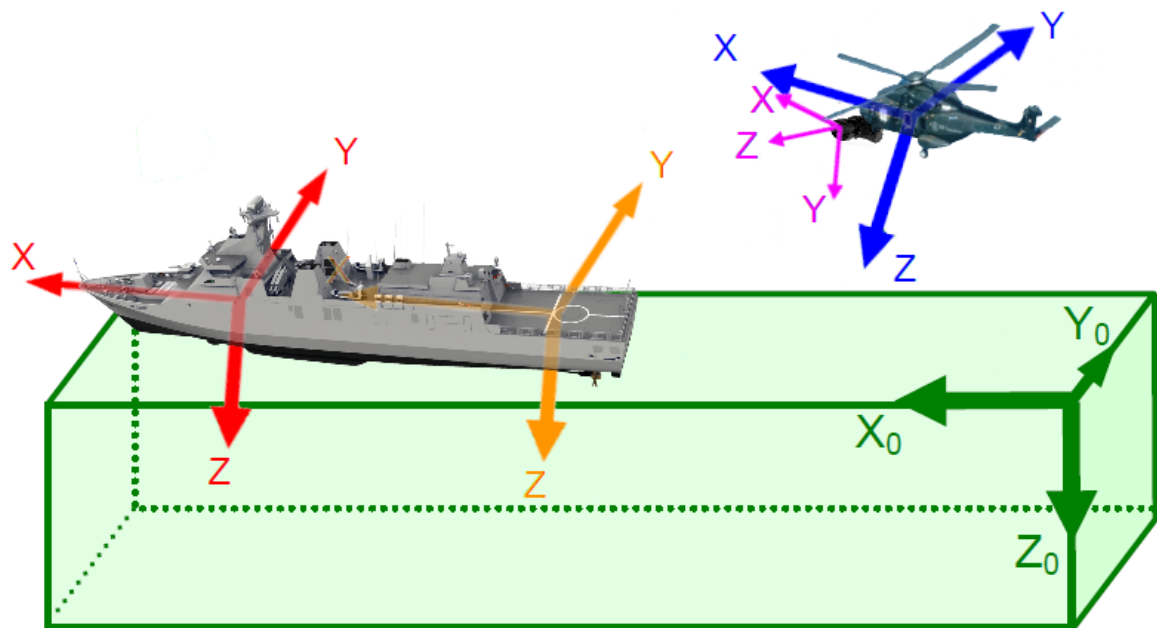


FIGURE B.1 – Repères utiles pour ce mémoire

B.1 Définition des repères

Plusieurs repères spécifiques sont utilisés dans cette thèse et illustrés dans la Figure B.1.

Repère sol \mathcal{R}_0 Représenté en vert dans la Figure B.1, le repère sol est relatif au référentiel terrestre supposé galiléen. Le repère sol sert de repère de référence, et son trièdre est orienté Nord-Est-Sol ("*North-East-Down*" (NED) en anglais).

Repère hélicoptère \mathcal{R} (*Body frame*) Représenté en bleu dans la Figure B.1, ce repère est aussi appelé « repère engin ». Le trièdre est positionné au centre de gravité de l'appareil,

défini par ses coordonnées (x, y, z) par rapport au repère sol, et orienté Avant-Droite-Bas de l'appareil par les angles d'attitude (ϕ, θ, ψ) , qui traduisent la rotation à effectuer du repère sol au repère engin. Ces angles d'attitude font aussi partie des états hélicoptère qui sont définis au Tableau 1.2.

Repère navire \mathcal{R}_{nav} Représenté en rouge dans la Figure B.1, il correspond au repère engin du navire : il est positionné au centre de gravité du navire, et aussi orienté Avant-Droite-Bas. Le lien entre repère sol et repère navire est caractérisé par ses coordonnées $(x_{nav}, y_{nav}, z_{nav})$ et les angles d'attitude $(\phi_{nav}, \theta_{nav}, \psi_{nav})$.

Repère plateforme \mathcal{R}_p Représenté en orange dans la Figure B.1, il correspond au repère engin du navire, mais dont le trièdre est centré sur la plateforme et orienté comme celui du repère navire. Le repère plateforme est fixe par rapport au repère navire, et la transformation entre les deux repères se résume à une translation sur (x, y, z) . Ce repère est caractérisé par ses coordonnées (x_p, y_p, z_p) et ses angles d'attitude $(\phi_p, \theta_p, \psi_p)$ par rapport au repère sol, sachant que $(\phi_{nav}, \theta_{nav}, \psi_{nav}) = (\phi_p, \theta_p, \psi_p)$.

Repère « référence navire » Ce repère est utilisé par le simulateur PycsHel pour évaluer les phénomènes aérologiques à l'approche du navire. Ce repère est fixe par rapport aux repères navire et plateforme, et orienté de la même manière. Il est placé en hauteur au-dessus de la plateforme et à l'arrière des hangars, et ce sont ses coordonnées qui sont fournies lors de la simulation temps-réel.

Repère caméra \mathcal{R}_c Représenté en rose dans la Figure B.1, ce repère est utilisé pour la projection des cibles visualisées (en particulier la plateforme) dans le plan image. Choisi fixe par rapport au repère hélicoptère dans le cadre de cette thèse, l'axe Z est orienté selon l'axe optique, et les axes X-Y selon le repère horizontal-vertical utilisé pour les coordonnées dans l'image - comme présenté dans la Figure 1.20 (section 1.4.2.3). Les coordonnées (x, y) représentent les coordonnées normalisées des points de la cible dans le plan image, i.e. le repère caméra.

B.2 Matrices de passage pour changement de repère

B.2.1 Angles d'Euler et conventions pour la rotation

On considère un repère initial (X_0, Y_0, Z_0) et on souhaite passer à un repère (X, Y, Z) , de même origine. Pour procéder au changement de repère les rotations font appel aux angles d'Euler (ϕ, θ, ψ) selon la convention suivante :

- Lacet (ψ) : rotation dans le sens direct autour de l'axe Z_0 , axe vertical du repère de départ. On obtient le repère intermédiaire (X', Y', Z_0) .

B.2. Matrices de passage pour changement de repère

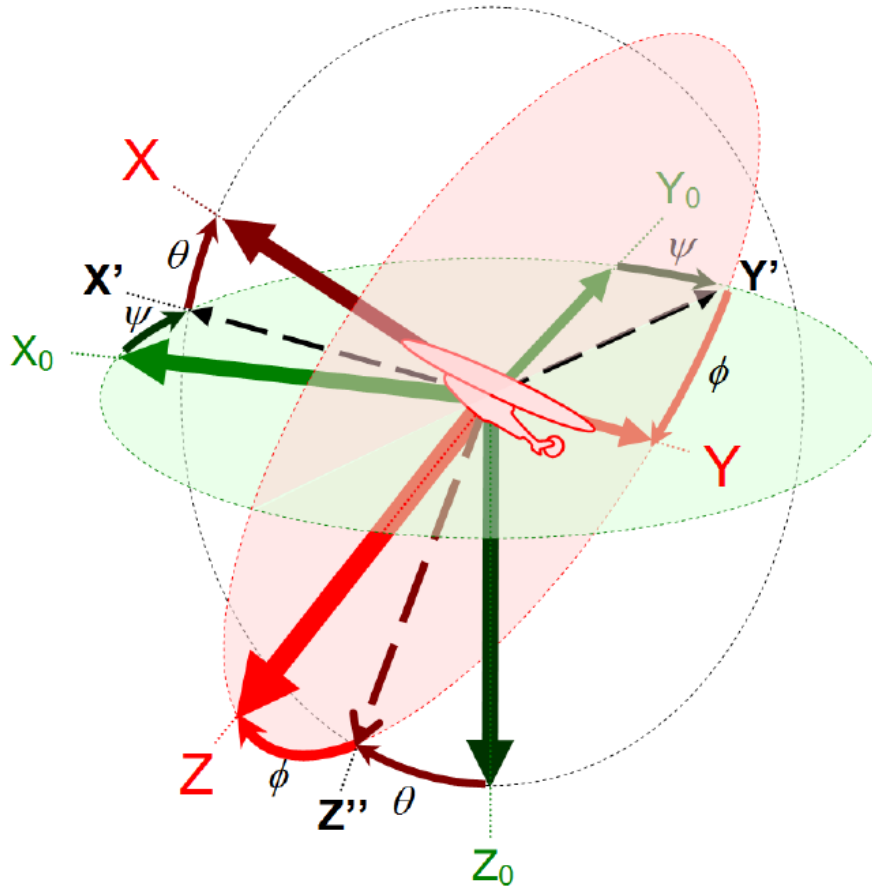


FIGURE B.2 – Représentation des angles liant le repère terre et le repère hélicoptère (schéma issu de [14])

- Tangage (θ) : rotation dans le sens direct autour de Y' . On obtient le repère intermédiaire (X, Y', Z'').
- Roulis (ϕ) : rotation dans le sens direct autour de X . On obtient finalement le repère désiré (X, Y, Z).

Ces trois rotations sont regroupées dans la matrice de rotation $R_{\mathcal{R}_0 \rightarrow \mathcal{R}}$ caractérisant le passage de \mathcal{R}_0 à \mathcal{R} dans l'équation B.1.

$$\begin{bmatrix} X \\ Y \\ Z \end{bmatrix} = R_{\mathcal{R}_0 \rightarrow \mathcal{R}}(\phi, \theta, \psi) \begin{bmatrix} X_0 \\ Y_0 \\ Z_0 \end{bmatrix} \quad (\text{B.1})$$

$$R_{\mathcal{R}_0 \rightarrow \mathcal{R}}(\phi, \theta, \psi) = R_{\mathcal{R}'' \rightarrow \mathcal{R}}(\phi) R_{\mathcal{R}' \rightarrow \mathcal{R}''}(\theta) R_{\mathcal{R}_0 \rightarrow \mathcal{R}'}(\psi) \quad (\text{B.2})$$

La matrice de rotation s'écrit donc comme ci-dessous, avec le détail des rotations élémentaires détaillé dans l'équation (B.4).

$$R_{\mathcal{R}_0 \rightarrow \mathcal{R}}(\phi, \theta, \psi) = \begin{bmatrix} \cos \theta \cos \psi & \cos \theta \sin \psi & -\sin \theta \\ \sin \phi \sin \theta \cos \psi - \cos \phi \sin \psi & \sin \phi \sin \theta \sin \psi + \cos \phi \cos \psi & \sin \phi \cos \theta \\ \cos \phi \sin \theta \cos \psi + \sin \phi \sin \psi & \cos \phi \sin \theta \sin \psi - \sin \phi \cos \psi & \cos \phi \cos \theta \end{bmatrix} \quad (\text{B.3})$$

$$\begin{aligned} R_{\mathcal{R}'' \rightarrow \mathcal{R}}(\phi) &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos(\phi) & -\sin(\phi) \\ 0 & \sin(\phi) & \cos(\phi) \end{bmatrix} \\ R_{\mathcal{R}' \rightarrow \mathcal{R}''}(\theta) &= \begin{bmatrix} \cos(\theta) & 0 & -\sin(\theta) \\ 0 & 1 & 0 \\ \sin(\theta) & 0 & \cos(\theta) \end{bmatrix} \\ R_{\mathcal{R}_0 \rightarrow \mathcal{R}'}(\psi) &= \begin{bmatrix} \cos(\psi) & \sin(\psi) & 0 \\ -\sin(\psi) & \cos(\psi) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (\text{B.4})$$

B.2.2 Changement de coordonnées - Matrice homogène

Lors d'un changement de repère une translation est aussi opérée. Prenons l'exemple du changement de repère entre repère sol et repère hélicoptère : soit ${}^h\mathbf{t}_0$ le vecteur translation employé. Dans le cas de la convention choisie, ce vecteur correspond aux coordonnées du repère engin \mathcal{R} écrites dans le repère sol \mathcal{R}_0 . Si l'on considère \mathbf{x}_h les coordonnées d'un point dans le repère engin \mathcal{R} et \mathbf{x}_0 les coordonnées du même point dans le repère sol \mathcal{R}_0 , et la matrice de rotation $R_{0 \rightarrow h}$ entre les deux repères, on obtient l'équivalence suivante :

$$\mathbf{x}_h = R_{0 \rightarrow h} \mathbf{x}_0 + {}^h\mathbf{t}_0 = R_{0 \rightarrow h}(\mathbf{x}_0 + {}^0\mathbf{t}_h) \quad (\text{B.5})$$

Il est plus pratique de traduire la transformation sous la forme d'une matrice homogène, qui retranscrit à la fois rotation et translation. Pour cela les vecteurs position $\mathbf{x} = (x, y, z)^T$ sont augmentés sous une forme $\tilde{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} \mathbf{x}^T & 1 \end{bmatrix}^T$. On obtient alors :

$$\tilde{\mathbf{x}}_h = T_{0 \rightarrow h} \tilde{\mathbf{x}}_0 \quad (\text{B.6})$$

$$(\text{B.7})$$

$$\begin{cases} T_{0 \rightarrow h} &= \begin{bmatrix} R_{0 \rightarrow h} & {}^h\mathbf{t}_0 \\ \mathbf{0}_{1 \times 3} & 1 \end{bmatrix} \\ \tilde{\mathbf{x}}_h &= \begin{bmatrix} x_h & y_h & z_h & 1 \end{bmatrix}^T \\ \tilde{\mathbf{x}}_0 &= \begin{bmatrix} x_0 & y_0 & z_0 & 1 \end{bmatrix}^T \end{cases} \quad (\text{B.8})$$

B.2. Matrices de passage pour changement de repère

B.2.3 Cas des vitesses pour un changement de repère

Par dérivation de l'expression (B.5) la composition des vitesses permet de mettre en relation la vitesse exprimée dans le repère engin \mathbf{v}_h , celle exprimée dans le repère caméra \mathbf{v}_c , la matrice de rotation $R_{c \rightarrow h}$ du repère engin par rapport au repère caméra, et la translation entre les deux repères ${}^h\mathbf{t}_0$. Sachant que le passage du repère caméra au repère engin est fixe, on obtient la relation suivante :

$$\mathbf{v}_h = R_{c \rightarrow h} \mathbf{v}_c \quad (\text{B.9})$$

$$\begin{cases} \mathbf{v}_h = \left(\frac{d\mathbf{x}_h}{dt} \right)_{\mathcal{R}_h} = [u \ v \ w]^T \\ \mathbf{v}_c = \left(\frac{d\mathbf{x}_c}{dt} \right)_{\mathcal{R}_c} = [u_c \ v_c \ w_c]^T \end{cases} \quad (\text{B.10})$$

La formule de composition des rotations permet d'écrire une relation entre vitesses de rotation des repères A, B et C.

$$\boldsymbol{\omega}_{A/C} = \boldsymbol{\omega}_{A/B} + \boldsymbol{\omega}_{B/C} \quad (\text{B.11})$$

Retranscrit dans le contexte de cette thèse, avec A repère engin, B repère caméra et C repère sol, on obtient donc :

$$\boldsymbol{\omega}_h = \boldsymbol{\omega}_{h/c} + \boldsymbol{\omega}_c \quad (\text{B.12})$$

$$\begin{cases} \boldsymbol{\omega}_h = [p \ q \ r]^T \\ \boldsymbol{\omega}_c = [p_c \ q_c \ r_c]^T \\ \boldsymbol{\omega}_{h/c} = [0 \ 0 \ 0]^T \end{cases} \quad (\text{B.13})$$

Matrices de passage du repère caméra au repère engin pour les vitesses La matrice introduite ci-dessous procède au changement de repère pour le passage d'une mesure de vitesse hélicoptère \mathbf{v}_h à une mesure de vitesse caméra \mathbf{v}_c à 6 degrés de liberté (translation et rotation). Cette matrice notée $T_{h \rightarrow c}^v$ est définie comme ci-dessous :

$$\mathbf{v}_c = T_{h \rightarrow c}^v \mathbf{v}_h \quad (\text{B.14})$$

$$T_{c \rightarrow h}^v = \begin{bmatrix} R_{h \rightarrow c} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & I_3 \end{bmatrix} \quad (\text{B.15})$$

Pour la transformation « inverse » destinée à passer d'une consigne de vitesse caméra \mathbf{v}_c^c à une consigne de vitesse \mathbf{v}_h^c , cette fois-ci à 4 composantes, on définit la matrice $T_{c \rightarrow h}^v$.

$$T_{c \rightarrow h}^v = \begin{bmatrix} R_{c \rightarrow h} & \mathbf{0}_{3 \times 1} \\ \mathbf{0}_{1 \times 3} & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{B.16})$$

Synthèse robuste par résolution d'un problème \mathcal{H}_∞

Cet annexe décrit plus en détail la démarche qui conduit vers la synthèse robuste par résolution d'un problème \mathcal{H}_∞ (aussi appelée « synthèse \mathcal{H}_∞ »).

C.1 Pré-requis – Normes et propriétés

C.1.1 Définitions

Deux normes doivent être rappelées ici : la norme \mathcal{L}_2 et la norme \mathcal{H}_∞ .

Définition C.1 (Norme \mathcal{L}_2)

Soit un vecteur $x(t)$ à valeurs dans \mathbb{R}^n . On définit sa norme \mathcal{L}_2 par :

$$\|x(t)\|_2 = \sqrt{\int_0^\infty x^T(t)x(t)dt} \quad (\text{C.1})$$

Dans le cas matriciel, la norme \mathcal{L}_2 d'une matrice A est définie par :

$$\|A\|_2 = \sup_{u \neq 0} \frac{\|Au\|_2}{\|u\|_2} \quad (\text{C.2})$$

L'espace des fonctions de norme \mathcal{L}_2 finie est appelé « espace \mathcal{L}_2 ».

Définition C.2 (Norme \mathcal{H}_∞)

Soit $G(s)$ un système LTI, d'entrée $u(t)$ et de sortie $y(t)$, dont les valeurs singulières sont notées $\sigma_i(G(s))$. On définit la norme \mathcal{H}_∞ de la matrice $G(s)$ telle que :

$$\|G(s)\|_\infty = \sup_\omega \max_{i=1..n} \sigma_i(G(j\omega)) \quad (\text{C.3})$$

C.1.2 Propriétés de la norme \mathcal{H}_∞

C.1.2.1 Interprétation dans le domaine temporel

Pour un transfert $G(s)$ d'entrée $u(t)$ et de sortie $y(t)$, une consigne u fonction de l'espace \mathcal{L}_2 mène vers une norme \mathcal{H}_∞ de $G(s)$ bornée, c'est-à-dire que $\|G(s)\|_\infty$ existe et :

$$\|G(s)\|_\infty^2 = \max_{u \in \mathcal{L}_2} \left(\frac{\|y(t)\|_2}{\|u(t)\|_2} \right)^2 \quad (\text{C.4})$$

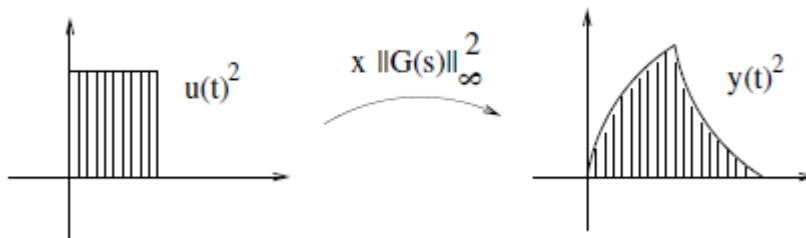


FIGURE C.1 – Interprétation de la norme \mathcal{H}_∞ dans le domaine temporel

Une illustration est donnée par la Figure C.1. Grâce à cette propriété la norme \mathcal{H}_∞ est adaptée au traitement des performances, au sens où pour une entrée d'énergie bornée en norme \mathcal{L}_2 la norme \mathcal{H}_∞ associée au transfert $\mathcal{T}_{u \rightarrow y}$ en performance existe.

C.1.2.2 Théorème du faible gain

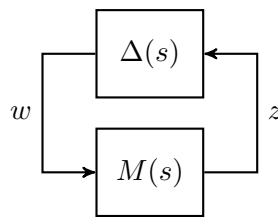


FIGURE C.2 – Forme standard $M(s)$ interconnecté avec des perturbations Δ

On considère le système interconnecté de la Figure C.2, avec $(M(s), \Delta(s))$ systèmes linéaires stables de dimensions compatibles. Le système est stable pour tout $\Delta(s)$ tel que $\|\Delta\|_\infty \leq 1/\gamma$ si et seulement si :

$$\|M(s)\|_\infty \leq \gamma \quad (\text{C.5})$$

Cette propriété constitue la base du problème \mathcal{H}_∞ et permet de traiter la problématique de la robustesse et de la performance d'un système $M(s)$ face à des entrées w issues de Δ .

C.2 Enoncé du problème

C.2.1 Hypothèses de départ

On considère un système $M(s)$ interconnecté avec un modèle de perturbations Δ , tel que présenté par la Figure C.2. Dans le cadre de la synthèse \mathcal{H}_∞ le modèle $M(s)$ est le résultat d'une LFT entre un système sous forme standard $P(s)$ et un correcteur¹ (ou un pré-compensateur²) noté $K(s)$, comme représenté dans la Figure C.3.

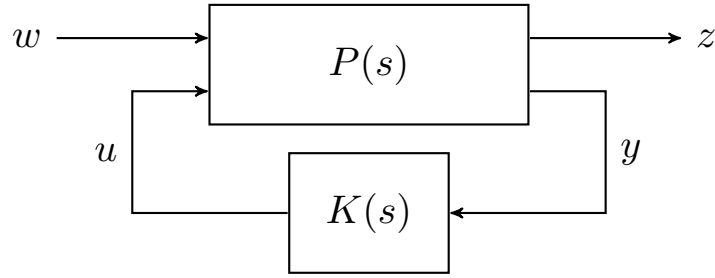


FIGURE C.3 – Représentation LFT du système $M(s)$ représentant l'interconnexion (P, K)

Cette interconnexion fait appel à (u, y) , signaux de commande et de mesure, et (w, z) , signaux d'entrée et de sortie exogènes. Les signaux, après transformation de Laplace, sont notés $U(s), Y(s), W(s)$ et $Z(s)$, et permettent d'obtenir la représentation LFR (C.6) :

$$\begin{cases} \begin{pmatrix} Z(s) \\ Y(s) \end{pmatrix} = P(s) \cdot \begin{pmatrix} W(s) \\ U(s) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} P_{11}(s) & P_{12}(s) \\ P_{21}(s) & P_{22}(s) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} W(s) \\ U(s) \end{pmatrix} \\ U(s) = K(s) \cdot Y(s) \end{cases} \quad (\text{C.6})$$

L'objectif du problème \mathcal{H}_∞ à résoudre est de maximiser la norme \mathcal{H}_∞ de Δ par un choix judicieux de $K(s)$, de sorte à rendre le système $M(s)$ stable lorsqu'il est soumis à des entrées w (liées à Δ). L'application du Théorème du faible gain dit qu'à des fins de robustesse on aurait tout intérêt à minimiser la valeur de γ , et donc de réduire la norme $\|M(s)\|_\infty$ grâce à un $K(s)$ adéquat. Ainsi, à l'issue de la synthèse, on doit obtenir $\hat{K}(s)$ tel que :

$$\hat{K}(s) = \min_K \|M(s)\|_\infty \quad (\text{C.7})$$

$$= \min_K \|F_l(P, K)(s)\|_\infty \quad (\text{C.8})$$

Où $F_l(P, K)$ est la matrice de transfert correspondant au modèle LFR (C.6) :

$$F_l(P, K) = P_{11} + P_{12}K(I - P_{22}K)^{-1}P_{21} \quad (\text{C.9})$$

1. Cas du Chapitre 2
2. Cas du Chapitre 4

C.2.2 Spécification du problème

Prise en compte de plusieurs critères Le problème \mathcal{H}_∞ porte en général sur deux principaux critères : un critère de performance et un critère de robustesse. Dans ces conditions la forme standard du problème peut se présenter comme sur la Figure C.4.

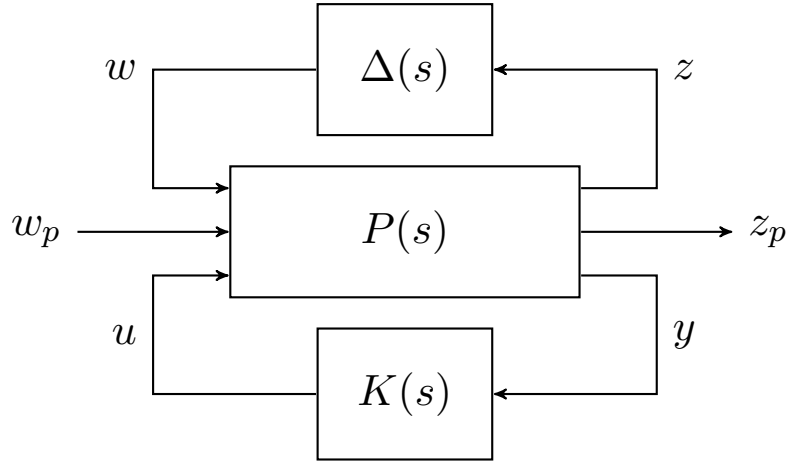


FIGURE C.4 – Représentation LFT du problème \mathcal{H}_∞ structuré

Le critère de robustesse est géré par la présence de l'interconnexion du système sous forme standard $P(s)$ avec une première matrice de transfert $\Delta(s)$. Cette matrice Δ perçoit le transfert $\mathcal{T}_{w \rightarrow z}$. Le problème de robustesse à résoudre est donc :

$$\forall \Delta, \|\Delta\|_\infty < 1/\gamma \Rightarrow \|\mathcal{T}_{w \rightarrow z}(P, K)\|_\infty < \gamma \quad (\text{C.10})$$

Le critère de performance dépend d'une entrée w_p et d'une sortie z_p indépendante de toute interconnexion. Toutefois, la matrice de transfert associée au système $\mathcal{F}_l(P, K)$ doit aussi prendre en compte le transfert $\mathcal{T}_{w_p \rightarrow z_p}$. Ainsi le transfert $\mathcal{F}_l(P, K)$ peut être perçu comme la fonction de transfert augmentée avec comme entrée $W = \begin{pmatrix} w^T & w_p^T \end{pmatrix}^T$ et comme sortie $Z = \begin{pmatrix} z^T & z_p^T \end{pmatrix}^T$:

$$\mathcal{F}_l(P, K) = \mathcal{T}_{W \rightarrow Z} \quad (\text{C.11})$$

Dans l'hypothèse où $\|\mathcal{F}_l(P, K)\|_\infty < \gamma$, l'interprétation de la norme \mathcal{H}_∞ dans le domaine temporel et le théorème du faible gain permettent d'établir la relation ci-dessous :

$$\forall \Delta, \|\Delta\|_\infty < 1/\gamma \Rightarrow \int_0^\infty z_p^2(t) dt < \gamma^2 \int_0^\infty w_p^2(t) dt \quad (\text{C.12})$$

Répartition des critères et pondération En général la structure de $\mathcal{F}_l(P, K)$ est plus complexe, au sens où le transfert n'est en général pas construit comme présenté par l'égalité

C.2. Enoncé du problème

(C.11). En effet, sous cette forme les transferts $w \rightarrow z_p$ et $w_p \rightarrow z$ sont aussi pris en compte. Dans les faits, seuls les transferts ci-dessous sont pris en compte :

- La performance, avec $\mathcal{T}_{w_p \rightarrow z_p}$: pour une consigne w_p , on souhaite une réponse z_p minimale,
- La robustesse, avec $\mathcal{T}_{w \rightarrow z}$: pour une perturbation w (respectivement incertitude, non-linéarité, ...), on souhaite une réponse z minimale.

A la place, la forme standard $M(s) = \mathcal{F}_l(P, K)$ est construite sous forme d'une matrice de transfert par blocs avec tous les transferts sur la diagonale, pondérés par des coefficients c_i . Par exemple, pour les deux transferts en performance et robustesse on obtient :

$$\mathcal{F}_l(P, K) = \begin{pmatrix} \frac{1}{c_1} \mathcal{T}_{w_p \rightarrow z_p} & 0 \\ 0 & \frac{1}{c_2} \mathcal{T}_{w \rightarrow z} \end{pmatrix} \quad (\text{C.13})$$

Cette mise en forme permet de pondérer l'importance entre performance et robustesse. Par ailleurs, la résolution du problème \mathcal{H}_∞ sur $\mathcal{F}_l(P, K)$ revient à résoudre le problème sur les deux sous-fonctions de transfert $\mathcal{T}_{w \rightarrow z}$ et $\mathcal{T}_{w_p \rightarrow z_p}$:

$$\|\mathcal{F}_l(P, K)\|_\infty < 1 \iff \begin{cases} \|\mathcal{T}_{w_p \rightarrow z_p}\|_\infty < c_1 \\ \|\mathcal{T}_{w \rightarrow z}\|_\infty < c_2 \end{cases} \quad (\text{C.14})$$

Enfin, il est en général impossible - et irréaliste - de minimiser la norme \mathcal{H}_∞ de plusieurs transferts sur toute la gamme de fréquences : le niveau de performance est critique seulement à basse fréquence, alors que celui en robustesse due aux erreurs du modèle (par exemple) doit être garanti aux hautes fréquences. En pratique il est plutôt d'usage de pondérer les critères à l'aide de fonctions de pondérations sous forme de filtres du premier ordre.

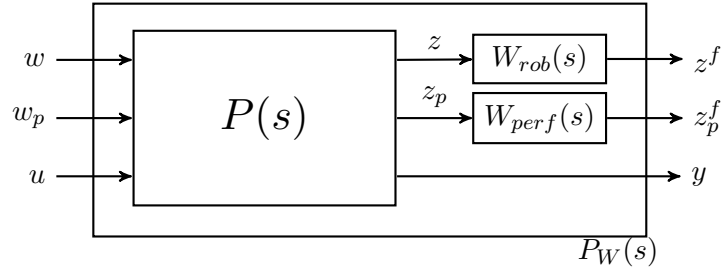


FIGURE C.5 – Forme standard avec pondération du problème \mathcal{H}_∞ structuré

Les niveaux de garantie en performance et robustesse imposent alors :

- $W_{perf}(s)$: filtre passe-bas pour la performance garantie à basse fréquence,
- $W_{rob}(s)$: filtre passe-haut pour la robustesse garantie à haute fréquence.

La forme standard à retenir pour la résolution du problème \mathcal{H}_∞ est donc une forme réadaptée de (C.13), notée $P_W(s)$ avec les transferts vers les sorties filtrées $\mathcal{T}_{w \rightarrow z^f}$ et $\mathcal{T}_{w_p \rightarrow z_p^f}$. Le problème d'optimisation à résoudre, de solution $\hat{K}(s)$, devient alors :

$$\hat{K}(s) = \min_K \|\mathcal{F}_l(P_W(s), K(s))\|_\infty \quad (\text{C.15})$$

Bibliographie

- [1] A. TAGHIZAD, C. VERBEKE et A. DESOPPER, « Aerodynamic perturbations encountered by a helicopter landing on a ship : Effects on the helicopter flight dynamics », in *RTO Meeting proceedings*, RESEARCH et T. ORGANIZATION, éd.s., sér. 6.1-6.15, 1998 (cf. p. 1).
- [2] A. HOENCAMP, « Helicopter-Ship Qualification Testing : The Theory and Application of a Novel Test Methodology Optimizing for Cost and Time Efficiency », thèse de doct., TU Delft, 2015 (cf. p. 1, 102, 103).
- [3] F. A. C. NASCIMENTO, A. MAJUMDAR et W. Y. OCHIENG, « Incident reporting in offshore helicopter transportation », in *European Rotorcraft Forum*, 2012 (cf. p. 1).
- [4] B. J. BASKETT et D. L. O. DANIEL, *Aeronautical Design Standard, Performance Specification, Handling Qualities Requirements for Military Rotorcraft*, United States Army Aviation et Missile Command, 2000 (cf. p. 3, 4, 18, 21–26).
- [5] O. BOURQUARDEZ, R. MAHONY, N. GUENARD, F. CHAUMETTE, T. HAMEL et L. ECK, « Image-Based Visual Servo Control of the Translation Kinematics of a Quadrotor Aerial Vehicle », *IEEE Transactions on Robotics*, t. 25, n° 3, p. 743–749, juin 2009 (cf. p. 3, 49).
- [6] F. CHAUMETTE et S. HUTCHINSON, « Visual Servo Control, Part I : Basic Approaches », *IEEE Robotics & Automation Magazine*, t. 13, n° 4, p. 82–90, déc. 2006 (cf. p. 3, 37, 38, 42, 43, 47, 50, 105, 107, 170).
- [7] —, « Visual Servo Control, Part II : Advanced Approaches », *IEEE Robotics & Automation Magazine*, t. 14, n° 1, p. 109–108, mar. 2007 (cf. p. 3, 38, 39, 47, 170).
- [8] G. DUDGEON et J. GRIBBLE, « Helicopter translational rate command using individual channel analysis and design », in *UKACC International Conference on Control*, t. 1, sept. 1996 (cf. p. 4, 29, 35, 62).
- [9] G. L. SONESON, « Development and Piloted Simulation Testing of Advanced Response Types for Ship-based Rotorcraft », mém.de mast., Penn State University, 2014 (cf. p. 4, 27, 36, 168).
- [10] J.-C. ANTONIOLI, A. TAGHIZAD, T. RAKOTOMAMONJY et M. OULADSINE, « Toward the development of a methodology for designing helicopter flight control laws by integrating handling qualities requirements », in *40th European Rotorcraft Forum*, 2014 (cf. p. 4, 36).
- [11] M. B. TISCHLER, J. W. FLETCHER et P. M. MORRIS, « Applications of flight control system methods to an advanced combat rotorcraft », in *Royal Aeronautical Society International Conference on Helicopter Handling Qualities and Control*, 1989 (cf. p. 4, 36).
- [12] L. ZACCARIAN et A. R. TEEL, *Modern Anti-Windup Synthesis : Control Augmentation for Actuator Saturation*. Princeton University Press, 2009 (cf. p. 4, 51, 53).

-
- [13] S. TARBOURIECH, G. GARCIA, J. M. G. da SILVA JR. et I. QUEINNEC., *Stability and Stabilization of Linear Systems with Saturating Actuators*, SPRINGER, éd. Springer, 2011 (cf. p. 4, 53).
- [14] J.-C. ANTONIOLI, « Spécification de lois de commande pour hélicoptères orientées Qualités de Vol », thèse de doct., Aix-Marseille Université, 2015 (cf. p. 5, 10, 36, 63, 64, 94, 169, 170, 177).
- [15] Q. H. TRUONG, T. RAKOTOMAMONJY et J.-M. BIANNIC, « Vision-based control for helicopter ship landing with handling qualities constraints », in *20th IFAC Symposium on Automatic Control in Aerospace*, 2016 (cf. p. 5, 61, 68, 110).
- [16] Q. H. TRUONG, T. RAKOTOMAMONJY, A. TAGHIZAD et J.-M. BIANNIC, « Visually controlled helicopter : a control scheme for helicopter landing », in *42nd European Rotorcraft Forum*, 2016 (cf. p. 5, 6, 61, 101).
- [17] Q. H. TRUONG, T. RAKOTOMAMONJY et J.-M. BIANNIC, « Stability enhancement of a vision-based helicopter control law by anti-windup filters », in *20th IFAC World Congress*, 2017 (cf. p. 6, 129, 137).
- [18] R. RALETZ, *Théorie élémentaire de l'hélicoptère*. Cépaduès-Editions, 2009 (cf. p. 8).
- [19] W. JOHNSON, *Helicopter Theory*. Princeton University Press, 1980 (cf. p. 8).
- [20] P. ROUGIER, *Mécanique du vol de l'hélicoptère*. Hermes - Lavoisier, 2007 (cf. p. 8).
- [21] A. R. S. BRAMWELL, D. BALMFORD et G. DONE, *Helicopter Dynamics*. Butterworth-Heinemann, 2001 (cf. p. 8).
- [22] G. D. PADFIELD, *Helicopter Flight Dynamics : The Theory and Application of Flying Qualities and Simulation Modelling*. Oxford : Blackwell Publishing, 2007 (cf. p. 8, 12, 13, 27, 66).
- [23] B. BENOIT, A.-M. DEQUIN, K. KAMPA, W. von GRUNHAGEN, P.-M. BASSET et O. BERNARD GIMONET, « HOST, a General Helicopter Simulation Tool for Germany and France », in *American Helicopter Society 56th Annual Forum*, 2000 (cf. p. 9).
- [24] J.-M. BIANNIC et S. TARBOURIECH, « Optimization and implementation of dynamic anti-windup compensators with multiple saturations in flight control systems », *Control Engineering Practice*, t. 17, n° 6, p. 703–713, juin 2009 (cf. p. 15, 52, 56).
- [25] G. E. COOPER et R. P. HARPER, « The use of pilot rating in the evaluation of aircraft handling qualities », OTAN : North Atlantic Treaty Organization, rapp. tech., 1969 (cf. p. 18).
- [26] R. B. LUMSDEN, C. H. WILKINSON et G. D. PADFIELD, « Challenges at the Helicopter-Ship Dynamic Interface », in *24th European Rotorcraft Forum*, 1998 (cf. p. 27).
- [27] G. D. PADFIELD et C. H. WILKINSON, « Handling Qualities Criteria for Maritime Helicopter Operations », in *American Helicopter Society Forum 53*, 1997 (cf. p. 27).
- [28] D. G. MITCHELL, T. K. NICOLL, F. M. P. et S. H. ROARK, « Rotorcraft Handling Qualities for Shipboard Operations », in *AIAA Atmospheric Flight Mechanics Conference*, août 2009 (cf. p. 27).

Bibliographie

- [29] G. L. SONESON, J. F. HORN et A. ZHENG, « Simulation Testing of Advanced Response Types for Ship-Based Rotorcraft », *Journal of the American Helicopter Society*, t. 61, n° 3, p. 032011, juil. 2016 (cf. p. 27).
- [30] G. J. W. DUDGEON, J. J. GRIBBLE et J. O'REILLY, « The use of individual channel analysis and design to meet helicopter handling qualities requirements », in *21st European Rotorcraft Forum*, 1995 (cf. p. 28, 31, 35).
- [31] S. BITTANTI, « James Clerk Maxwell, a precursor of system identification and control science », *International Journal of Control*, t. 88, n° 12, p. 2427–2432, 2015. eprint : <http://dx.doi.org/10.1080/00207179.2015.1098783> (cf. p. 30).
- [32] E. J. ROUTH, *A Treatise on the Stability of a Given State of Motion*, MACMILLAN et COMPANY, éd. Macmillan et Company, 1877 (cf. p. 30).
- [33] A. M. LYAPUNOV, « Problème général de la stabilité du mouvement », thèse de doct., Société mathématique de Kharkow, 1892 (cf. p. 30).
- [34] H. W. BODE, « Relations between attenuation and phase in feedback amplifier design », *Bell*, t. 19, n° 3, p. 421–454, 1940 (cf. p. 30).
- [35] H. T. NYQUIST, « Regeneration theory », *Bell System Technical Journal*, t. 11, n° 1, p. 126–147, 1932 (cf. p. 30).
- [36] H. BLACK, « Stabilized feedback amplifiers », *Bell System Technical Journal*, t. 13, n° 1, p. 1–18, 1934 (cf. p. 30).
- [37] J. O'REILLY et W. E. LEITHEAD, « Multivariable control by 'individual channel design' », *International Journal of Control*, t. 54, n° 1, p. 1–46, 1991 (cf. p. 31).
- [38] J. G. ZIEGLER et N. B. NICHOLS, « Optimum settings for automatic controllers », *Transactions of the American Society of Mechanical Engineers*, t. 64, p. 759–768, 1942 (cf. p. 31).
- [39] L. S. PONTRYAGIN, V. G. BOLTYANSKII, R. V. GAMKRELIDZE et E. F. MISHCHENKO, *The Mathematical Theory of Optimal Processes*, GORDON et B. SCIENCE, éd. Gordon et Breach Science, 1962 (cf. p. 31).
- [40] R. E. KALMAN, « Contribution to the theory of optimal control », *Boletín de la Sociedad Matemática Mexicana*, t. 5, p. 102–119, 1960 (cf. p. 31).
- [41] D. ALAZARD, C. CUMER, P. APKARIAN, M. GAUVRIT et G. FERRERES, *Robustesse et Commande Optimale*, C. EDITIONS, éd. Supaéro, 1999 (cf. p. 31, 33).
- [42] H. KIMURA, « Pole assignment by gain output feedback », *IEEE Transactions on Automatic Control*, t. 20, n° 4, p. 509–516, 1975 (cf. p. 32).
- [43] A. N. ANDRY, E. Y. SHAPIRO et J. CHUNG, « Eigenstructure assignment for linear systems », *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, t. 19, n° 5, p. 711–729, 1983 (cf. p. 32, 34).
- [44] K. M. SOBEL, W. YU et E. Y. SHAPIRO, « A systematic approach to gain suppression using eigenstructure assignment », *American Control Conference*, t. 10, n° 30, p. 1292–1294, 1989 (cf. p. 32).

-
- [45] J. RICHALET, A. RAULT, J. TESTUD et J. PAPON, « Model predictive heuristic control : Applications to industrial processes », *Automatica*, t. 14, n^o 5, p. 413–428, 1978 (cf. p. 32).
- [46] D. CLARKE, C. MOHTADI et P. TUFFS, « Generalized predictive control », *Automatica*, t. 23, p. 137–148, 1987 (cf. p. 32).
- [47] E. CAMACHO, « Constrained generalized predictive control », *IEEE Transactions on Automatic Control*, 1993 (cf. p. 32).
- [48] P. GAWTHROP, « Robust stability of a continuous-time self-tuning controller », *International journal of adaptive control and signal processing*, 1987 (cf. p. 32).
- [49] G. ZAMES, « Feedback and optimal sensitivity : Model reference transformations, multiplicative seminorms, and approximate inverses », *IEEE Transactions on Automatic Control*, t. 26, p. 301–320, 1981 (cf. p. 33).
- [50] P. APKARIAN et D. NOLL, « Nonsmooth H_∞ synthesis », *IEEE Transactions in Automatic and Control*, t. 51, n^o 1, p. 71–86, 2006 (cf. p. 33, 82).
- [51] S. BOYD, L. E. GHAOUI, E. FERON et V. BALAKRISHNAN, *Linear Matrix Inequalities in System and Control Theory*, S. for INDUSTRIAL et A. MATHEMATICS, éd., sér. Studies in Applied Mathematics. Philadelphia, PA : SIAM, 1994, t. 15 (cf. p. 33).
- [52] K. J. ÅSTRÖM et B. WITTENMARK, *Adaptive Control*, ADDISON-WESLEY, éd. Addison-Wesley, 1995 (cf. p. 33).
- [53] T. TAKAGI et M. SUGENO, « Fuzzy identification of systems and its applications to modeling and control », *IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics*, t. 15, n^o 1, p. 116–132, 1985 (cf. p. 33).
- [54] C. BRIAT, *Linear Parameter-Varying and Time-Delay Systems*. Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2014 (cf. p. 34).
- [55] S. ZEIN-SABATTO et Y. ZHENG, « Intelligent flight controllers for helicopter control », in *International Conference on Neural Networks*, 1997 (cf. p. 34).
- [56] R. ENNS et J. SI, « Helicopter flight control design using a learning control approach », in *39th IEEE Conference on Decision and Control*, t. 2, 2000, p. 1754–1759 (cf. p. 34).
- [57] J. LU et J. ZHANG, « Control Law Design for Helicopter Based on Radial Basis Function Neural Network », in *IEEE International Conference on Control and Automation*, juin 2007 (cf. p. 34).
- [58] J. LU, Q. LING et J. ZHANG, « Lateral control law design for helicopter using radial basis function neural network », in *IEEE International Conference on Automation and Logistics*, août 2007, p. 2807–2812 (cf. p. 34).
- [59] J. ZHANG, J. CHEN, C. C. KO, B. A. CHEN et S. S. GE, « A web-based laboratory on control of a two-degree-of-freedom helicopter », in *40th IEEE Conference on Decision and Control*, t. 3, 2001 (cf. p. 34).
- [60] F. G. M. de CARVALHO et E. M. HEMERLY, « Adaptive output feedback control of an underactuated three degrees-of-freedom model helicopter using neural networks », in *IEEE International Conference on Control Applications*, 2008 (cf. p. 34).

Bibliographie

- [61] P. APKARIAN, C. CHAMPETIER et J. MAGNI, « Design of a helicopter output feedback control law using modal and structured-robustness techniques », *International Journal of Control*, t. 50, n° 4, p. 1195–1215, 1989 (cf. p. 34).
- [62] W. L. GARRARD, E. LOW et S. PROUTY, « Design of attitude and rate command systems for helicopters using eigenstructure assignment », *Journal of Guidance, Control, and Dynamics*, t. 12, n° 6, p. 783–791, 1989 (cf. p. 34).
- [63] N. ANTEQUERA, M. SANTOS et J. de la CRUZ, « A Helicopter Control based on Eigenstructure Assignment », in *IEEE Conference on Emerging Technologies and Factory Automation*, sept. 2007 (cf. p. 35).
- [64] G. DUDGEON, J. GRIBBLE et J. O'REILLY, « Individual channel analysis and helicopter flight control in moderate- and large-amplitude manoeuvres », *Control Engineering Practice*, t. 5, n° 1, p. 33–38, jan. 1997 (cf. p. 35).
- [65] J. LICEAGA-CASTRO, C. VERDE, J. O'REILLY et W. LEITHEAD, « Helicopter flight control using individual channel design », in *IEEE Proceedings in Control Theory and Applications*, 142, éd., t. 1, jan. 1995 (cf. p. 35).
- [66] A. YUE et I. POSTLETHWAITE, « H_∞ -optimal design for helicopter control », in *American Control Conference*, 1988 (cf. p. 35).
- [67] A. YUE, « Design of robust multivariable helicopter control laws for handling qualities enhancement », in *International Conference on Control*, avr. 1988 (cf. p. 35).
- [68] A. YUE et I. POSTLETHWAITE, « Improvement of helicopter handling qualities using H_∞ -optimisation », *IEEE Proceedings D - Control Theory and Applications*, t. 137, n° 3, p. 115–129, 1990 (cf. p. 35).
- [69] C.-C. LUO, R.-F. LIU, C.-D. YANG et Y.-H. CHANG, « Helicopter H_∞ control design with robust flying quality », *Aerospace Science and Technology*, t. 7, n° 2, p. 159–169, mar. 2003 (cf. p. 35).
- [70] I. POSTLETHWAITE, I. K. KONSTANTOPOULOS, X.-D. SUN, D. J. WALKER et A. G. ALFORD, « Design, flight simulation, and handling qualities evaluation of an LPV gain-scheduled helicopter flight control system », in *European Control Conference*, 1999 (cf. p. 35).
- [71] H. SHIM, T. KOO, F. HOFFMANN et S. SASTRY, « A comprehensive study of control design for an autonomous helicopter », in *Proceedings of the 37th IEEE Conference on Decision and Control*, 1998 (cf. p. 35).
- [72] L. SANDINO, M. BEJAR et A. OLLERO, « On the applicability of linear control techniques for autonomous landing of helicopters on the deck of a ship », in *IEEE International Conference on Mechatronics (ICM)*, 2011, p. 363–368 (cf. p. 35).
- [73] B. HU, L. LU et S. MISHRA, « Fast, safe and precise landing of a quadrotor on an oscillating platform », in *American Control Conference (ACC)*, 2015, juil. 2015, p. 3836–3841 (cf. p. 35).

- [74] M. B. TISCHLER, J. A. LEE et J. D. COLBOURNE, « Optimization and comparison of alternative flight control system design methods using a common set of handling-qualities criteria », in *AIAA Guidance, Navigation, and Control Conference*, 2001 (cf. p. 36).
- [75] J.-C. ANTONIOLI, A. TAGHIZAD, T. RAKOTOMAMONJY et M. OULADSINE, « Helicopter flight control design tool integrating handling qualities requirements », in *5th European Conference for Aeronautics and Space Sciences (EUCASS)*, 2013 (cf. p. 36, 74).
- [76] J.-C. ANTONIOLI, A. TAGHIZAD, T. RAKOTOMAMONJY et M. OULADSINE, « Development of flying qualities based charts as a support for the initialization of the gains of helicopter control laws », in *IEEE Conference on Control Applications*, oct. 2014 (cf. p. 36, 61).
- [77] M. FLIESS, J. LÉVINE et P. ROUCHON, « Flatness and defect of nonlinear systems : introductory theory and examples », *International Journal of Control*, t. 61, p. 1327–1361, 1995 (cf. p. 36).
- [78] O. ARAAR et N. AOUF, « Quadrotor control for trajectory tracking in presence of wind disturbances », in *UKACC International Conference on Control*, juil. 2014, p. 25–30 (cf. p. 36).
- [79] C. SAMSON, B. ESPIAU et M. L. BORGNE, *Robot Control. The Task Function Approach*, O. U. PRESS, éd. Oxford University Press, 1991 (cf. p. 38, 44).
- [80] A. CRETUAL, « Asservissement visuel à partir d'information de mouvement dans l'image », thèse de doct., Université de Rennes 1, IRISA, nov. 1998 (cf. p. 39).
- [81] A. ALHAJ, « Apports de la vision dynamique en asservissement visuel », thèse de doct., Université de Rennes 1, Cemagref Rennes, 2004 (cf. p. 39).
- [82] T. HAMEL et R. MAHONY, « Visual servoing of an under-actuated dynamic rigid-body system : an image-based approach », *IEEE Transactions on Robotics and Automation*, t. 18, n° 2, p. 187–198, avr. 2002 (cf. p. 40).
- [83] R. TATSAMBON FOMENA, « Asservissement visuel par projection sphérique », thèse de doct., Université de Rennes 1, 2008 (cf. p. 40–42).
- [84] P. I. CORKE, « Spherical image-based visual servo and structure estimation », in *IEEE International Conference on Robotics and Automation*, mai 2010, p. 5550–5555 (cf. p. 40).
- [85] J. P. BARRETO, F. MARTIN et R. HORAUD, « Visual Servoing/Tracking Using Central Catadioptric Images », *Experimental Robotics VIII*, t. 5, p. 245–254, juin 2003 (cf. p. 40).
- [86] F. CHAUMETTE, « La relation vision-commande : théorie et applications à des tâches robotiques », thèse de doct., Université de Rennes 1 - Institut de Formation Supérieure en Informatique et Communication, 1990 (cf. p. 42, 45).
- [87] —, « Image moments : a general and useful set of features for visual servoing », *IEEE Transactions on Robotics*, t. 20, n° 4, p. 713–723, août 2004 (cf. p. 42).

Bibliographie

- [88] P. RIVES et H. MICHEL, « Visual servoing based on ellipse features », *Proceedings Society of Photo-Optical Instrumentation Engineers (SPIE) 2016, Intelligent Robots and Computer Vision XII : Active Vision and 3D Methods*, t. 2056, n° 1, p. 356–367, août 1993 (cf. p. 42).
- [89] T. SHEN et G. CHESI, « Visual servoing path-planning with spheres », in *9th International Conference on Informatics in Control, Automation and Robotics*, t. 1, SciTePress, 2012, p. 22–30 (cf. p. 42).
- [90] J. O. ENTZINGER, « Analysis of visual cues for human pilot control in the final approach and landing », thèse de doct., University of Tokyo, 2010 (cf. p. 42).
- [91] T. SHEN et G. CHESI, « Visual Servoing Path Planning for Cameras Obeying the Unified Model », *Advanced Robotics*, t. 26, n° 8, p. 843–860, 2012 (cf. p. 42).
- [92] F. BONIN-FONT, A. ORTIZ et G. OLIVER, « Visual navigation for mobile robots : a survey », *Journal of Intelligent Robot System*, t. 53, p. 263–296, 2008 (cf. p. 42).
- [93] Y. SHIRAI et H. INOUE, « Guiding a robot by visual feedback in assembling tasks », *Pattern Recognition*, t. 5, n° 2, p. 99–108, juin 1973 (cf. p. 44, 45).
- [94] J. HILL et W. T. PARK, « Real time control of a robot with a mobile camera », in *Proceedings of the 9th International Symposium on Industrial Robot*, 1979, p. 233–246 (cf. p. 44).
- [95] L. E. WEISS, « Dynamic visual servo control of robots : an adaptive image-based approach », thèse de doct., The Robotics Institute, Carnegie-Mellon University, 1984 (cf. p. 44).
- [96] L. WEISS, A. SANDERSON et C. P. NEUMAN, « Dynamic sensor-based control of robots with visual feedback », *IEEE Journal of Robotics and Automation*, t. 3, n° 5, p. 404–417, oct. 1987 (cf. p. 44).
- [97] P. RIVES, F. CHAUMETTE et B. ESPIAU, « Visual servoing based on a task function approach », in *Proceedings of the International Symposium on Experimental Robotics*, t. 139, Springer, 1989, p. 412–428 (cf. p. 44).
- [98] B. ESPIAU, F. CHAUMETTE et P. RIVES, « A new approach to visual servoing in robotics », *IEEE Transactions on Robotics and Automation*, t. 8, n° 3, p. 313–326, 1992 (cf. p. 44).
- [99] T. DRUMMOND et R. CIPOLLA, « Application of Lie algebras to visual servoing », *International Journal of Computer Vision*, t. 37, n° 1, p. 21–41, juin 2000 (cf. p. 45).
- [100] S. HUTCHINSON, G. D. HAGER et P. I. CORKE, « A Tutorial on Visual Servo Control », *IEEE Transactions on Robotics and Automation*, t. 12, n° 5, p. 651–670, oct. 1996 (cf. p. 45).
- [101] E. MARCHAND et F. CHAUMETTE, « Reconstruction et exploration de scènes par vision active », in *10ème Congrès AFCET Reconnaissance des Formes et Intelligence Artificielle*, t. 1, 1996, p. 405–414 (cf. p. 45).
- [102] A. CASTANO et S. A. HUTCHINSON, « Visual compliance : Task-directed visual servo control », *IEEE Transactions on Robotics and Automation*, t. 10, n° 3, p. 334–342, 1994 (cf. p. 45).

-
- [103] K. DEGUCHI, « Optimal motion control for image-based visual servoing by decoupling translation and rotation », in *IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems*, 1998, p. 705–711 (cf. p. 45, 47).
- [104] E. MALIS, F. CHAUMETTE et S. BOUDET, « 2 1/2 D visual servoing », *IEEE Transactions on Robotics and Automation*, t. 15, n° 2, p. 238–250, 1999 (cf. p. 45).
- [105] P. I. CORKE et S. A. HUTCHINSON, « A new partitioned approach to image-based visual servo control », *IEEE Transactions on Robotics and Automation*, t. 17, n° 4, p. 507–515, août 2001 (cf. p. 45, 47).
- [106] Y. MEZOUAR, A. REMAZEILLES, P. GROS et F. CHAUMETTE, « Images interpolation for image-based control under large displacement », in *Proceedings of the 2002 IEEE International Conference on Robotics and Automation*, 2002, p. 3787–3794 (cf. p. 45).
- [107] A. REMAZEILLES, F. CHAUMETTE et P. GROS, « Robot motion control from a visual memory », in *Proceedings of the 2004 IEEE International Conference on Robotics and Automation*, 2004, p. 4695–4700 (cf. p. 45).
- [108] N. MANSARD et F. CHAUMETTE, « Tasks sequencing for visual servoing », in *Proceedings of the 2004 IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems*, t. 1, 2004, p. 992–997 (cf. p. 45).
- [109] E. MALIS, « Improving vision-based control using efficient second-order minimization techniques », in *2004 IEEE International Conference on Robotics and Automation*, t. 2, 2004, p. 1843–1848 (cf. p. 45).
- [110] G. ALLIBERT, E. COURTIAL et F. CHAUMETTE, « Predictive Control for Constrained Image-Based Visual Servoing », *IEEE Transactions on Robotics*, t. 26, n° 5, p. 933–939, sept. 2010 (cf. p. 45).
- [111] E. MARCHAND et G. D. HAGER, « Dynamic sensor planning in visual servoing », in *IEEE International Conference on Robotics and Automation*, t. 3, 1998, p. 1988–1993 (cf. p. 45, 46).
- [112] P. I. CORKE et M. GOOD, « Dynamic effects in visual closed-loop systems », *IEEE Transactions on Robotics and Automation*, t. 12, n° 5, p. 671–683, 1996 (cf. p. 45, 47).
- [113] D. KHADRAOUI, « La commande référencée vision pour le guidage automatique de véhicules », thèse de doct., Université Blaise Pascal - Clermont II, 1996 (cf. p. 45).
- [114] G. LE BLANC, Y. MEZOUAR et P. MARTINET, « Indoor navigation of a wheeled mobile robot along visual routes », in *IEEE International Conference on Robotics and Automation*, t. 1, 2005, p. 3354–3359 (cf. p. 45).
- [115] G. C. KARRAS, S. G. LOIZOU et K. J. KYRIAKOPOULOS, « A visual-servoing scheme for semi-autonomous operation of an underwater robotic vehicle using an IMU and a laser vision system », in *IEEE International Conference on Robotics and Automation*, mai 2010, p. 5262–5267 (cf. p. 45).
- [116] N. NAVAB, B. BASCLE, M. LOSER, B. GEIGER et R. TAYLOR, « Visual servoing for automatic and uncalibrated needle placement for percutaneous procedures », in *IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition*, 2000, p. 2327–2334 (cf. p. 45).

Bibliographie

- [117] R. GINHOUX, J. GANGLOFF, M. de MATHELIN, L. SOLER, M. SANCHEZ et J. MARESCAUX, « Active filtering of physiological motion in robotized surgery using predictive control », *IEEE Transactions on Robotics*, t. 21, n° 1, p. 67–79, fév. 2005 (cf. p. 46).
- [118] B. THUILOT, P. MARTINET, L. CORDESSES et J. GALLICE, « Position based visual servoing : keeping the object in the field of vision », in *IEEE International Conference on Robotics and Automation*, 2002, p. 1624–1629 (cf. p. 46).
- [119] P. MURRIERI, D. FONTANELLI et A. BICCHI, « Visual-servoed Parking with Limited View Angle », in *Experimental Robotics VIII*, B. SICILIANO et P. DARIO, éd. Berlin, Heidelberg : Springer Berlin Heidelberg, 2003, p. 265–274 (cf. p. 46).
- [120] G. CHESI, K. HASHIMOTO, D. PRATTICIZZO et A. VICINO, « Keeping features in the field of view in eye-in-hand visual servoing : a switching approach », in *IEEE Transactions on Robotics*, t. 20, 2004, p. 908–914 (cf. p. 46, 55).
- [121] Y. MEZOUAR et F. CHAUMETTE, « Design and tracking of desirable trajectories in the image space by integrating mechanical and visibility constraints », in *Proceedings of the 2001 IEEE International Conference on Robotics and Automation*, t. 1, 2001, p. 731–736 (cf. p. 46).
- [122] A. A. HAFEZ, A. K. NELAKANTI et C. JAWAHAR, « Path planning approach to visual servoing with feature visibility constraints : a convex optimization based solution », in *IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems*, 2007, p. 1981–1986 (cf. p. 46).
- [123] N. METNI, T. HAMEL et I. FANTONI, « Visual servoing with orientation limits of a X4-flyer », in *2003 European Control Conference*, 2003, p. 1804–1809 (cf. p. 46, 55, 169).
- [124] H. MICHEL et P. RIVES, « Singularities in the determination of the situation of a robot effector from the perspective view of 3 points », INRIA, rapp. tech. 1850, 1993 (cf. p. 46).
- [125] B. ESPIAU, « Effect of camera calibration errors on visual servoing in robotics », in *Experimental Robotics III : The 3rd International Symposium, Kyoto, Japan, October 28–30, 1993*, T. YOSHIKAWA et F. MIYAZAKI, éd. Berlin, Heidelberg : Springer Berlin Heidelberg, 1994, p. 182–192 (cf. p. 46).
- [126] E. MARCHAND et F. CHAUMETTE, « A new formulation for nonlinear camera calibration using virtual visual servoing », INRIA, rapp. tech. 1366, 2001 (cf. p. 46).
- [127] M. W. SPRATLING et R. CIPOLLA, « Uncalibrated visual servoing », in *1996 British Machine Vision Conference*, 1996 (cf. p. 46).
- [128] B. H. YOSHIMI et P. K. ALLEN, « Active, uncalibrated visual servoing », in *IEEE International Conference on Robotics and Automation*, 1994, p. 156–161 (cf. p. 46).
- [129] H. WANG, Y.-H. LIU et D. ZHOU, « Adaptive visual servoing using point and line features with an uncalibrated eye-in-hand camera », *IEEE Transactions on Robotics*, t. 24, n° 4, p. 843–857, 2008 (cf. p. 46).

-
- [130] M. BONKOVIC, « Nonlinear optimization methods for uncalibrated robot visual servoing », in *10th WSEAS International Conference on Automation and Information*, 2009, p. 146–151 (cf. p. 46).
- [131] G. HU, N. GANS et W. E. DIXON, « Quaternion-based visual servo control in the presence of camera calibration error », *International Journal Robust Nonlinear Control*, t. 20, n° 5, p. 489–503, 2010 (cf. p. 46).
- [132] L. DENG, F. JANABI-SHARIFI et W. J. WILSON, « Stability and robustness of visual servoing methods », in *IEEE International Conference on Robotics and Automation*, 2002, p. 1604–1609 (cf. p. 47).
- [133] K. HASHIMOTO et T. NORITSUGU, « Enlargement of stable region in visual servo », in *IEEE Conference on Decision and Control*, 2000, p. 3927–3932 (cf. p. 47).
- [134] B. LOHMANN et T. LIETMANN, « On the stability of visual servoing using a 3D camera », in *European Control Conference*, 2001, p. 1140–1144 (cf. p. 47).
- [135] O. BOURQUARDEZ et F. CHAUMETTE, « Visual servoing of an airplane for alignment with respect to a runway », in *IEEE International Conference on Robotics and Automation*, 2007, p. 1330–1335 (cf. p. 47).
- [136] M. IWATSUKI et N. OKIYAMA, « A New Formulation of Visual Servoing Based on Cylindrical Coordinate System », *IEEE Transactions on Robotics*, t. 21, n° 2, p. 266–273, avr. 2005 (cf. p. 47).
- [137] A. D. WU, E. N. JOHNSON et A. A. PROCTOR, « Vision-Aided Inertial Navigation for Flight Control », *Journal of Aerospace Computing, Information, and Communication*, t. 2, n° 1, p. 2005, août 2005 (cf. p. 47).
- [138] A. OLLERO, S. LACROIX, L. MERINO, J. GANCET, J. WIKLUND, V. REMUSS, I. V. PEREZ, L. G. GUTIERREZ, D. X. VIEGAS, M. A. G. BENITEZ, A. MALLET, R. ALAMI, R. CHATILA, G. HOMMEL, F. J. C. LECHUGA, B. C. ARRUE, J. FERRUZ, J. R. M.-D. DIOS et F. CABALLERO, « Multiple eyes in the skies : architecture and perception issues in the COMETS unmanned air vehicles project », *IEEE Robotics Automation Magazine*, t. 12, n° 2, p. 46–57, juin 2005 (cf. p. 48).
- [139] L. MEJIAS, P. CAMPOY, K. USHER, J. ROBERTS et P. CORKE, « Two Seconds to Touchdown - Vision-Based Controlled Forced Landing », in *IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems*, 2006, p. 3527–3532 (cf. p. 48).
- [140] F. CABALLERO, L. MERINO, J. FERRUZ et A. OLLERO, « A visual odometer without 3D reconstruction for aerial vehicles. Applications to building inspection », in *Proceedings of the 2005 IEEE International Conference on Robotics and Automation*, avr. 2005 (cf. p. 48).
- [141] L. MEJIAS, S. SARIPALLI, P. CAMPOY et G. S. SUKHATME, « Visual servoing of an autonomous helicopter in urban areas using feature tracking », *Journal of Field Robotics*, t. 23, n° 3, p. 185–199, mar. 2006 (cf. p. 48).
- [142] O. AMIDI, T. KANADE et K. FUJITA, « A visual odometer for autonomous helicopter flight », *Robotics and Autonomous Systems*, t. 28, n° 2, p. 185–193, août 1999 (cf. p. 48).

Bibliographie

- [143] S. ROCK, E. FREW, H. JONES, E. LEMASTER et B. WOODLEY, « Combined CDGPS and vision-based control of a small autonomous helicopter », in *Proceedings of the 1998 American Control Conference*, t. 2, juin 1998, p. 694–698 (cf. p. 48).
- [144] H. de PLINVAL, P. MORIN et T. MOUYON P. ; Hamel, « Visual servoing for underactuated VTOL UAVs : A linear, Homography-Based Approach », in *IEEE International Conference on Robotics and Automation*, Shanghai, mai 2011, p. 3004–3010 (cf. p. 48).
- [145] O. BOURQUARDEZ, « Commande d’engins volants par asservissement visuel », thèse de doct., Université de Rennes 1, 2008 (cf. p. 48).
- [146] Z. CEREN et E. ALTUG, « Vision-based servo control of a quadrotor air vehicle », in *IEEE International Symposium on Computational Intelligence in Robotics and Automation (CIRA)*, déc. 2009, p. 84–89 (cf. p. 48, 49).
- [147] O. SHAKERINIA, Y. MA, T. JOHN KOO et S. SASTRY, « Landing an unmanned air vehicle : Vision based motion estimation and nonlinear control. », *Asian Journal of Control*, t. 1, n° 3, p. 128–145, sept. 1999 (cf. p. 48).
- [148] S. SARIPALLI et G. S. SUKHATME, « Landing a helicopter on a moving target », in *IEEE International Conference on Robotics and Automation*, avr. 2007, p. 2030–2035 (cf. p. 48, 49).
- [149] S. SARIPALLI, J. F. MONTGOMERY et G. S. SUKHATME, « Visually-Guided Landing of an Unmanned Aerial Vehicle », *IEEE Transactions on Robotics and Automation*, t. 19, n° 3, p. 371–380, juin 2003 (cf. p. 48, 49).
- [150] Z. YU, K. NONAMI, J. SHIN et D. CELESTINO, « 3D vision based landing control of a small scale autonomous helicopter », *International Journal of Advanced Robotic Systems*, t. 4, n° 1, p. 51–56, 2007 (cf. p. 48).
- [151] J. L. SANCHEZ-LOPEZ, J. PESTANA, S. SARIPALLI et P. CAMPOY, « An Approach Toward Visual Autonomous Ship Board Landing of a VTOL UAV », *Journal of Intelligent & Robotics Systems*, t. 74, n° 1, p. 113–127, 2014 (cf. p. 48).
- [152] B. HERISSÉ, T. HAMEL, R. MAHONY et F.-X. RUSSOTTO, « Landing a VTOL Unmanned Aerial Vehicle on a Moving Platform Using Optical Flow », *IEEE Transactions on Robotics*, t. 28, n° 1, p. 77–89, sept. 2011 (cf. p. 49).
- [153] D. LEE, T. RYAN et H. KIM, « Autonomous landing of a VTOL UAV on a moving platform using image-based visual servoing », in *IEEE International Conference on Robotics and Automation (ICRA)*, 2012, p. 971–976 (cf. p. 49).
- [154] G. PUYOU et J.-M. BIANNIC, « Application of robust antiwindup design to the longitudinal aircraft control to cover actuator loss », *IFAC Proceedings Volumes*, t. 46, n° 19, p. 506–511, 2013 (cf. p. 51).
- [155] A. GLATTFELDER et W. SCHAUFELBERGER, « Stability analysis of single-loop control systems with saturation and antireset-windup circuits », *IEEE Transactions on Automatic Control*, t. 28, n° 12, p. 1074–1081, 1983 (cf. p. 52).
- [156] P. KAPASOURIS et M. ATHANS, « Multivariable control systems with saturating actuators, antireset windup strategies », in *Proceedings of the American Control Conference*, juin 1985 (cf. p. 52).

- [157] J. C. DOYLE, R. S. SMITH et D. F. ENNS, « Control of Plants with Input Saturation Nonlinearities », in *American Control Conference*, 1987 (cf. p. 52).
- [158] M. V. KOTHARE, P. J. CAMPO, M. MORARI et C. N. NETT, « A unified framework for the study of anti-windup designs », *Automatica*, t. 30, n° 12, p. 1869–1883, 1994 (cf. p. 52, 53).
- [159] C. EDWARDS et I. POSTLETHWAITE, « Anti-windup and bumpless-transfer schemes », *Automatica*, t. 34, n° 2, p. 199–210, fév. 1998 (cf. p. 52).
- [160] Y. PENG, D. VRANCIC, R. HANUS et S. S. R. WELLER, « Anti-windup designs for multivariable controllers », *Automatica*, t. 34, n° 12, p. 1559–1565, déc. 1998 (cf. p. 52).
- [161] T. KIYAMA et T. IWASAKI, « On the use of multi-loop circle criterion for saturating control synthesis », in *Proceedings of the 2000 American Control Conference*, 2000 (cf. p. 52, 55).
- [162] G. D. SILVA et S. TARBOURIECH, « Anti-windup design with guaranteed regions of stability : an LMI-based approach », *Transactions on Automatic Control*, t. 50, n° 1, p. 106–111, 2005 (cf. p. 52, 54, 56, 57).
- [163] Y.-Y. CAO, Z. LIN et D. WARD, « An antiwindup approach to enlarging domain of attraction for linear systems subject to actuator saturation », *IEEE Transactions on Automatic Control*, t. 47, n° 1, p. 140–145, jan. 2002 (cf. p. 52).
- [164] Y.-Y. CAO, Z. LIN et D. G. WARD, « Antiwindup design of output tracking systems subject to actuator saturation and constant disturbances », *Automatica*, t. 40, n° 7, p. 1221–1228, juil. 2004 (cf. p. 52).
- [165] T. HU et Z. LIN, *Control Systems with Actuator Saturation : Analysis and Design*. Birkhäuser, Boston, MA, 2001 (cf. p. 52, 56).
- [166] S. GALEANI, S. TARBOURIECH, M. C. TURNER et L. ZACCARIAN, « A tutorial on modern anti-windup design », *European Journal of Control*, t. 15, n° 3, p. 418–440, 2009 (cf. p. 52, 53).
- [167] K. J. ASTROM et T. HÄGGLUND, *PID controllers : theory, design and tuning*, I. S. of AMERICA PRESS, éd. Instrument Society of America Press, 1995 (cf. p. 53).
- [168] N. J. KRIKELIS, « State feedback integral control with 'intelligent' integrators », *International Journal of Control*, t. 32, n° 3, p. 465–473, 1980 (cf. p. 53).
- [169] N. J. KRIKELIS et M. CACAMBOURAS, « Robot control system using "intelligent" integrators », *Journal of Field Robotics*, t. 6, n° 6, p. 681–702, déc. 1989 (cf. p. 53).
- [170] E. F. MULDER, M. V. KOTHARE et M. MORARI, « Multivariable anti-windup controller synthesis using linear matrix inequalities », *Automatica*, t. 37, p. 1407–1416, 2001 (cf. p. 53, 56).
- [171] G. GRIMM, J. HATFIELD, I. POSTLETHWAITE, A. TEEL, M. TURNER et L. ZACCARIAN, « Antiwindup for stable linear systems with input saturation : an LMI-based synthesis », *IEEE Transactions in Automatic and Control*, t. 48, n° 9, p. 1509–1525, sept. 2003 (cf. p. 54).

Bibliographie

- [172] G. GRIMM, A. R. TEEL et L. ZACCARIAN, « Linear LMI-based external anti-windup augmentation for stable linear systems », *Automatica*, t. 40, n° 11, p. 1987–1996, nov. 2004 (cf. p. 54).
- [173] M. C. TURNER et I. POSTLETHWAITE, « A new perspective on static and low order anti-windup synthesis », *International Journal of Control*, t. 77, n° 1, p. 27–44, 2004 (cf. p. 54).
- [174] J.-M. BIANNIC, S. TARBOURIECH et D. FARRET, « A practical approach to performance analysis of saturated systems with application to fighter aircraft flight controllers », *IFAC Proceedings Volumes*, t. 39, n° 9, p. 35–40, 2006 (cf. p. 54, 56).
- [175] S. TARBOURIECH, G. GARCIA et A. H. GLATTFELDER, *Advanced Strategies in Control Systems with Input and Output Constraints*, S. TARBOURIECH, G. GARCIA et A. H. GLATTFELDER, éd. Springer Verlag, 2007 (cf. p. 54).
- [176] J.-M. BIANNIC et P. APKARIAN, « Anti-windup design via nonsmooth multi-objective H-infinite optimization », in *American Control Conference*, 2011, p. 4457–4462 (cf. p. 54, 148).
- [177] F. MORABITO, A. TEEL et L. ZACCARIAN, « Nonlinear antiwindup applied to Euler-Lagrange systems », *IEEE Transactions on Robotics and Automation*, t. 20, n° 3, p. 526–537, juin 2004 (cf. p. 54).
- [178] A. R. TEEL et N. KAPOOR, « The L2 anti-windup problem : Its definition and solution », in *European Control Conference*, 1997 (cf. p. 54).
- [179] —, « Uniting local and global controllers », in *European Control Conference*, 1997 (cf. p. 54).
- [180] L. ZACCARIAN, Y. LI, E. WEYER, M. CANTONI et A. R. TEEL, « Antiwindup for marginally stable plants and its application to open water channel control systems », *Control Engineering Practice*, t. 15, n° 2, p. 261–272, 2007 (cf. p. 54).
- [181] L. ZACCARIAN et A. R. TEEL, « Nonlinear scheduled anti-windup design for linear systems », *IEEE Transactions on Automatic Control*, t. 49, n° 11, p. 2055–2061, nov. 2004 (cf. p. 54).
- [182] S. GALEANI, S. ONORI, A. TEEL et Z. L., « Regional, semiglobal, global nonlinear anti-windup via switching design », in *European Control Conference*, 2007, p. 5403–5410 (cf. p. 55).
- [183] C. PITTET, S. TARBOURIECH et C. BURGAT, « Stability regions for linear systems with saturating controls via circle and popov criteria », in *Proceedings of the IEEE Conference on Decision and Control*, déc. 1997 (cf. p. 55).
- [184] J.-M. BIANNIC, « Stability analysis of multivariable feedback systems with control input saturations », in *International Conference on Control*, 1998 (cf. p. 55).
- [185] T. HU et Z. LIN, « On enlarging the basin of attraction for linear systems under saturated linear feedback », *Systems and Control Letters*, t. 40, n° 1, p. 59–69, mai 2000 (cf. p. 55).

- [186] T. HU, A. R. TEEL et L. ZACCARIAN, « Anti-windup synthesis for linear control systems with input saturation : Achieving regional, nonlinear performance », *Automatica*, t. 44, n° 2, p. 512–519, fév. 2008 (cf. p. 56).
- [187] J. M. PEREIRA, A. TAGHIZAD et M. ABID, « Model of Helicopter Pilot’s Controls Activity for Shipboard Operations », in *41st European Rotorcraft Forum*, 2015 (cf. p. 114).
- [188] K. HASSELMANN, T. BARNETT, E. BOUWS, H. CARLSON, D. CARTWRIGHT, K. ENKE, J. EWING, D. GIENAPP H.and Hasselmann, P. KRUSEMAN, A. MEERBURG, P. MÜLLER, D. OLBERS, K. RICHTER, W. SELL et H. WALDEN, « Measurements of wind-wave growth and swell decay during the Joint North Sea Wave Project (JONSWAP) », Deutsches Hydrographisches Institut, rapp. tech., 1973 (cf. p. 133).
- [189] A. TECHET, *Design principles for ocean vehicles*, MIT OpenCourseWare, 2005 (cf. p. 133).
- [190] M. KESHMIRI et W.-F. XIE, « Image-Based Visual Servoing Using an Optimized Trajectory Planning Technique », *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, t. 22, n° 1, p. 359–370, août 2016 (cf. p. 170).

Résumé — Cette thèse s’inscrit dans le domaine de l’automatique, et a pour but de fournir des outils utiles à l’atterrissage en mer d’hélicoptères (sur navire ou plateforme) et employés dans le cadre d’un potentiel pilotage automatique.

L’objectif a donc été de développer une série de lois de commande pilotées manuellement, puis commandées de façon autonome à l’aide d’informations caméra. Les lois ainsi développées à l’aide de modèles dynamiques d’hélicoptères, limitations mécaniques incluses, se basent sur les critères de Qualité de Vol issus de la norme ADS-33. L’ensemble a fait appel à une approche anti-windup pour améliorer la robustesse face aux situations d’actionneurs en saturation. Enfin les lois issues de ces travaux ont été testées en temps-réel sur le banc de pilotage d’hélicoptères de l’ONERA Salon-de-Provence.

Mots clés : Contrôle-commande, Qualité de Vol, Asservissement visuel, Anti-windup, Simulations temps-réel.

Visual servoing methods for ship landing

Abstract — This thesis is related to the automatic & control engineering field, and its main goal is to provide useful tools for ship landing missions, tools that can be used for a potential autopilot. The objective has been to develop a series of control laws manually piloted, then automatically controlled by visual servoing using identified image features. The laws developed thanks to helicopter models with mechanical limitations were based on flying qualities criteria from the ADS-33 standard. The process also defines an anti-windup approach to cope with actuator saturations. Finally the main results were assessed in real time with the ONERA rotorcraft flight test bench at ONERA Salon-de-Provence.

Keywords : Automatic & Control, Flying Qualities, Visual Servoing, Anti-windup, Real-time simulations.

ONERA, Département Traitement de l’Information et Systèmes,
Unité Pilotage, Simulation et Expérimentation en Vol (PSEV)
Base aérienne 701, 13661 SALON AIR CEDEX