République Algérienne Démocratique & Populaire Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique Université 08 Mai 1945 Guelma Faculté des Sciences et de la Technologie Département de Génie Electrotechnique et Automatique



THÈSE

Présentée pour obtenir le grade de

DOCTEUR EN SCIENCE

Spécialité : Génie Electrique Option :

Par

Faris FARAH

CONTRIBUTION A LA COMMANDE TOLERANTE AUX DEFAUTS DES

SYSTEMES DYNAMIQUES NON LINEAIRES

Directeur de thèse : Prof. Abdelkrim MOUSSAOUI

Devant le jury composé de MM.

D.BOUDJEHEM A. MOUSSAOUI T.BAHI F.ARBAOUI Président Rapporteur Examinateur Examinateur Professeur à l'université de Guelma 8 mai 1945 Professeur à l'université de Guelma 8 mai 1945 Professeur à l'université d'Annaba M.C.A à l'université d'Annaba

REMERCIEMENTS

الْحَمْدُ لِلَّهِ الَّذِي بِنِعْمَتِهِ تَتِمُ الصَّالِحَاتُ و بعد

J'adresse tout particulièrement ma reconnaissance à mon directeur de thèse : Professeur Abdelkrim MOUSSAOUI, professeur à l'université de Guelma. Il a su me faire profiter de ses nombreuses connaissances en automatique. Je tiens également à le remercier pour la confiance et la sympathie qu'il m'a témoignés, et aussi de la liberté d'action et d'autonomie dont j'ai bénéficié durant ce travail.

Je tiens à exprimer mes remerciements aux membres du jury, qui ont accepté d'évaluer mon travail.

Je remercie le Professeur Djalil BOUDJEHEM, Professeur à l'université de Guelma, d'avoir accepté de présider le jury de cette thèse.

Je tiens particulièrement à remercier le professeur Tahar BAHI, Professeur à l'université d'Annaba, pour l'honneur qu'il me fait en acceptant de participer à mon jury.

J'adresse mes vifs remerciements à Mr. Fayçal ARBAOUI, Maitre de Conférences à l'université d'Annaba, pour l'honneur qu'il me fait en acceptant de juger mon travail.

J'adresse un grand merci à toute ma famille qui a toujours été présente lorsque j'en ai eu besoin, en particulier à mes parents, ma femme, mes enfants, à mon frère et à mes sœurs.

Enfin merci à toutes les personnes que je n'ai pas citées ici et qui se reconnaîtront dans ces quelques lignes.

ملخص

تتناول هذه الاطروحة موضوع أنظمة التحكم التي يمكنها تحمل الأعطاب و مواصلة أدائها بشكل صحيح و هذا حتى بوجود خلل في الأجهزة حيث يوصف بعضها بأنه خامل في حين يعتبر البعض الآخر نشيط و هذا وفق طريقة تعاملها مع الخلل او الخطأ. يهدف العمل الموضح في هذه الأطروحة الى دراسة و تصميم انظمة تحكم يمكنها تحمل الأخطاء و الأعطاب المختلفة و معالجتها بطرق خاملة و أخرى نشيطة و هذا بغرض استعمالها للتحكم في حاكي مروحية و تمكينه من العمل في ظروف مختلفة و حتى بوجود اعطاب في الأجهزة.

الكلمـــات الدالة : حاكي مروحية؛ تحمل الخلل؛ نظام تحكم نشيط؛ نظام تحكم خامل؛ المنطق الغامض؛ تشخيص الاعطاب.

RESUME

Cette thèse traite le problème de la commande tolérante aux défauts (FTC pour Fault Tolerant Control) dans ces deux variantes, active et passive. Dont nous avons fixé comme objectif le développement des lois de commandes tolérantes aux défauts pour un simulateur de vol d'hélicoptère TRMS (Twin Rotor Mimo System) en utilisant soit le modèle non linéaire complet et sans restriction sur l'espace d'état, soit un modèle linéaire issu d'une linéarisation exacte par bouclage linéarisant et qu'on peut l'exploiter sans contraintes de voisinage des points de fonctionnement. De ce fait, et après élaboration des deux modelés mathématiques du TRMS, non linéaire et linéaire, deux axes majeurs ont été développés : l'un dans le domaine de la commande tolérante aux défauts passive, où nous avons développé deux lois de commandes robustes, une à base du mode de glissement et la deuxième à base de la synthèse H infini (H_{∞}). Dans le deuxième axe, nous avons développé une approche de commande tolérante aux défauts active, multi-régulateurs, où nous avons utilisé un banc de régulateurs, dont chaque régulateur est prévu pour faire face à des défauts prédéfinis .

Mots clés : TRMS; Commande tolérante aux défauts (FTC); Commande tolérante aux défauts active (AFTC); Commande tolérante aux défauts passive (PFTC); Mode de glissement; Flou-glissant; PID; PID-flou; synthèse H-infini (H_{∞}); Commande robuste; diagnostic; Reconfiguration.

ABSTRACT

This thesis deals with the problem of Fault Tolerant Control (FTC), where we have set as objective the development of a fault tolerant control laws for a helicopter flight simulator called TRMS or Twin Rotor Mimo System, using either the complete nonlinear model, without restriction on the state space, or a linear model resulting from an exact linearization by using the feedback linearization, where, it can be exploited without constraints of neighborhood operating points. As a result, and after the development of two mathematical models, non-linear and linear, for the TRMS, two major axes have been developed: one in the field of passive fault tolerant control based on tow robust control laws, sliding mode and H infinity syntheses. The second field was dedicated to the development of an active fault tolerant control technic for the TRMS, with the use of a multi-regulators control system.

Keywords: TRMS; Fault tolerant control (FTC); Active fault tolerant control (AFTC); Passive fault tolerant control (PFTC); Sliding mode control; Fuzzy-sliding mode control; H-infinity syntheses (H_{∞}); Robust control; Multi-regulators.

INDEX DES FIGURES

CHAPITRET

	CHAFTINET	
Figure I.1	Classification des défauts	4
Figure I.2	Types de défauts selon leurs caractéristiques temporelles	5
Figure I.3	Types de défauts	6
Figure I.4	Redondance matérielle duplex	7
Figure I.5	Redondance matérielle triplex	8
Figure I.6	Méthode FDI basée sur le modèle	9
Figure I.7	Classification des commandes tolérantes aux défauts	9
Figure I.8	Niveaux d'un système PFTC	10
Figure I.9	Structure d'un système AFTC	13
Figure I.10	Niveaux d'un système AFTC	14
Figure I.11	FTC active à base de lois de commande pré-calculée	15
	CHAPITRE II	
Figure II.1	Simulateur d'hélicoptère TRMS (Twin Rotor Mimo System)	20
Figure II.2	Bande d'essai TRMS	20
Figure II.3	Forces de gravités agissantes sur le TRMS	22
Figure II.4	Moments de la force aérodynamique et de friction	24
Figure II.5	Moments des forces dans le plan horizontal	26
Figure II.6	Schéma bloc des moteurs	28
Figure II.7	Schéma bloc du TRMS	31
Figure II.8	Forces aérodynamiques et leurs variations	42
Figure II.9	Stabilisation avec placement de pôles	43
Figure II.10	Poursuite d'un signal carré avec placement de pôles	44
Figure II.11	Poursuite d'une sinusoïde avec placement de pôles	44
	CHAPITRE III	
Figure III.1	Structure du régulateur par mode de glissement proposée	52
Figure III.2	Simulation avec une fonction d'attractivité : $-K_u signe(S)$	57
Figure III.3	Simulation avec une fonction d'attractivité : $-K_u sigmoide(S)$	57
Figure III.4	Poursuite d'un signal carré – SMC (simulation)	58
Figure III.5	Poursuite d'une sinusoïde – SMC (simulation)	58
Figure III.6	Stabilisation avec perturbation de la sortie – SMC (simulation)	59
Figure III.7	Poursuite avec perturbation de la sortie – SMC (simulation)	59
Figure III.8	Stabilisation avec variation paramétrique – SMC (simulation)	60
Figure III.9	Poursuite avec variation paramétrique – SMC (simulation)	60
Figure III.10	Position zéro dans le plan vertical	61
Figure III.11	Stabilisation – SMC (implémentation)	61
Figure III.12	Poursuite d'un signal carré – SMC (implémentation)	62
Figure III.13	Poursuite d'une sinusoïde (0.02 Hz) – SMC (implémentation)	62
Figure III.14	Poursuite d'une sinusoïde (0.04Hz) – SMC (implémentation)	63
Figure III.15	Stabilisation avec variation paramétrique – SMC (implémentation)	63
Figure III.16	Poursuite avec variation paramétrique – SMC (implémentation)	64
Figure III.17	Stabilisation avec rejet de perturbation – SMC (implémentation)	64
Figure III.18	Système asservi avec référence, perturbation en entrée et bruit de mesure.	65
Figure III.19	Problème $H_{_{\infty}}$ standard	66
Figure III.20	Méthode de pondération	68

Figure III.21	Commande H_{∞} proposée pour le TRMS	70
Figure III.22	Sensibilité mixte	71
Figure III.23	Stabilisation - H_{∞} (simulation)	75
Figure III.24	Poursuite d'un signal carré - H_{∞} (simulation)	76
Figure III.25	Poursuite d'une sinusoïde - H_{∞} (simulation)	76
Figure III.26	Stabilisation avec Perturbation intermittente sur la sortie - H_{∞} (simulation).	77
Figure III.27	Poursuite avec Perturbation intermittente sur la sortie - H_{∞} (simulation)	77
Figure III.28	Stabilisation avec Perturbation persistante sur la sortie - H_{∞} (simulation)	78
Figure III.29	Poursuite avec Perturbation persistante sur la sortie - H_{∞} (simulation)	78
Figure III.30	Stabilisation Perturbation sur le signal de commande - $H_{ m imes}$ (simulation)	79
Figure III.31	Poursuite avec Perturbation sur le signal de commande- $H_{\scriptscriptstyle\infty}$ (simulation)	79
Figure III.32	Stabilisation avec Bruit de mesure sur la position - $H_{\scriptscriptstyle\infty}$ (simulation)	80
Figure III.33	Poursuite avec Bruit de mesure sur la position - H_{∞} (simulation)	80
Figure III.34	Stabilisation avec Erreur de mesure de la sortie (+0.2 rad) - $H_{ m \infty}$ (simulation).	81
Figure III.35	Poursuite avec Erreur de mesure de la sortie (+0.2 rad) - H_{∞} (simulation)	81
Figure III.36	Stabilisation avec variation paramétrique de 25% - $H_{\scriptscriptstyle \infty}$ (simulation)	82
Figure III.37	Poursuite avec variation paramétrique de 25% - H_{∞} (simulation)	82
	CHAPITRE IV	
Figure IV.1	Configuration de base d'un régulateur flou	8/
Figure IV.2	Structure du régulateur flou glissant proposée	90
Figure IV.3	Calculateur flou de la commande corrective	91
Figure IV.4	Stabilisation – FSMC (simulation)	92
Figure IV.5	Poursuite signal carre – FSMC (simulation)	93
Figure IV.6	Poursuite d'une sinusoide – FSMC (simulation)	93
Figure IV.7	Defaut capteur de position norizontale	94
Figure IV.8	Défaut capteur de vitages bariagestals	94 05
Figure IV. 10	Défaut capteur de vitesse nonzontale	95
Figure IV.10	Stabilization ESMC (implémentation)	95
Figure IV.11	Stabilisation – FSMC (Implementation)	90
Figure IV.12	Poursuite d'une sinusoïde - FSMC (implémentation)	90
Figure IV.14	Structure du régulateur PID-flou utilisé	98
Figure IV.15	Configuration du PD-flou	98
Figure IV.16	Stabilisation PID flou (simulation)	100
Figure IV.17	Poursuite d'un signal carré PID flou (simulation)	100
Figure IV.18	Poursuite d'une sinusoïde PID flou (simulation)	101
Figure IV.19	Structure du régulateur PID utilisé	102
Figure IV.20	Stabilisation - PID (simulation)	103
Figure IV.21	Poursuite d'un signal carré - PID (simulation)	103
Figure IV.22	Poursuite d'une sinusoïde - PID (simulation)	104
Figure IV.23	Commande tolérante aux défauts proposée	105
Figure IV.24	Basculement de (R1,R4) vers (R1,R6) lors d'une stabilisation	107
Figure IV.25	Basculement de (R1,R4) vers (R1,R6) lors d'une poursuite	107
Figure IV.26	Basculement de (R1,R4) vers (R2,R4) lors d'une stabilisation	108
Figure IV.27	Basculement de (R1,R4) vers (R1,R6) lors d'une poursuite	108
Figure IV.28	Basculement de (R1,R4) vers (R3,R4) lors d'une stabilisation	109
Figure IV.29	Basculement de (R1,R4) vers (R3,R4) lors d'une poursuite	109

Figure IV.30	Basculement de (R1,R4) vers (R2,R6) lors d'une stabilisation	110
Figure IV.31	Basculement de (R1,R4) vers (R2,R6) lors d'une poursuite	110
Figure IV.32	Basculement de (R1,R4) vers (R3,R6) lors d'une stabilisation	111
Figure IV.33	Basculement de (R1,R4) vers (R3,R6) lors d'une poursuite	111

INDEX DES TABLEAUX

CHAPITRE II

Tableau II.1	Paramètres du modèle	32
	CHAPITRE IV	
Tableau IV.1	Base de règles, RLF (3×3)	92
Tableau IV.2	Base de règles, RLF (7×7)	99
Tableau IV.3	Les régulateurs utilisés selon les états des mesures	106

NOMENCLATURE

	Acronymes
AFTC	Active Fault tolerant control
BIBO	Bounded input bounded output
FDI	Fault detection and isolation
FSMC	Fuzzy sliding mode controller
FTC	Fault tolerant control
LFT	Transformation Linéaire Fractionnelle
ΜΙΜΟ	Multi input multi output
Ν	Negative
NB	Negative big
NM	Negative medium
NS	Negative small
NSH	Near space hypersonic vehicle
NVB	Negative very big
Р	Positive
РВ	Positive big
PD	Proportional derivative
PFTC	Passive Fault tolerant control
Phi	Position angulaire horizontale
PID	Proportional integral derivative
РМ	Positive medium
PS	Positive small
PSO	Particle swarm optimization
PVB	Positive very big
Ref	Signal de référence (consigne)
SISO	Single input single output
SMC	Sliding mode controller
TRMS	Twin rotor MIMO system
UAV	Unnamed aircraft vehicle
Z	Zero
ZE	Zero equal
	Symboles
b	Bruit de mesure
е	Erreur de poursuit
$F_h(\omega_t)$	La force aérodynamique horizontale

$F_{v}(\omega_{m})$	La force aérodynamique verticale
g	L'accélération gravitationnelle
Ι	Moment d'inertie
${\boldsymbol{J}}_h$	La somme des moments d'inertie par rapport à l'axe vertical
J_{v}	La somme des moments d'inertie par rapport à l'axe horizontal
J_{mr}	Le moment d'inertie du propulseur principal
J_{tr}	Le moment d'inertie du propulseur secondaire
K(s)	Régulateur
K_{b}	Constante de la FEM
K_i	Constante du couple
K _{ihouiv}	Gains de l'action intégrale
k_h	La constante de friction horizontale
K _{mr}	Le gain statique du moteur principal
K _{tr}	Le gain statique du moteur secondaire
K _{ph,dh,pv,dv,uhouuv}	Gains de normalisation du régulateur flou
k _v	Constante de friction verticale
l_b	La longueur de la tige du contrepoids
l_{cb}	La distance entre le contrepoids et l'articulation
l_m	La longueur de la tige cotée moteur principal
l_t	La longueur de la tige cotée moteur secondaire
<i>m</i> _{cb}	La masse du contrepoids
m_b	La masse de la tige du contrepoids
\mathbf{M}_{h}	Le moment angulaire dans le plan horizontal
m_{mv}	La masse du rotor principal
m_m	La masse de la tige cotée moteur principal
m _{ms}	La masse du l'hélice principale
m_t	La masse de la tige cotée moteur secondaire
<i>m</i> _{tr}	La masse du rotor secondaire
m _{ts}	La masse de l'hélice secondaire
\mathbf{M}_{v}	Le moment angulaire dans le plan vertical
P(s)	Plant
r	Le degré relatif
R	Signal de référence (la consigne)
R1	Régulateur flou-glissant vertical
R2	Régulateur PID flou vertical
R3	Régulateur PID vertical
R4	Régulateur flou-glissant horizontal

R6Régulateur PID horizontalRcRésistance de l'armaturer _m Le degré relatif du sous-système horizontalr _m Le rayon de l'hélice principaler _m Le rayon de l'hélice secondairer _m Le degré relatif du sous-système verticalSSurface de glissementS_hSurface de glissement pour le sous-système horizontalS_hSurface de glissement pour le sous-système verticalS_v(s)Fonction de sensibilité en entréeS_v(s)Fonction de sensibilité en entréeS_v(s)Fonction de sensibilité en par le chargeT_mLa constante du temps du moteur principalT_rLa constante du temps du moteur secondaireT_w(s)Fonction de sensibilité complémentaireuCommande équivalenteu_kCommande de linéarisation du sous-système verticalu_sqCommande de linéarisation du sous-système verticalu_svLa avitesse de rotation du moteur vertical à videu_svCommande de linéarisation du sous-système verticalu_svRonction de pondérationw_iFonction de pondérationw_jFonction de pondération mixtezQuantificateur de performancem_kCasin de dividaire de la tige dans le plan horizontalm_kLa somme des moments des forces agissantes dans le plan horizontalm_kLa somme des moments des forces agissantes dans le plan horizontalm_kLa somme des moments dans le plan verticalm_kLa somme des moments dans le plan verticalm_k	R5	Régulateur PID flou horizontal
RecRésistance de l'armaturer_kLe degré relatif du sous-système horizontalr_mLe rayon de l'hélice principaler_kLe rayon de l'hélice secondairer_kLe degré relatif du sous-système verticalSSurface de glissementS_hSurface de glissement pour le sous-système horizontalS_y(s)Fonction de sensibilité en sortieS_u(s)Fonction de sensibilité en entréeS_v(s)Fonction de sensibilité en entréeS_v(s)Fonction de sensibilité complémentaireT_kCouple résistant généré par la chargeT_mLa constante du temps du moteur principalT_v(s)Fonction de sensibilité complémentaireuTension de commandeu_sqCommande de linéarisation du sous-système horizontalu_sqCommande de linéarisation du sous-système verticalu_vLa vitesse de rotation du moteur vertical à videu_vCommande après le changement de variableu_vLa vitesse de rotation du moteur vertical à videu_vSoutele commande après le changement de variablew_iSoutele commande après le changement de variablew_iSoutele commande après le changement de variablew_iSoution de pondérationw_iSoution de pondérationw_iSoution de pondérationw_iSoutificateur de performancea_kest la position angulaire de la tige dans le plan horizontalôyPerturbation sur la commandeôvAumal de agravitationdiaLa so	R6	Régulateur PID horizontal
Fk hLe degré relatif du sous-système horizontalFw wLe rayon de l'hélice principaleFk hLe rayon de l'hélice secondaireFkLe degré relatif du sous-système verticalSSurface de glissementShSurface de glissement pour le sous-système horizontalS_kFonction de sensibilité en sortieS_k(s)Fonction de sensibilité en entréeS_k(s)Fonction de sensibilité en entréeS_k(s)Surface de glissement pour le sous-système verticalT_LCouple résistant généré par la chargeT_wLa constante du temps du moteur principalT_rLa constante du temps du moteur secondaireT_g(s)Fonction de sensibilité complémentaireuTension de commandeu_{eq}Commande de linéarisation du sous-système verticalu_vLa vitesse de rotation du moteur horizontal à videu_vLa nouvelle commande après le changement de variablew_vVecteur des entrées exogènesw_promaFonction de pondérationw_promaSottion de pondérationa_vCiandificateur de performancea_vLiangle d'élévation de la tige dans le plan horizontala_vSottion angulaire de la tige dans le plan horizontal δ_m Bain H_x optimal δ_u Perturbation sur la commande δ_{x_v} La somme des moments des forces agissantes dans le plan horizontal δ_{x_v} La somme des moments des plan vertical δ_{x_v} La somme des moments des forces agissantes dans le plan horizontal	Re	Résistance de l'armature
FmmLe rayon de l'hélice principaleFrLe rayon de l'hélice secondaireFrLe degré relatif du sous-système verticalFrLe degré relatif du sous-système verticalSSurface de glissementS_hSurface de glissement pour le sous-système horizontalS_y(s)Fonction de sensibilité en entréeS_v(s)Fonction de sensibilité en entréeS_v(s)Surface de glissement pour le sous-système verticalT_LCouple résistant généré par la chargeT_mLa constante du temps du moteur principalT_rLa constante du temps du moteur secondaireT_v(s)Fonction de sensibilité complémentaireuTension de commandeu_{eq}Commande de linéarisation du sous-système horizontalu_kLa vitesse de rotation du moteur vertical à videu_vLa vitesse de rotation du moteur vertical à videu_vLa nouvelle commande après le changement de variablew_vVecteur des entrées exogènesw_iFonction de pondérationw_vLa position angulaire de la tige dans le plan horizontala_vCoind ne pondérationw_vEst la position angulaire de la tigeJuPerturbation sur la commandeJuPerturbation sur la commandeM_vLa sontme des moments des forces agissantes dans le plan horizontalm_vLa sontme des moments des plan verticalM_hLa sontme des moments des plan verticalM_nLa sontme des moments des forces agissantes dans le plan horizontalM_v <t< td=""><td>r_h</td><td>Le degré relatif du sous-système horizontal</td></t<>	r_h	Le degré relatif du sous-système horizontal
r _u Le rayon de l'hélice secondairer _v Le degré relatif du sous-système verticalSSurface de glissementS _h Surface de glissement pour le sous-système horizontalS _k Fonction de sensibilité en sortieS _u (s)Fonction de sensibilité en entréeS _v Surface de glissement pour le sous-système verticalT _k Couple résistant généré par la chargeT _{mr} La constante du temps du moteur principalT _u Couple résistant généré par la chargeT _{mr} La constante du temps du moteur secondaireuTension de commandeu_{eq}Commande équivalenteu_kCommande de linéarisation du sous-système horizontalu _w La vitesse de rotation du moteur horizontal à videu _w La vitesse de rotation du moteur vertical à videu _w La nouvelle commande après le changement de variablewVecteur des entrées exogènesw _p .tomandFonction de pondérationw _p .tomandL'angle d'élévation de la tige dans le plan horizontala _w Cain H _w optimalSuPerturbation sur la commandeSyPerturbation sur la commandeM _w La appertient de la fige dans le plan horizontalm _p .tomandL'angle d'élévation de la tigeM _w Gain H _w optimalSuPerturbation sur la commandeM _w L'angle d'élévation sur la commandeM _w La somme des moments das le plan verticalM _w La somme des moments das le plan verticalM _w <td>r_{ms}</td> <td>Le rayon de l'hélice principale</td>	r _{ms}	Le rayon de l'hélice principale
r vLe degré relatif du sous-système verticalSSurface de glissementS_hSurface de glissement pour le sous-système horizontalS_hFonction de sensibilité en sortieS_u (s)Fonction de sensibilité en entréeS_vSurface de glissement pour le sous-système verticalT_LCouple résistant généré par la chargeT_mrLa constante du temps du moteur principalT_rLa constante du temps du moteur secondaireT_uFonction de sensibilité complémentaireuTension de commandeu_{eq}Commande équivalenteu_kCommande de linéarisation du sous-système verticalu_vCommande de linéarisation du sous-système verticalu_vCommande de linéarisation du sous-système verticalu_vCommande de linéarisation du sous-système verticalu_vLa vitesse de rotation du moteur vertical à videu_vLa ouvelle commande après le changement de variablevLa nouvelle commande après le changement de variablewVecteur des entrées exogènesw_iFonction de pondérationw_p_touuFonction de pondérationa_kest la position angulaire de la tige dans le plan horizontald_uCaiple d'élévation de la tigef/Gain H_s optimalduPerturbation sur la commandedyPerturbation sur la commandem_iLa apited se moments des forces agissantes dans le plan horizontald_v_1La somme des moments dans le plan verticalM_v_1La somme des m	r_{ts}	Le rayon de l'hélice secondaire
S Surface de glissement S_k Surface de glissement pour le sous-système horizontal S_k (s)Fonction de sensibilité en sortie S_u (s)Fonction de sensibilité en entrée S_v Surface de glissement pour le sous-système vertical T_L Couple résistant généré par la charge T_{mr} La constante du temps du moteur principal T_{ur} La constante du temps du moteur secondaire T_{ur} Fonction de sensibilité complémentaire u Tension de commande u_{eqi} Commande équivalente u_{hh} Commande de linéarisation du sous-système horizontal u_{hh} Commande de linéarisation du sous-système vertical u_{vv} Commande de linéarisation du sous-système vertical u_{vr} Commande de linéarisation du sous-système vertical u_{vr} Commande de linéarisation du sous-système vertical u_{vr} La vitesse de rotation du moteur vertical à vide u_{vr} La nouvelle commande après le changement de variable w Vecteur des entrées exogènes w_i Fonction de pondération mixte z Quantificateur de performance α_k est la position angulaire de la tige dans le plan horizontal δu_v Perturbation sur la commande δy Perturbation sur la sortie M_h La somme des moments des forces agissantes dans le plan horizontal δu_v Quantificateur la sortie M_h La somme des moments dans le plan vertical M_v La somme des moments dans le plan vertical<	r_V	Le degré relatif du sous-système vertical
S _h Surface de glissement pour le sous-système horizontalS _y (s)Fonction de sensibilité en sortieS _u (s)Fonction de sensibilité en entréeS _v Surface de glissement pour le sous-système verticalT _L Couple résistant généré par la chargeT _{mar} La constante du temps du moteur principalT _{rr} La constante du temps du moteur secondaireT _y (s)Fonction de sensibilité complémentaireuTension de commandeu _{eq} Commande équivalenteu _h Commande de linéarisation du sous-système horizontalu _{hk} La vitesse de rotation du moteur vertical à videu _v La ouvelle commande après le changement de variablew _v La nouvelle commande après le changement de variablewVecteur des entrées exogènesw _i Fonction de pondération mixtezQuantificateur de performancea _v L'angle d'élévation de la tige dans le plan horizontalốuPerturbation sur la commandeốuLa somme des moments des forces agissantes dans le plan horizontalm _v La somme des moments des forces agissantes dans le plan horizontalm _{v1} La somme des moments dans le plan verticalmurLa somme des moments dans le plan verticalm	S	Surface de glissement
$S_y(s)$ Fonction de sensibilité en entrée $S_u(s)$ Fonction de sensibilité en entrée $S_v(s)$ Surface de glissement pour le sous-système vertical T_t Couple résistant généré par la charge T_{mr} La constante du temps du moteur principal T_r La constante du temps du moteur secondaire T_{rr} La constante du temps du moteur secondaire u Fonction de sensibilité complémentaire u Tension de commande u_{eq} Commande équivalente u_hh La vitesse de rotation du sous-système horizontal u_{rv} La vitesse de rotation du moteur vertical à vide u_{rv} La vitesse de rotation du moteur vertical à vide u_{rv} La vitesse de rotation du moteur vertical à vide u_{rv} La nouvelle commande après le changement de variable w Vecteur des entrées exogènes w_i Fonction de pondération $w_{p,rouu}$ Fonction de pondération mixte z Quantificateur de performance a_v L'angle d'élévation de la tige f' Gain H_x optimal δu Perturbation sur la commande δy Perturbation sur la sortie M_h La somme des moments des forces agissantes dans le plan horizontal M_{v1} La somme des moments dans le plan vertical M_{v1} Moment de la gravitation	S_h	Surface de glissement pour le sous-système horizontal
$S_u(s)$ Fonction de sensibilité en entrée S_v Surface de glissement pour le sous-système vertical T_t Couple résistant généré par la charge T_mr La constante du temps du moteur principal T_mr La constante du temps du moteur secondaire $T_{y}(s)$ Fonction de sensibilité complémentaire u Tension de commande u_{eq} Commande équivalente u_hh La vitesse de rotation du sous-système horizontal u_{vv} Commande de linéarisation du sous-système vertical u_{vv} Commande de linéarisation du sous-système vertical u_{vv} Commande de linéarisation du sous-système vertical u_v Commande de linéarisation du sous-système vertical u_v Commande corrective v La nouvelle commande après le changement de variable w_v Vecteur des entrées exogènes w_i Fonction de pondération $w_{p,towu}$ Fonction de pondération mixte z Quantificateur de performance a_v L'angle d'élévation de la tige γ Gain H_x optimal δu Perturbation sur la commande δy Perturbation sur la sortie M_h La somme des moments des forces agissantes dans le plan horizontal M_v La somme des moments des forces agissantes dans le plan horizontal M_h La somme des moments des forces agissantes dans le plan horizontal M_v La somme des moments des forces agissantes dans le plan horizontal M_v La somme des moments des forces agissantes dans le pl	$S_{v}(s)$	Fonction de sensibilité en sortie
S_v Surface de glissement pour le sous-système vertical T_t Couple résistant généré par la charge T_m La constante du temps du moteur principal T_m La constante du temps du moteur secondaire T_v Fonction de sensibilité complémentaire u Tension de commande u_{eq} Commande équivalente u_h Commande de linéarisation du sous-système horizontal u_w Commande de linéarisation du sous-système vertical u_v La vitesse de rotation du moteur vertical à vide u_v La nouvelle commande après le changement de variable w Vecteur des entrées exogènes w_i Fonction de pondération w_p , sourFonction de pondération mixte z Quantificateur de performance a_v Ciangle d'élévation de la tige dans le plan horizontal δu Perturbation sur la commande δy Perturbation sur la sortie M_h La somme des moments des forces agissantes dans le plan horizontal M_v La somme des moments dans le plan vertical M_v Moment de la gravitation M_{v1} Moment de la gravitation <td>$S_{\mu}(s)$</td> <td>Fonction de sensibilité en entrée</td>	$S_{\mu}(s)$	Fonction de sensibilité en entrée
T_L Couple résistant généré par la charge T_{mr} La constante du temps du moteur principal T_{mr} La constante du temps du moteur secondaire T_{mr} Fonction de sensibilité complémentaire u Tension de commande u_{eq} Commande équivalente u_{hn} Commande de linéarisation du sous-système horizontal u_{hn} La vitesse de rotation du moteur horizontal à vide u_{γ} Commande de linéarisation du sous-système vertical u_{v} Commande corrective v La nouvelle commande après le changement de variable $w_{p,rouu}$ Fonction de pondération $w_{p,rouu}$ Fonction de pondération mixte z Quantificateur de performance a_v Cain H_{ω} optimal δu Perturbation sur la commande δy Perturbation sur la commande δy Perturbation sur la sortie M_h La somme des moments des forces agissantes dans le plan horizontal M_{v1} Moment de la gravitation M_{v1} La somme des moments dans le plan vertical M_{v1} Moment de la gravitation M_{v2} Moment de la force aérodynamique	S_v	Surface de glissement pour le sous-système vertical
T_{mr} La constante du temps du moteur principalI T_{rr} La constante du temps du moteur secondaire T_{rr} Fonction de sensibilité complémentaire u Tension de commande u_{eq} Commande équivalente u_h Commande de linéarisation du sous-système horizontal u_h La vitesse de rotation du moteur horizontal à vide u_{vv} Commande de linéarisation du sous-système vertical u_v Commande de linéarisation du sous-système vertical u_v La vitesse de rotation du moteur vertical à vide u_v La vitesse de rotation du moteur vertical à vide u_v La nouvelle commande après le changement de variable w Vecteur des entrées exogènes w_i Fonction de pondération $w_{p,touu}$ Fonction de pondération mixte z Quantificateur de performance α_k est la position angulaire de la tige dans le plan horizontal δu Perturbation sur la commande δu Perturbation sur la commande δy La somme des moments des forces agissantes dans le plan horizontal M_v La somme des moments dans le plan vertical M_{v1} Moment de la gravitation M_{v2} Moment de la force aérodynamique	T_L	Couple résistant généré par la charge
T_{rr} La constante du temps du moteur secondaireI $T_y(s)$ Fonction de sensibilité complémentaireI u Tension de commandeI u_{eq} Commande équivalenteI u_h Commande de linéarisation du sous-système horizontalI u_h La vitesse de rotation du moteur horizontal à videI u_{vv} Commande de linéarisation du sous-système verticalI u_{vv} Commande de linéarisation du sous-système verticalI u_{vv} La vitesse de rotation du moteur vertical à videI u_{vv} Commande correctiveI v La nouvelle commande après le changement de variableI w_i Fonction de pondérationI w_i Fonction de pondération mixteI z Quantificateur de performanceI a_h L'angle d'élévation de la tige dans le plan horizontalI a_v Gain H_o optimalI δu Perturbation sur la commandeI δy ILa somme des moments dans le plan verticalI M_v La somme des moments dans le plan verticalI M_v Moment de la gravitationI M_{v1} Moment de la force aérodynamiqueI	T_{mr}	La constante du temps du moteur principal
$T_y(s)$ Fonction de sensibilité complémentaireI u Tension de commandeI u_{eq} Commande équivalenteI u_h Commande de linéarisation du sous-système horizontalI u_h La vitesse de rotation du moteur horizontal à videI u_v Commande de linéarisation du sous-système verticalI u_v Commande de linéarisation du sous-système verticalI u_v Commande de linéarisation du moteur vertical à videI u_v Commande correctiveI v La nouvelle commande après le changement de variableI w_i Fonction de pondérationI $w_{p,touru}$ Fonction de pondération mixteI z Quantificateur de performanceI a_k Est la position angulaire de la tige dans le plan horizontalI δu Perturbation sur la commandeI δu La somme des moments des forces agissantes dans le plan horizontalI M_v La somme des moments dans le plan verticalI M_v_1 Moment de la gravitationI M_{v1} Moment de la gravitationI	T_{tr}	La constante du temps du moteur secondaire
u Tension de commande u_{eq} Commande équivalente u_h Commande de linéarisation du sous-système horizontal u_h La vitesse de rotation du moteur horizontal à vide u_v Commande de linéarisation du sous-système vertical u_v Commande de linéarisation du sous-système vertical u_v La vitesse de rotation du moteur vertical à vide u_{vv} La vitesse de rotation du moteur vertical à vide u_{vv} La vitesse de rotation du moteur vertical à vide u_{η} Commande corrective v La nouvelle commande après le changement de variable w Vecteur des entrées exogènes w_i Fonction de pondération $w_{p,touu}$ Fonction de pondération mixte z Quantificateur de performance a_h Est la position angulaire de la tige dans le plan horizontal a_v Cain H_{ω} optimal δu Perturbation sur la commande δy Perturbation sur la sortie M_h La somme des moments des forces agissantes dans le plan horizontal M_v Moment de la gravitation M_{v1} Moment de la gravitation	$T_{v}(s)$	Fonction de sensibilité complémentaire
μ _{eq} Commande équivalenteu _h Commande de linéarisation du sous-système horizontalu _{hh} La vitesse de rotation du moteur horizontal à videu _v Commande de linéarisation du sous-système verticalu _v La vitesse de rotation du moteur vertical à videu _v La vitesse de rotation du moteur vertical à videu _v La vitesse de rotation du moteur vertical à videu _v La vitesse de rotation du moteur vertical à videu _q Commande correctivevLa nouvelle commande après le changement de variablewVecteur des entrées exogèneswiFonction de pondérationw _{p.toau} Fonction de pondération mixtezQuantificateur de performancea _h L'angle d'élévation de la tige dans le plan horizontalA _v Gain H _∞ optimalδuPerturbation sur la commandeδyPerturbation sur la sortieM _v La somme des moments des forces agissantes dans le plan horizontalM _v Moment de la gravitationM _{vi} Moment de la gravitation	u	Tension de commande
u_h Commande de linéarisation du sous-système horizontalI u_{hh} La vitesse de rotation du moteur horizontal à videI u_v Commande de linéarisation du sous-système verticalI u_v La vitesse de rotation du moteur vertical à videI u_{vv} La vitesse de rotation du moteur vertical à videI u_{η} Commande correctiveI v La nouvelle commande après le changement de variableI w Vecteur des entrées exogènesI w_i Fonction de pondération mixteI z Quantificateur de performanceI a_h Est la position angulaire de la tige dans le plan horizontalI a_v Gain H_{ω} optimalI δu Perturbation sur la commandeI δy La somme des moments des forces agissantes dans le plan horizontalI M_{v1} Moment de la gravitationI M_{v1} Moment de la gravitationI M_{v2} Noment de la force aérodynamiqueI	<i>u</i> _{eq}	Commande équivalente
u_{hh} La vitesse de rotation du moteur horizontal à vide u_v Commande de linéarisation du sous-système vertical u_{vv} La vitesse de rotation du moteur vertical à vide u_{η} Commande corrective v_{η} La nouvelle commande après le changement de variable w Vecteur des entrées exogènes w_i Fonction de pondération $v_{p,touu}$ Fonction de pondération mixte z Quantificateur de performance a_h est la position angulaire de la tige dans le plan horizontal a_v Cain H_{ω} optimal δu Perturbation sur la commande δy Perturbation sur la sortie M_h La somme des moments des forces agissantes dans le plan horizontal M_{v1} Moment de la gravitation M_{v1} Moment de la force aérodynamique	u _h	Commande de linéarisation du sous-système horizontal
u_v Commande de linéarisation du sous-système vertical u_{vv} La vitesse de rotation du moteur vertical à vide u_η Commande corrective v La nouvelle commande après le changement de variable w Vecteur des entrées exogènes w_i Fonction de pondération $w_{p,touu}$ Fonction de pondération mixte z Quantificateur de performance a_h est la position angulaire de la tige dans le plan horizontal a_v Cain H_{∞} optimal δy Perturbation sur la commande δy La somme des moments des forces agissantes dans le plan horizontal M_v La somme de gravitation M_{v1} Moment de la gravitation M_{v2} Moment de la gravitation	u_{hh}	La vitesse de rotation du moteur horizontal à vide
u_{vv} La vitesse de rotation du moteur vertical à vide u_{η} Commande corrective v_{η} La nouvelle commande après le changement de variable w La nouvelle commande après le changement de variable w Vecteur des entrées exogènes w_i Fonction de pondération $w_{p,touu}$ Fonction de pondération mixte z Quantificateur de performance a_{k} est la position angulaire de la tige dans le plan horizontal a_{v} Gain H_{o} optimal δu Perturbation sur la commande δy Perturbation sur la sortie M_{k} La somme des moments dans le plan vertical M_{v1} La somme des moments dans le plan vertical M_{v1} Moment de la gravitation M_{v2} Moment de la gravitation	<i>u</i> _v	Commande de linéarisation du sous-système vertical
u_η Commande correctiveI v La nouvelle commande après le changement de variableI w Vecteur des entrées exogènesI w_i Fonction de pondérationI $w_{p,touu}$ Fonction de pondération mixteI z Quantificateur de performanceI a_h est la position angulaire de la tige dans le plan horizontalI λ_v Cain H_{ω} optimalI δu Perturbation sur la commandeI δy Perturbation sur la sortieI M_h La somme des moments dens le plan verticalI M_{v1} Moment de la gravitationI M_{v2} Moment de la gravitationI	<i>u</i> _{vv}	La vitesse de rotation du moteur vertical à vide
v La nouvelle commande après le changement de variableI w Vecteur des entrées exogènesI w_i Fonction de pondérationI $w_{p,touu}$ Fonction de pondération mixteI z Quantificateur de performanceI a_h est la position angulaire de la tige dans le plan horizontalI a_v L'angle d'élévation de la tigeI \mathcal{J} Gain H_{ω} optimalI δu Perturbation sur la commandeI δy ISomme des moments des forces agissantes dans le plan horizontalI M_v La somme des moments dans le plan verticalI M_{v1} Moment de la gravitationI M_{v2} Moment de la gravitationI	u _η	Commande corrective
wVecteur des entrées exogènesI W_i Fonction de pondérationI $W_{p,touu}$ Fonction de pondération mixteI z Quantificateur de performanceI α_h est la position angulaire de la tige dans le plan horizontalI α_v L'angle d'élévation de la tigeI γ Gain H_{ω} optimalI δu Perturbation sur la commandeI δy Perturbation sur la sortieI M_h La somme des moments des forces agissantes dans le plan horizontalI $M_{\nu 1}$ Moment de la gravitationI $M_{\nu 2}$ Moment de la gravitationI	v	La nouvelle commande après le changement de variable
W_i Fonction de pondérationI $W_{p,touu}$ Fonction de pondération mixteI z Conction de pondération mixteI z Quantificateur de performanceI α_h est la position angulaire de la tige dans le plan horizontalI α_v L'angle d'élévation de la tigeI γ Gain H_{∞} optimalI δu Perturbation sur la commandeI δy Perturbation sur la sortieI M_h La somme des moments des forces agissantes dans le plan horizontalI M_{v1} Moment de la gravitationI M_{v2} Moment de la force aérodynamiqueI	W	Vecteur des entrées exogènes
$W_{p,touu}$ Fonction de pondération mixte z Quantificateur de performance a_h est la position angulaire de la tige dans le plan horizontal a_{v} L'angle d'élévation de la tige γ Gain H_{∞} optimal δu Perturbation sur la commande δy Perturbation sur la sortie M_h La somme des moments des forces agissantes dans le plan horizontal M_{v1} Moment de la gravitation M_{v2} Moment de la force aérodynamique	W _i	Fonction de pondération
z Quantificateur de performanceI α_h est la position angulaire de la tige dans le plan horizontalI α_v L'angle d'élévation de la tigeI γ' Gain H_{∞} optimalI δu Perturbation sur la commandeI δy Perturbation sur la sortieI M_h La somme des moments des forces agissantes dans le plan horizontalI $M_{\nu 1}$ Moment de la gravitationI $M_{\nu 2}$ Moment de la force aérodynamiqueI	W _{p,touu}	Fonction de pondération mixte
α_h est la position angulaire de la tige dans le plan horizontalI α_v L'angle d'élévation de la tigeI γ Gain H_{∞} optimalI δu Perturbation sur la commandeI δy Perturbation sur la sortieI M_h La somme des moments des forces agissantes dans le plan horizontalI M_{v1} Moment de la gravitationI M_{v2} Moment de la force aérodynamiqueI	Ζ	Quantificateur de performance
α_{ν} L'angle d'élévation de la tige γ Gain H_{∞} optimal δu Perturbation sur la commande δy Perturbation sur la sortie M_h La somme des moments des forces agissantes dans le plan horizontal M_{ν} La somme des moments dans le plan vertical $M_{\nu 1}$ Moment de la gravitation $M_{\nu 2}$ Moment de la force aérodynamique	α_h	est la position angulaire de la tige dans le plan horizontal
γ Gain H_{∞} optimalI δu Perturbation sur la commandeI δy Perturbation sur la sortieI M_h La somme des moments des forces agissantes dans le plan horizontalI M_{ν} La somme des moments dans le plan verticalI $M_{\nu 1}$ Moment de la gravitationI $M_{\nu 2}$ Moment de la force aérodynamiqueI	α_{v}	L'angle d'élévation de la tige
δu Perturbation sur la commande δy Perturbation sur la sortie M_h La somme des moments des forces agissantes dans le plan horizontal M_v La somme des moments dans le plan vertical M_{v1} Moment de la gravitation M_{v2} Moment de la force aérodynamique	γ	Gain H_{∞} optimal
δy Perturbation sur la sortie M_h La somme des moments des forces agissantes dans le plan horizontal M_v La somme des moments dans le plan vertical M_{v1} Moment de la gravitation M_{v2} Moment de la force aérodynamique	би	Perturbation sur la commande
M_h La somme des moments des forces agissantes dans le plan horizontal M_v La somme des moments dans le plan vertical M_{v1} Moment de la gravitation M_{v2} Moment de la force aérodynamique	δy	Perturbation sur la sortie
M_{ν} La somme des moments dans le plan vertical $M_{\nu 1}$ Moment de la gravitation $M_{\nu 2}$ Moment de la force aérodynamique	M_{h}	La somme des moments des forces agissantes dans le plan horizontal
$M_{\nu 1}$ Moment de la gravitation $M_{\nu 2}$ Moment de la force aérodynamique	$M_{_{V}}$	La somme des moments dans le plan vertical
M_{v2} Moment de la force aérodynamique	$M_{_{v1}}$	Moment de la gravitation
	M_{v2}	Moment de la force aérodynamique

$M_{\nu 3}$	Moment de la force de centrifuge
$M_{_{v4}}$	Moment des forces de frottement
Ω_h	Vitesse angulaire de la tige autour de l'axe vertical
Ω_v	La vitesse angulaire de la tige autour de l'axe horizontal
ω	Vitesse angulaire du moteur
\mathcal{O}_m	La vitesse angulaire de l'hélice principale
ω_t	La vitesse angulaire de l'hélice secondaire

TABLE DES MATIÈRES

INTRO	DUCTION	GENERALE	XV
	CHAPIT	TRE I : COMMANDE TOLERANTE AUX DEFAUTS DES SYSTEMES DYNAMIQUES	
I.1.	INTROD	UCTION	2
1.2.	NOTION	S DE BASE	2
1.3.	CLASSIFI	CATIONS DES DEFAUTS	3
	I.3.1.	Classification selon l'emplacement d'occurrence	4
	1.3.2.	Classification selon les caractéristiques temporelles	5
	1.3.3.	Classification selon les effets	6
1.4.	DETECTI	ON ET ISOLATION DES DEFAUTS (FDI)	6
	I.4.1.	Techniques basées sur le signal	7
	1.4.2.	Méthodes basées sur le modèle	8
1.5.	CLASSIFI	CATION DES COMMANDES TOLERANTE AUX DEFAUTS	9
	I.5.1.	Approches passives	10
	1.5.2.	Approche active	12
1.6.	CONCLU	SION	16
	CHAPIT	RE II : MODELISATION DU SIMULATEUR DE VOL D'HELICOPTERE TRMS	
II.1.	INTROD	UCTION	19
II.2.	DESCRIP	TION GENERALE DU TRMS	19
II.3.	MODELI	SATION DU TRMS	21
	II.3.1.	Analyse de mouvement dans le plan vertical	21
	II.3.2.	Analyse de mouvement dans le plan horizontal	25
	11.3.3.	Dynamique des propulseurs (hélices et moteurs DC)	27
	II.3.4.	Equations de mouvement	29
	II.3.5.	Modèle d'état	30
	11.3.6	Modèle découplé	30
	II.3.7	Parametres du modele	32
11.4.		NDE PAR BOUCLAGE LINEARISANT	33
	11.4.1. 11.4.2	Degre relatii	34 24
	11.4.2. 11 / 2	Linéarisation evacte d'un système en forme normale	26
11.5		GELINEARISANT DU TRMS	30
11.5.		Calcul du degré relatif	37
	11.5.2	Synthèse de la loi de commande par bouclage non linéaire	39
	11.5.3.	Résultats de simulation	43
11.6.	CONCLU	SION	45
	CHAPI	TRE III : COMMANDES TOLERANTES AUX DEFAUTS PASSIVES DU TRMS	
III.1.	INTROD	UCTION	47
III.2.	COMMA	NDE PAR MODE DE GLISSEMENT	47
	III.2.1.	Surface de glissement	47
	III.2.2.	Mode glissant	48
	III.2.3.	Mode non glissant	49
III.3.	REGULA	TEUR PAR MODEE DE GLISSEMENT PROPOSE POUR LR TRMS	51
	III.3.1.	Synthèse du régulateur par mode de glissement	52
	III.3.2.	Etude de la dynamique réduite	55

	III.3.3. III 3 4	Résultats de simulation du régulateur SMC	56 61	
111 4	CON4N4A		01	
	COIVIIVIA	INDE n_{∞}	65	
	III.4.1.	Problème $H_{\scriptscriptstyle\infty}$ standard	66	
	111.4.2.	Schéma de synthèse $H_{_\infty}$	68	
III.5.	REGULA	TEUR $H_{_\infty}$ propose pour le trms	70	
	III.5.1.	Choix des fonctions de pondération	71	
	III.5.2.	Calcul du régulateur $H_{\scriptscriptstyle\infty}^{}$	73	
	III.5.3.	Résultats de simulation du régulateur $H_{\scriptscriptstyle\infty}$	74	
III.6.	CONCLU	SION	83	
CHAPITRE IV : COMMANDE TOLERANTE AUX DEFAUTS ACTIVE DU TRMS				
IV.1.	INTROD	UCTION	85	
IV.2.	SYNTHES	SE DES REGULATEURS	85	
	IV.2.1.	Commande par logique floue	86	
	IV.2.2.	Synthèse du régulateur principal	89	
	IV.2.3.	Résultats de simulation du régulateur principal	92	
	IV.2.4.	Résultats d'implémentation du régulateur principal	96	
	IV.2.5.	Synthèse du premier régulateur secondaire	97	
	IV.2.6.	Résultats de simulation du premier régulateur secondaire	99	
	IV.2.7.	Synthèse du deuxième régulateur secondaire	101	
	IV.2.8	Résultats de simulation du deuxième régulateur secondaire	102	
IV.3.	COMMA	NDE TOLERANTE AUX DEFAUTS ACTIVE PROPOSEE POUR LE TRMS	104	
	IV.3.1.	Résultats de simulation de la commande tolérante aux défauts proposée	106	
IV.4.	CONCLU	SION	112	
CONCL	USION G	ENERALE	113	
REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES				

INTRODUCTION GENERALE

Un système tolérant aux défauts est essentiellement caractérisé par sa capacité de maintenir les objectifs de control en présence d'un défaut et même s'en accommoder d'une manière automatique. Dans certains domaines industriels ou en aviation, dont la sécurité est critique, cette capacité est nécessaire et comme plusieurs lois de commandes classiques ne l'ont pas d'une part et d'autre part le coût élevé des solutions fondues sur la redondance matérielle que ce soit en capteurs, en actionneurs ou en composants internes du système (cartes électroniques), un système de commande tolérant aux défauts semble être une solution idéale pour ces domaines. Ce choix justifie l'intérêt que la communauté scientifique a accordé au développement de nouvelles lois de commande tolérantes aux défauts dans le but précis, de maintenir les performances du système ainsi que sa stabilité en présence de défauts.

La recherche dans le domaine des systèmes tolérants aux défauts remonte au début des années 80, sous plusieurs terminologies telles que les systèmes reconfigurables, restructurables et auto-réparés (selfreparing). Depuis, de nombreux travaux de recherche concernant le développement de la commande tolérante aux défauts ont été réalisés en ouvrant plusieurs axes de recherche, tels que l'analyse de la reconfigurabilité du système [1], [2], [3], la redondance matérielle et analytique [4], [5], [6], l'analyse de la fiabilité [7], [8] et [9] et le diagnostic des défauts [10], [11], [12]. Les applications du contrôle tolérant aux défauts, visées par ces recherches, sont diverses, les UAV [13], [14], [15], les robots [16], [17], [18], les moteurs électriques [19],[20], etc.

Dans la littérature, on trouve plusieurs ouvrages bibliographiques traitent la commande tolérante aux défauts comme sujet. A titre d'exemple, les livres de Mogens et al. [21] pour le diagnostic et la commande tolérant aux défaut où il parle sur tous des méthodes de diagnostic à base du modèle, Hassan et al.[22] qui traitent le même sujet mais avec des applications réelles comme le contrôle de la suspension active et des machines de bobinage, Prashant et al. [23] dont les auteurs se concentrent sur le développement de méthodes générales, mais pratiques, pour la conception de systèmes de commande tolérante aux défauts et Steven [24] qui parle du diagnostic et commande tolérante aux défauts à base de l'analyse des données du système.

Dans le travail présenté dans cette thèse, nous avons étudié des approches de commande tolérante aux défauts dont l'objectif et de minimiser au maximum le niveau de dégradation des performances ainsi que le temps de réaction du système FTC face aux défauts, certaines de ces approches sont passives basées sur des commandes robustes où elles exploitent la robustesse des lois de commande proposées pour rejeter l'effet des défauts sans même avoir besoin de les identifier. Une approche active sera également proposée dans cette thèse, elle est basée sur une technique multi régulateurs où chaque régulateur est conçu pour faire face a un certain nombre de défauts, dans ce cas un système de détection et identification des défauts demeure indispensable. Notre choix des commandes robustes a été porté sur la commande par mode de glissement et la commande H_{∞} .

La communauté scientifique internationale a connu la commande par mode de glissement pour la première fois à travers les travaux d'Itkis et Utkin au milieu des années 70 [25] mais l'idée principale de cette commande est née à l'URSS bien avant cette date [26]. Après sa première apparition, la commande par mode de glissement a connu une large utilisation, avec des applications diverses, comme le contrôle de la position, la vitesse et le couple d'un moteur à induction à cage d'écureuil [27], le contrôle d'un moteur à courant continue[28], le suivit d'une trajectoire d'un robot manipulateur à la place du régulateur conventionnel PID [29] ou pour éviter les obstacles qu'un robot peut les rencontrer dans sa trajectoire prédéfinie [30], elle a été aussi proposée pour renforcer la sécurité et augmenter les performances des véhicules, dans les systèmes anti-dérapage l'hors du freinage, et les systèmes anti-patinage [31], en électronique de puissance, elle a été proposée pour le contrôle des convertisseurs de courant, comme l'onduleur monophasé [32]. Et vue sa robustesse et son efficacité dans un environnement incertain tel que l'espace, la commande par mode de glissement a été également utilisée pour le contrôle des véhicules aériens comme les UAVs [33] et les NSHV [34].

La commande H_{∞} ou commande fréquentielle avancée, a connu à son tour une large utilisation dans le domaine de commande des systèmes, et constitue un axe de recherche largement suivi, surtout après le développement d'un algorithme de résolution du problème d'optimisation H_{∞} par Glover et Dolly [35], et qui fait appel aux équations de RICCATI. Parmi ces travaux on peut citer, le travail d'Andrés Marcos qui a fait une comparaison entre le standard de commande classique utilisé en aviation commerciale par Boeing et Airbus et un contrôleur H_{∞} qu'il l'a proposé [36]. On peut citer aussi le travail de Methods J. G et .al qu'ils l'ont proposée pour la commande de l'attitude d'un UAV [37] ou le travail de Anirban Nag et son équipe pour la commande d'un véhicule sous-marin autonome [38].

La robustesse de ces deux lois de commande, ainsi que leur large utilisation, et la diversité de leurs applications, nous ont encouragés à les choisir pour la synthèse des régulateurs tolérants aux défauts dans des approches actives et passives et qu'on va les voir dans la suite de cette thèse. Ces approches ont été appliquées sur un simulateur de vol d'hélicoptère appelé le TRMS ou le **T**win **R**otor **M**imo **S**ystem.

Le TRMS est un prototype de laboratoire conçu pour le développement et l'implémentation de nouvelles lois de commandes. Ceci inclut, la modélisation de la dynamique du système, l'identification, l'analyse et la synthèse de divers contrôleurs, par des méthodes classiques ou modernes. Il s'agit d'un système non linéaire d'ordre supérieur avec des couplages significatifs. Le TRMS a été développé par feedback instrument Ltd en 1998 [39], depuis cette date, il a fait l'objet de plusieurs travaux de recherche dont certains ont été consacrés à la modélisation de la dynamique du système, en utilisant, par exemple, les algorithmes génétiques comme dans les travaux de Darus et al. [40], le gradient conjugué utilisé par Shaheed [41] ou les réseaux de neurones avec le PSO utilisés par Toha et al. [42,43], dans ce même contexte, on peut citer aussi les travaux d'Aldebrez et al. [44] et Rahideh et al. [45]. D'autres travaux de recherche sur le TRMS ont fixé comme objectif le contrôle de la position verticale et horizontale de ce dernier, parmi ces travaux on trouve les travaux de Rahideh et al. qui a proposé plusieurs techniques de commande, comme les réseaux de neurones dans

[46,47] ou la commande prédictive robuste [48], dans ce même sujet, on trouve la commande par logique floue utilisée dans les travaux de Sarjo et al. [49] ou de Chuan-Sheng et al. [50].

La complexité du modèle mathématique du TRMS et les contraintes de l'implémentation en temps réel (temps de calcul) ont rendu la synthèse d'une loi de commande à partir du modèle couplé une opération très difficile. D'autre part, l'effet important du couplage des deux sous-système horizontal et vertical va diminuer les performances des lois de commande développées initialement pour le système a un degré de liberté horizontal ou vertical quand on les appliques sur le système a deux degré de liberté. Dans ce cas, une commande robuste ou une commande tolérante aux défauts présente des avantages prometteurs pour le contrôle du TRMS.

Dans l'objectif, d'élaborer des lois de commande tolérantes aux défauts par des approches actives et passives pour le TRMS, cette thèse sera organisée comme suit :

Chapitre 1 : ' commande tolérante aux défauts des systèmes dynamiques' où on va voir un bref état de l'art sur la commande tolérante aux défauts. Cet état de l'art comporte un aperçu sur les principaux notions et concepts de la synthèse de ces systèmes de commande ainsi que ces deux classes principales. Les approches développées dans la littérature pour chaque classe seront également présentées.

Chapitre 2: 'Modélisation du simulateur de vol d'hélicoptère TRMS', dans ce chapitre on donnera une description générale du TRMS puis on présentera sa modélisation d'une façon détaillée. L'objectif de ce chapitre, est d'avoir deux modèles mathématiques pour le TRMS, un modèle dit de connaissance issu des lois physiques existant entre les paramètres du système, c'est un modèle non linéaire est fortement couplé. Le deuxième modèle est linéaire et découplé, issu de la linéarisation exacte du premier modèle non linéaire en utilisant le bouclage linéarisant. Ces modèles seront utilisés pour la synthèse des différentes lois de commande développées dans le reste de cette thèse.

Chapitre 3 : 'commandes tolérantes aux défauts passives du TRMS', où on proposera, en premier, une commande robuste basée sur le mode de glissement et développée à partir du

modèle non linéaire du TRMS. La commande par mode de glissement est connue pour sa robuste mais aussi par le problème de chattering ou des oscillations haute fréquence du signal de commande et qui ils sont insupportable par certains actionneurs comme les propulseurs du TRMS, on verra comment remédier à ce problème. Nous allons aussi utiliser la synthèse H_{∞} pour développer un autre contrôleur robuste pour le TRMS mais cette fois on va utiliser le modèle linéarisé. Des tests de robustesse et de tolérance aux défauts vont être effectués sur les deux contrôleurs et les résultats seront présentés dans ce chapitre.

Chapitre 4: 'commande tolérante aux défauts active du TRMS', ce chapitre sera consacré au développement d'une approche de commande tolérante aux défauts active. L'objectif principal de cette approche est de pallier au problème des défauts des capteurs du TRMS, elle consiste à utiliser trois lois de commande différentes pour la synthèse de six régulateurs, dont chaque régulateur est prévu pour travailler dans des conditions prédéfinies selon le défaut enregistré. Les résultats des tests de tolérance aux Défauts effectués sur l'approche proposée seront également présentés.

On achèvera cette thèse par une conclusion générale avec les perspectives de ce travail ainsi que les références bibliographiques utilisées.

CHAPITRE I

Chapitre I : COMMANDE TOLERANTE AUX DEFAUTS DES SYSTEMES DYNAMIQUES

I.1. INTRODUCTION	2
I.2. NOTIONS DE BASE	2
i.3. CLASSIFICATIONS DES DEFAUTS	3
I.3. DETECTION ET ISOLATION DES DEFAUTS	6
I.4. CLASSIFICATION DES COMMANDES TOLERANTES AUX DEFAUTS	9
I.5. CONCLUSION	16
Chapitre II : MODELISATION D'UN SIMULATEUR DE VOL	
D'HELICOPTERE TRMS	
Chapitre III : COMMANDES TOLERANTES AUX DEFAUTS PASSIVES	DU
TRMS	
Chapitre IV : COMMANDES TOLERANTES AUX DEFAUTS ACTIVES I	DU
TRMS	

I.1. INTRODUCTION

Quelle que soit la fiabilité d'un système de commande donné, l'occurrence des défauts est toujours possible et on ne peut pas l'empêcher totalement. Cependant, leurs conséquences peuvent parfois être atténuées ou même éliminées par des mesures appropriées appelées commandes tolérantes aux défauts (FTC). Les lois de commande conventionnelles à l'image du retour d'état peuvent s'avérer très limitées et amènent le système vers des comportements non désirés, ou même à l'instabilité, en l'occurrence d'un défaut. Contrairement à un système de commande tolérant aux défauts, qui permet notamment de garantir la stabilité du système en boucle fermée, avec des performances plus ou moins dégradées, mais acceptables, en présence de défauts. Dans le domaine industriel ou en aéronautique, ce type de problème a été souvent évité en se fondant sur la redondance matérielle des actionneurs et des capteurs, et même des contrôleurs. Cette stratégie est non seulement onéreuse et encombrante, mais elle demande aussi un important dispositif de maintenance. En revanche, la commande tolérante aux défauts traite ce problème d'une manière analytique, et permet d'éviter de tels coûts d'achat et d'entretien.

Ce premier chapitre représente une introduction à la commande Tolérante aux Défauts, il permet de voir les principaux concepts de base de ce type de commande, où on donnera des notions de base liés aux défauts, leurs classifications et les méthodes permettant leur détection, puis on présentera la classification des approches de commande tolérante aux défauts et les techniques de commande utilisées dans chaque approche.

I.2. NOTIONS DE BASE [21] [51]

Dans cette section, on présentera les définitions des terminologies les plus utilisées dans la théorie de la commande tolérante aux défauts.

Défaut

Un défaut est défini comme tout changement dans les paramètres d'un système en dehors de la plage acceptable / ou normale. Ce changement peut dégrader les performances du système comme il peut être tolérable.

Défaillance

Le terme "défaillance" est défini dans la littérature comme une interruption permanente ou un arrêt complet d'un composant, ou d'un système, provoquant son incapacité totale d'exécuter une fonction spécifique. Une défaillance est généralement plus grave qu'un défaut, car le composant ou le système ne peut plus être utilisé. Cela signifie que si une défaillance se produit sur un capteur ou dans un actionneur il faut le changer.

Diagnostic

Le diagnostic est défini comme l'ensemble des actions mises en œuvre afin de détecter et de localiser les défauts affectant le système.

Détection

La détection concerne la mise en évidence d'événements qui affectent l'évolution d'un système. Elle consiste à comparer le fonctionnement réel du système avec ce qu'il devrait être sous l'hypothèse de fonctionnement nominal.

Localisation ou isolation

La tâche de localisation consiste à analyser les événements de façon à pouvoir déterminer le type de défauts (capteur, actionneur, ...etc.) ainsi que les composants défectueux du système.

Commande tolérante aux défauts

Un système FTC, comme son nom l'indique, est un système qui a la capacité de tolérer des défauts et maintenir les performances en boucle fermée du système en présence de défauts.

I.3. CLASSIFICATIONS DES DEFAUTS

Dans la littérature, on trouve plusieurs classifications des défauts, dont chacune est basée sur un critère donné. Dans cette section on présentera les classifications les plus utilisées des défauts.

I.3.1. Classification selon l'emplacement d'occurrence

Comme l'occurrence de défaut est un événement soudain, et peut se produire dans n'importe quelle partie du système. Selon l'emplacement d'occurrence, le défaut peut être : un défaut d'actionneur, un défaut de capteur ou un défaut de composant (Figure I.1).



Fig. I.1. Classification des défauts

Défauts d'actionneur

Les actionneurs ont un rôle primordial dans un système de commande, ils exécutent les commandes du contrôleur en constituant une interface entre ce dernier et le système à commander. Donc tout défaut qui peut affecter l'efficacité d'un actionneur, dont il devient incapable d'exécuter correctement les commandes du contrôleur, va certainement affecter les performances du système soit en terme de temps de repense ou en terme de précision et il peut même provoquer son instabilité. Les défauts d'actionneur peuvent se produire en raison, par exemple, d'une perturbation de l'alimentation électrique, une résistance accrue, des fuites hydrauliques, etc.

Défauts de capteur

Les capteurs sont utilisés pour transformer des grandeurs physiques mesurables en signal mesurable souvent électrique. L'importance de la mesure pour un système de contrôle, que ce soit pour la régulation ou pour la surveillance du bon fonctionnement du système, justifier l'ampleur de l'impact d'un défaut contaminant la précision ou la rapidité d'un capteur, sur les performances de ce système. Par conséquent, il est important de détecter et d'isoler les défauts des capteurs à un stade précoce.

Défauts de composants

Tous les défauts qui n'appartiennent pas à la catégorie des défauts d'actionneur ou des défauts de capteur, peuvent être considérés comme des défauts de composants. Ces défauts peuvent emporter une modification des paramètres physiques du système et peuvent réduire la performance globale de ce dernier.

I.3.2. Classification selon les caractéristiques temporelles

Les défauts peuvent également être classés en fonction de leurs caractéristiques temporelles ou leurs formes. Ils peuvent être busques, progressifs ou intermittents, comme on peut le voir sur la figure I.2.



Fig. I.2. Types de défauts selon leurs caractéristiques temporelles

Les défauts brusques

Ces défauts peuvent entraîner une situation très grave, car la stabilité du système peut être affectée. Ce type de défauts se produit souvent en raison de dommages matériels.

Les défauts progressifs

Ces défauts peuvent se produire en raison d'une variation de paramètres par exemple, ils ne sont pas grave en général surtout au début, mais il faut les régler rapidement car ils s'aggravent d'avantage avec le temps.

Les défauts intermittents

Les défauts intermittents se produisent irrégulièrement au fil du temps, ils rendent le système imprévisible et ils peuvent causer des dégâts graves. Ce type de défauts peut être causé par exemple par un mauvais contact ou un câblage endommagé.

I.3.3. Classification selon les effets

Si on regarde l'influence des défauts sur les performances d'un système, autrement dit, leurs effets sur un signal de contrôle que ce soit commande, feedback ou autres, on peut les classer on deux catégories (Fig. I.3.).

Défauts additifs

Comme leur nom l'indique, ces défauts ont un effet additif sur le signal de sortie du système et ils influent sa moyenne.

Défauts multiplicatifs

Leur effet multiplicatif influe la variance et les corrélations du signal de sortie du système, ils induisent aussi des changements dans ces caractéristiques spectrales et dynamiques.





I.4. DETECTION ET ISOLATION DES DEFAUTS (FDI) [23] [52]

Nous avons vu que l'objectif principal d'une commande FTC est de maintenir le bon fonctionnement du système à contrôler sous la présence de défauts, soit par accommodation, reconfiguration de la loi de commande ou par restructuration. Pour cela, des informations en temps réel concernant les défauts sont nécessaires, et un algorithme de détection et d'isolation des défauts (FDI) a un rôle très important dans la reconfiguration de la commande.

Plusieurs méthodes de la FDI ont été proposées, et même appliquées sur des systèmes réels. En général, ces méthodes peuvent être classées en deux catégories principales, les méthodes basées sur le signal et les méthodes basées sur le modèle.

I.4.1. Techniques basées sur le signal

Ces méthodes détectent les défauts en testant des propriétés spécifiques (l'analyse spectrale par exemple) de différents signaux de mesure, elles sont généralement basées sur la redondance physique des composants du système. Dont l'idée première est, pour s'assurer de la validité d'une mesure, il faut doubler (système duplex), tripler (système triplex), ..., multiplier les chaînes de mesure. Cette redondance, dite matérielle, permet une détection et par fois une localisation des capteurs défaillants.

La figure I.4 illustre l'exemple d'un système de mesure duplex, il est à noter que la redondance matérielle double ne permet que la détection d'un défaut sans le localiser.



Fig. I.4. Redondance matérielle duplex

Sur la figure I.5 est illustré un système de mesure triplex, un tel système permet la détection et la localisation du défaut de capteur en utilisant, en cascade, un détecteur et un sélecteur (voting). Le rôle du sélecteur est de déterminer le capteur en défaut. Cette décision peut être prise en prenant en compte les caractéristiques statistiques précédentes et en analysant la dispersion des trois mesures.



Fig. I.5. Redondance matérielle triplex

La fiabilité et la simplicité de la méthode de redondance matérielle ont, pour contrepartie, un surcoût de l'installation et une diminution du temps moyen de bon fonctionnement.

I.4.2. Méthodes basées sur le modèle

Les méthodes basées sur le modèle possèdent un éventail d'application plus important, relativement aux méthodes basées sur le signal, elles s'appuient sur la comparaison du comportement observé et du comportement attendu prédit par un modèle du système, donc elles nécessitent un modèle du système à surveiller. Ce dernier dépend d'un nombre de paramètres supposés connus lors de son fonctionnement nominal. L'élaboration de ce modèle peut être réalisée soit à l'aide de techniques d'estimation d'état, où on essaye de reconstruire au moyen d'observateurs, les états et les sorties du système, à partir des entrées et des sorties mesurées, soit par l'élaboration d'un modèle de connaissance ou de représentation de la partie à surveiller. Les sorties du modèle ou d'observateur sont alors comparées aux grandeurs réelles du système (grandeurs mesurées) et tout écart appelé résidu est considéré comme révélateur d'un défaut. Les méthodes basées sur le modèle sont généralement réalisées en deux étapes : génération des résidus et évaluation des résidus grâce à un système de décision [53] et [54].



Fig. I.6. Méthode FDI basée sur le modèle

Les résidus représentent les écarts entre le comportement observé du système et le comportement de référence attendu en fonctionnement "normal". Ces résidus sont généralement à moyenne nulle et ont une variance déterminée en l'absence de défauts de fonctionnement. Le problème qui se pose au concepteur du système de diagnostic est de sélectionner les résidus satisfaisant le compromis : sensibilité maximum aux défauts que l'on cherche à détecter - sensibilité minimum aux erreurs de modélisation et aux bruits de mesure.

I.5. CLASSIFICATION DES COMMANDES TOLERANTE AUX DEFAUTS [21] [51]

La synthèse d'une commande tolérante aux défauts vise à déterminer une stratégie de commande qui possède la capacité de limiter, voire d'annuler, les effets d'un défaut sur les performances du système.



Fig. 1.7. Classification des commandes tolérantes aux défauts

Le diagramme de la figure 1.7 illustre la classification des méthodes de commande tolérantes aux défauts, dont selon le plan d'action envisagé, on peut les classer en deux classes, passive et active.

I.5.1. Approches passives

Les méthodes passives utilisent les techniques de la commande robuste pour s'assurer que le système en boucle fermée demeure insensible à certains défauts avec des régulateurs constants et sans utilisation d'information en ligne des défauts sur le système ni un bloc de détection et de localisation (FDI) [55]. Elles sont basées sur l'idée que pour le système de commande, les défauts représentent des perturbations ou des erreurs de modélisation, et elles exploitent la robustesse des lois de commandes utilisées, pour éliminer leurs effets. Donc, le régulateur « passif » rejette le défaut si ce dernier se comporte comme une simple incertitude (erreur de modélisation) ou s'il se manifeste comme une perturbation tolérable. Il est à noter que dans les méthodes passives, le système en défaut continue d'opérer avec le même régulateur et la même structure de commande: les objectifs et les performances restent les mêmes que ceux du système nominal.



Afin de mieux comprendre le principe de la tolérance aux défauts des systèmes dynamiques, certains chercheurs proposent la décomposition du système en couches ou niveaux [56].

La figure I.8 représente une décomposition hiérarchique d'un système de commande tolérant aux défauts passif où il est décomposé en trois niveaux :

- Niveau pilotage qui gère les consignes/références nécessaires pour contrôler le système en question ;
- Niveau commande qui contient le contrôleur robuste chargé de commander en temps réel le système ;
- Niveau instrumentation qui regroupe les instruments nécessaires pour la transformation de la matière d'œuvre à savoir les actionneurs, les capteurs et autres composants du système.

Le contrôleur reçoit les consignes/références de la couche supérieure (niveau pilotage) et les mesures de la couche inférieure (niveau instrumentation) pour élaborer des signaux de commandes pour le système. Le niveau commande fonctionne en permanence pour assurer la poursuite de la référence et l'atténuation des perturbations et de quelques défauts prédéfinis.

Il est clair, d'après le diagramme de la figure I.8, que la partie la plus importante dans un système tolérant aux défauts passif, est la loi commande robuste. Pour plus de détail concernant cette technique de commande, le lecteur pourra se référer aux travaux de [57] et [58]. Dans cette partie, Nous citons deux lois de commande robustes, la commande par mode de glissement et la commande à base de la synthèse H_{∞} , et qui seront utilisées par la suite dans cette thèse.

Commande par mode de glissement

La commande par mode de glissement est une commande robuste, très efficace dans le cas des systèmes non linéaires d'ordre supérieur, et dont le modèle mathématique présente des incertitudes, ou des paramètres non constants, sa caractéristique principale est que la commande se modifie d'une manière discontinue donc elle fait partie des systèmes dit à structure variable. Le principe de la commande par mode de glissement consiste à choisir une fonction, soit dans le plan des phases ou dans l'espace d'état, appelée fonction de commutation ou surface de glissement sur laquelle les objectifs de commande sont bien réalisables, puis on force le système à l'atteindre (régime non glissant) et on le maintient sur cette dernière (régime glissant). La commande par mode de glissement classique utilise, en régime non glissant, une fonction discontinue, ce qui conduit le système à osciller autour de la surface de glissement à des fréquences quasi-infinies, ce phénomène est appelé chattering et c'est l'inconvénient majeur de cette technique de commande.

Dans la littérature on trouve des ouvrages traitent en détail la commande par mode de glissement et dont les lecteurs intéressés peuvent les consulter [59][60].

Commande H_{∞}

Sous sa forme la plus simple, la synthèse H_{∞} traite un problème de rejet de perturbation. Elle consiste à minimiser l'effet d'une perturbation sur le comportement du système, par l'optimisation des gains de transfert à base de la norme H_{∞} . La commande H_{∞} permet de modéliser les différents transferts du système asservi, de garantir des marges de stabilité et d'assurer la robustesse aux dynamiques négligées, par un retour dynamique de sortie. Elle opère dans le domaine fréquentiel où elle nous donne la possibilité de spécifier le niveau d'incertitude du modèle ainsi que le gain de transfert entre les perturbations et les sorties contrôlées. Un autre avantage important de la commande H_{∞} est qu'elle convient aux systèmes SISO comme aux systèmes MIMO.

Dans la littérature, des ouvrages complets ont été dédiés à la commande H_{∞} , à titre d'exemple, mais pas exclusivement, [61], [62], [63] et [64].

I.5.2. Approche active

À la différence de l'approche passive, l'approche active, dont la structure est illustrée par la figure I.9, réagit "activement" sur les défauts en reconfigurant en ligne la loi de commande de manière à maintenir la stabilité et les performances nominales du système [24]. Cette approche permet alors de traiter des défauts imprévus mais nécessite une méthode efficace de détection et d'isolation (FDI), permettant de fournir de manière aussi précise et rapide que possible, une information sur les défauts éventuels (temps d'occurrence, le type et l'amplitude du défaut).



Fig. I.9. Structure d'un système AFTC

Là aussi on trouve dans la littérature une décomposition en plusieurs niveaux de la commande tolérante aux défauts active, où le principe fondamental de ces systèmes repose sur l'utilisation d'un mécanisme de reconfiguration qui se trouve à un niveau dit de "*surveillance*". Ce mécanisme agit sur un contrôleur reconfigurable qui doit être capable de s'adapter automatiquement au comportement du système "pré-" et "post-défaut". Le niveau *surveillance*, intercalé entre les niveaux *commande* et *pilotage*, a pour but de satisfaire, en boucle fermée, aux exigences de performances du système dans le cas sain ainsi que dans le cas de présence des défauts. Ce niveau effectue les deux étapes conceptuelles de l'AFTC, qui sont le diagnostic de défauts et la reconfiguration de la loi de commande, habituellement réalisées séparément et dans cet ordre. La figure 1.10 montre en détail la décomposition hiérarchique du système AFTC avec les différents niveaux hiérarchiques allant du *niveau instrumentation* où figure les capteurs et les actionneurs jusqu'à le *niveau pilotage* où on fixe les consignes de pilotage de l'activité encours en passant par les niveaux de *commande* et de *surveillance*. Le mécanisme de reconfiguration du niveau de surveillance réagisse d'une manière "active"

lorsque le défaut apparaît selon deux approches distinctes : la sélection d'une loi de commande pré-calculée ou la synthèse d'une nouvelle loi de commande en ligne.



Fig. I.10. Niveaux d'un système AFTC [56]

Lois de commande pré-calculée

Cette première approche est basée sur l'idée qu'il existe un banc de régulateurs précalculés pour chaque mode de fonctionnement. Un régulateur pour le mode de fonctionnement nominal et un régulateur pour chaque mode défaillant. La sélection du régulateur associé au mode de fonctionnement actif (présent) est effectuée par le coordinateur, qui est constitué d'un ensemble d'estimateurs permettant la reconstruction des sorties du système pour chaque mode de fonctionnement. Après avoir évalué les performances de chaque mode, le régulateur concerné est sélectionné comme illustré à la figure I.11.

Parmi les techniques qui utilisent cette approche on trouve la commande dite multi modèles, Cette technique permet de commander un système non linéaire sur une large zone de fonctionnement décomposée en plusieurs zones linéarisées autour de différents points de fonctionnement. Les techniques linéaires restent alors utilisables en mode non linéaire. La loi de commande globale est déterminée à partir de *n* lois de commandes de base (calculée pour toutes les situations possibles du système). Ces situations sont décrites par un ensemble de *n* modèles. Le premier modèle correspond au fonctionnement nominal du système, les autres situations prennent en compte l'apparition d'un défaut particulier entraînant le système en dehors de sa zone de fonctionnement nominal.



Fig. I.11. FTC active à base de lois de commande pré-calculée

La commande tolérante aux défauts a base des lois de commande pré-calculées, était le sujet de plusieurs travaux de recherche notamment [65], [66] et [67].

Lois de commande synthétisée en ligne

Suivant le défaut, et en fonction de sa sévérité et les informations qui peuvent être fournies par le bloc diagnostic, trois cas peuvent être considérés : l'accommodation, la reconfiguration ou la restructuration du système. Des définitions fondamentales de ces aspects ont été proposées par [68], [69] et [70]. Nous reprenons les définitions suivantes :

L'accommodation

Dans ce cas, seuls les défauts de faibles amplitudes sont pris en compte. La nouvelle loi de commande est générée par l'adaptation en ligne des paramètres du régulateur, et la structure de la loi de commande n'est pas changée. Dans cette catégorie, on trouve la commande adaptative. Cette dernière a la capacité d'adapter automatiquement les paramètres

du régulateur en fonction des changements du système, dont Le principe de base est que l'apparition d'un défaut sur le système entraine une modification de ses paramètres. L'identification en ligne des nouveaux paramètres permet de déterminer les coefficients du nouveau correcteur.

La reconfiguration

Elle est utilisée dans le cas où les parties défaillantes ne peuvent pas être accommodées. Elle est caractérisée par la modification de la structure du système de façon à compenser le défaut. Parmi les techniques utilisées dans cette approche on trouve la technique du pseudo inverse, elle est caractérisée par sa simplicité de calcul et d'implantation et sa capacité à manipuler une large classe de défauts. Cette approche consiste à synthétiser le gain d'une loi de commande par retour d'état de telle sorte que la dynamique du système défaillant en boucle fermée s'approche de celle en fonctionnement nominal, au sens d'une norme de distance. Plusieurs normes de distance ont été proposées mais la plus utilisée est la norme de Frobenius.

La restructuration

Quand il n'existe pas de solution au problème de commande en utilisant l'accommodation et la reconfiguration, ceci signifie que les objectifs ne sont plus atteignables en présence de défaut. La seule possibilité est alors de dégrader les objectifs et d'essayer de trouver une solution au nouveau problème de commande, c'est donc la restructuration du système de contrôle.

I.6. CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons présenté des notions de base de la commande tolérante aux défauts, où nous avons commencé par la définition du défaut de point de vue commande des systèmes dynamiques avec ses différentes classifications. Nous avons vu que dans la littérature on trouve plusieurs critères de classification des défauts : classification selon l'emplacement d'occurrence du défaut (actionneur, capteur ou composant du système), classification selon l'évolution temporelle de l'effet du défaut (brusque, graduel ou intermittent) et une classification selon l'effet du défaut sur les signaux de contrôle (additif ou
multiplicatif). Nous avons vu aussi la détection et l'isolation des défauts ou le diagnostic des défauts avec ces terminologies et ces deux approches : les approches orientées signal (redondance matérielle) et les approches orientées modèle (redondance analytique). On ce qui concerne la commande tolérante aux défauts, nous avons vu qu'on dispose de deux approches aussi : une approche dite passive, cette dernière exploite la robustesse de certaines lois de commande comme le mode de glissement ou la commande H_{∞} pour éliminer les effets des défauts sur le système, sans même avoir besoin de les détecter ou les identifier. La deuxième approche est l'approche active, dans cette approche le module de diagnostic est indispensable et les informations en lignes sur les défauts sont vitales pour la plus part des commandes utilisées dans cette approche. Ces dernier peuvent être pré-calculées en utilisant un banc de régulateurs dont chaque régulateur est prévu pour un scénario de défaut prédéfini, comme elles peuvent être synthétisées en ligne, et dans ce cas trois actions sont possible: l'accommodation, la reconfiguration et la restructuration, dont la plus simple est l'accommodation où aucun changement dans la structure du système de contrôle n'est envisagé, la plus compliquée est la reconfiguration où on doit changer la structure du système de commande, la restructuration est utilisée quand on a pas le choix, pour maintenir la stabilité du système avec un minimum de performances (mode dégradé).

CHAPITRE II

Chapitre I : COMMANDE TOLERANTE AUX DEFAUTS

Chapitre II : MODELISATION DU SIMULATEUR DE VOL D'HELICOPTERE TRMS

II.1. INTRODUCTION	19
II.2. DESCRIPTION GENERALE DU TRMS	19
II.3. MODELISATION DU TRMS	21
II.4. COMMANDE PAR BOUCLAGE LINEARISANT	33
II.5. BOUCLAGE LINEARISANT DU TRMS	37
II.6. CONCLUSION	45
Chapitre III : COMMANDES TOLERANTES AUX DEFAUTS PASSIVES	DU
TRMS	
Chapitre IV : COMMANDES TOLERANTES AUX DEFAUTS ACTIVES I	DU
TRMS	

II.1. INTRODUCTION

Le Twin Rotor Mimo System ou TRMS est une banc d'essai développé par Feedback instrument Ltd (Figure II.1), de point de vue structure mécanique, c'est système à deux degrés de liberté avec deux propulseurs, un pour le faire pivoter dans le plan vertical et l'autre dans le plan horizontal. Il est parfois appelé simulateur d'hélicoptère, car ces dynamiques ressemblent à celles d'un hélicoptère où le pilote joue sur les forces aérodynamiques générées par les deux propulseurs pour guider son appareil. De point de vue contrôle et commande, le TRMS possède des dynamiques non linéaires et fortement couplées et il représente un outil idéal pour les chercheurs qui veulent valider les lois de commande développées dans leurs travaux de recherche et effectuer leurs tests dans un environnement plus proche du réel.

Dans ce chapitre on va voir la modélisation mathématique du TRMS, dont l'objectif est d'élaborer un modèle de connaissance non linéaire, précis et plus au moins complexe avec une flexibilité permettant de simplifier la manipulation de ce dernier. Après l'élaboration du modèle non linéaire, nous utiliseront la théorie du bouclage non linéaire, pour sa linéarisation exacte, dans le but d'avoir un modèle linéaire exact du système, et sur lequel on peut tirer profit de la théorie des systèmes linéaires et faire une synthèse simple des lois de commande linéaires robuste comme la commande H_{∞} .

II.2. DESCRIPTION GENERALE DU TRMS

Le TRMS est constitué essentiellement de deux poutres, une verticale fixe (tour) sur laquelle est fixée, par son milieu, la deuxième poutre pivotante par apport aux deux axes, vertical et horizontal, passants par son centre (deux degrés de liberté), cette dernière est dotée de deux propulseurs, fixés à ses extrémités (figure II.1). L'objectif de la commande du TRMS, est de contrôler la position de la poutre horizontale, dans les deux plans vertical et horizontal, en la faire pivoter autour des deux axes, en variant les forces aérodynamiques générées par les deux propulseurs [39]. Dans un hélicoptère réel la force aérodynamique est commandée en changeant l'angle d'attaque. Néanmoins dans le TRMS cet angle est fixe, et les forces aérodynamiques sont commandées en changeant la vitesse de rotation des propulseurs. La banc d'essai du TRMS est illustrée par la figure II.2. Elle contient en plus du TRMS, un adaptateur entrée/sortie, une carte entrée/sortie et un logiciel utilisé pour implémenter des lois de commande et visualiser les résultats d'implémentation en temps réel.



Fig. II.1. Simulateur d'hélicoptère TRMS (Twin Rotor Mimo System)[39]



Fig. II.2. Banc d'essai TRMS

II.3. MODELISATION DU TRMS

Pour établir le modèle mathématique du TRMS, on analyse le mouvement du système dans les deux plans vertical et horizontal. Dans les deux cas on suppose que tous les frottements sont de type visqueux, et que le sous-système hélice-air peut être décri par des lois d'écoulement aérodynamiques.

II.3.1. Analyse de mouvement dans le plan vertical

D'abord, considérons le mouvement de la poutre dans le plan vertical (autour de l'axe horizontal). En appliquant la seconde loi de Newton on obtient :

$$M_{\nu} = J_{\nu} \frac{d^2 \alpha_{\nu}}{dt^2} \tag{II.1}$$

Avec :

$$M_{v} = \sum_{i=1}^{4} M_{vi}$$
(II.2)

$$J_{v} = \sum_{i=1}^{8} J_{vi}$$
(II.3)

L'équation (II.1) peut être écrite sous la forme :

$$J_{\nu}\ddot{\alpha}_{\nu} = M_{\nu 1} + M_{\nu 2} + M_{\nu 3} + M_{\nu 4}$$
(II.4)

où :

- \succ M_v : La somme des moments dans le plan vertical ;
- \succ J_{v} : La somme des moments d'inertie par rapport à l'axe horizontal ;
- $\triangleright \quad \alpha_v$: L'angle d'élévation de la tige ;
- \blacktriangleright M_{v1} : Moment de la gravitation ;
- > M_{v2} : Moment de la force aérodynamique ;
- > $M_{\nu 3}$: Moment de la force de centrifuge ;
- > M_{ν_4} : Moment des forces de frottement.

Les différents moments sont calculés comme suit :

Moment gravitationnel M_{ν_1}

Pour déterminer le moment gravitationnel appliqué sur la poutre et qui la mettent en rotation autour de l'axe horizontal, on considère la situation illustrée par la figure [II.3]



Fig. II.3. Forces de gravités agissantes sur le TRMS [39]

$$M_{v1} = g\left\{ \left[\left(\frac{m_t}{2} + m_{tr} + m_{ts}\right) l_t - \left(\frac{m_m}{2} + m_{mr} + m_{ms}\right) l_m \right] \cos \alpha_v - \left(\frac{m_b}{2} l_b + m_{cb} l_{cb}\right) \sin \alpha_v \right\}$$
(II.5)

qui peut être écrite :

$$M_{\nu 1} = g\left\{ \left[A - B \right] \cos \alpha_{\nu} - C \sin \alpha_{\nu} \right\}$$
(II.6)

avec

$$\begin{cases} A = \left(\frac{m_{t}}{2} + m_{tr} + m_{ts}\right) l_{t} \\ B = \left(\frac{m_{m}}{2} + m_{mr} + m_{ms}\right) l_{m} \\ C = \left(\frac{m_{b}}{2} l_{b} + m_{cb} l_{cb}\right) \end{cases}$$
(II.7)

où :

- \blacktriangleright m_{mv} : La masse du rotor principal (vertical;
- > m_m : La masse de la tige cotée moteur principal (vertical);
- > m_{tr} : La masse du rotor secondaire (horizontal);
- *m_t*: La masse de la tige cotée moteur secondaire (horizontal);
- \blacktriangleright m_{cb} : La masse du contrepoids ;
- > m_b : La masse de la tige du contrepoids ;
- > m_{ms} : La masse du l'hélice principale (verticale) ;
- > m_{ts} : La masse de l'hélice secondaire (horizontale) ;
- > l_m : La longueur de la tige cotée moteur principal (verticale);
- > l_t : La longueur de la tige cotée moteur secondaire (horizontale);
- > l_h : La longueur de la tige du contrepoids ;
- \succ l_{cb} : La distance entre le contrepoids et l'articulation ;
- ▶ g: L'accélération gravitationnelle.

Moment de la force aérodynamique M_{y_2}

Pour déterminer le moment des forces propulsives appliquées à la tige on considère la situation suivante illustrée par la figure II.4.

$$M_{v2} = l_m F_v(\omega_m) \tag{II.8}$$

où :

- \succ M_{v2} : Le moment de la force aérodynamique générée par le rotor principal ;
- $\blacktriangleright \quad \omega_m$: La vitesse angulaire de l'hélice principale ;
- F_ν(ω_m) : Exprime la force aérodynamique en fonction de la vitesse angulaire de l'hélice.
 Elle doit être mesurée expérimentalement.





Moment des forces de centrifuge M_{y_3}

$$M_{\nu 3} = -\Omega_{h}^{2} \left\{ \left(\frac{m_{t}}{2} + m_{tr} + m_{ts} \right) l_{t} + \left(\frac{m_{m}}{2} + m_{mr} + m_{ms} \right) l_{m} + \left(\frac{m_{b}}{2} l_{b} + m_{cb} l_{cb} \right) \right\} \sin \alpha_{\nu} \cos \alpha_{\nu}$$
(II.9)

avec :

$$\Omega_h = \frac{d\alpha_h}{dt} \tag{II.10}$$

 $\succ \Omega_h$: Vitesse angulaire de la tige autour de l'axe vertical ;

> α_h : La position angulaire de la tige dans le plan horizontal.

On peut écrire (II.9) sous forme compacte :

$$M_{\nu 3} = -\Omega_h^2 (A + B + C) \sin \alpha_\nu \cos \alpha_\nu \tag{II.11}$$

Moment des forces de frottement $M_{\nu 4}$

$$M_{\nu 4} = -\Omega_{\nu} k_{\nu} \tag{II.12}$$

avec :

$$\Omega_{v} = \frac{d\alpha_{v}}{dt} \tag{II.13}$$

> Ω_{v} : La vitesse angulaire de la tige autour de l'axe horizontal ;

 \succ k_v : Constante de frottement.

Moment d'inertie J_{v}

On se réfère à la figure [II.3] on peut déterminer les moments d'inertie par rapport à l'axe horizontal. Ces moments sont indépendants des positions angulaires de la tige.

$$\begin{cases} J_{v1} = m_{mr} l_m^{2} \\ J_{v2} = m_m \frac{l_m^{2}}{3} \\ J_{v3} = m_{cb} l_{cb}^{2} \\ J_{v4} = m_b \frac{l_b^{2}}{3} \\ J_{v5} = m_{tr} l_t^{2} \\ J_{v6} = m_t \frac{l_t^{2}}{3} \\ J_{v7} = \frac{m_{ms}}{2} r_{ms}^{2} + m_{ms} l_m^{2} \\ J_{v8} = m_{ts} r_{ts}^{2} + m_{ts} l_t^{2} \end{cases}$$
(II.14)

où :

 \succ r_{ms} : Le rayon de l'hélice principale (verticale) ;

> r_{ts} : Le rayon de l'hélice secondaire (horizontale).

II.3.2. Analyse de mouvement dans le plan horizontal

De la même façon, on décrit le mouvement de la tige autour de l'axe vertical :

$$M_h = J_h \frac{d^2 \alpha_h}{dt^2} \tag{II.15}$$

où

- \succ M_h est la somme des moments des forces agissantes dans le plan horizontal ;
- > J_h est la somme des moments d'inertie par rapport à l'axe vertical.

Ainsi :

$$M_{h} = \sum_{i=1}^{2} M_{hi}$$
(II.16)

$$\boldsymbol{J}_h = \sum_{i=1}^8 \boldsymbol{J}_{hi}$$

(11.17)

Moment de la force aérodynamique

Pour déterminer les moments des forces aérodynamiques appliquées à la tige, on considère le cas présenté dans la figure [II.5]



Fig. II.5. Moments des forces dans le plan horizontal [39]

$$M_{h1} = l_t F_h(\omega_t) \cos \alpha_v \tag{II.18}$$

où :

- $\blacktriangleright \omega_t$ est la vitesse angulaire de l'hélice secondaire (horizontale) ;
- > $F_h(\omega_t)$ Exprime la dépendance de la force aérodynamique de la vitesse angulaire de l'hélice secondaire (horizontale).

Moment des forces de frottement

$$M_{h2} = -\Omega_h k_h \tag{II.19}$$

où :

 \succ k_h est la constante de frottement.

Moment d'inertie

Les moments d'inertie relative à l'axe vertical sont :

$$\begin{cases} J_{h1} = \frac{m_m}{3} (l_m \cos \alpha_v)^2 \\ J_{h2} = \frac{m_t}{3} (l_t \cos \alpha_v)^2 \\ J_{h3} = \frac{m_b}{3} (l_b \sin \alpha_v)^2 \\ J_{h4} = m_{tr} (l_t \cos \alpha_v)^2 \\ J_{h5} = m_{mr} (l_m \cos \alpha_v)^2 \\ J_{h6} = m_{cb} (l_{cb} \sin \alpha_v)^2 \\ J_{h7} = \frac{m_{ts}}{2} r_{ts}^2 + m_{ts} (l_t \cos \alpha_v)^2 \\ J_{h8} = m_{ms} r_{ms}^2 + m_{ms} (l_m \cos \alpha_v)^2 \end{cases}$$
(II.20)

donc :

$$J_h(\alpha_v) = D\cos^2 \alpha_v + E\sin^2 \alpha_v + F$$
(II.21)

où :

D, E et F sont des paramètres constantes avec :

$$\begin{cases} D = \frac{m_b}{3} l_b^2 + m_{cb} l_{cb}^2 \\ E = \left(\frac{m_m}{3} + m_{mr} + m_{ms}\right) l_m^2 + \left(\frac{m_t}{3} + m_{tr} + m_{ts}\right) l_t^2 \\ F = m_{ms} r_{ms}^2 + \frac{m_{ts}}{2} r_{ts}^2 \end{cases}$$
(II.22)

II.3.3. Dynamiques des propulseurs (hélices +moteurs DC)

Les deux moteurs sont à courant continu commandés en tension. On considère le modèle simple d'un moteur à courant continue avec une charge extérieure :

$$I\dot{\omega} = \frac{K_i}{\text{Re}}(u - K_b\omega) - T_L \tag{II.23}$$

avec :

- ω : Vitesse angulaire du moteur (rad/s) ;
- \blacktriangleright *u* : Tension de commande (V) ;
- I : Moment d'inertie ;
- Re : Résistance de l'armature ;
- \succ K_b : Constante de la FEM ;
- \succ K_i : Constante du couple ;
- T_L: Couple résistant généré par la charge, il représente les frottements mécaniques et les frottements hélice/air.

Soit u_{vv} la vitesse de rotation du moteur vertical à vide (sans l'hélice) et w_m la vitesse de rotation de l'hélice. Le frottement hélice/air est représenté par la fonction p_v , cette fonction exprime la relation entre la vitesse du moteur à vide u_{vv} et la vitesse de l'hélice w_m , et elle est déterminée expérimentalement (figure II.6). Si on considère la même chose pour le moteur horizontal on obtient :

$$\begin{cases} \frac{du_{vv}}{dt} = \frac{1}{T_{mr}} \left(-u_{vv} + K_{mr} u_{v} \right) \\ \omega_{m} = p_{v} \left(u_{vv} \right) \end{cases}$$
(II.24)
$$\begin{cases} \frac{du_{hh}}{dt} = \frac{1}{T_{tr}} \left(-u_{hh} + K_{tr} u_{h} \right) \\ \omega_{t} = p_{h} \left(u_{hh} \right) \end{cases}$$
(II.25)



Fig. II.6. Schéma bloc des propulseurs

où

- > T_{mr} : La constante du temps du moteur principal;
- \succ T_{tr} : La constante du temps du moteur secondaire ;
- > K_{mr} : Le gain statique du moteur principal ;
- \succ K_{tr} : Le gain statique du moteur secondaire .

II.3.4. Equations de mouvement du TRMS

En utilisant les équations précédentes, on peut écrire les équations globales décrivant le mouvement du système comme suit :

$$\begin{cases} \frac{dM_{v}}{dt} = \frac{l_{m}F_{v}(\omega_{m}) - \Omega_{v}k_{v} + g((A-B)\cos\alpha_{v} - c\sin\alpha_{v}) - \frac{1}{2}\Omega_{h}^{2}(A+B+C)\sin 2\alpha_{v}}{J_{v}} \\ \frac{d\alpha_{v}}{dt} = \Omega_{v} \\ \Omega_{v} = \frac{M_{v} + J_{m}\omega_{t}}{J_{v}} \\ \Omega_{v} = \frac{M_{v} + J_{m}\omega_{t}}{J_{v}} \\ \frac{dM_{h}}{dt} = \frac{l_{t}F_{h}(\omega_{t})\cos\alpha_{v} - \Omega_{h}k_{h}}{J_{h}(\alpha_{v})} \end{cases}$$
(II.26)
$$\frac{d\alpha_{h}}{dt} = \Omega_{h} \\ \Omega_{h} = \frac{M_{h} + J_{m}\omega_{m}\cos\alpha_{v}}{J_{h}(\alpha_{v})} \end{cases}$$

où :

- > J_{tr} est Le moment d'inertie du propulseur secondaire ;
- > J_{mr} est Le moment d'inertie du propulseur principal ;
- > M_v est Le moment angulaire dans le plan vertical ;
- > M_h est Le moment angulaire dans le plan horizontal.

II.3.5. Modèle d'état

Pour établir un modèle d'état du système on choisit pour les entrées, les états et les sorties les vecteurs suivants:

> Entrée :
$$U = [U_v U_h]^T$$
; (II.27)

> Vecteur d'état :
$$X = [\alpha_v M_v u_{vv} \alpha_h M_h u_{hh}]^T$$
; (II.28)

> Sortie:
$$Y = [\alpha_v \alpha_h]^T$$
. (II.29)

On obtient le modèle d'état ci-dessous :

$$\begin{vmatrix} \dot{x}_{1} = \frac{x_{2} + J_{tr}P_{h}(x_{6})}{J_{v}} \\ \dot{x}_{2} = l_{m}F_{v}\left(P_{v}(x_{3})\right) - k_{v}\left[\frac{x_{2} + J_{tr}P_{h}(x_{6})}{J_{v}}\right]_{v} + g\left((A - B)\cos(x_{1}) - c\sin(x_{1})\right) \\ - \frac{1}{2}\left[\frac{x_{5} + J_{mr}P_{v}(x_{3})\cos(x_{1})}{J_{h}(x_{1})}\right]^{2}\left(A + B + C\right)\sin(2x_{1}) \\ \dot{x}_{3} = \frac{1}{T_{mr}}\left(-x_{3} + K_{mr}u_{1}\right) \\ \dot{x}_{4} = \frac{x_{5} + J_{mr}P_{v}(x_{3})\cos(x_{1})}{J_{h}(x_{1})} \\ \dot{x}_{5} = l_{t}F_{h}\left(P_{h}(x_{6})\right)\cos(x_{6}) - k_{h}\left[\frac{x_{2} + J_{mr}P_{v}(x_{3})\cos(x_{1})}{J_{h}(x_{1})}\right] \\ \dot{x}_{6} = \frac{1}{T_{tr}}\left(-x_{6} + K_{tr}u_{2}\right)$$

$$(II.30)$$

II.3.6. Modèle découplé

On constat que le modèle d'états du TRMS est non linéaire, d'ordre six et fortement couplé (figure II.7), afin d'avoir des modèles plus simples et d'ordre plus réduit, on le devise en deux sous-modèles, horizontal et vertical, d'ordre trois avec un degré de liberté chacun.



Fig. II.7. Schéma bloc du TRMS

Modèle vertical

Ce modèle est dérivé du modèle couplé, en fixant l'angle d'azimut α_h , et en

posant $u_h = 0$.

On choisit le vecteur d'état suivant :

$$X = \left[\alpha_{v} \operatorname{M}_{v} u_{vv}\right]^{T}$$
(II.31)

La représentation d'état est alors :

$$\begin{cases} \dot{x}_{1} = \frac{1}{J_{v}} x_{2} \\ \dot{x}_{2} = l_{m} F_{v} \left(P_{v}(x_{3}) \right) - k_{v} x_{2} + g \left(\left(A - B \right) \cos(x_{1}) - c \sin(x_{1}) \right) \\ \dot{x}_{3} = \frac{1}{T_{mr}} \left(-x_{3} + K_{mr} u_{v} \right) \end{cases}$$
(II.32)

Modèle horizontal

De la même façon que pour le modèle vertical, dans le modèle couplé on pose $\alpha_v = \alpha_{v0}$ et $u_v = 0$. Et on choisit $X = [\alpha_h M_h u_{hh}]^T$ comme vecteur d'état. Le modèle horizontal est ainsi :

$$\begin{cases} \dot{x}_{1} = \frac{1}{J_{h}(\alpha_{v0})} x_{2} \\ \dot{x}_{2} = l_{t}F_{h}(P_{h}(x_{3}))\cos(\alpha_{v0}) - k_{h}x_{2} \\ \dot{x}_{3} = \frac{1}{T_{tr}}(-x_{3} + K_{tr}u_{h}) \end{cases}$$
(II.33)

II.3.7. Paramètres du modèle

Les paramètres du système, peuvent être devisés en quatre groupes, les constantes physiques, les constantes du temps, les gains statiques et les caractéristiques non linéaires. Les constantes et les gains sont donnés par le tableau II.1.

Paramètre	Valeur	Unité
А	0.0947	-
В	0.1105	-
С	0.011702	-
D	0.048814	-
E	0.0016087	-
F	0.006225	-
J_{v}	0.055448	Kg m ²
J_{mr}	1.6543 10-5	Kg m ²
${m J}_{tr}$	2.65 10	Kg m ²
l_m	0.24	m
l_t	0.25	m
T_{mr}	1.432	-
T_{tr}	0.3842	-
K _{mr}	1	-
K_{tr}	1	-
K_{v}	0.00545371	-
K_h	0.0095	-

Tableau II.1. Paramètres du modèle

Pour les caractéristiques non linéaires des propulseurs, on a choisi, les fonctions suivantes: [39]

$$\begin{cases} P_{v}(u_{vv}) = \operatorname{atan}(3u_{vv}) \\ P_{h}(u_{hh}) = \operatorname{atan}(u_{hh}) \end{cases}$$
(II.34)

Et pour les fonctions aérodynamiques les fonctions suivantes :[39]

$$\begin{cases} F_{v}(\omega_{m}) = 0.072183 \omega_{m}^{3} - 0.0027708 \omega_{m}^{2} + 0.019151 \omega_{m} \\ F_{h}(\omega_{t}) = 0.07254 \omega_{t}^{3} - 0.075899 \omega_{t}^{2} + 0.037587 \omega_{t} \end{cases}$$
(II.35)

II.4. COMMANDE PAR BOUCLAGE LINEARISANT [71]

Le bouclage linéarisant ou la linéarisation par retour d'état est une approche de commande non linéaire qui a attiré un grand nombre de chercheurs ces dernières années, l'idée principale de l'approche est de transformer algébriquement le système non linéaire (Complètement ou partiellement) en un autre système linéaire, tel que les techniques de commande linéaire peuvent être appliquées. Ceci est entièrement différent de la linéarisation conventionnelle (i.e linéarisation jacobéenne). Du fait que la linéarisation par retour d'état est basée sur une transformation exacte des états du système. Et non pas en une approximation linéaire de la dynamique.

Comme nous allons travailler, pour la synthèse de nos lois de commande, sur le modèle découplé du TRMS qui est un modèle SISO (Single Input Single Output). Nous allons présenter dans cette partie que les notions de linéarisation pour ce type de système non-linéaire.

Soit le système SISO non linéaire suivant :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x(t)) + g(x(t))u(t) \\ y = h(x(t)) \end{cases}$$
(II.36)

avec :

- > x est un vecteur de R^n (le vecteur d'état du système) ;
- u est un scalaire représentant l'entrée (la commande) ;
- y est un scalaire représentant la sortie ;

→ f(x(t)), g(x(t)) et h(x(t)) sont des fonctions M^{TM} de vers R.

II.4.1. Degré relatif

Le degré relatif (noté r) d'un système SISO peut être défini de manière intuitive comme étant le nombre minimum de fois qu'il faut dériver par rapport au temps l'expression de la sortie (y) pour voir apparaître explicitement l'entrée (u) :

$$\begin{cases} y(x) = h(x) \\ y^{(1)}(x) = h_1(x) \\ y^{(2)}(x) = h_2(x) \\ \vdots \\ \vdots \\ y^{(r-1)}(x) = h_{r-1}(x) \\ y^{(r)}(x) = a(x) + b(x)u \end{cases}$$
(II.37)

II.4.2. Forme normale d'un système non linéaire

La forme normale d'un système non-linéaire est basée sur la définition d'un nouveau vecteur d'état au moyen d'un changement de variables. Ce nouveau vecteur d'état permet d'exprimer les équations d'état du système sous une forme considérablement plus simple que celle de départ. Lorsque par la suite, nous devrons appliquer un retour d'état au système, il sera plus aisé d'utiliser les équations exprimées en forme normale pour illustrer les conséquences engendrées par celle-ci.

Pour tout point x de l'espace d'état en lequel le degré relatif r est défini, nous pouvons définir un nouveau vecteur d'état z que nous relions à x par un changement de variable, $z = \varphi(x)$, les r premières composantes de $\varphi(x)$ sont définies comme étant les dérivées d'ordre 0 à (r-1) de la sortie :

$$\begin{cases} \varphi_{1}(x) = y(x) \\ \varphi_{2}(x) = y^{(1)}(x) \\ \vdots \\ \vdots \\ \varphi_{r}(x) = y^{(r-1)}(x) \end{cases}$$
(II.38)

Page 34

Il est démontré dans [71] que $r \le n$ et que ces r fonctions qualifient un changement de variable partiel régulier. Il est également démontré que si r < n, il est possible de trouver des fonctions φ_r , φ_{r-1} , ..., φ_1 telles que le changement de variable complet soit régulier. De plus, il est possible d'assurer que l'expression de leur dérivée temporelle ne fait pas apparaître l'entrée explicitement.

Pour chacune des premières (r-1) composantes du vecteur d'état, sa dérivée est égale à la composante suivante du vecteur d'état. Autrement dit :

$$\begin{cases} \dot{z}_{1} = y^{(1)}(x) = z_{2} \\ \dot{z}_{2} = y^{(2)}(x) = z_{3} \\ \vdots \\ \vdots \\ \dot{z}_{r-1} = y^{(r-1)}(x) = z_{r} \end{cases}$$
(II.39)

Pour la composante d'ordre r, étant donné (II.17), nous obtenons :

$$\dot{z}_r = y^{(r)}(x) = a(x) + b(x)u$$
 (II.40)

Vu que le changement de variable est régulier, nous en déduisons :

$$\dot{z}_r = a(\varphi^{-1}(z)) + b(\varphi^{-1}(z))u$$

= $a_z(z) + b_z(z)u$ (II.41)

avec $b_z(z) \neq 0$ par définition du degré relatif.

Si les φ_{r+1} , φ_{r+2} , ..., φ_n ont été choisies telles que leur dérivée ne fasse pas apparaître u, nous obtenons pour r+1 < i < n:

$$\dot{z}_i = q_i(z) \tag{II.42}$$

les équations d'états prennent donc la forme :

$$\begin{cases} \dot{z}_{1} = z_{2} \\ \dot{z}_{2} = z_{3} \\ \vdots \\ \vdots \\ \dot{z}_{r-1} = z_{r} \\ \dot{z}_{r} = a_{z}(z) + b_{z}(z)u \\ \dot{z}_{r+1} = q_{r+1}(z) \\ \vdots \\ \vdots \\ \dot{z}_{n} = q_{n}(z) \end{cases}$$
(II.43)

La sortie s'exprime simplement par :

$$y = z_1 \tag{II.44}$$

Le système représenté sous cette forme est dit représenté en forme normale.

II.4.3. Linéarisation exacte d'un système en forme normale

Considérons un système exprimé en forme normale et tel que son degré relatif soit égal à son degré propre (r = n).

$$\begin{cases} \dot{z}_{1} = z_{2} \\ \dot{z}_{2} = z_{3} \\ \vdots \\ \vdots \\ \dot{z}_{n-1} = z_{n} \\ \dot{z}_{n} = a_{z}(z) + b_{z}(z)u \end{cases}$$
(II.45)

Nous avons vu dans l'équation II.41 que $b_z(z) \neq 0$ Nous pouvons donc appliquer l'entrée suivante au système :

$$u(z) = \frac{1}{b_z(z)} \left[-a_z(z) + v \right]$$
(II.46)

Les équations d'états du système régulé sont donc :

$$\begin{cases} \dot{z}_{1} = z_{2} \\ \dot{z}_{2} = z_{3} \\ \vdots \\ \vdots \\ \vdots \\ \dot{z}_{n-1} = z_{n} \\ \dot{z}_{n} = v \end{cases}$$
(II.47)

Le système régulé peut donc être considéré comme une chaîne d'intégrateurs, c'est-àdire un système linéaire et commandable.

Remarque

Nous venons de voir que la condition r = n est **suffisante** à la linéarisation exacte du système. Il est également démontré dans [71] que cette condition est **nécessaire.**

II.5. BOUCLAGE LINEARISANT DU TRMS

Pour la linéarisation exacte par retour d'état du TRMS on considère le modèle découplé, donc on aura deux sous-systèmes à linéariser, vertical et horizontal. Ce choix va nous permettre, d'un côté, d'éviter le modèle couplé, qui est plus compliqué et plus difficile a manipulé, et d'autre part, il va nous permettre d'utiliser une approche de contrôle décentralisée où chaque sous système va être contrôlé indépendamment de l'autre sous système.

II.5.1. Calcul du degré relatif

Modèle vertical

Le modèle d'état du sous-système vertical, développé précédemment, peut être réécrit comme suit :

$$\begin{cases} \dot{x}_{1} = a_{v}x_{2} \\ \dot{x}_{2} = f_{v}(x_{3}) - g_{v}(x_{1}) - b_{v}x_{2} \\ \dot{x}_{3} = -c_{v}x_{3} + d_{v}u \\ y = x_{1} \end{cases}$$
II.48

avec

$$\begin{cases} f_{v}(x_{3}) = l_{m}F_{v}\left(P_{v}(x_{3})\right) \\ g_{v}(x_{1}) = g\left((A - B)\cos(x_{1}) - c\sin(x_{1})\right) \\ a_{v} = \frac{1}{J_{v}} \\ b_{v} = \frac{k_{v}}{J_{v}} \\ b_{v} = \frac{k_{v}}{J_{v}} \\ c_{v} = \frac{1}{T_{mr}} \\ d_{v} = \frac{k_{mr}}{T_{mr}} \end{cases}$$

$$(I.49)$$

Dérivons y jusqu'à l'apparition de la commande, on obtient :

$$\dot{y} = \dot{x}_1 = a_v x_2 \tag{II.50}$$

$$\ddot{y} = a_v \dot{x}_2 = a_v (f_v(x_3) - g_v(x_1) - b_v x_2)$$
II.51

$$\ddot{y} = a_{\nu} \left(\frac{\partial f_{\nu}(x_3)}{\partial x_3} \dot{x}_3 - \frac{\partial g_{\nu}(x_1)}{\partial x_1} \dot{x}_1 - b_{\nu} \dot{x}_2\right)$$
II.52

Remplaçons \dot{x}_1 et \dot{x}_3 par leurs valeurs

$$\ddot{y} = a_{v} \frac{\partial f_{v}(x_{3})}{\partial x_{3}} \left[-c_{v} x_{3} + d_{v} u \right] - a_{v}^{2} \frac{\partial g_{v}(x_{1})}{\partial x_{1}} x_{2} - a_{v} b_{v} \dot{x}_{2}$$
II.53

Puisque la commande apparaît dans la 3^{ème} dérivée de y, le sous-système vertical a par conséquent un degré relatif égal à trois ($r_y = 3$). Comme ce sous-système est d'ordre trois (n=3), ceci implique que le sous-système vertical est complètement linéarisable.

Modèle horizontal

On peut réécrire le modèle d'état du sous-système horizontal, vu préalablement, comme suit :

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= a_h x_2 \\ \dot{x}_2 &= f_h(x_3) - b_h x_2 \\ \dot{x}_3 &= -c_h x_3 + d_h u \\ y &= x_1 \end{aligned}$$
 II.54

où :

ſ

$$\begin{cases} f_h(x_3) = l_t F_h \left(P_h(x_3) \right) \\ a_h = \frac{1}{J_h(\alpha_{v0})} \\ b_h = \frac{k_h}{J_h} \\ c_h = \frac{1}{T_{tr}} \\ d_h = \frac{k_{tr}}{T_{tr}} \end{cases}$$

$$(1.55)$$

On procède de la même manière que pour le vertical,

$$\dot{y} = \dot{x}_1 = a_h x_2 \tag{II.56}$$

$$\ddot{y} = a_h \dot{x}_2 = a_h (f_h(x_3) - b_h x_2)$$
 II.58

$$\ddot{y} = a_h \left(\frac{\partial f_h(x_3)}{\partial x_3} \dot{x}_3 - b_h \dot{x}_2\right)$$
II.59

$$\ddot{y} = a_h \frac{\partial f_h(x_3)}{\partial x_3} \left[-c_h x_3 + d_h u \right] - a_h b_h \dot{x}_2$$
II.60

De (II.60), on conclut que le sous-système horizontal a lui aussi un degré relatif égal à 3 ($r_h = 3$), il est égal à son ordre (n = 3). Donc le sous-système horizontal est aussi complètement linéarisable.

II.5.2. Synthèse de la loi de commande par bouclage non linéaire

La linéarisation de la section précédente repose sur deux opérations :

- > un changement de variable $z = \varphi(x)$;
- un retour d'état.

Il est démontrable [71] que l'ordre de ces deux opérations n'a pas d'importance. De plus, il n'est pas nécessaire de passer par la forme normale pour calculer l'expression de u. En effet, nous pouvons calculer directement u(x) à partir de l'expression de $y^{(r)}$ (voir équation II.40) dans le cas r = n:

$$u(x) = \frac{1}{b(x)} \left[-a(x) + v \right]$$
(II.61)

a) Modèle vertical

Développons II.53, on aura:

$$y^{(3)} = -a_{\nu}c_{\nu}\frac{\partial f_{\nu}(x_{3})}{\partial x_{3}}x_{3} + a_{\nu}d_{\nu}\frac{\partial f_{\nu}(x_{3})}{\partial x_{3}}u - a_{\nu}^{2}\frac{\partial g_{\nu}(x_{1})}{\partial x_{1}}x_{2} - a_{\nu}b_{\nu}f_{\nu}(x_{3}) - a_{\nu}b_{\nu}g_{\nu}(x_{1}) - a_{\nu}b_{\nu}^{2}x_{2}$$
(II.62)

Soit la loi de commande linéarisante suivante :

$$u_{v} = \frac{1}{d_{v}a_{v}} \frac{\partial f(x_{3})}{\partial x_{3}} \left[-a_{v}c_{v}\frac{\partial f_{v}(x_{3})}{\partial x_{3}}x_{3} - a_{v}^{2}\frac{\partial g_{v}(x_{1})}{\partial x_{1}}x_{2} - a_{v}b_{v}f_{v}(x_{3}) - a_{v}b_{v}g_{v}(x_{1}) - a_{v}b_{v}^{2}x_{2} + v \right]$$
(II.63)

Nous injectons la valeur de u_v dans II.62 nous obtenons :

$$y^{(3)} = v$$
 (II.64)

ou

$$Y(s) = \frac{1}{s^3} V(s)$$
 (II.65)

Cette loi de commande nous a permis d'avoir une relation linéaire entre la sortie y et la nouvelle commande v (linéarisation entrée/sortie).

Soit le changement de base suivant :

$$\begin{cases} z_1 = y_1 \\ z_2 = \dot{y}_1 \\ z_3 = \ddot{y}_1 \end{cases}$$
II.66

Après calcul, on obtient :

$$\begin{cases} \dot{z}_{1} = z_{2} \\ \dot{z}_{2} = z_{3} \\ \dot{z}_{3} = y^{(3)} = v \\ y = z_{1} \end{cases}$$
II.67

Ainsi le nouveau modèle obtenu est un système linéaire de la forme :

$$\begin{cases} \dot{Z} = AZ + BV \\ Y = CZ \end{cases}$$
 II.68

avec

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \qquad B = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \qquad \text{et} \qquad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

b) Modèle horizontal

En procédant de la même façon que pour le sous-système vertical, on tombe sur la commande linéarisante suivante :

$$u_{h} = \frac{1}{d_{h}a_{h}} \frac{\partial f_{h}(x_{3})}{\partial x_{3}} \left[-a_{h}c_{h}\frac{\partial f_{h}(x_{3})}{\partial x_{3}}x_{3} - a_{h}b_{h}f_{h}(x_{3}) - a_{h}b_{h}^{2}x_{2} + v \right]$$
 II.69

Le nouveau système linéaire est alors :

$$\begin{cases} \dot{Z} = AZ + BV \\ Y = CZ \end{cases}$$
 II.70

avec

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \qquad B = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \qquad \text{et} \qquad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Remarques :

La condition : $\frac{\partial f_{v,h}(x_3)}{\partial x_3} \neq 0$ est nécessaire dans les deux cas (vertical et horizontal) pour

l'existence d'une commande linéarisant. Comme $f_{\nu,h}(x_3)$ est la force aérodynamique générée par les propulseurs en fonction de la vitesse des moteurs, cette fonction est strictement croissante c.a.d. si la vitesse des moteurs augmente, la force aérodynamique augmente donc on peut conclure que $\frac{\partial f_{\nu,h}(x_3)}{\partial x_3} > 0$. Cette conclusion est confirmée par la figure II.8, qui

représentent l'évolution de $f_{v,h}(x_3)$ et $\frac{\partial f_{v,h}(x_3)}{\partial x_3}$ en fonction de x_3 pour les deux sous-systèmes vertical et horizontal.

Il est à noter que cette conclusion est valable sur toute la plage de variation de x_3 (théoriquement $[-\infty, +\infty]$), mais pour des considérations pratiques (recommandations du constructeur), la tension du commande des deux moteurs doit être compris entre -2.5V et 2.5V, ce qu'il limite leurs vitesses ainsi que les vitesses des propulseurs.



Fig. II.8. Forces aérodynamiques et leurs variations

Le système linéaire obtenu suite à la régulation d'état est constitué d'une chaîne d'intégrateurs. Remarquons que cela ne constitue pas un système **BIBO** (**B**ounded **I**nput, **B**ounded **O**utput) stable. En effet, si nous appliquons une entrée consigne, la sortie sera proportionnelle au temps élevé à une puissance égale au nombre d'intégrateurs de la chaîne. Le système obtenu est donc instable.

II.5.3. Résultats de simulation

Les figures II.9, II.10 et II.11 représentent les résultats de l'application de la commande par bouclage linéaire avec placement de pôles pour la commande du TRMS. Ces résultats sont très satisfaisants que ce soit pour la stabilisation ou pour la poursuite d'une trajectoire donnée, et montrent que le bouclage linéarisant nous a bien donné l'avantage de contrôler la position du TRMS en utilisant une technique de commande linéaire très simple comme le placement des pôles.



Fig. II.9. Stabilisation avec placement de pôles



Fig. II.10. Poursuite d'un signal carré avec placement de pôles



Fig. II.11. Poursuite d'une sinusoïde avec placement de pôles

II.6. CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons vu une brève description du TRMS ainsi que sa modélisation où nous avons utilisé les lois physiques reliant les entrées et les sorties du système pour établir un modèle mathématique dit de connaissance, il s'agit d'un modèle à deux degré de liberté, d'ordre six, non linéaire et fortement couplé. Nous avons vu aussi la possibilité de réduire l'ordre de ce modèle en le décomposant en deux sous-systèmes vertical et horizontal, avec un degré de liberté chacun, dont le but est de simplifier la synthèse des différentes lois de commande proposées dans cette thèse. Dans une deuxième partie de ce chapitre, nous avons vu une linéarisation exacte du modèle découplé du TRMS en utilisant un retour d'état linéarisant. Après avoir donné l'essentielle de la théorie du bouclage linéarisant, nous avons prouvé que nos modèles du TRMS sont complètement linéarisables, l'existence d'une commande linéarisant a été également prouvé. Cette linéarisation nous a donné un modèle linéaire valable sur tout l'espace d'état, simple mais instable. Ce modèle va nous permettre de profiter de la théorie des systèmes linéaires afin de synthétiser une commande robuste pour notre contrôleur passif tolérant aux défauts.

CHAPITRE III

Chapitre I : COMMANDE TOLERANTE AUX DEFAUTS Chapitre II : MODELISATION D'UN SIMULATEUR DE VOL D'HELICOPTERE TRMS

Chapitre III : COMMANDES TOLERANTES AUX DEFAUTS PASSIVES DU TRMS

III.1. INTRODUCTION	47
III.2. COMMANDE PAR MODE DE GLISSEMENT	47
III.3. REGULATEUR PAR MODE DE GLISSEMENT PROPOSE POUR LE TRMS	51
III.4. COMMANDE H_{∞}	65
III.5. REGULATEUR H_{∞} propose pour le trms	70
III.6. CONCLUSION	83
Chapitre IV : COMMANDES TOLERANTES AUX DEFAUTS ACTIVES	DU
TRMS	

III.1. INTRODUCTION

L'objectif de ce chapitre est la synthèse des commandes tolérantes aux défauts passives pour le contrôle de la position du TRMS. Nous avons vu précédemment que la technique de contrôle tolérante aux défauts passive exploite la robustesse de certaines lois de commande pour éliminer l'effet de certaines classes de défauts qui seront traités par ces lois de commande comme des erreurs de modélisation (incertitudes) ou carrément des perturbations externes. A cet effet nous avons choisi deux techniques de commande connues pour leur robustesse et leur efficacité en termes de rejet de perturbation, La première est non linéaire à base du mode de glissement et la deuxième est linéaire à base de la synthèse H_{∞} . La synthèse de ces commandes sera faite à base des modèles du TRMS développés dans le chapitre précédent et chaque commande va subir des tests de robustesse et de rejet de perturbations.

Ce chapitre sera divisé en deux parties ou chaque partie est consacrée à une technique de commande et elle contient en plus de la synthèse de la commande et les résultats de simulation et d'implémentation, des rappelles théoriques la concernant.

III.2. COMMANDE PAR MODE DE GLISSEMENT [26][59][60]

Nous avons vu que le principe de la commande par mode de glissement consiste à choisir une fonction appelée fonction de commutation ou surface de glissement sur laquelle les objectifs de contrôle sont bien réalisables puis on force le système à l'atteindre (l'attractivité ou mode non glissant) et on le maintient sur cette dernière (l'invariance ou mode glissant).

III.2.1. Surface du glissement

Soit le système défini par l'équation d'état suivante :

$$\dot{x}(t) = A(x,t) + B(x,t)u(t)$$
 (III.1)

Il faut choisir *m* surfaces de glissement pour un vecteur *u* de dimension *m*. En ce qui concerne la forme de la surface, ce choix peut être effectué dans le plan de phase ou dans l'espace d'état.

Plusieurs propositions ont été faites pour le choix de la surface de glissement. Parmi ces propositions on trouve celle de J.J Slotine, il propose une forme d'équation générale pour

déterminer une surface de glissement assurant la convergence d'une variable x à sa valeur de consigne.

$$S(x) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda_x\right)^{r-1} e(x)$$
(III.2)

avec

- \succ x est le variable à commander ;
- ▶ e(x) est l'erreur de poursuite ($e(x) = x x_d$);
- \succ λ_x est une constante positive qui interprétera la dynamique de la surface ;
- r est le degré relatif du système.

$$S(x) = 0 \tag{III.3}$$

représente une équation différentielle, dont la solution est de la forme

$$e = p(t)\exp(-\lambda t) \tag{III.4}$$

Les objectifs de poursuite sont bien réalisables sur cette surface, puisque

$$\lim_{t \to \infty} e = 0 \tag{III.5}$$

donc

$$x \to x_d \tag{III.6}$$

III.2.2. Mode glissant

Les systèmes de commande à structure variable sont modélisés par des équations différentielles présentant des discontinuités, (dans le second membre), du fait de la commutation de la commande. Ils ne satisfont donc pas les résultats conventionnels d'existence et d'unicité de la théorie des équations différentielles ordinaires. La question est de savoir si le système a un comportement dynamique unique quand S(x)=0. Différentes méthodes de prolongement par continuité ont été proposées. Toutefois, une des approches les plus anciennes et les plus formalisées mathématiquement est la méthode développée par FILIPPOV. Elle constitue une théorie mathématique systématique pour les équations différentielles avec discontinuités. Elle possède néanmoins l'inconvénient de s'appliquer

uniquement au cas mono entrée. Dans le cas multi entrées, la méthode de la commande équivalente peut être considérée comme une extension formelle de cette dernière.

Pour développer cette technique, on considère le modèle d'état (III.1). On suppose que la trajectoire d'état atteint l'hyper-surface de glissement à l'instant t_0 et qu'un mode glissant existe pour $t \ge t_0$. Cela implique :

$$\begin{cases} s(x) = 0\\ \dot{s}(x) = 0 \end{cases}$$
(111.7)

Ce qui conduit après substitution de \dot{x} à écrire :

$$\frac{\partial s}{\partial x}\dot{x} = \frac{\partial s}{\partial x} \Big[A(x,t) + B(x,t)u_{eq}(t) \Big] = 0$$
(III.8)

où u_{eq} est la commande équivalente qui résout cette équation.

Le calcul de la commande équivalente est possible si $\left[\frac{\partial s}{\partial x}\right]B(x,t)$ est inversible pour tout

t et x Alors,

$$u_{eq}(t) = -\left[\left[\frac{\partial s}{\partial x}\right]B(x,t)\right]^{-1}\frac{\partial s}{\partial x}A(x,t)$$
(III.8)

Ainsi, pour $s(x(t_0)) = 0$, le modèle du système sur la surface de glissement est:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = \left[I - B(x,t) \left[\left[\frac{\partial s}{\partial x}\right] B(x,t) \right]^{-1} \frac{\partial s}{\partial x} \right] A(x,t) \\ s(x) = 0 \end{cases}$$
(III.9)

Il est remarquable de constater que les dynamiques du système en mode glissant sont d'ordre inférieur au système original. Cette réduction d'ordre est aisément explicable par le nombre de variables d'état contraintes par la relation s(x) = 0.

III.2.3. Mode non glissant

Le mode préliminaire au mode glissant, partant d'une condition initiale quelconque pour atteindre la surface de glissement est appelé « attractivité » ou mode non glissant, ou encore reaching mode en anglais. La définition complète de ce mode nécessite la définition d'une condition d'attractivité ainsi que la définition de la loi de commande non linéaire et de sa structure. Cette condition est en fait la condition sous laquelle le mode de glissement existe et sous laquelle la trajectoire d'état va effectivement atteindre la surface de glissement en un temps fini. Deux types de conditions d'accès à la surface de glissement sont présentés.

Approche directe

Cette approche est la plus ancienne, elle a été proposée par EMILYANOV et UTKIN. Elle est globale mais ne garantit pas en revanche un temps d'accès fini.

$$\begin{cases} \dot{S}(x) > 0 \ lorsque \ S(x) < 0 \\ \dot{S}(x) < 0 \ lorsque \ S(x) > 0 \end{cases}$$
(III.10)

où bien

$$\dot{s}_i(x,t)s_i(x,t) < 0 \ i = 1,...,m$$
 (III.11)

Cette condition est toutefois difficile à utiliser pour faire la synthèse de la loi de commande, Particulièrement dans le cas d'un système multi-entrées.

Approche de LYAPUNOV

Il s'agit de formuler une fonction scalaire définie positive V(x) > 0 pour les variables d'état du système, et de choisir la loi de commutation qui fera décroître cette fonction. Elle est utilisée pour estimer les performances de la commande, l'étude de la robustesse, et pour garantir la stabilité des systèmes non linéaires.

$$\dot{V}(x) < 0 \, avec \quad V(x) > 0$$
 (III.12)

En définissant la fonction de LYAPUNOV par

$$V(x) = \frac{1}{2}S(x)^{2}$$
 (III.13)

Pour que la fonction de LYAPUNOV décroisse, il suffit d'assurer que sa dérivée est négative. Ceci est vérifié si :

$$S(x)\dot{S}(x) < 0 \tag{III.14}$$

Cette équation explique que le carré de la distance vers la surface, mesurée par $S(x)^2$, diminue tout le temps, contraignant ainsi la trajectoire du système à se diriger vers la surface des deux côtés. Cette condition de convergence suppose un régime de glissement idéal.

Dans le cas d'un régime glissant pratique, la condition de convergence prend la forme suivante :

$$\frac{1}{2}\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{dt}}S(x)^2 \le -\eta \left|S(x)\right| \tag{III.15}$$

où η est une constante, qui définira le temps de convergence vers la surface de glissement.

Soit la loi de commande globale :

$$u = u_{eq} + u_{\eta} \tag{III.16}$$

où u_{η} est la commande dite corrective (commande d'attractivité), elle est choisi d'une manière que la commande globale vérifie la condition d'attractivité. Le choix classique de cette commande est : $u_{\eta} = -K_u signe(S)$ où K_u est un constant positif. Cette dernière est une fonction discontinue sur la surface de glissement et par conséquence, elle va commuter régulièrement à chaque traversée de cette surface, ceci à une fréquence infinie, bien que cette commande assure des performances idéales, elle est souvent irréalisable en pratique. Ce phénomène est appelé chattering, pour l'évité on peut utiliser des fonctions continues comme la fonction saturation (sat) ou la fonction sigmoïde (sigm), comme on peut utiliser une commande qualitative comme la commande par logique floue pour réaliser l'attractivité.

III.3. REGULATEUR PAR MODE DE GLISSEMENT PROPOSE POUR LE TRMS

On a vu que le modèle mathématique du TRMS est compliqué ce qui rend la synthèse d'un régulateur par mode de glissement à base de ce dernier une tâche difficile. Comme on a la possibilité de le décomposer en deux sous-systèmes d'ordre réduit et plus facile à manipuler, on propose d'utiliser une commande décentralisée, c. à. d. chaque sous-système sera contrôlé par un régulateur indépendant. Le schéma de commande par mode de glissement proposée est illustré par la figure III.1.



Fig. III.1. Structure du régulateur par mode de glissement proposée

III.3.1. Synthèse du régulateur par mode de glissement

La synthèse d'un régulateur par mode de glissement se fait en deux étapes [72]:

- le choix de la surface de glissement appropriée ;
- la détermination de la loi de commande corrective et la synthèse de la commande équivalente qui maintient le système sur la surface de glissement.

Surface de glissement

La surface de glissement choisi est celle proposée par J.J.E Slotine [60], sa forme générale est :

$$S = \left(\frac{d}{dt} + \lambda\right)^{r-1} e(x) \tag{III.17}$$

Ce qui donne pour notre système, les deux surfaces suivantes :

$$S_{\nu} = \left(\frac{d}{dt} + \lambda_{\nu}\right)^{r-1} e_{\nu} \tag{III.18}$$

$$S_h = \left(\frac{d}{dt} + \lambda_h\right)^{r-1} e_h \tag{III.19}$$
est :

Nous avons vu dans le chapitre précédent, dans la synthèse de la commande par bouclage linéarisant, que le degré relatif est de 3 pour les deux sous-systèmes, donc on aura les surfaces de glissement suivantes:

$$S_{\nu} = \lambda_{\nu}^2 e_{\nu} + 2\lambda_{\nu} \dot{e}_{\nu} + \ddot{e}_{\nu}$$
(III.20)

$$S_h = \lambda_h^2 e_h + 2\lambda_h \dot{e}_h + \ddot{e}_h \tag{III.21}$$

Calcul de la commande équivalente

Calculons d'abord \dot{S}_{v}

$$\dot{S}_{\nu} = \lambda^2 \dot{e} + 2\lambda \ddot{e} - \ddot{x}_{1d} + \ddot{x}_1 \tag{III.22}$$

Remplaçons la valeur de \ddot{x}_1 dans (III.22). On aura pour le sous-système vertical:

$$\dot{S}_{\nu} = \lambda_{\nu}^{2} \dot{e}_{\nu} + 2\lambda_{\nu} \ddot{e}_{\nu} - \ddot{x}_{1d} + a_{\nu} \left[\frac{\partial f_{\nu}(x_{3})}{\partial x_{3}} \dot{x}_{3} - \frac{\partial g_{\nu}(x_{1})}{\partial x_{1}} \dot{x}_{1} - b_{\nu} \dot{x}_{2} \right]$$
(III.23)

Remplaçons \dot{x}_3 et \dot{x}_1 par leurs valeurs dans III.23 on trouve,

$$\dot{S}_{\nu} = \lambda_{\nu}^{2} \dot{e}_{\nu} + 2\lambda_{\nu} \ddot{e}_{\nu} - \ddot{x}_{1d} - a_{\nu} c_{\nu} \frac{\partial f_{\nu}(x_{3})}{\partial x_{3}} x_{3} - a_{\nu} d_{\nu} \frac{\partial f_{\nu}(x_{3})}{\partial x_{3}} u_{\nu} - a_{\nu}^{2} \frac{\partial g_{\nu}(x_{1})}{\partial x_{1}} x_{2} - a_{\nu} b_{\nu} \dot{x}_{2}$$
(III.24)

Sur la surface de glissement, on a, $\dot{S}_{_{\!\!V}}=0$, par conséquent la commande équivalente

$$u_{veq} = \frac{-1}{a_v d_v} \frac{\partial f_v(x_3)}{\partial x_3} \left[\lambda_v^2 \dot{e} + 2\lambda_v \ddot{e}_v - \ddot{x}_{1d} - a_v c_v \frac{\partial f_v(x_3)}{\partial x_3} x_3 - a_v^2 \frac{\partial g(x_1)}{\partial x_1} x_2 - a_v b_v \dot{x}_2 \right]$$
(III.25)

Pour le sous-système horizontal on obtient :

$$\dot{S}_{h} = \lambda_{h}^{2} \dot{e}_{h} + 2\lambda_{h} \ddot{e}_{h} - \ddot{x}_{1d} + a_{h} \left[\frac{\partial f_{h}(x_{3})}{\partial x_{3}} \dot{x}_{3} - b_{h} \dot{x}_{2} \right]$$
(III.26)

De même que précédemment on aura pour le sous-système horizontal:

$$\dot{S}_{h} = \lambda_{h}^{2} \dot{e}_{h} + 2\lambda_{h} \ddot{e}_{h} - \ddot{x}_{1d} - a_{h} c_{h} \frac{\partial f_{h}(x_{3})}{\partial x_{3}} x_{3} - a_{h} d_{h} \frac{\partial f_{h}(x_{3})}{\partial x_{3}} u_{h} - a_{h} b_{h} \dot{x}_{2}$$
(III.27)

Et la commande équivalente est :

$$u_{heq} = \frac{-1}{a_h d_h} \frac{\partial f_h(x_3)}{\partial x_3} \left[\lambda_h^2 \dot{e}_h + 2\lambda_h \ddot{e}_h - \ddot{x}_{1d} - a_h c_h \frac{\partial f_h(x_3)}{\partial x_3} x_3 - a_h b_h \dot{x}_2 \right]$$
(III.28)

Commande d'attractivité

La condition de convergence est :

$$\dot{S}(x)S(x) < 0 \tag{III.29}$$

Soit la commande,

$$u_{\eta} = -K_{u} signe(S) \tag{III.30}$$

La loi de commande globale est alors :

$$u = u_{eq} - K_u \operatorname{signe}(S) \tag{III.31}$$

Injectons *u* dans l'équation IV.7 ;

$$\dot{S} = -K_u signe(S) \tag{III.32}$$

Multiplions (III.32) par S :

$$\dot{S}(x)S(x) = -S(x)K_u signe(S(x)) < 0 \tag{III.33}$$

ce qui vérifie la condition de convergence III.29 ;

Donc, les lois de commandes finales sont :

Pour le sous-système vertical :

$$u_{v} = \frac{-1}{a_{v}d_{v}} \frac{\partial f_{v}(x_{3})}{\partial x_{3}} \left[\lambda_{v}^{2}\dot{e}_{v} + 2\lambda_{v}\ddot{e}_{v} - \ddot{x}_{1d} - a_{v}c_{v}\frac{\partial f_{v}(x_{3})}{\partial x_{3}}x_{3} - a_{v}^{2}\frac{\partial g(x_{1})}{\partial x_{1}}x_{2} - a_{v}b_{v}\dot{x}_{2} \right] - K_{uv}signe(S_{v}) \quad (III.34)$$

Pour le sous-système horizontal :

$$u_{h} = \frac{-1}{a_{h}d_{h}} \frac{\partial f_{h}(x_{3})}{\partial x_{3}} \left[\lambda_{h}^{2} \dot{e}_{h} + 2\lambda_{h} \ddot{e}_{h} - \ddot{x}_{1d} - a_{h}c_{h} \frac{\partial f_{h}(x_{3})}{\partial x_{3}} x_{3} - a_{h}b_{h} \dot{x}_{2} \right] - K_{uh} signe(S_{h})$$
(III.35)

III.3.2. Étude de la dynamique réduite

L'étude est la même pour les deux systèmes, horizontal et vertical. En régime glissant on a :

$$\begin{cases} S = 0\\ \dot{S} = 0 \end{cases}$$
(III.36)

et aussi

 $u = u_{eq} \tag{III.37}$

On prend comme vecteur d'état ;

	$e_1 = \dot{e}$	
ł	$e_2 = \ddot{e}$	(111.38)
	$e_3 = \ddot{e}$, , , , , , , , , , , , , , , , , , ,

avec

$$e = x_1 - x_{1d}$$
 (III.39)

Le système (III.38) devient alors

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = e_2 \\ \dot{e}_2 = e_3 \\ \dot{e}_3 = \ddot{e} \end{cases}$$
(111.40)

Et d'après l'équation III.36, on a :

$$\ddot{e} = -\left(\lambda^2 \dot{e} + 2\lambda \ddot{e}\right) \implies e = -\left(\lambda^2 \ddot{e} + 2\lambda \ddot{e}\right)$$
(III.41)

Injectons l'équation III.41 dans III.40, on trouve ;

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = e_2 \\ \dot{e}_2 = e_3 \\ \dot{e}_3 = -\lambda^2 \dot{e}_2 - 2\lambda \ddot{e}_3 \end{cases}$$
(III.42)

Les valeurs propres du système III.42 sont :

$$VP = \begin{bmatrix} -\lambda \\ -\lambda \\ 0 \end{bmatrix}$$
(III.43)

Comme λ est positif, on conclut que le système est L-stable. Où, lorsque S = 0 on a ;

$$e = e_1 = 0 \tag{III.44}$$

D'après les équations III.42 et III.44 :

$$\begin{cases} e_2 \to 0\\ e_3 \to 0 \end{cases}$$
(III.45)

Par conséquent, la dynamique réduite sur la surface de glissement est stable.

III.3.3. Résultats de simulation du régulateur SMC

Le régulateur mis au point a été testé à des problèmes de stabilisation et de poursuite d'une trajectoire prédéfinie dans différentes conditions : normales, présence des variations paramétriques et présence des perturbations externes. Pour tester la réponse du système à des demandes de changement de consigne incessante on a choisi une trajectoire sinusoïdale et pour tester sa réaction à des demandes de changement de consigne brutale après stabilisation on a choisi un signal carré comme trajectoire désirée.

La figures III.2 représente les résultats obtenus avec une fonction d'attractivité $(K_u signe(S))$, cette fonction discontinue est à l'origine du phénomène de chattering. L'utilisation d'une fonction d'attractivité continue et plus lisse comme (sigmoïde), permet d'évité ce phénomène de chattering et avoir une commande admissible par les propulseurs, tout en conservant les mêmes performances (figure III.3). Les figures III.3, III.4. et III.5 montrent les performances et l'efficacité du contrôleur par mode de glissement proposé, que ce soit en stabilisation ou en poursuite d'une trajectoire prédéfinie. On peut constater aussi que l'effet du couplage entre les deux sous-systèmes vertical et horizontal ignoré dans l'étape de synthèse a été correctement rejeté, il est à noter que ce couplage n'agit pas seulement comme erreur de modélisation mais aussi comme perturbation externe provoquée par le propulseur d'un sous-système sur l'autre sous-système ce qui donne déjà une idée sur la robustesse du contrôleur mis au point.





Fig. III.2. Simulation avec une fonction d'attractivité : $-K_u signe(S)$



Fig. III.3. Simulation avec une fonction d'attractivité : $-K_u sigmoide(S)$







Fig. III.5. Poursuite d'une sinusoïde – SMC (simulation)

Des tests de simulation d'un rejet de perturbation ont été également effectués, les résultats sont illustrés par les figures III.6 et III.7, ces figures montrent clairement l'efficacité et la rapidité de la réaction de notre régulateur face aux perturbations effectuées lors de la stabilisation ou lors de la poursuite.









Afin de tester la robustesse de notre contrôleur, une variation paramétrique a été simulée, en réduisant la force aérodynamique des propulseurs de 10% (cas d'une variation des

paramètres des propulseurs), les figures III.8 et III.9 confirment la robustesse du régulateur dont les performances demeurent gardées malgré cette variation paramétrique.







Fig. III.9. Poursuite avec variation paramétrique – SMC (simulation)

III.3.4. Résultats d'implémentation du régulateur SMC

Pour tous nos tests d'implémentation, la position illustrée par la figure III.10 est la position zéro choisie dans le plan vertical ($\alpha = 0$), le choix de la position zéro dans le plan horizontal n'a pas d'importance [72].



Fig. III.10. Position zéro dans le plan vertical

Les résultats de l'implémentation en temps réel, illustrés par les figures III.11, III.12, III.13 et III.14 confirment les résultats de simulation et prouvent les performances et l'efficacité du contrôleur par mode de glissement mis au point dans les deux cas, stabilisation et poursuite d'une trajectoire.



Fig. III.11. Stabilisation – SMC (implémentation)





Fig. III.14. Poursuite d'une sinusoïde (0.04Hz) – SMC (implémentation)

Dans le but de confirmer la robustesse du contrôleur implémenté, et ont plus des erreurs de modélisation due à l'effet de couplage ignorer lors de la synthèse des contrôleurs, une variation paramétrique a été introduite par le changement de la position du contre poids, après on a refait les tests de stabilisation et de poursuite d'un signal sinusoïdal. Les réponses du système illustrées par les figures III.15 et III.16 confirment bien la robustesse de notre contrôleur.



Fig. III.15. Stabilisation avec variation paramétrique – SMC (implémentation)



Fig. III.16. Poursuite avec variation paramétrique – SMC (implémentation)

Pour tester le rejet de perturbation, à la fin de la phase de stabilisation on a accroché une charge de 250g (~0.10Nm) sur la poutre (il s'agit d'une perturbation persistante). La figure III.17 montre clairement l'effet de cette perturbation sur les réponses des deux sous-systèmes. On constate que le contrôleur mis en œuvre a pu rejeter facilement l'effet de cette perturbation et il s'est adapté avec la nouvelle structure mécanique du système après l'introduction de cette charge sur la poutre.



Fig. III.17. Rejet de perturbation – SMC (implémentation)

III.4. COMMANDE H_{∞} [73][74][75][76]

Avant d'entamer la synthèse de notre régulateur, on va donner quelques notions de base concernant la théorie de la synthèse H_{∞} , commençant par la présentation des différents signaux et transferts à considérer dans un système de contrôle en boucle fermée, et qui sont au cœur de l'analyse H_{∞} . Pour cela on considère le schéma typique d'un système de contrôle en boucle fermée de la (Figure III.1). L'objectif de cette boucle est de Contrôler le système G(s)au moyen d'un régulateur K(s).



Fig. III.18. Système asservi avec référence, perturbation en entrée et bruit de mesure

Sur ce schéma on distingue les signaux suivants:

- Les entrées exogènes (extérieurs) :
 - *R* : Signal de référence (la consigne) ;
 - δu : Perturbation sur la commande ;
 - δy : Perturbation sur la sortie ;
 - *b* : Bruit de mesure.
- \blacktriangleright Le signal de commande u;
- Le signal de sortie à contrôlée y;
- L'erreur de poursuite e, souvent utilisée comme quantificateur de performance.

Le transfert entre les entrées exogènes R, δu , δy , b et la sortie y est donné par :

$$y(s) = [I + G(s)K(s)]^{-1}G(S)K(s)(R(s) - b(s)) + [I + G(s)K(s)]^{-1}(G(s)\delta u(s) + \delta y(s))$$
(III.46)

Et la commande par :

$$u(s) = [I + K(s)G(s)]^{-1} \delta u(s) + [I + K(s)G(s)]^{-1} K(s)(R(s) - \delta y(s) - b(s))$$
(III.47)

Soit les fonctions vectorielles suivantes :

$$S_{y}(s) = \left[I + G(s)K(s)\right]^{-1}$$
(III.48)

$$T_{y}(s) = [I + G(s)K(s)]^{-1}G(S)K(s)$$
(III.49)

$$S_{u}(s) = \left[I + K(s)G(s)\right]^{-1}$$
(III.50)

Donc en peut écrire :

$$y(s) = T_y(s) \left(R(s) - b(s) \right) + S_y(s) \left(G(s) \delta u(s) + \delta y(s) \right)$$
(III.51)

$$u(s) = S_u(s)\delta u(s) + S_u(s)K(s)(R(s) - \delta y(s) - b(s))$$
(III.52)

La fonction $S_y(s)$ est appelée fonction de sensibilité en sortie, et la fonction $T_y(s)$ est appelée fonction de sensibilité complémentaire (car on a : $S_y(s)+T_y(s)=I$). La fonction $S_u(s)$ est la fonction de sensibilité en entrée. Ces fonctions caractérisent le transfert entre les signaux utiles (u, y et R) et les signaux de perturbation ou parasites δu , δy , b; elles ont donc une influence directe sur les performances du système en boucle fermée ainsi que sa stabilité.

III.4.1. Problème H_{∞} standard

Le schéma général de la synthèse H_{∞} est illustré par la figure III.19. le système augmenté P(s), appelé souvent plant, est construit autour du système G(s).



Fig. III.19. Problème H_{∞} standard

Sur ce schéma on distingue deux canaux :

- Le canal de performance qui regroupe les différents transferts entre le victeur des entrées exogénes w et le victeur des quantificateurs de performance z
- \succ Le canal de commande qui relie le système étendu au correcteur par les signaux y et u.

Le transfert définissant ces deux canaux et donné par:

$$\begin{pmatrix} z(s) \\ y(s) \end{pmatrix} = P(s) \begin{pmatrix} w(s) \\ u(s) \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} P_{11}(s) & P_{12}(s) \\ P_{21}(s) & P_{22}(s) \end{bmatrix} \begin{pmatrix} w(s) \\ u(s) \end{pmatrix}$$
(III.53)

Le correcteur K(s)sera calculé de manière à minimiser la norme H_{∞} du transfert en boucle fermée de w vers z. Lorsque le système est rebouclé sur la commande u(s) = K(s)y(s), ce transfert est donné par la Transformation Linéaire Fractionnelle (LFT) suivante:

$$F(P(s), K(s)) = P_{11}(s) + P_{12}(s)K(s)(I - P_{22}(s)K(s))^{-1}$$
(III.54)

Le problème H_{∞} peut être posé sous deux formes:

- ▶ **Problème** H_{∞} **Optimal**: il consiste à minimiser $||F(P(s), K(s))||_{\infty}$ sur l'ensemble des compensateurs K(s) qui stabilisent le système de manière interne. Le minimum est noté γ et appelé gain (ou atténuation) " H_{∞} optimal".
- > Problème H_{∞} Sous-Optimal: cette fois, étant donné $\gamma > 0$, trouver un compensateur K(s)qui stabilise le système de manière interne et assure :

$$\left\|F\left(P(s),K(s)\right)\right\|_{\infty} < \gamma \tag{III.55}$$

La première proposition pour résoudre le problème H_{∞} a été faite par Glover et Doyle à la fin des années 80 [77], leur algorithme fait appel aux équations de RICCATI. Un autres algorithme de résolution du problème H_{∞} a été également proposé au milieu des années 90 par Iwasaki et Skelton [78] ou ils ont utilisé les inégalités matricielles affines (LMI).

III.4.2. Schémas de synthèse H_{∞}

De nombreux schémas de synthèse H_{∞} sont possibles suivant les objectifs recherchés et les difficultés rencontrées en pratique. L'idée est de choisir le schéma le plus simple qui permet de résoudre le cahier des charges. Il convient donc de commencer par le schéma le plus simple et d'analyser en détail les résultats obtenus. Si un critère de performances n'est pas atteint, on choisit de passer à un schéma plus complexe en ajoutant des signaux de performance dans P(s).

L'une des méthodes les plus répondues dans la synthèse H_{∞} est l'utilisation des fonctions de pondérations. Ces fonctions de pondération peuvent être placées à des différents endroits à l'intérieur du système augmenté, de manière à avoir une matrice de transfert pondérée entre les entrées exogènes et les sorties à minimiser.



Fig. III.20. Méthode de pondération

Considérant le schéma de la figure III.20, il représente l'une des méthodes de pondération utilisée dans la synthèse H_{∞} , où on a choisi l'erreur de poursuite e et le signal de commande u comme des quantificateurs de performance pondérés avec les filtres $w_1(s)$ et $w_2(s)$ respectivement. La perturbation sur le signal de commande δu est elle aussi pondérée avec le filtre $w_3(s)$.

Le transfert sera donné par :

$$\begin{pmatrix} e_{1}(s) \\ e_{2}(s) \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} W_{1}(s)S_{y}(s) & W_{1}(s)S_{y}(s)G(s)W_{3}(s) \\ W_{2}(s)K(s)S_{y}(s) & W_{2}(s)T_{y}(s)W_{3}(s) \end{bmatrix} \begin{pmatrix} R(s) \\ d(s) \end{pmatrix}$$
(III.56)

Le problème de la synthèse H_{∞} correspondant consiste à la détermination d'une valeur positive γ et d'un contrôleur K(s) qui stabilise le système et qui soit capable de satisfaire la condition suivante :

$$\begin{vmatrix} W_{1}(s)S_{y}(s) & W_{1}(s)S_{y}(s)G(s)W_{3}(s) \\ W_{2}(s)K(s)S_{y}(s) & W_{2}(s)T_{y}(s)W_{3}(s) \end{vmatrix} < \gamma$$
(III.57)

Selon besoin, certains ou toutes les fonctions de pondération peuvent être unitaires, on parle dans ce cas d'une synthèse sans pondération, cette dernière est plus simple de point de vue calcul, car elle nous conduit à optimiser un critère moins complexe, mais aussi limité, car cette synthèse ne tient pas en compte des propriétés fréquentielles des transferts entre les différents signaux. L'utilisation des fonctions de pondération permet de modeler plus facilement les transferts $S_{y}(s)$, $S_{y}(s)G(s)$, $K(s)S_{y}(s)$ et $T_{y}(s)$.

Les propriétés de la norme H_{∞} assurent en effet que si la condition (III.57) est vérifiée, alors les 4 conditions suivantes le sont aussi :

$$\left\|w_{1}(s)S_{y}(s)\right\|_{\infty} < \gamma \Leftrightarrow \forall w \in R \qquad \left|S_{y}(wj)\right| < \frac{\gamma}{\left|w_{1}(wj)\right|}$$
(III.58)

$$\left\|w_{2}(s)K(s)S_{y}(s)\right\|_{\infty} < \gamma \Leftrightarrow \forall w \in R \qquad \left|K(wj)S_{y}(wj)\right| < \frac{\gamma}{\left|w_{2}(wj)\right|}$$
(III.59)

$$\left\|w_{1}(s)S_{y}(s)G(s)w_{3}(s)\right\|_{\infty} < \gamma \Leftrightarrow \forall w \in R \qquad \left|S_{y}(wj)G(wj)\right| < \frac{\gamma}{\left|w_{1}(wj)w_{3}(wj)\right|}$$
(III.60)

$$\left\|w_{2}(s)T_{y}(s)w_{3}(s)\right\|_{\infty} < \gamma \Leftrightarrow \forall w \in R \qquad \left|T_{y}(wj)\right| < \frac{\gamma}{\left|w_{2}(wj)w_{3}(wj)\right|}$$
(III.61)

On voit donc que la réponse fréquentielle de chacune des fonctions $S_y(s)$, $S_y(s)G(s)$, $K(s)S_y(s)$ et $T_y(s)$ est contrainte par un gabarit qui dépends des filtres choisis.

III.5. REGULATEUR H_{∞} PROPOSE POUR LE TRMS

L'objectif de cette partie est le calcul d'un régulateur H_{∞} pour le contrôle de la position du TRMS. Comme dans le cas de la synthèse par mode de glissement, on ne va pas travailler sur le modèle complet du TRMS, mais sur le modèle découplé et linéarisé, donc il s'agit cette fois aussi d'une commande décentralisée. Nous avons vu dans la partie modélisation la linéarisation du modèle découplé du TRMS, et que cette dernière a donné le même modèle linéaire pour les deux sous-systèmes, horizontal et vertical. Donc la synthèse H_{∞} sera faite une seule fois et le régulateur résultant sera utilisé pour les deux sous-systèmes. Cette synthèse sera donc faite à base du modelé linéarisé et le régulateur résultant sera appliqué avec la commande linéarisant pour le contrôle des propulseurs du TRMS, en effet la tension d'alimentation des moteurs (des propulseurs) sera la somme de deux composantes, une composante de linéarisation générée par le bouclage linéarisant, et une autre composante de régulation générée par le régulateur H_{∞} (figure III.21)



Fig. III.21. Commande H_{∞} proposée pour le TRMS

III.5.1. Choix des fonctions de pondération

Pour la pondération, Nous avons choisi la méthode dite des sensibilités mixtes, elle est l'une des méthodes de pondération les plus connues, appelée aussi S/KS/T (Figure III.22). Cette méthode permet de pondérer la sensibilité $S_y(s)$, la sensibilité complémentaire $T_y(s)$ et la fonction de transfert $K(s)S_y(s)$, par les filtres de pondérations $w_p(s)$, $w_t(s)$ et $w_u(s)$ respectivement. Dans ce cas, la synthèse H_{∞} vise à trouver un compensateur K(s) qui garantit la stabilité interne de la boucle fermée et assure :

$$\left\|T_{zw}\left(s\right)\right\|_{\infty} = \left\|\begin{array}{c}w_{p}\left(s\right)S_{y}\left(s\right)\\w_{u}\left(s\right)K\left(s\right)S_{y}\left(s\right)\\w_{t}\left(s\right)T_{y}\left(s\right)\end{array}\right\|_{\infty} < \gamma$$
(III.62)



Fig.III.22. Sensibilité mixte

Choix du $w_p(s)$

Nous avons vu que ce filtre permet de pondérer la fonction de sensibilité $S_y(s)$ ce qui permet de gérer à la fois la bande passante, la marge de stabilité et la précision du système en boucle fermée. Soit la fonction de pondération suivante :

$$w_p(s) = \frac{s+a}{k(s+b)} \tag{III.63}$$

avec a > b et k > 1. Ce filtre a un gain statique en décibel de $20 \log\left(\frac{a}{kb}\right)$, un gain minimal de $20 \log\left(\frac{1}{k}\right)$ et une fréquence de coupure : $w_c = \sqrt{\frac{a^2 - k^2 b^2}{k^2 - 1}}$ (III.64)

Appliquons à l'entrée de ce filtre l'erreur de poursuite e; notons z_1 sa sortie. Si on est capable de vérifier que la norme de transfert entre r et z_1 est inférieure à 1, alors $\frac{1}{|w_p(wj)|}$ est

un majorant de $\overline{\sigma}(S_y(wj))$ pour tout w . On en déduit que :

- > la marge de gain du système est supérieure à $20\log\left(\frac{1}{k}\right)$.
- > l'erreur statique relative est inférieure $\frac{kb}{a}$
- > la bande passante est supérieure à w_c

Il suffit d'inverser ces trois relations pour définir la pondération correspondant à un cahier des charges donné où :

- > k est déterminé à partir de la marge de gain ;
- > Le rapport $\frac{b}{a}$ est ensuite déduit à partir de l'erreur statique acceptable ;
- > Le coefficient a est alors déterminé par l'expression de la fréquence de coupure w_c :

$$a = w_c \sqrt{\frac{k^2 - 1}{1 - k^2 \left(\frac{b}{a}\right)^2}}$$
 (III.65)

> On détermine ensuite *b* grâce à la valeur de $\frac{b}{a}$. Si on souhaite une erreur statique nulle, on a qu'à choisir *b*=0.

Choix du $w_u(s)$

Afin de forcer le gain du correcteur à décroitre au-delà de la bande passante du système avec l'objectif d'atténuée l'effet des bruits de mesure et améliorer la robustesse, on choisit comme pondération sur la commande u un filtre dérivateur tronqué de la forme :

$$w_u(s) = \frac{s}{k_2(cs+1)} \tag{III.66}$$

avec $cw_c \ll 1$. Une valeur de k_2 faible correspond à un effet de roll-off important ; c'est-à-dire une décroissance rapide du gain du correcteur en haute fréquence.

Choix du $w_t(s)$

Afin d'améliorer les performances en haute fréquence du système en boucle fermée. La forme classique utilisé pour la fonction de pondération w_t est défini comme un filtre passe-haut donnée par :

$$w_t(s) = \frac{k_e s + k_f}{s + k_b} \tag{III.67}$$

III.5.2. Calcul du régulateur H_{∞}

Après avoir choisir les fonctions de pondération, il est temps de calculer le régulateur K(s), pour le faire, on va utiliser le 'Robust Control **Toolbox'** de MATLAB, ce dernier contient plusieurs fonctions pour la synthèse H_{∞} . Dans notre cas on a utilisé la fonction 'mixsyn' qui réalise la synthèse H_{∞} d'un correcteur par la méthode de la sensibilité mixte.

Nous avons vu que la linéarisation du modèle TRMS a donné la fonction de transfert linéaire suivante :

$G(s) = \frac{1}{s^3}$	(111.68)
3	

Soit les filtre de pondérations suivants :

$$w_p(s) = \frac{s + 100}{10^3(s + 0.01)} \tag{III.69}$$

avec $w_c \approx 0.01 \ rad / s$

$$w_u(s) = \frac{s}{50(5s+1)}$$
(III.70)
avec $cw_c \approx 0.5 < 1$

$$w_t(s) = \frac{0.02s + 0.002}{s + 0.2} \tag{III.71}$$

Après calcul, on trouve le régulateur H_{∞} suivant :

$$K(s) = \frac{1461\,s^5 + 9348\,s^4 + 19630\,s^3 + 15540\,s^2 + 4148\,s + 350.6}{s^6 + 70.89\,s^5 + 520.2\,s^4 + 1511\,s^3 + 567.8\,s^2 + 59.88\,s + 0.5435}$$
(III.72)

avec:

 $\gamma = 0.0927$.

III.5.3. Résultats de simulation du régulateur H_{∞}

Comme pour le cas de la commande par mode de glissement, on a refait les mêmes tests de stabilisation et de poursuite avec des tests de robustesse et de rejet de perturbation de différentes formes.

Les résultats de simulation représentés par les figures III.23, III.24 et III.25 montrent le cas d'une stabilisation et une poursuite d'un signal carré et d'une sinusoïde. Ces résultats mettent en évidence les performances du système en boucle fermée et confirment l'efficacité du régulateur proposé.

Pour le rejet de perturbation et la tolérance aux défauts de mesures, les tests effectués sont :

- Perturbation intermittente sur la sortie figures III.26 et III.27 ;
- Perturbation persistante sur la sortie : figures III.28 et III.29 ;
- Perturbation sur le signale de commande (chute de tension de de 25% sur le signal de commande) figure III.30 et III.31 ;
- Bruit de mesure sur le signal de sortie figure III.32 et III.33 ;
- Erreur de mesure du signal de sortie (+ 0.2 rad) figure III.34 et III.35 ;

Variation paramétriques figure III.36 et III.37.

Ces tests ont été effectués pour le cas d'une stabilisation et également dans le cas d'une poursuite d'une sinusoïde.

Les résultats de simulation montrent clairement la capacité de notre régulateur à rejeter des perturbations de différentes formes et à tolérer certains défauts de mesure. La robustesse de ce dernier a été également prouvée à travers ces résultats où on peut constater que les performances sont insensibles aux erreurs de modélisation générés par les variations paramétriques et les défauts de mesure.



Fig. III.23. Stabilisation - H_{∞} (simulation)



































Fig. III.32. Stabilisation avec Bruit de mesure sur la position angulaire - H_{∞} (simulation)



















Fig. III.37. Poursuite avec variation paramétrique de 25% - H_{∞} (simulation)

III.6. CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons vu la mise en œuvre de deux techniques de contrôle tolérant aux défauts passif pour le contrôle des positions, verticale et horizontale, du TRMS dont la première utilise le mode de glissement et la deuxième la synthèse H_{∞} . Les résultats de simulation des tests effectués sur les régulateurs mis au point, montrent leur efficacité dans la stabilisation et la poursuite de différentes formes de trajectoire, sans être affectés par les perturbations sur les signaux de commande et de sortie ni par les erreurs de modélisation due à l'ignorance de l'effet de couplage lors de la synthèse et les défauts de mesure, où nous avons vu que nos contrôleurs ont pu les tolérer et garder leurs performances, que ce soit en stabilisation ou en poursuite de trajectoires. Bien que l'exploitation de la robustesse de ces deux lois de commande, a permis la tolérance de certains défauts, les tests effectués montrent que cette tolérance a des limites et révèlent l'incapacité de ces méthodes passives face aux défauts plus importants. Pour avoir plus de tolérance aux défauts, on doit penser à une approche active. Dans la suite de cette thèse on va voir le développement d'une approche tolérante aux défauts active pour le contrôle du TRMS.

CHAPITRE IV

Chapitre I : COMMANDE TOLERANTE AUX DEFAUTS Chapitre II : MODELISATION D'UN SIMULATEUR DE VOL D'HELICOPTERE TRMS Chapitre III : COMMANDES TOLERANTES AUX DEFAUTS PASSIVES DU TRMS

Chapitre IV : COMMANDE TOLERANTE AUX DEFAUTS ACTIVE DU TRMS

IV.1. INTRODUCTION	85
IV.2. SYNTHESE DES REGULATEURS	85
IV.3. COMMANDE TOLERANTE AUX DEFAUTS ACTIVE PROPOSEE POUR LE TRMS	104
IV.4. CONCLUSION	112

IV.1. INTRODUCTION

La commande tolérante aux défauts active, proposée dans cette thèse, a pour but de remédier aux problèmes de la défaillance des capteurs du TRMS (capteurs de position et capteurs de la vitesse angulaire des propulseurs). Basée sur une approche multi régulateurs, elle est différente de l'approche multi modèle classique où on fait la synthèse des régulateurs à partir de plusieurs modèles mathématiques du système dont chaque modèle a été développé pour prendre en compte un cas de défauts prédéfini. Dans notre cas nous avons utilisé le même modèle mathématique du TRMS (le modèle non linéaire découplé) pour la synthèse de trois régulateurs pour chaque sous-système. Le premier régulateur est un régulateur principal conçu pour travailler dans les conditions normales (absence de défauts), il s'agit d'un régulateur flou glissant issu du régulateur par mode de glissement développé précédemment. Ce régulateur contrôle la position du TRMS en utilisant le capteur de vitesse et le capteur de position. Un deuxième régulateur à base de la logique floue (PID), est utilisé comme régulateur secondaire. Ce dernier règle aussi la position du TRMS mais il n'utilise que le capteur de position et il prend le contrôle du TRMS en cas de défaut/défaillance du capteur de vitesse. Le troisième régulateur est lui aussi un régulateur secondaire, il s'agit d'un régulateur PID conçu principalement pour contrôler la force aérodynamique des propulseurs où il n'a besoin que du capteur de vitesse ce qu'il le rend utile en cas de problème avec le capteur de position. Des relations mathématiques issues du modèle du TRMS permettent de transformer les positions de référence en forces désirées, ces dernières vont être utilisées par le régulateur PID pour contrôler les forces aérodynamiques des propulseurs donc implicitement contrôler les positions du TRMS.

IV.2. SYNTHESE DES REGULATEURS

Dans cette partie, on va présenter la synthèse des régulateurs utilisés dans l'approche tolérante aux défauts active proposée pour le contrôle du TRMS. Comme la plus part de ces régulateurs utilisent la logique floue, on va donner une brève introduction à la commande par logique floue puis on passera a la synthèse des régulateurs.

IV.2.1. Commande par logique floue [79]

C'est à Lotfi Zadeh, spécialiste renommé en automatique et en théorie des systèmes, à l'université de Berkeley, que revient le mérite d'avoir établi les bases théoriques de la logique floue. L'intérêt de la logique floue réside dans sa capacité à traiter l'imprécis, l'incertain et le vague. Elle est issue de la capacité de l'homme à décider et agir de façon pertinente malgré le flou des connaissances disponibles. En effet, la logique floue a été introduite pour approcher le raisonnement humain à l'aide d'une représentation adéquate des connaissances.

Au départ, la logique floue s'affirme comme une technique opérationnelle. Utilisée à côté d'autres techniques de contrôle avancé, elle fait une entrée discrète mais appréciée dans les automatismes de contrôle industriel.

Régulateur flou

La logique floue ne remplace pas nécessairement les systèmes de régulation conventionnels. Elle est complémentaire. Ses avantages viennent notamment de ses capacités à :

- formaliser et simuler l'expertise d'un opérateur ou d'un concepteur dans la conduite et le réglage d'un procédé ;
- donner une réponse simple pour les procédés dont la modélisation est difficile ;
- prendre en compte sans discontinuité des cas ou exceptions de natures différentes, et les intégrer au fur et à mesure dans l'expertise ;
- prendre en compte plusieurs variables et effectuer de la « fusion pondérée » des grandeurs d'influence.

La figure IV.1, montre la configuration de base d'un régulateur flou, qui comporte quatre blocs principaux, à savoir : base de connaissance (réglage et paramètres des fonctions d'appartenance) ; bloc de décision, fuzzification, défuzzification.

Base de connaissances

Elle contient les définitions des termes utilisés dans la commande et l'ensemble des règles caractérisant la cible de la commande et décrivant la conduite de l'expert. Elle est

composée d'une base des données et d'une base des règles. La base de données contient des faits de la forme : x est A pour l'ensemble des variables linguistiques d'entrée et de sortie du contrôleur flou. Quant à la base des règles, Elle caractérise la stratégie de commande émise par l'expert sous forme de règles linguistiques, elle contient des propositions de la forme : Si x1 est A1 et x2 est A2 alors y est B



Fig. IV.1. Configuration de base d'un régulateur flou

Fuzzification

C'est la partie du contrôleur flou chargée de convertir les grandeurs numériques de l'entrée du contrôleur, en variables linguistiques en vue d'un traitement d'inférence.

Inférence

L'inférence transforme à l'aide du jeu de règles (en manipulant la base de règles). La partie floue issue de la fuzzification en une nouvelle partie floue qui caractérise la sortie du contrôleur.

Défuzzification

La défuzzification consiste à convertir la partie floue issue de l'inférence en une grandeur de commande numérique à appliquer au processus. Plusieurs stratégies de défuzzification sont utilisées:

Méthode du maximum : La commande est égale à la valeur dont le degré d'appartenance est le plus fort.

Méthode de la moyenne des maximas : La commande sera égale à la moyenne des valeurs dont le degré d'appartenance est maximal.

Méthode du centre de gravité: C'est la méthode la plus utilisée dans les contrôleurs flous. Dans celle-ci la commande sera égale au centre de gravité de l'ensemble flou de sortie, on obtient donc pour Univers de discours discret :

$$C = \frac{\sum_{i=1}^{n} x_{i} \mu_{A}(x_{i})}{\sum_{i=1}^{n} \mu_{A}(x_{i})}$$
(IV.1)

Et pour un univers de discours continu on obtient :

$$C = \frac{\int x \cdot \mu_A dx}{\int \prod_x \mu_A dx}$$
(IV.2)

Types de régulateurs flous

Il existe plusieurs types de régulateurs flous, qu'ils différent de mécanisme d'inférence utilisé, dont on cite: régulateur de *MAMDANI*, de *SUGENO*, ... etc.

Régulateur de type MAMDANI

Mamdani fut le premier à utiliser la logique floue pour la synthèse de commande. Il utilise le minimum comme opérateur de jonction et l'implication pour représenter le graphe flou associé à chaque règle et l'opérateur maximum pour l'agrégation. Dans la règle i :

Si x_1 est A_1 et ... et x_n est A_n Alors y est B^i

où Bⁱ sont des sous-ensembles flous. Les Bⁱ forment en général une partition de l'univers de sortie.
Régulateur de type Sugeno

Dans les régulateurs de ce type, les conclusions des règles ne sont symboliques (i.e. représentées par des sous-ensembles flous) mais une fonction des entrées, par exemple : $b^i = f(x_1, ..., x_n)$

où *f*(.) est généralement une fonction polynomiale.

Et la sortie du régulateur est donnée par :

$$y = \frac{\sum_{i=1}^{n} \alpha_i(x) * b^i}{\sum_{j=1}^{n} \alpha_j(x)}$$
(.1)

où les α_i sont les valeurs de vérité de chaque règle pour i=1 à n.

Notons que la sortie donnée par le régulateur est en effet la variation du signal de commande.

IV.2.2. Synthèse du régulateur principal

Nous avons vu, dans le chapitre précédent, le développement de deux régulateurs par mode de glissement pour le contrôle du TRMS dont un opère dans le plan vertical et le deuxième dans le plan horizontal (système de contrôle décentralisée). Nous avons vu aussi la synthèse par mode de glissement et que la loi de commande à deux composantes, équivalente et corrective. Dans cette partie, où on va voir la synthèse d'un régulateur flou-glissant, on va garder la même architecture de contrôle que celle par mode de glissement (système décentralisé) avec la même surface de glissement et la même commande équivalente, la seule différence est dans la synthèse de la commande corrective où cette fois on va utiliser la logique floue pour la calculer, cela nous permettra d'évité le problème de chattering et d'améliorer d'avantage la robustesse.

Chacun de nos contrôleurs flou-glissants sera composé de deux blocs fonctionnent en parallèle (figure IV.2), un bloc pour le calcul de la commande équivalente et un deuxième bloc pour la commande corrective, ce dernier est l'équivalent d'un régulateur PD (proportionnel dérivé) flou avec comme entrée la surface de glissement et comme sortie la commande

corrective. La sortie du régulateur flou-glissant est la somme de la commande équivalente et la commande corrective.



Fig. IV.2. Structure du régulateur flou glissant proposée

Synthèse du régulateur flou-glissant

Comme nous avons dit précédemment, ce régulateur est un régulateur par mode de glissement flou. La différence para port à un régulateur par mode de glissement conventionnel est que la commande corrective ne sera pas déterminée analytiquement mais calculée par un calculateur flou à partir de la surface de glissement.

Surface de glissement et commande équivalente

Le calcul de la surface de glissement et de la commande équivalente est le même que la commande par mode de glissement développée précédemment. Où on a obtenu :

Surface de glissement :

$$S_{v} = \lambda_{v}^{2} e_{v} + 2\lambda_{v} \dot{e}_{v} + \ddot{e}_{v}$$

(IV.1)

$$S_h = \lambda_h^2 e_h + 2\lambda_h \dot{e}_h + \ddot{e}_h \tag{IV.2}$$

> Commandes équivalentes :

$$u_{veq} = \frac{-1}{a_v d_v} \frac{\partial f_v(x_3)}{\partial x_2} \left[\lambda_v^2 \dot{e} + 2\lambda_v \ddot{e}_v - \ddot{x}_{1d} - a_v c_v \frac{\partial f_v(x_3)}{\partial x_3} x_3 - a_v^2 \frac{\partial g(x_1)}{\partial x_1} x_2 - a_v b_v \dot{x}_2 \right]$$
(IV.3)

$$u_{heq} = \frac{-1}{a_h d_h} \frac{\partial f_h(x_3)}{\partial x_3} \left[\lambda_h^2 \dot{e}_h + 2\lambda_h \ddot{e}_h - \ddot{x}_{1d} - a_h c_h \frac{\partial f_h(x_3)}{\partial x_3} x_3 - a_h b_h \dot{x}_2 \right]$$
(IV.4)

Commande corrective

Pour les deux sous-systèmes horizontal et vertical, l'attractivité est réalisée par un régulateur flou de MAMDANI (Figure IV.3). Les entrées (surface et sa variation) ont trois fonctions d'appartenance gaussiennes, Negative (**N**), Zéro (**Z**) et Positive (**P**), quant à la sortie elle en possède sept, Négative Big (**NB**), Negative Middle (**NM**), Negative Small (**NS**), Zero Equal (**ZE**), Positive Small (**PS**), Positive Middle (**PM**), Positive Big (**PB**).



Fig. IV.3. Calculateur flou de la commande corrective

	Ν	Z	Р
Ν	PB	PM	PS
Z	PS	ZE	NS
Р	NS	NM	NB

La base des règles est représentée dans le tableau suivant :

Tableau IV.1.Base des règles, RLF (3x3)

IV.2.3. Résultats de simulation du régulateur principal

D'après les figures IV.4, IV.5 et IV.6, on constate que l'objectif de l'introduction de la logique floue est atteint. Le phénomène du chattering a été éliminé, et les performances (temps de réponse et précision) de la commande par mode de glissement demeurent gardées pour la stabilisation ainsi que pour la poursuite. En vue de tester l'effet des défauts de mesure sur le régulateur mis au point, des défauts des différents capteurs (capteurs de position et capteurs de vitesse) ont été simulés, les résultats de simulation sont représentés par les figures IV.7, IV.8, IV.9 et IV.10. Sur ces figures on voit clairement l'effet fatal de ces défauts sur la sortie du TRMS et on aperçoit l'incapacité de notre régulateur à les tolérer.



























Fig. IV.10. Défaut capteur de vitesse verticale -FSMC (simulation)

IV.2.4. Résultats de l'implémentation du régulateur principal

Les résultats de l'implémentation de notre régulateur par mode de glissement flou, illustrés par les figure IV.11, IV.12 et IV.13, confirment les résultats de simulation, et montrent de leurs part les performances et l'efficacité du régulateur mis en œuvre que ce soit en stabilisation ou en poursuite. De ces figures on peut conclure aussi, qu'effectivement, l'utilisation de la logique floue a permet l'élimination du problème de chattering dans la commande par mode de glissement et rendre l'implémentation de cette dernière possible.



Fig. IV.11. Stabilisation –FSMC (implémentation)







Fig. IV.13. Poursuite d'une sinusoïde –FSMC (implémentation)

Malgré la robustesse du régulateur par mode de glissement flou proposé, ce dernier demeure incapable de tolérer certains défauts de mesures. Pour résoudre ce problème, on va utiliser une approche de contrôle tolérant aux défauts active, dont nous proposant d'utiliser deux autres régulateurs pour chaque sous système, un utilise uniquement la mesure de position et il sera utilisé dans le cas de problème avec la mesure de la vitesse, le deuxième régulateurs utilise la mesure de la vitesse et il sera utile en cas de défaut sur le capteur de position.

IV.2.5. Synthèse du premier régulateur secondaire

Comme il s'agit d'un régulateur PID flou. Ce dernier et en plus des avantages offerts par l'utilisation de la logique flou dans la commande des systèmes, il ne demande qu'une seule entrée mesurée, la position, notre stratégie de contrôle tolérant aux défauts consiste à utiliser ce régulateur en cas de problème avec la mesure de la vitesse angulaire des propulseurs, jugée indispensable pour le fonctionnement du régulateur flou glissant.

Sur la figure IV.14 sont représentés les deux régulateurs flous des deux sous-systèmes du TRMS. Ces derniers sont indépendants l'un de l'autre (système décentralisé), chacun utilise

deux variable en entrée, l'erreur et la variation de l'erreur et donne une variable à la sortie qui est la variation de commande à appliquer au sous-système correspondant.



Fig. IV.14. Structure du régulateur PID-flou utilisé



Fig. IV.15. Configuration du PD-flou

Les régulateurs des deux sous-systèmes sont de type MAMDANI, dont la base des règles est obtenue à partir de la matrice de Macvicar-whelan, avec sept fonctions d'appartenance triangulaires pour les entrées, Negative Big (NB), Negative Middle (NM), Negative Small (NS), Zero (Z), Positive Small (PS), Positive Middle (PM), Positive Big (PB). Et neuf fonctions triangulaires aussi pour la sortie ou nous avons ajouté para port aux entrées deux autres fonctions aux extrémités, Negative Very Big (NVB) et Positive Very Big (PVB).

Régulateur PD-flou

La configuration complète de notre PD-flou est illustrée par la (figure IV.15. à gauche) avec les fonctions d'appartenance (à droite) pour les entrées (en haut) et les sorties (en bas).

La base des règles est donnée par le tableau IV.2 où Quarante-neuf règles seront utilisées.

	NB	NM	NS	z	PS	РМ	РВ
NB	NVB	NVB	NVB	NB	NM	NS	Z
NM	NVB	NVB	NB	NM	NS	Z	PS
NS	NVB	NB	NM	NS	Z	PS	PM
Z	NB	NM	NS	Z	PS	PM	РВ
PS	NM	NS	Z	PS	PM	PB	PVB
PM	NS	Z	PS	PM	PB	PVB	PVB
PB	Z	PS	PM	PB	PVB	PVB	PVB

Tableau IV.2. Base de règles, RLF (7×7)

Action intégrale

Pour éliminer l'erreur statique, on a inséré en parallèle avec le régulateur PD flou une action intégrale. Le régulateur global aura une structure d'un PID, dont les gains, proportionnelle et dérivée sont flous.

IV.2.6. Résultats de simulation du premier régulateur secondaire

Les résultats de simulation d'une stabilisation et d'une poursuite d'un signal carré et d'une sinusoïde, sont illustrés par les figures IV.16, IV.17 et IV.18. Ces résultats sont

satisfaisants, et très rassurants en ce qui concerne la stabilité et les performances du système en boucle fermée, en cas de problème avec la mesure de vitesse, et le basculement du régulateur par mode de glissement flou vers le régulateur PID flou.



Fig. IV.16. Stabilisation - PID flou (simulation)







Fig. IV.18. Poursuite d'une sinusoïde - PID flou (simulation)

IV.2.7. Synthèse du deuxième régulateur secondaire

L'idée principale derrière ce régulateur est de se baser sur la régulation de la force pour régler la position. Il s'agit d'utiliser deux régulateurs PID conventionnels en cascade, le premier contrôle la position du TRMS dont sa sortie sera utilisée comme consigne pour le deuxième régulateur, qui est chargé de contrôler les forces aérodynamiques des propulseurs, autrement dit, le premier régulateur calcule la force équivalente à la position demandée, cette force sera utilisée par le deuxième régulateur pour le calcul de la tension de commande des propulseurs (figure lv.19). Comme l'utilisation de ces régulateur est envisagée dans le cas d'un problème avec la mesure de la position angulaire, dans ce cas-là on ne dispose que de la mesure de la vitesse angulaire des propulseurs, le premier PID utilise la tension de commande des propulseurs (la sortie du deuxième PID) pour estimer la position et le deuxième PID utilise la mesure de la vitesse angulaire pour le calcul de la force aérodynamique.



Fig. IV.19. Structure du régulateur PID utilisé

IV.2.8. Résultats de simulation du deuxième régulateur secondaire

Les résultats de simulation d'une stabilisation et d'une poursuite d'un signal carré ainsi qu'une sinusoïde, illustrés par les figures IV.20, IV.21 et IV.22, prouvent les performances du système en boucle fermée, en stabilisation comme en poursuite.

Sur ces figures, on peut constater aussi que l'utilisation de deux régulateurs en cascade, un pour le contrôle de la position de TRMS et un deuxième pour le contrôle de la force aérodynamique des propulseurs, a donné ces fruits et amélioré nettement les performances du système bouclé comparativement aux résultats d'utilisation d'un PID simple trouvés dans la littérature [70][81].

Là aussi, l'objectif visé par l'utilisation du régulateur PID proposé, s'avère atteignable et les résultats de simulation sont approuvables et très prometteurs au sujet de la stabilité et des performances du système en boucle fermée, en cas de défaut de capteurs de position, et basculement vers ce régulateur.











Fig. IV.22. Poursuite d'une sinusoïde – PID (simulation)

IV.3. COMMANDE TOLERANTE AUX DEFAUTS ACTIVE PROPOSEE POUR LE TRMS

Dans notre approche tolérante aux défauts active, on va utiliser six régulateurs pour le contrôle du TRMS, trois régulateurs pour le sous-système vertical et trois pour le sous-système horizontal, le choix du régulateur qui va contrôler chaque sous-système est indépendant de l'autre sous-système donc on peut avoir deux régulateurs de type différent au contrôle du TRMS (figure IV.23). Ce choix est fait selon les mesures disponibles, donc si on a les deux mesures, la position et la vitesse, on utilise le régulateurs flou-glissant et si on ne dispose que de la mesure de la position, cas d'un défaut dans la mesure de la vitesse angulaire, on utilise le régulateur flou, en fin si on détecte un défaut dans la mesure de la position, c'est le régulateur PID qui va être utilisé. Le basculement entre les régulateurs est fait automatiquement selon les sorties des blocs de détection. Ces derniers surveillent, en permanence, le bon fonctionnement des capteurs et détectent leurs défauts, ils utilisent le modèle mathématique du TRMS pour estimer les positions afin de les comparer avec les mesure données par les capteurs de position

(méthode FDI orientée modèle), pour la décision nous proposons d'utiliser des seuils variables selon le régime de fonctionnement du TRMS, transitoire ou permanant, car les écarts sont généralement plus tolérables en régime transitoire qu'en régime permanent. Pour le diagnostic des capteurs de la vitesse angulaire nous utilisons les modèles des propulseurs avec des seuils fixes.

Afin de mieux comprendre le fonctionnement de l'approche proposée, on considère pour chaque sous-système les combinaisons représentant l'état des mesures suivantes :

- **BB** : mesure de position bonne, mesure de vitesse bonne ;
- BF : mesure de position bonne, mesure de vitesse mauvaise (défaut) ;
- **FB** : mesure de position mauvaise (défaut), mesure de vitesse bonne.

Et on note les régulateurs:

- R1 : pour le régulateur flou-glissant vertical ;
- R2 : pour régulateur PID flou vertical ;
- R3 : pour régulateur PID vertical ;
- R4 : pour le régulateur flou-glissant horizontal ;
- R5 : pour régulateur PID flou horizontal ;
- **R6 :** pour régulateur PID horizontal.



Fig. IV.23. Commande tolérante aux défauts proposée

		horizontal		
		BB	BF	FB
vertical	BB	(R1,R4)	(R1,R5)	(R1,R6)
	BF	(R2,R4)	(R2,R5)	(R2,R6)
	FB	(R3,R4)	(R3,R5)	(R3,R6)

Tableau IV.3. Les régulateurs utilisés selon les états des mesures

Il est à noter que la combinaison (Ri,Rj) ou i=1,2,3 et j=4,5,6 des régulateurs utilisés dans le contrôle du TRMS, dépend de la combinaison qui représente l'état des mesures dans chaque sous-système (tableau IV.3).

IV.3.1. Résultats de simulation de l'approche AFTC proposée

Nous avons vu dans la section précédente qu'on a neuf combinaisons (Ri,Rj) possibles, dont la combinaison (R1,R4) représente le cas de fonctionnement normal où toutes les mesures sont bonnes. Les autres combinaisons représentent les différents cas de fonctionnement en présence de défaut. Les figures présentées illustrent les résultats des tests de passage entre la première combinaison et les autres combinaisons. Tous les tests sont effectués pour la stabilisation ainsi que pour le cas de poursuite d'une sinusoïde.

Les figures (de IV.24 au IV.33) illustrent les résultats de basculement, lors d'une stabilisation et d'une poursuite, entre la combinaison des régulateurs (R1,R4) utilisée dans le cas de fonctionnement normal (absence de défauts) et les différentes combinaisons correspondantes aux défauts simulés.

Ces résultats révèlent l'efficacité de la technique de commande tolérante aux défauts proposée face aux différents défauts de mesures, et défaillances des capteurs, en confirmant nos prévisions en ce qui concerne l'aptitude des régulateurs secondaires à maintenir les performances du système bouclé et garantir sa stabilité.







Fig. IV.25. Basculement de (R1,R4) vers (R1,R6) lors d'une poursuite































Fig. IV.33. Basculement de (R1,R4) vers (R3,R6) lors d'une poursuite

IV.4. CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons vu une approche active de commande tolérante aux défauts, dont l'objectif est de faire face aux problèmes de mesures et aux défauts des capteurs de position, et de vitesses angulaires du TRMS. Notre stratégie de commande tolérante aux défauts active repose sur un banc de régulateurs pré-calculer, trois pour chaque sous-système, dont chaque régulateur est conçu pour travailler dans des conditions prédéfinies et selon les mesures disponibles. La synthèse a été présentée en détail pour chaque régulateur avec les résultats de simulations correspondantes. Nous avons vu aussi la mise en parallèle de ces régulateurs dont chaque régulateur calcul sa propre commande (tension), et c'est l'état des mesures des positions et des vitesses, dont on a six états possible, qui va déterminer quelle paire de commande, parmi les huit paires possibles, va passer aux propulseurs. Les résultats de simulation des tests de tolérance aux défauts présentés, ont révélé l'efficacité de l'approche proposée.

CONCLUSION GENERALE

Les systèmes tolérants aux défauts se déclinent en deux grandes familles avec d'une part une approche passive et d'autre part l'approche voie active incluant un module de diagnostic. Un grand nombre de publications traite du domaine de la commande tolérante aux défauts mais la plupart traite des systèmes linéaires ou des systèmes évoluant dans un domaine restreint. Notre objectif été de développer des lois de commandes tolérantes aux défauts pour un simulateur de vol d'hélicoptère TRMS ou Twin Rotor Mimo System en utilisant soit le modèle non linéaire complet et sans restriction dans l'espace d'état, soit un modèle linéaire issu d'une linéarisation exacte par bouclage non linéaire et qu'on peut l'exploiter sans contraintes de voisinage de points d'équilibre ou points de fonctionnement. De ce fait, et après élaboration des deux modèles mathématiques du TRMS, non linéaire et linéaire, deux axes majeurs ont été développés : l'un dans le domaine de la commande tolérante aux défauts passive et l'autre dans le domaine de la commande tolérante aux défauts

Pour la commande tolérante aux défauts passive, nous avons proposé d'utiliser deux régulateurs connus pour leur robustesse et leur efficacité dans le rejet des perturbations extérieurs, un est basé sur la commande par mode de glissement dont pour remédier au problème de chattering connu comme principal inconvénient de ce type de commande, nous avons utilisé une fonction de commutation lisse, ce régulateur a été développé à partir du modèle non linéaire du TRMS. Le deuxième régulateur est basé sur la commande H_{∞} développé à partir du modèle linéaire exact du système. Dans ce type de commande passive, aucun scénario de défauts n'est envisagé et les défauts seront considérés comme des incertitudes ou même des perturbations extérieures.

Concernant la commande tolérante aux défauts active, développée essentiellement pour remédier aux problèmes des défauts/défaillances des capteurs du TRMS, la technique proposée consiste à utiliser a banc de régulateurs ou chaque régulateur est développé pour fonctionner dans des circonstances liées directement aux défauts de capteurs enregistrés. Un module de détection de défauts (FDI) est indispensable pour l'implémentation pratique de cette technique, là aussi nous avons proposé d'utiliser une technique de traitement des écarts basée sur les modèles mathématiques du TRMS. Les résultats de simulations sont très satisfaisants et montrent une tolérance aux défauts considérable, que ce soit pour les approches passives ou pour les approches actives. Avec ces résultats, l'objectif de ce travail semble être atteint, néanmoins, le sujet traité dans cette thèse est toujours ouvert, et les résultats obtenus peuvent former un point de départ pour d'autres travaux à titre d'exemple l'implémentation pratique des lois de commande, H_{∞} et les lois de commande de l'approche active, développer le bloc de diagnostic pour avoir une détection plus fiable et un basculement entre régulateurs plus souple, ou même tester les deux approches, active et passive, sur d'autres systèmes.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] Frei, C.; Kraus, F.; et Blanke, M. (1999). Recoverability viewed as a system property. European Control Conference, Karlsruhe, Germany.
- [2] Gehin, A.; Staroswiecki, M. (1999). A formal approach to reconfigurability analysis application to the three tank benchmark. Proceedings of European Control Conference. Karlsrühe, Allemagne.
- [3] Wu, N.Eva.; Zhou, K.; Salomon, G. (2000). Control reconfigurability of linear time-invariant systems. Automatica, Vol.36, N°11, pages 1767–1771.
- [4] Zhao, Q.; Jiang, J. (1998). Reliable state feedback control system design against actuator failures. Automatica, Vol. 34, No. 10, pages 1267–1272.
- [5] Jiang, J.; Zhao, Q. (2000). Design of reliable control systems possessing actuator redundancy. AIAA Journal of Guidance, Control et Dynamics, Vol. 23, No. 4, pages 709–718.
- [6] Hoblos, G.; Staroswiecki, M.; Aitouche, A. (2000). Fault tolerant actuator selection using redundancy degrees. Proc. of Control'2000 (CDRom), Cambridge UK.
- [7] Mogens, B. (1996). Consistent design of dependable control systems. Control Eng Practice. Vol .4. N°9, pages 1305–1312.
- [8] Wu, N.; Wang, X.; Smapath, M.; Kott, G. (2002). An operational approach to buget-constrainted reliability allocation. 15th IFAC World Congress, Barcelona, Spain, pages 199–204.
- [9] Staroswiecki, M.; Hoblos, G.; Aitouche, A. (2004). Sensor network design for fault tolerant estimation. International journal of adaptive control et signal processing.
- [10] Zhiqiang, H.; Yu, Z.; Pierre, F.; Lei, S.; Jianfeng, H. (2017). Incipient Fault

Diagnosis of Roller Bearing Using Optimized Wavelet Transform Based Multi-Speed Vibration Signatures. IEEE Access. Volume: 5, Pages: 19442 – 19456.

- [11] Wang, Y.; Zhang, F.; Chen, F. (2017). The gas regulator fault diagnosis based on PCA-RBF neural network. 20th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS). Pages: 1 – 6.
- [12] Hamid, A.; Mahdi, A.S.; Mostafa, Y. (2016). Alarm management based fault diagnosis of V94.2 gas turbines by applying linear filters. 4th International Conference on Robotics and Mechatronics (ICROM). Pages: 355 – 360.
- [13] Xiang, Y.; Peng, L.; Youmin, Z. (2017). Fault-tolerant control design against actuator faults with application to UAV formation flight. 36th Chinese Control Conference (CCC). Pages: 7167 – 7171.
- [14] Duc-Tien, N.; David, S.; Lahcen, S. (2017). Quaternion-based robust faulttolerant control of a quadrotor UAV. International Conference on Unmanned Aircraft Systems (ICUAS). Pages: 1333 – 1342.
- [15] Abdel-Razzak, M.; Hassan, N.; François, B. (2014). Active fault tolerant control of quadrotor UAV using Sliding Mode Control. International Conference on Unmanned Aircraft Systems (ICUAS). Pages: 156 – 166.
- Yilin, M.; Feng, X.; Junbo, T.; Xueqian, W.; Bin, L. (2017). Fault-tolerant control of a 2-DOF robot manipulator using multi-sensor switching strategy. 36th Chinese Control Conference (CCC). Pages: 7307 7314.
- [17] Mohamed, A.K.; Xiang, Y.; Youmin, Z. (2017). Fault-Tolerant Cooperative Control Design of Multiple Wheeled Mobile Robots. IEEE Transactions on Control Systems Technology, Volume: PP, Issue: 99. Pages: 1 – 9.
- [18] Chuangqiang, G.; Fenglei, N.; Hong, L.; Haibo, G. (2014). Reconfigurable faulttolerant joint control system for space robot. Proceeding of the 11th World Congress on Intelligent Control and Automation. Pages: 1899 – 1904.

- [19] Christian, J. M.; José, de O.; Mariana, S. M. C.; Ademir, N. (2017). Fault tolerant control for permanent magnet synchronous motor. IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC). Pages: 1 8.
- [20] Grzegorz, T.; Piotr, S.; Teresa, O.K. (2017). Fault tolerant sliding mode direct torque control of induction motor with inverter reconfiguration. IEEE 26th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE). Pages: 1825 – 1831.
- [21] Mogens, B., Michel, K. ; Jan, L. ; Marcel, S. (2016). Diagnosis and Fault-Tolerant Control 3rd ed.
- [22] Hassan, N.; Didier, T.; Jean-Christophe, P.; Abbas, C. (2009). Fault-tolerant Control Systems: Design and Practical Applications (Advances in Industrial Control).
- [23] Prashant, M.; Jinfeng, L.; Panagiotis, D.C. (2013). Fault-Tolerant Process Control: Methods and Applications.
- [24] Steven X. D. (2014). Data-driven Design of Fault Diagnosis and Fault-tolerant Control Systems (Advances in Industrial Control).
- [25] Utkin, V.I. (1973). Sliding modes in multidimensional systems with variable structure. IEEE Conference on Decision and Control including the 12th Symposium on Adaptive Processes (pp. 727 – 727). doi: 10.1109/CDC.1973.269255.
- Utkin, V.I. (1977). Variable structure systems with sliding modes. IEEE
 Transactions on Automatic Control, 22(2), 212 222, doi: 10.1109/TAC.1977.1101446.
- [27] Sabanovic, A.; Izosimov, D.B.(1981). Application of sliding modes to induction motor control. IEEE Transactions on Industry Applications, IA-17(1), 41 - 49, doi: 10.1109/TIA.1981.4503896.
- [28] Jie, Z.; Chan, W.C.; Wang, A.; Barton, T.H. (1988). Synthesis of optimal sliding

mode control for robust DC drive. Industry Applications Society Annual Meeting, Conference Record of the IEEE,1, 535 - 542, doi: 10.1109/IAS.1988.25112.

- [29] Harashima, F.; Xu, J.X.; Hashimoto, H. (1987). Tracking control of robot manipulators using sliding mode. IEEE Transactions on Power Electronics. , PE-2(2), 169-176, doi: 10.1109/TPEL.1987.4766351.
- Utkin, V.I.; Drakunov, S.V.; Hashimoto, H.; Harashima, F. (1991). Robot path obstacle avoidance control via sliding mode approach. IEEE/RSJ International Workshop on Intelligent Robots and Systems '91.' Intelligence for Mechanical Systems, Proceedings IROS '91 (pp. 1287-1290). doi: 10.1109/IROS.1991.174678.
- [31] Han-Shue T.; Tomizuka, M. (1990). An adaptive sliding mode vehicle traction controller design. American Control Conference (pp. 1856–1862).
- [32] Fossas, E. ; Biel, D.; Riera, J.; Sudria, A.; Grino, R. (2000). Sliding mode control of single phase AC/DC/AC converter. VII IEEE International Power Electronics Congress, 2000. CIEP 2000. (pp. 271 275). doi: 10.1109/CIEP.2000.891425.
- [33] Shah, M.Z.; Samar, R.; Bhatti, A.I. (2015). Guidance of air vehicles: a sliding mode approach. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 23(1), 231-244, doi: 10.1109/TCST.2014.2322773.
- [34] Jingmei, Z.; Changyin S.; Ruimin Z.; Chengshan, Q. (2015). Adaptive sliding mode control for re-entry attitude of near space hypersonic vehicle based on backstepping design. IEEE/CAA Journal of Automatica Sinica, 2(1), 94 - 101, doi: 10.1109/JAS.2015.7032910.
- [35] Doyle, J. C.; Glover, K.; Khargonekar, P. P.; Francis, B. A. (1988). State-space solutions to standard H2 and H_{∞} control problems 1988 American Control Conference Year: 1988 Pages: 1691 1696.
- [36] Andrés, M. (2017). Revisiting the aircraft C* control law: A comparison

between classical and structured H infinity designs. 2017 IEEE Conference on Control Technology and Applications (CCTA) Year: 2017 Pages: 2114 – 2119.

- [37] Methods, J. G; Lewis, F.; Subbarao, K.; Chen, B. M. (2007). Attitude Control System Design for Unmanned Aerial Vehicles using H-Infinity and Loopshaping 2007 IEEE International Conference on Control and Automation Year: 2007 Pages: 1174 – 1179.
- [38] Anirban, N.; Surendra S. P.; Kaushal, K.; Akbar, S. A. (2013). A robust H-infinity based depth control of an autonomous underwater vehicle. 2013 International Conference on Advanced Electronic Systems (ICAES) Year: 2013 Pages: 68 73.
- [39] Feedback Co. (1998). Twin Rotor MIMO System user manual.
- [40] Darus, I.Z.M. ; Aldebrez, F.M. ; Tokhi, M.O. (2004). Parametric modelling of a twin rotor system using genetic algorithms. Control, Communications and Signal Processing, 2004. First International Symposium on Digital Object Identifier: 10.1109/ISCCSP.2004.1296232, Page(s): 115 – 118.
- [41] Shaheed, M.H. (2004). Performance analysis of 4 types of conjugate gradient algorithms in the nonlinear dynamic modelling of a TRMS using feed forward neural networks. Systems, Man and Cybernetics, 2004 IEEE International Conference on Volume: 6 Digital Object Identifier: 10.1109/ICSMC.2004.1401153 , Page(s): 5985 5990 vol.6
- [42] Toha, S.F. ; Tokhi, M.O. (2008). MLP and Elman recurrent neural network modelling for the TRMS. Cybernetic Intelligent Systems, 2008. CIS 2008. 7th IEEE International Conference on Digital Object Identifier: 10.1109/UKRICIS.2008.4798969, Page(s): 1 – 6.
- [43] Toha, S.F. ; Latiff, I.A. ; Mohamad, M. ; Tokhi, M.O. (2009). Parametric Modelling of a TRMS Using Dynamic Spread Factor Particle Swarm Optimisation. Computer Modelling and Simulation, 2009. UKSIM '09. 11th International Conference on Digital Object Identifier:

10.1109/UKSIM.2009.109, Page(s): 95 – 100.

- [44] Aldebrez, F.M. ; Darus, I.Z.M. ; Tokhi, M.O. (2004). Dynamic modelling of a twin rotor system in hovering position . Control, Communications and Signal Processing, 2004. First International Symposium on Digital Object Identifier: 10.1109/ISCCSP.2004.1296572 , Page(s): 823 826.
- [45] Rahideh, A. ; Shaheed, M.H. (2008). Dynamic modelling of a twin rotor MIMO system using grey box approach. Mechatronics and Its Applications, 2008.
 ISMA 2008. 5th International Symposium on Digital Object Identifier: 10.1109/ISMA.2008.4648835, Page(s): 1 6.
- [46] Rahideh, A. ; Shaheed, M.H. ; Bajodah, A.H. (2007). Adaptive Nonlinear Model Inversion Control of a Twin Rotor System Using Artificial Intelligence. Control Applications, 2007. CCA 2007. IEEE International Conference on Digital Object Identifier: 10.1109/CCA.2007.4389347, Page(s): 898 – 903.
- [47] Rahideh, A. ; Shaheed, M.H. ; Bajodah, A.H. (2008). Neural network based adaptive nonlinear model inversion control of a twin rotor system in real time. Cybernetic Intelligent Systems, 2008. CIS 2008. 7th IEEE International Conference on Digital Object Identifier: 10.1109/UKRICIS.2008.4798952, Page(s): 1 6.
- [48] Rahideh, A. ; Shaheed, M.H. (2009). Robust model predictive control of a twin rotor MIMO system. Mechatronics, 2009. ICM 2009. IEEE International Conference on Digital Object Identifier: 10.1109/ICMECH.2009.4957145, Page(s): 1 6.
- [49] Saroj, D.K. ; Kar, I. (2013). T-S fuzzy model based controller and observer design for a Twin Rotor MIMO System. Fuzzy Systems (FUZZ), 2013 IEEE International Conference on Digital Object Identifier: 10.1109/FUZZ-IEEE.2013.6622388, Page(s): 1 – 8.
- [50] Chuan-Sheng, L.; Liang-Rui, C. ; Bing-Ze L.; Shih-Kai, C.; Zhao-Syong Z. (2006).b

Improvement of the Twin Rotor MIMO System Tracking and Transient Response Using Fuzzy Control Technology. Industrial Electronics and Applications, 2006 1ST IEEE Conference on Digital Object Identifier: 10.1109/ICIEA.2006.257366, Page(s): 1 - 6.

- [51] Mirza, T.H.; Christopher E.; Halim, A. (2016). Fault Tolerant Control Schemes
 Using Integral Sliding Modes (Studies in Systems, Decision and Control) 1st ed.
 Kindle Edition.
- [52] Ali, Z.; David H.; Jérôme, C.; Denis, E.; Philippe, G. (2014). Fault Diagnosis and
 Fault-Tolerant Control and Guidance for Aerospace Vehicles: From Theory to
 Application (Advances in Industrial Control) Softcover reprint of the original
 1st ed.
- [53] Isermann R. (1997). Supervision, fault detection et fault diagnosis methods an introduction. Control Eng. Practice, 5 :639–652.
- [54] Mogens, B.; Kinnaert, M.; Lunze, J.; Staroswiecki, M. (2003). Diagnosis et fault-tolerant control. Springer-Verlag.
- [55] Niemann, H.; Stoustrup J. (2003). Passive fault tolerant control of double inverted pendulum a case study example. In : Proc. of the 5th Symposium Safeprocess, Washington. D.C, USA. pp. 1029–1034.
- [56] Boumedyen, B. (2011). Contribution à la tolérance active aux défauts des systèmes dynamiques par gestion des références. Thèse de doctorat, Sciences de l'ingenieur [physics]. Université Henri Poincaré – Nancy I. Français.
- [57] Veillette, R. (2002). Design of reliable control systems. IEEE Transactions on Automatic Control 37, 290–304.
- [58] Suyama, K. (2002). What is reliable control ?. In : Proc. of the 15th Triennal World Congress IFAC, Barcelona, Spain.
- [59] Bühler, H. (1986). Réglage par mode de glissement. Presses polytechnique et

université romandes.

- [60] Slotine, J.J.E and Lee (1992). Applied Nonlinear Control.
- [61] Chen, B. M. (2000). Robust and H infinity Control.
- [62] Chen, B. M. (1998). H_{∞} Control and Its Applications.
- [63] Petersen; Ian; Ugrinovskii; Valery, A.; Savkin; Andrey V. (2000). Robust Control Design Using H_{∞} Methods.
- [64] Orlov; Yury, V.; Aguilar; Luis, T. Advanced H∞ Control Towards Nonsmooth Theory and Applications.
- [65] Moerder, D.D.; Halyo, N.; Broussard, J. R.; Caglayan, A. K. (1989). Application of precomputed control laws in a reconfigurable aircraft flight control system. Journal of Guidance, Control, and Dynamics, 12(3), 325–33.
- [66] Maybeck, P. S.; Stevens, R. D. (1991). Reconfigurable flight control via multiple model adaptive control methods. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 27(3), 470 479.
- [67] Zhang, Y.M.; Jiang, J. (2001). Integrated active fault-tolerant control using IMM approach. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 37(4), 1221–1235.
- [68] Staroswiecki, M.; Gehin A.. From control to supervision. IFAC Safeprocess 2000, 1:312–323, 2001.
- [69] Theilliol, D.; Sauter, D.; Ponsart, J. C. (2000). A multiple model based approach for fault tolerant control in nonlinear systems. In Proc. IFAC Symposium Safeprocess.
- [70] Patton; R. J. (1997). Fault tolerant control. IFAC SAFEPROCESS'97, 2 :1033– 1055.
- [71] Isidori A., 3rd edition, 2003, nonlinear control systems (communications and

control engineering series.

- [72] Farah, F.; Moussaoui, A.; Boukhetala, D.; Tajdine, M. (2017). Design and realtime implementation of a decentralized sliding mode controller for twin rotor multi-input multi-output system. Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part I: Journal of Systems and Control Engineering. Volume: 231 issue: 1, page(s): 3-13
- [73] Sigurd, S.; Postlethwaite, I. (2005). Multivariable Feedback Control: Analysis and Design, 2nd Edition. WILEY 2005.
- [74] Gilles, D.; Stéphane F. (2000). Commande H infini et mu-analyse.
- [75] Kemin, Z.; Doyle, J.C.; Glover, K. (1196). Robust and Optimal Control, Prentice Hall 1996.
- [76] Kemin, Z.; Doyle, J.C. (1997). Essentials Of Robust Control. Prentice Hall 1997.
- [77] Doyle, J. C.; Glover, K.; Khargonekar, P. P.; Francis, B. A. (1989). State-space solutions to standard H2 and H_{∞} control problems. IEEE Transactions on Automatic Control. Volume: 34, Issue: 8 Pages: 831 847.
- [78] Skelton, R. E.; Skelton, R. E.; Iwasaki, T. (1994). The H_{∞} control problem using static output feedback. DOI: 10.1002/rnc.4590040404.
- [79] Bühler, H. (1994). Réglage par logique floue. Presses polytechnique et université romandes, 1994.
- [80] Ramalakshmi, A. P. S.; Manoharan, P. S. (2012). Non-linear modeling and PID control of twin rotor MIMO system. 2012 IEEE International Conference on Advanced Communication Control and Computing Technologies (ICACCCT). Pages: 366 369.
- [81] Poonam, S.; Santanu K. P. (2014). Multi variable self-tuning PID control of a Twin Rotor MIMO system. 2014 IEEE International Conference on Advanced

Communications, Control and Computing Technologies. Pages: 381 – 385.