

LA REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Université Saad Dahlab Blida 1

Institut d'Aéronautique et des Études Spatiales

Département de construction Aéronautique



**Mémoire de fin d'études
En vue de l'obtention du diplôme de**

Master en Aéronautique

Option : Avionique

Thème

**Conception d'un système de contrôle tolérant
aux**

Défauts : L'Approche Hybride PID-Fuzzy

Présenté par :

SABEG NEDJLA

Encadré par : Mr BOUDIBA Ouissam

Co-Promoteur: Mr AZMEDROUB Boussaad

Promotion : 2023 / 2024

Remerciements

Pour commencer, je tiens à exprimer ma gratitude envers Allah pour m'avoir guidé et soutenu tout au long de ce travail de recherche.

Je tiens à exprimer ma profonde gratitude envers mon encadrant, Monsieur BOUDIBA Ouissam, qui m'a accompagné et guidé tout au long de ce projet. Son encadrement attentif, sa disponibilité et son soutien infaillible ont joué un rôle essentiel dans la réussite de mon travail. Ses conseils éclairés et son expertise ont contribué de manière significative à l'avancement de mes recherches.

Je tiens également à remercier mon Co-promoteur Mr AZMEDROUB Boussaad , pour son précieux soutien et son engagement

J'adresse aussi mes vifs remerciements aux membres des jurys pour avoir bien voulu examiner et juger ce travail.

Dédicace

Je dédie ce modeste travail à :

À ma chère mère, dont l'amour inconditionnel, les sacrifices et la sagesse ont été une source inépuisable de force et d'inspiration. C'est grâce à ton soutien indéfectible et à tes prières que ce chemin a été possible. Je te dédie ce travail avec tout mon amour et ma gratitude.

À mon père bien-aimé, qui n'est plus parmi nous, mais dont les enseignements et le souvenir vivent en moi chaque jour.

À ma sœur, pour sa présence réconfortante.

A tous ceux qui m'aiment et que j'aime.

Résumé :

Les travaux développés dans ce mémoire se concentrent sur l'implémentation des techniques de contrôle, telles que le PID et le PID flou, afin d'évaluer leurs performances en mode longitudinal et latéral pour un drone à voilure fixe. Nous examinons en profondeur la manière dont ces méthodes participent à la stabilisation et la contrôler de l'UAV, puis nous abordons une étude du diagnostic à base d'observateurs de Luenberger pour l'estimation des états, Cette étude est complétée par la conception d'une structure de commande tolérante aux défauts visant à assurer la robustesse du système de contrôle du drone même en cas de défaut.

Mots clés : UAV, PID classique, la logique flou, PID flou, Observateur, Commande tolérante aux défauts (FTC)

Abstract

The work developed in this thesis focuses on the implementation of control techniques, such as PID and fuzzy PID, to assess their performance in both longitudinal and lateral modes for a fixed-wing drone. We expand on how these methods contribute to the stabilization and control of the UAV followed by a study on fault diagnosis based on Luenberger observers for state estimation. This study is complemented by the design of a fault-tolerant control structure aimed at ensuring the robustness of the drone's control system, even in the presence of faults.

Keywords: UAV, Classical PID, Fuzzy Logic, Fuzzy PID, Observer, Fault-Tolerant Control (FTC).

المخلص

يركز العمل المُطور في هذه المذكرة على تنفيذ تقنيات التحكم، مثل PID و PID الضبابي، لتقييم أدائها في الوضعين الطولي والجانبى لطائرة بدون طيار ذات جناح ثابت. نتناول بعمق كيفية مساهمة هذه الأساليب في استقرار وتحكم الطائرة بدون طيار، ثم ندرس تشخيص الأعطال بناءً على مراقبي لويينبرجر لتقدير الحالات. يكتمل هذا البحث بتصميم هيكل تحكم متحمل للأعطال يهدف إلى ضمان متانة نظام التحكم في الطائرة بدون طيار حتى في حالة حدوث خلل.

الكلمات المفتاحية: الطائرة بدون طيار (UAV) ، PID التقليدي، المنطق الضبابي، PID الضبابي، المراقب، التحكم المتحمل للأعطال.(FTC).

TABLE DES MATIERES

INTRODUCTION GENERALE	1
1 GENERALITE	2
1.1 INTRODUCTION	2
1.2 DEFINITION	2
1.3 HISTORIQUE	2
1.4 DIFFERENTES CATEGORIES DE VEHICULES SANS PILOTE	5
1.4.1 Classification selon la taille	5
1.4.2 Classification des drones selon la configuration aérodynamique	8
1.5 UAV A VOILURE FIXE	11
1.5.1 Description Générale de l'UAV à Voilure Fixe	11
1.5.2 Les surfaces de contrôle	11
1.6 APPLICATIONS ET UTILISATION	12
1.6.1 Utilisations Civiles des Drones	12
1.6.2 Utilisations Militaires des Drones	12
1.7 VUE D'ENSEMBLE SUR LES TYPES DE CONTROLE	13
1.7.1 Contrôleurs linéaires	13
1.7.2 LQR	13
1.7.3 H-infinity	13
1.7.4 Gain Scheduling	14
1.8 CONTROLEURS NON LINEAIRES	14
1.8.1 Backstepping	14
1.8.2 Sliding mode control	14
1.8.3 Le contrôle adaptatif	14
1.8.4 La logique floue	14
2 MODELISATION DYNAMIQUE D'UN UAV A VOILURE FIXE	16
2.1 INTRODUCTION	16
2.2 INTRODUCTION AUX REPERES DE REFERENCE	16
2.2.1 Repère terre ($OxEyEzE$)	16
2.2.2 Repère navigation ($OxVyVzV$)	16
2.2.3 Repère avion ($Oxbyzbz$)	17
2.2.4 Repère vent ($Oxwywzw$)	17
2.2.5 Repère stabilité ($Oxsyszs$)	18
2.3 ORIENTATION ET POSITION DE L'UAV	18
2.4 MODELE MATHEMATIQUE NON LINEAIRE DE L'UAV A VOILURE FIXE	19
2.4.1 Hypothèses simplificatrices	20
2.4.2 Les équations générales du mouvement.	20
2.4.3 Équations dynamiques	21
2.5 LINEARISATION DES EQUATIONS DU MOUVEMENT ET REPRESENTATION EN ESPACE D'ETAT	26
2.5.1 La théorie des petites perturbations	26
2.5.2 Équations d'état longitudinales	28
2.5.3 Équations d'état latérales	29
3 LES TECHNIQUES DE CONTROLE	33

3.1	PID	33
3.1.1	Les termes de régulateur PID	33
3.1.2	Les méthodes utilisées pour déterminer les paramètres du contrôleur PID	37
3.2	LA LOGIQUE FLOUE	37
3.2.1	Introduction	37
3.2.2	Historique	38
3.2.3	Notions de base de la logique floue	39
3.2.4	Raisonnement en logique floue et conception d'un système de contrôle flou	44
3.2.5	Catégories de régulateurs flous	48
3.3	CONTROLEUR PID BASE SUR LA LOGIQUE FLOUE	48
3.3.1	Introduction	48
3.3.2	Conception du Contrôleur PID Flou	48
3.3.3	La différence entre un PID et un PID flou	48
3.4	SIMULATION ET RESULTATS	49
3.4.1	Description du UAV UltraStick25e (Thor)	49
3.4.2	Model dynamique du drone contrôlé	49
3.4.3	Modèle d'espace d'état longitudinal	49
3.4.4	Modèle d'espace d'état latéral	50
3.4.5	Schéma du contrôleur PID	52
3.4.6	Les gains du PID utilisés en mode longitudinal et latéral	52
3.4.7	Schéma du contrôleur PID Flou	53
3.4.8	Les règles floues	53
3.4.9	Fonctions d'appartenance utilisées	55
3.5	RESULTATS DE LA SIMULATION	60
3.5.1	Surfaces de Règles Floues pour L'angle de tangage	60
3.5.2	Résultat de contrôle de l'angle de tangage (θ) :	62
3.5.3	Les signaux de commande des trois contrôleurs	62
3.5.4	Indicateurs de Performance de l'Angle de Tangage	63
3.5.5	Surfaces de Règles Floues pour l'altitude	64
3.5.6	Résultat de contrôle de l'altitude (H)	66
3.5.7	Les signaux de commande des trois contrôleurs	66
3.5.8	Indicateurs de Performance de l'altitude	67
3.5.9	Surfaces de Règles Floues pour l'angle de roulis	68
3.5.10	Résultat de contrôle l'angle de roulis (ϕ)	70
3.5.11	Les signaux de commande des trois contrôleurs	70
3.5.12	Indicateurs de Performance de l'angle de roulis	72
3.5.13	Surfaces de Règles Floues pour l'angle de lacet	72
3.5.14	Résultat de contrôle l'angle de lacet (ψ)	74
3.5.15	Les signaux de commande des trois contrôleurs	74
3.5.16	Indicateurs de Performance de l'angle de lacet	76
3.5.17	Root-mean-square error (RMSE)	76
	Tableau des Résultats RMSE	77
3.5.18	Discussion des résultats	77
4	COMMANDE TOLERANTE AUX DEFAUTS.	80
4.1	INTRODUCTION	80
4.2	CLASSIFICATION DES METHODES DE COMMANDE TOLERANTE AUX DEFAUTS :	80

4.2.1	Approches passives	80
4.2.2	Approche active	80
4.3	DIAGNOSTIC DES DEFAUTS	81
4.3.1	Méthodes Basées sur le Traitement du Signal	81
4.3.2	Méthodes de diagnostic à base du modèle mathématique	82
4.4	CLASSIFICATION DES DEFAUTS	82
4.5	METHODES DE DIAGNOSTIC A BASE D'OBSERVATEURS :	83
4.5.1	Observateurs d'état	83
4.5.2	Structure d'un observateur	83
4.5.3	Quelques définitions relatives aux observateurs	84
4.5.4	Observateur de Luenberger	85
4.6	LA COMMAND TOLERANT AUX DEFAUTS :	86
4.6.1	Expression Mathématique de la Commande FTC dans le Contrôle Tolérant aux Défauts	86
4.6.2	Résultats de la simulation	88
4.6.3	Résultats de la Commande tolérant aux défauts	89
	CONCLUSION GENERALE	91
	BIBLIOGRAPHIE	92

LISTE DES FIGURES

FIGURE 1-1:LE KETTERING BUG EST EN COURS DE PREPARATION POUR SON DECOLLAGE. _____	3
FIGURE 1-2:RADIO PLANE OQ-2 _____	3
FIGURE 1-3:THE AQM-35 SUPERSONIC TARGET PTA _____	4
FIGURE 1-4:RYAN MODEL-147 UAV _____	5
FIGURE 1-5:(A) LE GLOBAL HAWK, (B)LE NEURON, (C)LE X-45 _____	6
FIGURE 1-6:(A) LE PREDATOR, (B)LE EAGLE 1 _____	6
FIGURE 1-7:RQ-7 SHADOW 200 TACTICAL UNMANNED AERIAL VEHICLE (TUAV) SYSTEM _____	6
FIGURE 1-8:(A) LE HOVEREYE, (B) LE DRAGON EYE _____	7
FIGURE 1-9:LE PICOFLYER (PROXYFLYER) _____	7
FIGURE 1-10:LES CATEGORIES DE DRONES _____	8
FIGURE 1-11:LA LIBELLULE ARTIFICIELLE _____	8
FIGURE 1-12:L'AVION 3D _____	9
FIGURE 1-13 : L'HELICOPTERE _____	10
FIGURE 1-14:DRONES A VOILURE FIXE _____	10
FIGURE 2-1: SYSTEMES D'AXES GLOBAUX (REPERE TERRE ET REPERE DE NAVIGATION) _____	17
FIGURE 2-2: SYSTEMES D'AXES MOBILES (VENT, STABILITE ET AVION) _____	18
FIGURE 2-3:LES ROTATIONS DEFINISSANT LES ANGLES D'EULER _____	19
FIGURE 3-1:L'EFFET DE L'ACTION PROPORTIONNELLE _____	34
FIGURE 3-2:L'EFFET DE L'ACTION INTEGRALE _____	35
FIGURE 3-3:EFFET DE L'ACTION DERIVEE. _____	36
FIGURE 3-4 CONFIGURATION DU SYSTEME DE CONTROLE DE BASE. ERROR! BOOKMARK NOT DEFINED.	
FIGURE 3-5:REPRESENTATIONS DE LA HAUTEUR, LE NOYAU, LE SUPPORT _____	40
FIGURE 3-6:FONCTION TRIANGULAIRE _____	41
FIGURE 3-7:FONCTION TRAPEZOÏDALE _____	41
FIGURE 3-8:PRESENTATION DE LA VARIABLE LINGUISTIQUE TEMPERATURE _____	43
FIGURE 3-9 : A) UNION B) INTERSECTION C) COMPLEMENT. _____	44
FIGURE 3-10: CONTROLEUR PID FONDE SUR UN CONTROLEUR FLOU _____	48
FIGURE 3-11::MODE DE CONTROLE PID EN DIRECTION LONGITUDINAL _____	52
FIGURE 3-12:MODE DE CONTROLE PID EN DIRECTION LATERALE _____	52
FIGURE 3-13:SCHEMA DU CONTROLEUR PID FLOU _____	53
FIGURE 3-14:FONCTIONS D'APPARTENANCE DU SIGNAL D'ERREUR _____	55
FIGURE 3-15:FONCTIONS D'APPARTENANCE DU SIGNAL DE LA DERIVEE DE L'ERREUR _____	56
FIGURE 3-16:FONCTIONS D'APPARTENANCE UTILISEES POUR K _P _____	56
FIGURE 3-17:FONCTIONS D'APPARTENANCE UTILISEES POUR K _I _____	57

FIGURE 3-18:FONCTIONS D'APPARTENANCE UTILISEES POUR KD	57
FIGURE 3-19:FONCTIONS D'APPARTENANCE DU SIGNAL D'ERREUR POUR 49 REGLES	58
FIGURE 3-20:FONCTIONS D'APPARTENANCE DU SIGNAL DE LA DERIVEE D'ERREUR POUR 49 REGLES	58
FIGURE 3-21:FONCTIONS D'APPARTENANCE UTILISEES POUR KP	59
FIGURE 3-22:FONCTIONS D'APPARTENANCE UTILISEES POUR KI	59
FIGURE 3-24 : SURFACE DES REGLES FLOUES POUR LE GAIN PROPORTIONNEL KP(9 REGLES) APPLIQUE A L'ANGLE DE TANGAGE	62
FIGURE 3-25 : SURFACE DES REGLES FLOUES POUR LE GAIN PROPORTIONNEL KP(49 REGLES) APPLIQUE A L'ANGLE DE TANGAGE	62
FIGURE 3-26 : SURFACE DES REGLES FLOUES POUR LE GAIN INTEGRAL KI (9 REGLES) APPLIQUE A L'ANGLE DE TANGAGE	62
FIGURE 3-27 : SURFACE DES REGLES FLOUES POUR LE GAIN INTEGRAL KI (49 REGLES) APPLIQUE A L'ANGLE DE TANGAGE	62
FIGURE 3-28 : SURFACE DES REGLES FLOUES POUR LE GAIN DERIVE KD (9 REGLES) APPLIQUE A L'ANGLE DE TANGAGE	62
FIGURE 3-29 : SURFACE DES REGLES FLOUES POUR LE GAIN DERIVE KD (49 REGLES) APPLIQUE A L'ANGLE DE TANGAGE	62
FIGURE 3-30 : RESULTAT DE CONTROLE DE L'ANGLE DE TANGAGE PAR LES 3 METHODES DE CONTROLE	63
FIGURE 3-31 : SIGNAL DE COMMANDE DU CONTRÔLEUR PID DE L'ANGLE DE TANGAGE	63
FIGURE 3-32 : SIGNAL DE COMMANDE DU PID FLOU AVEC 9 RÈGLES DE L'ANGLE DE TANGAGE	64
FIGURE 3-33 : SIGNAL DE COMMANDE DU PID FLOU AVEC 49 RÈGLES DE L'ANGLE DE TANGAGE	64
FIGURE 3-34 : SURFACE DES REGLES FLOUES POUR LE GAIN PROPORTIONNEL KP (9 REGLES) APPLIQUE A L'ALTITUDE	66
FIGURE 3-35 : SURFACE DES REGLES FLOUES POUR LE GAIN PROPORTIONNEL KP (49 REGLES) APPLIQUE A L'ALTITUDE	66
FIGURE 3-36 : SURFACE DES REGLES FLOUES POUR LE GAIN INTEGRAL KI (9 REGLES) APPLIQUE A L'ALTITUDE	66
FIGURE 3-37 : SURFACE DES REGLES FLOUES POUR LE GAIN INTEGRAL KI (49 REGLES) APPLIQUE A L'ALTITUDE	66
FIGURE 3-38 : SURFACE DES REGLES FLOUES POUR LE GAIN DERIVE KD (9 REGLES) APPLIQUE A L'ALTITUDE	66
FIGURE 3-39 : SURFACE DES REGLES FLOUES POUR LE GAIN DERIVE KD (49 REGLES) APPLIQUE A L'ALTITUDE	66
FIGURE 3-40 : RESULTAT DE CONTROLE DE L'ALTITUDE (H) PAR LES 3 METHODES DE CONTROLE	66
FIGURE 3-41 : SIGNAL DE COMMANDE DU CONTRÔLEUR PID DE L'ALTITUDE	67
FIGURE 3-42 : SIGNAL DE COMMANDE DU PID FLOU AVEC 9 RÈGLES DE L'ALTITUDE	68
FIGURE 3-43 : SIGNAL DE COMMANDE DU PID FLOU AVEC 49 RÈGLES DE L'ALTITUDE	68
FIGURE 3-44 : SURFACE DES REGLES FLOUES POUR LE GAIN PROPORTIONNEL KP (9 REGLES) APPLIQUE A L'ANGLE DE ROULIS	70
FIGURE 3-45 : SURFACE DES REGLES FLOUES POUR LE GAIN PROPORTIONNEL KP(49 REGLES) APPLIQUE A L'ANGLE DE ROULIS	70
FIGURE 3-46 : SURFACE DES REGLES FLOUES POUR LE GAIN INTEGRAL KI (9 REGLES) APPLIQUE A L'ANGLE DE ROULIS	70

FIGURE 3-47 : SURFACE DES REGLES FLOUES POUR LE GAIN INTEGRAL KI (49 REGLES) APPLIQUE A L'ANGLE DE ROULIS	70
FIGURE 3-48 : SURFACE DES REGLES FLOUES POUR LE GAIN DERIVE KD (9 REGLES) APPLIQUE A L'ANGLE DE ROULIS	70
FIGURE 3-49 : SURFACE DES REGLES FLOUES POUR LE GAIN DERIVE KD (49 REGLES) APPLIQUE A L'ANGLE DE ROULIS	70
FIGURE 3-50 : RESULTAT DE CONTROLE DE L' ANGE DE ROULIS PAR LES 3 METHODES DE CONTROLE	71
FIGURE 3-51 : SIGNAL DE COMMANDE DU CONTRÔLEUR PID DE L' ANGLE DE ROULIS	71
FIGURE 3-52 : SIGNAL DE COMMANDE DU CONTRÔLEUR PID FLOU AVEC 9 RÈGLES DE L'ANGLE DE ROULIS	72
FIGURE 3-53 : SIGNAL DE COMMANDE DU CONTRÔLEUR PID FLOU AVEC 49 RÈGLES DE L'ANGLE DE ROULIS	72
FIGURE 3-54 : SURFACE DES REGLES FLOUES POUR LE GAIN PROPORTIONNEL KP (9 REGLES) APPLIQUE A L'ANGLE DE LACET	74
FIGURE 3-55 : SURFACE DES REGLES FLOUES POUR LE GAIN PROPORTIONNEL KP (49 REGLES) APPLIQUE A L'ANGLE DE LACET	74
FIGURE 3-56 : SURFACE DES REGLES FLOUES POUR LE GAIN INTEGRAL KI(9 REGLES) APPLIQUE A L'ANGLE DE LACET	74
FIGURE 3-57 : SURFACE DES REGLES FLOUES POUR LE GAIN INTEGRAL KI (49 REGLES) APPLIQUE A L'ANGLE DE LACET	74
FIGURE 3-58 : SURFACE DES REGLES FLOUES POUR LE GAIN DERIVE KD (9 REGLES) APPLIQUE A L'ANGLE DE LACET	74
FIGURE 3-59 : SURFACE DES REGLES FLOUES POUR LE GAIN DERIVE KD (49 REGLES) APPLIQUE A L'ANGLE DE LACET	74
FIGURE 3-60 : RESULTAT DE L' ANGLE DE LACET (Ψ) DES 3 METHODES DE CONTROLE	75
FIGURE 3-61 : SIGNAL DE COMMANDE DU CONTRÔLEUR PID DE L' ANGLE DE LACET	75
FIGURE 3-62 : SIGNAL DE COMMANDE DU CONTRÔLEUR PID FLOU AVEC 9 RÈGLES DE L' ANGLE DE LACET	76
FIGURE 3-63 : SIGNAL DE COMMANDE DU CONTRÔLEUR PID FLOU AVEC 49 RÈGLES DE L' ANGLE DE LACET	76
FIGURE 4-1:SCHEMA DE PRINCIPE D'UNE LOI DE COMMANDE FTC PASSIVE	80
FIGURE 4-2:SCHEMA DE PRINCIPE D'UNE LOI DE COMMANDE FTC ACTIVE	81
FIGURE 4-3:EVOLUTION TEMPORELLE D'UN DEFAUT : A) BRUSQUE, B) GRADUEL ET C) INTERMITTEN	82
FIGURE 4-4:DIAGRAMME STRUCTUREL D'UN OBSERVATEUR D'ORDRE PLEIN	84
FIGURE 4-5:STRUCTURE DE L'OBSERVATEUR D'ETAT DE LUENBERGER.	85
FIGURE 4-6:STRATEGIE DE LA COMMANDE TOLERANTE AUX DEFAUTS	86
FIGURE 4-7:RESULTATS DE L'ESTIMATION DE L' ANGLE DE TANGAGE PAR L'OBSERVATEUR DE LUENBERGER EN PRESENCE DE DEFAUT	88
FIGURE 4-8: RESULTATS DE L'ESTIMATION DE LA VITESSE PAR L'OBSERVATEUR DE LUENBERGER EN PRESENCE DE DEFAUT	88
FIGURE 4-9 : ESTIMATION DE DE L' ANGLE DE TANGAGE VIA L'OBSERVATEUR DANS UN SYSTEME DE COMMANDE TOLERANTE AUX DEFAUTS	89

LISTE DES TABLEAUX

TABLEAU 1:LES PARAMETRES DU CONTROLEUR PIS SELON LA METHODE DE REPONSE EN ECHELON DE ZIEGLER-NICHOLS.	ERROR! BOOKMARK NOT DEFINED.
TABLEAU 2:LES PARAMETRES DU CONTROLEUR PID SELON LA METHODE DE REPONSE EN FREQUENCE DE ZIEGLER-NICHOLS.	ERROR! BOOKMARK NOT DEFINED.
TABLEAU 3 : SYNTHESE DES DIFFERENTES METHODES D'INFERENCE.....	46
TABLEAU 4:TABLEAU DES PARAMETRES DE L'ULTRASTICK25E (THOR)	49
TABLEAU 5:LES GAINS DU PID UTILISES EN MODE LONGITUDINAL ET LATERAL	52
TABLEAU 6:REGLES FLOUES POUR K_P AVEC 9 REGLES	53
TABLEAU 7:REGLES FLOUES POUR K_I AVEC 9 REGLES.....	53
TABLEAU 8:REGLES FLOUES POUR K_D AVEC 9 REGLES.....	53
TABLEAU 9:REGLES FLOUES POUR K_P AVEC 49 REGLES	54
TABLEAU 10:REGLES FLOUES POUR K_I AVEC 49 REGLES	54
TABLEAU 11:REGLES FLOUES POUR K_D AVEC 49 REGLES	54
TABLEAU 12:DIFFERENTS INDICATEURS DE PERFORMANCE DE L'ANGLE DE TANGAGE.	63
TABLEAU 13:DIFFERENTS INDICATEURS DE PERFORMANCE POUR L'ALTITUDE.....	68
TABLEAU 14:DIFFERENTS INDICATEURS DE PERFORMANCE POUR L'ANGLE DE ROULIS	72
TABLEAU 15:DIFFERENTS INDICATEURS DE PERFORMANCE POUR L'ANGLE DE LACET.....	76
TABLEAU 16:LES RESULTATS DE RMSE POUR TROIS STRATEGIES DE CONTROLE	77

Notations :

θ : l'angle de tangage

ϕ : l'angle de roulis

ψ : l'angle de lacet

$Ox_E y_E z_E$: Les axes de repère terre

$Ox_V y_V z_V$: Les axes de repère de navigation

$Ox_b y_b z_b$: Les axes de repère avion

$Ox_w y_w z_w$: Les axes de repère vent

p, q, r : Vitesses angulaires

δ_e : déviation de la gouverne de profondeur

δ_t : déviation de la manette des gaz

δ_a : déviation de l'aile

δ_r : déviation du gouvernail

T_1^0 : la matrice de transformation

ω : vecteur de la vitesse angulaire

F_A : La force aérodynamique

F_T : Forces dues à la propulsion du moteur

F_G : Forces dues à la gravité

M_A : Le moment aérodynamique

h_p : Le moment angulaire

K_p : Gain proportionnel

K_i : Gain intégral

k_d : Gain dérivé

K_m : la poussée maximale du moteur

C_l, C_m, C_n : les coefficients aérodynamiques de moments

h_p : Le moment angulaire associé à la masse en rotation

ρ : la densité de l'air

C_x, C_y, C_z : les coefficients de force aérodynamiques

Liste des abréviations:

UAV: Unmanned Aerial Véhicule.

TUAV: Tactical Unmanned Aerial Vehicle)

LQR : Linear Quadratic Regulator (Régulateur Quadratique Linéaire)

PID : Proportionnel, Intégral, Dérivé.

FL : Fuzzy logic

RMSE: Root Mean Square Error.

FTC : Contrôle Tolérant aux Défaillances.

PFTCS : Systèmes de Contrôle Tolérants aux défauts.

AFTCS : Systèmes de Contrôle Actifs Tolérants aux Défauts.

INTRODUCTION GENERALE

L'évolution des Véhicules Aériens sans pilote, communément appelés drones a connu une croissance remarquable au cours des dernières décennies, ces appareils sont de plus en plus utilisés dans un grand nombre de domaines. Initialement, ces appareils étaient principalement utilisés dans des contextes militaires pour des missions de reconnaissance, de surveillance, et parfois même pour des opérations offensives.

Avec les progrès rapides des technologies informatiques, ainsi que le développement des capteurs et des actionneurs, les drones ont considérablement évolué. De nos jours, les drones sont utilisés dans de nombreuses applications civiles, telles que la surveillance du trafic routier, la protection de l'environnement, les opérations de recherche et de sauvetage, ainsi que la gestion d'infrastructures critiques, y compris les lignes à haute tension, les barrages et les ponts.

Récemment, le contrôle des engins volants a suscité un intérêt croissant de la part des chercheurs, des ingénieurs en aéronautique. Cet engouement est motivé par la nécessité d'améliorer les performances de vol, de garantir la stabilité des systèmes et de développer des méthodes de contrôle plus robustes. Les régulateurs les plus connus utilisés dans les processus de contrôle industriel sont les régulateurs proportionnels-intégrateurs-dérivés (PID) en raison de leur structure simple et de leurs performances robustes dans une large gamme de conditions de fonctionnement. Cependant, étant linéaire, le contrôleur PID n'est pas adapté aux systèmes fortement non linéaires. Le contrôle flou est souvent présenté comme une alternative au contrôle PID. La plupart des contrôleurs flous utilisés dans l'industrie ont la même structure que les contrôleurs PI ou PID incrémentaux. La paramétrisation à l'aide de règles et de fonctions d'appartenance floues facilite l'ajout de non-linéarités, de logiques et de signaux d'entrée supplémentaires à la loi de commande. Ainsi, ces dernières années, les contrôleurs à logique floue (FLC), en particulier les régulateurs PID flous, ont été largement utilisés dans les processus industriels grâce à leur nature heuristique associée à la simplicité et à l'efficacité, tant pour les systèmes linéaires que non linéaires.

Dans la plupart des systèmes de contrôle conventionnels, les régulateurs sont conçus pour des systèmes sans défaut, sans tenir compte de la possibilité d'occurrence de pannes. Pour surmonter ces limitations, les systèmes complexes modernes utilisent des régulateurs sophistiqués, développés avec des capacités d'accommodation et de tolérance aux défauts, afin de répondre aux exigences de fiabilité et de performance. Le système Tolérant aux défauts est un système de contrôle capable de maintenir la performance du système proche de celle souhaitée et de préserver les conditions de stabilité, non seulement lorsque le système est exempt de défauts, mais également en présence de composants défectueux, ou du moins d'assurer des performances dégradées qui peuvent être acceptées comme un compromis. Le système tolérant aux défauts a été motivé par divers objectifs selon les applications ; il peut améliorer la fiabilité et la sécurité dans les processus industriels et les applications critiques pour la sécurité, telles que le contrôle de vol. [49]

L'objectif de ce travail est la conception et l'optimisation des systèmes de régulation pour un drone à voilure fixe. Il s'agit de créer un modèle dynamique précis de l'UAV, d'implémenter et de comparer plusieurs stratégies de contrôle, ainsi que d'évaluer leur efficacité en matière de stabilité et de fiabilité et en intégrant des méthodes de commande tolérante aux défauts, ce

travail cherche à améliorer la résilience du système face aux pannes et à assurer un fonctionnement optimal dans diverses conditions.

Ce mémoire est divisé en quatre chapitres, organisés comme suit :

Chapitre 1 : Ce chapitre constitue une introduction générale, divisée en deux parties essentielles. La première partie présente un bref historique des drones et propose une classification des systèmes aériens en fonction de leur taille, et en fonction du mode de propulsion, La deuxième partie aborde les contrôleurs, en débutant par les contrôleurs linéaires, tels que le PID,

Chapitre 2 : traite des aspects clés de la dynamique de vol de l'UAV commence par une analyse des forces qui influencent l'UAV en vol, puis il introduit les divers systèmes de coordonnées employés pour établir la position et l'orientation de l'UAV. Le chapitre se concentre sur le développement du modèle mathématique non linéaire de l'UAV, en abordant les hypothèses simplificatrices, les équations générales du mouvement, ainsi que les équations dynamiques.

Chapitre 3 : Le troisième chapitre aborde l'implémentation des techniques de contrôle sur le drone à voilure fixe, en se concentrant sur les commandes PID, floues et les commandes PID floues. Il détaillera les principes de fonctionnement, les applications spécifiques et les caractéristiques uniques de chaque méthode, tout en examinant les stratégies de commande traditionnelles et avancées qui leur sont associées. Ensuite, il explore les résultats des tests effectués avec les commandes PID et PID floues dans les modes longitudinal et latéral, en mettant en évidence les avantages et les limites de chaque approche. Le chapitre se termine par une discussion sur l'optimisation des paramètres des contrôleurs et une comparaison des performances des différentes stratégies de contrôle.

Chapitre 4 : Ce chapitre présente les concepts clés associés à la commande tolérante aux défauts ainsi que les outils essentiels pour l'analyse de la fiabilité des systèmes. La première section est dédiée à un état des lieux des diverses méthodes de commande tolérante aux fautes, en se concentrant particulièrement sur les approches actives. La seconde section introduit les différentes définitions et les concepts fondamentaux liés à l'étude de la fiabilité des systèmes. La deuxième partie traite l'application des observateurs, notamment l'observateur de Luenberger, qui constitue un instrument crucial pour l'estimation des états du système et la détection des défauts

Chapitre 01

Généralité sur les drones

1 Généralité

1.1 Introduction

Les drones sont des engins volants capables de transporter des caméras, des capteurs, des équipements de communication ou d'autres dispositifs. Ils sont utilisés pour réaliser des missions de reconnaissances, de recherche d'informations ou pour des opérations de combat.

Dans ce chapitre, nous présentons de façon générale les drones, leur historique, leurs classifications.

1.2 Définition

Un UAV (Véhicule Aérien sans Pilote) est un aéronef qui fonctionne sans pilote humain à bord. Toutes ses fonctions aérodynamiques peuvent être contrôlées soit par des capteurs embarqués, soit par un opérateur humain depuis une station de contrôle au sol, soit par des systèmes électroniques et électro-optiques autonomes. [6]

Les UAV ont été initialement utilisés à des fins militaires, principalement pour des missions d'observation, de reconnaissance et d'attaques ciblées. Actuellement, 90 % du marché mondial est dominé par les UAV (Véhicules Aériens sans Pilote) qui sont essentiellement utilisés dans des domaines militaires tels que le positionnement électromagnétique et le ciblage.

Les UAV ont également de nombreuses applications civiles dans divers domaines tels que l'agriculture, les loisirs, le cinéma, la télévision, etc. En raison de leur capacité à transporter des appareils photo, des caméras infrarouges ou des capteurs environnementaux.

1.3 Historique

DE L'INITIATION DE L'AVIATION JUSQU'À LA FIN DE LA SECONDE GUERRE MONDIALE.

En 1903, après le premier vol des frères Wright, l'aviation a connu une évolution rapide, conduisant à l'émergence des premiers drones, désignés sous le terme de "bombes volantes". Ces dispositifs, destinés à s'écraser sur des cibles spécifiques, peuvent être considérés comme les précurseurs des missiles de croisière. Au cours de la Première Guerre mondiale, en raison des pertes importantes d'avions et de pilotes, les forces armées ont commencé à envisager l'utilisation de drones pour certaines missions. Le premier prototype, développé par Elmer Sperry, était équipé d'un système de pilotage automatique, avec des essais réalisés en 1917, bien que la précision des bombes larguées laissât à désirer. [61]

En 1917, Charles Kettering a élaboré le Kettering Bug [figure 1_1], une innovation en tant que bombe volante autonome, intégrant un fuselage conçu par Orville Wright et un système de navigation développé par Elmer Sperry. Ce drone biplan, chargé de 80 kg d'explosifs, avait pour objectif de s'écraser sur sa cible après un vol automatisé. Cependant, il n'a jamais été

déployé sur le champ de bataille, la Première Guerre mondiale prenant fin avant son entrée en service.



Figure 1-1 Le Kettering Bug est en cours de préparation pour son décollage.

Après la guerre, les avions de chasse ont connu des avancées significatives, entraînant la création de drones cibles autonomes destinés à l'entraînement, tel que le Queen Bee au Royaume-Uni. Ce drone novateur, dérivé du De Havilland DH 82 Tiger Moth, avait la capacité de retourner à sa base après l'exécution de sa mission, représentant ainsi une avancée majeure dans le développement des véhicules aériens sans pilote. [61]

La Seconde Guerre mondiale a entraîné une hausse significative de la demande pour des drones cibles, ce qui a conduit à la conception du Radio Plane OQ-2 [Figure 2] aux États-Unis, réalisé par Reginald Denny. Ce drone, construit en bois et de type monoplane, était équipé d'un parachute pour assurer un atterrissage sécurisé en cas de perte de signal. Il représentait un modèle innovant, capable de décoller et d'atterrir sur des pistes conventionnelles, minimisant ainsi les risques de dommages. [61]



Figure 1-2: Radio Plane OQ-2

Après la Seconde Guerre mondiale, l'entreprise de Reginald Denny a conçu plusieurs modèles OQ, parmi lesquels l'OQ-14, le plus avancé, qui a continué à être utilisé après la guerre. Pendant la Seconde Guerre mondiale, avec la perte croissante de bombardiers lors des missions de bombardement, les belligérants ont cherché des alternatives aux bombardiers conventionnels, revenant à l'idée des bombes volantes.

À la fin des années 1930, les Allemands ont développé la torpille aérienne V-1 dans le but de bombardier Londres. Le moteur à pulsoréacteur, qui a été inventé en 1941, fournissait la puissance nécessaire pour un vol de 320 km avec une charge explosive de 850 kg. Néanmoins, des problèmes de stabilité ont retardé son déploiement, et ce n'est qu'en 1944 que la V-1 a été utilisée en combat. [61]

ÉVOLUTION DE L'AVIATION DURANT LES PREMIERS DÉCENNIES DE LA GUERRE FROIDE.

Après la Seconde Guerre mondiale, la recherche sur les UAVs a progressé, soutenue par le développement des systèmes automatisés. Dans les années 1950, les unités de défense aérienne ont besoin de drones supersoniques pour simuler des cibles rapides. En 1953, la Northrop a développé l'AQM-35, capable d'atteindre Mach 1,55, mais le programme a été arrêté car le drone était trop rapide pour être suivi par les systèmes de défense.[61]



Figure 1-3: The AQM-35 supersonic target PTA

Au cours de la guerre froide, la reconnaissance stratégique a pris une importance capitale. L'avion U-2, conçu dans les années 1950, a été abattu par les Soviétiques en 1960, révélant ainsi les limites des aéronefs espions opérant à haute altitude. En réaction, les États-Unis ont entrepris le développement de drones de reconnaissance.

En 1960, la société Ryan Aeronautical a transformé le modèle Ryan 147 en drones de reconnaissance, baptisés « Lightning Bug » (BQM-34 Firebee). Ce drone pouvait être lancé depuis le sol, un navire ou un avion DC-130. Pendant la guerre du Vietnam, les Firebees ont réalisé plus de 3400 missions, contribuant à l'identification des missiles de défense vietnamiens et améliorant la survie des opérations grâce à des systèmes d'alerte radar et à des capacités de transmission en temps réel des données à partir de 1972.[61]



Figure 1-4: Ryan Model-147 UAV

De la fin de la guerre du Vietnam à la fin des années 1990 :

Après la guerre du Vietnam, les années 1970 et 1980 ont vu une avancée rapide des UAVs grâce aux progrès en électronique et en technologie numérique. Israël est devenu un leader dans ce domaine, utilisant des drones comme le Mastiff et le Scout pour la collecte de renseignements et la surveillance. Les États-Unis ont ensuite développé le Pioneer, un drone compact et abordable, malgré quelques problèmes techniques.

Dans les années 1990, les UAVs ont joué un rôle clé dans des conflits comme l'opération Desert Shield et en Europe, avec des modèles avancés comme le Predator, capable de missions de reconnaissance en toutes conditions. Les forces terrestres ont également adopté des drones légers comme le Pointer, prouvant leur utilité et leur efficacité croissante dans divers théâtres de combat.[61]

1.4 Différentes catégories de véhicules sans pilote

La classification des UAVs (drones) présente une certaine complexité en raison de la diversité des types de drones, qui vont des nano-drones pesant quelques grammes aux drones lourds capables d'effectuer des missions dépassant 24 heures à des milliers de kilomètres de leur point de départ. Cependant, les véhicules aériens autonomes peuvent être regroupés en plusieurs classes selon divers critères : l'altitude de croisière, le rayon d'action, l'endurance, la taille (longueur, envergure, etc.) ou le type de voilure (fixe, tournante ou battante).

Nous proposons une classification générale des drones fondée sur leur taille et leur mode de propulsion.

1.4.1 Classification selon la taille

1.4.1.1 HALE (Haute Altitude Longue Endurance) :

Ce sont des drones de grande taille, le plus souvent à voilure fixe. Capable de voler à des altitudes dépassant 15 000 mètres et avec une endurance de 24 heures. Ils effectuent des missions de reconnaissance et de surveillance à très longue portée (transglobale) et sont de plus en plus armés. Ils sont généralement exploités par les forces aériennes à partir de bases fixes.[1]



Figure 1-5:(a) Le Global hawk, (b)Le Neuron, (c)Le X-45

1.4.1.2 MALE (Moyenne Altitude Longue Endurance)

Les drones de moyenne altitude et à longue endurance (MALE) opèrent habituellement à des altitudes comprises entre 5 000 et 15 000 mètres, avec une autonomie pouvant atteindre 24 heures. Ces drones sont conçus pour des opérations de surveillance et de reconnaissance de longue durée à moyenne altitude. Grâce à leur capacité à voler à des altitudes plus élevées, ils peuvent couvrir de plus grandes zones et rester en l'air pendant des périodes plus longues, généralement plusieurs heures à quelques jours.[1]



Figure 1-6:(a) Le Predator, (b)Le Eagle 1

1.4.1.3 TUAV (Tactical Unmanned Aerial Vehicle)

Tactique ou à moyenne portée ont une portée d'environ 100 à 300 km. Ces véhicules aériens sont plus compacts et fonctionnent au sein de systèmes moins complexes que les HALE ou MALE. Ils sont également utilisés par les forces terrestres et navales.[1]



Figure 1-7:RQ-7 SHADOW 200 TACTICAL UNMANNED AERIAL VEHICLE (TUAV) SYSTEM

1.4.1.4 Mini UAV

Ils sont des drones de petite taille conçus pour des missions de courte portée et de faible envergure. Ces drones volent à une vitesse de 70 km/h et à une altitude d'environ 3,5 km. Leur durée d'intervention est d'environ 4 heures avec une charge utile de 4 kg.



Figure 1-8:(a) Le Hovereye, (b) Le Dragon Eye

1.4.1.5 Micro UAV

Représentent les drones les plus petits disponibles, fréquemment employés pour des missions d'observation et de collecte de renseignements à une distance très limitée. En règle générale, ce genre de drones est propulsé par un moteur électrique. Les MAV sont destinés à être lancés manuellement et, par conséquent, les versions à voilure fixe présentent des charges alaires très faibles, ce qui les rend extrêmement sensibles aux turbulences atmosphériques.[1]



Figure 1-9:Le PicoFlyer (ProxyFlyer)

La figure1_10 : présente les différentes catégories de drones selon leur taille, poids, et altitude opérationnelle.

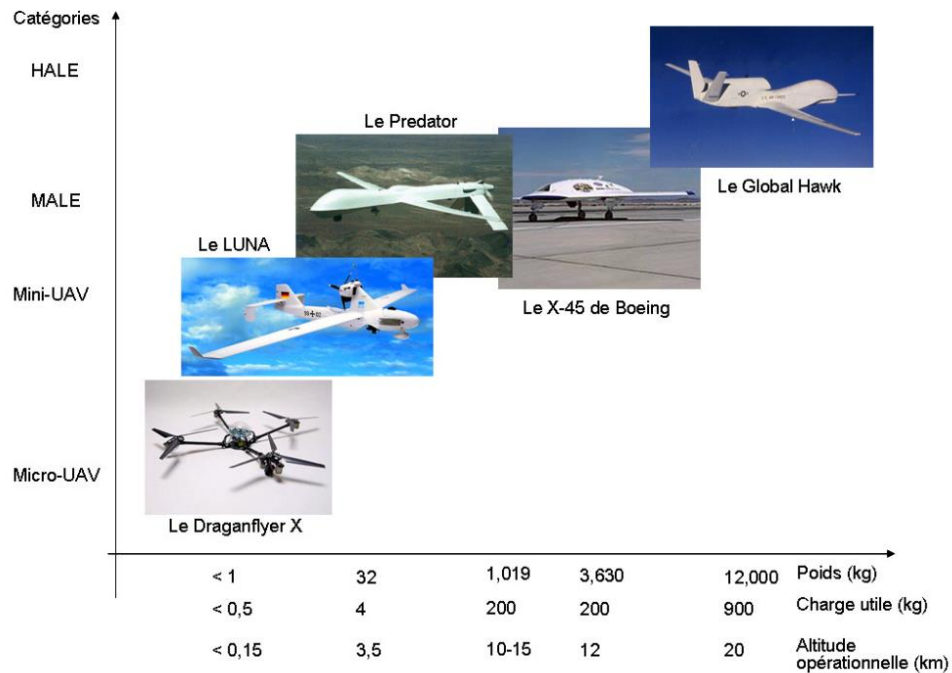


Figure 1-10:Les catégories de drones

1.4.2 Classification des drones selon la configuration aérodynamique

La dynamique de vol permet également une autre approche pour la classification des drones. Ces derniers peuvent être divisés en trois grandes catégories.

1.4.2.1 Drone à ailes battantes :

Les drones à ailes battantes, inspirés par les oiseaux et les insectes, utilisent des ailes en mouvement pour leur guidage et leur pilotage. Ce système de propulsion alternatif est particulièrement adapté aux mini et micro-aéronefs. Imitant le vol des insectes, ces drones peuvent effectuer des vols stationnaires à basse vitesse et réaliser des missions dans des espaces très réduits. [62]



Figure 1-11:La libellule artificielle

1.4.2.2 Les drones à voilure tournante :

a) Mono-rotors :

Les drones à rotor unique, tout comme les hélicoptères pilotés, sont caractérisés par l'utilisation d'un rotor comme actionneur principal et généralement. Ils se distinguent par leur efficacité énergétique par rapport aux drones multi-rotors et peuvent être propulsés par un moteur à essence pour une autonomie accrue. Cependant, leurs inconvénients incluent leur complexité mécanique, leur coût élevé et les vibrations. [7]



Figure 1-12:L'avion 3D

b) Birotors :

Les birotors contrarotatifs fonctionnent selon un principe où deux rotors (soit coaxiaux, soit en tandem) tournent en directions opposées à la même vitesse. Ce mécanisme, avec le second rotor tournant en sens inverse, annule l'effet de couple du premier rotor. En outre, le second rotor contribue à rendre le flux d'air plus laminaire et plus rapide à la sortie, améliorant ainsi les performances du système de propulsion. Les deux rotors assurent généralement la sustentation, la translation et le mouvement en lacet. L'efficacité d'un rotor est d'autant plus élevée que sa charge alaire est faible. En tenant compte de la contrainte de dimension maximale admissible, il apparaît que la configuration birotors coaxiaux permet d'obtenir la charge alaire la plus faible. Par conséquent, cette solution est très avantageuse sur le plan énergétique.[9]

c) Trirotors :

Dans cette catégorie, se trouvent le tri-rotor, le vectron et l'hélicoptère auto-stable. Le tri-rotor comporte deux rotors à l'avant tournant en sens inverse, ainsi qu'un rotor à l'arrière à orientation ajustable. Il fonctionne de manière similaire au quadrirotor, mais ses performances de vol sont moins satisfaisantes. Le vectron, quant à lui, est équipé de trois rotors tournant dans la même direction, entraînant ainsi une rotation du corps circulaire de l'appareil dans le sens opposé. Les vitesses des moteurs sont modifiées avec précision pour générer des couples de tangage et de roulis.

L'hélicoptère auto-stable a été récemment inventé par un Norvégien. Il possède deux rotors à pas fixe montés sur le même axe et tournant en sens opposé. Un petit rotor de queue génère le couple de tangage. Cet hélicoptère est stable grâce à une articulation entre les pales du rotor principal et l'axe du rotor. En raison de son mode de fonctionnement, cet appareil est destiné à une utilisation en intérieur uniquement.



Figure 1-13 : L'hélicoptère

d) Multi-rotors :

La pale principale du rotor génère une poussée puissante utilisée à la fois pour l'élévation et la propulsion. Les véhicules aériens sans pilote multi-rotors sont capables de décollage et d'atterrissage verticaux (VTOL) et peuvent rester en vol stationnaire, contrairement aux aéronefs à voilure fixe. Les multi-rotors sont conçus en fonction du nombre et de la disposition des moteurs et des hélices sur la structure. Leur capacité à rester en vol stationnaire et à maintenir une vitesse constante les rend parfaits pour des missions de surveillance et de suivi. La principale limitation des multi-rotors est leur consommation énergétique élevée, ce qui restreint leur autonomie. [8]

1.4.2.3 Les drones à voilure fixé :

Les drones à voilure fixe sont similaires aux avions en matière de structure et d'aérodynamique, utilisant des ailes pour générer de la portance, mais ils sont de taille plus réduite. Contrairement aux avions, ils n'ont besoin d'énergie que pour avancer et non pour rester en vol stationnaire, ce qui les rend beaucoup plus efficaces. Leur efficacité se traduit par une endurance et une couverture beaucoup plus longue. Les drones à voilure fixe peuvent être alimentés par des moteurs à combustion ou des batteries électriques. Cependant, leur principal inconvénient est leur incapacité à rester en vol stationnaire. Le décollage et l'atterrissage sont également plus complexes, car ils ne peuvent pas le faire verticalement. Pour les petits drones, ils doivent être lancés habilement dans les airs, pour les drones de taille moyenne, ils doivent être lancés depuis une catapulte, et pour les grands drones, une piste complète est nécessaire. [7]



Figure 1-14:Drones à voilure Fixe

1.5 UAV à Voilure Fixe

1.5.1 Description Générale de l'UAV à Voilure Fixe

Un UAV à voilure fixe est un véhicule aérien capable de voler à l'aide d'ailes. Contrairement aux avions à voilure tournante, où les ailes forment un rotor monté sur un arbre rotatif, et aux ornithoptères, où les ailes battent de manière similaire à un oiseau, les UAV à voilure fixe utilisent la forme de leurs ailes et la vitesse de l'air vers l'avant pour générer de la portance, sans que les ailes aient besoin de bouger, contrairement aux mécanismes dynamiques des conceptions à voilure tournante ou des ornithoptères.[5]

Les UAV à voilure fixe offrent plusieurs avantages, tels que des temps de vol plus longs et une plus grande efficacité sur de longues distances par rapport à leurs homologues à voilure tournante. Cependant, ils nécessitent généralement des pistes ou des catapultes pour le décollage et l'atterrissage, car ils ne sont pas capables de décollage et d'atterrissage verticaux (VTOL). Cette caractéristique les rend bien adaptés aux missions où la durée de vol prolongée et la portée sont prioritaires, comme la surveillance aérienne, la cartographie et la reconnaissance. Leur coût relativement faible en fait également un choix populaire pour une utilisation récréative et des applications de recherche. [4]

1.5.2 Les surfaces de contrôle

Les surfaces de contrôle aérodynamiques constituent des éléments mobiles intégrés aux ailes et aux stabilisateurs de queue d'un avion. Elles modifient le flux d'air sur des zones particulières de l'appareil en altérant la configuration des ailes et leurs courbures. Cela crée une différence de pression souhaitée, produisant ainsi une force contrôlée. Les surfaces de contrôle courantes d'un UAV à voilure fixe sont :

→ La gouverne de profondeur

La gouverne de profondeur, fixée au stabilisateur horizontal, contrôle le mouvement vertical de l'avion. En abaissant la gouverne, on accroît la portance à l'arrière, entraînant une descente de l'avion. À l'opposé, en relevant la gouverne, l'appareil s'élève. Ainsi, la gouverne de profondeur régule le mouvement de tangage, qui est le mouvement de l'avion autour de son axe latéral.

→ Les ailerons

Les ailerons, placés à proximité des extrémités des ailes, constituent des surfaces mobiles qui agissent généralement de manière opposée : lorsque l'un s'élève, l'autre s'abaisse. Ce mouvement entraîne une variation de la portance des ailes, accroissant celle d'une aile tout en diminuant celle de l'autre, ce qui engendre une rotation de l'avion autour de son axe longitudinal, un phénomène désigné sous le terme de roulis.

→ La gouverne de direction

Le gouvernail, placé à l'arrière du stabilisateur vertical, permet de faire déplacer l'avion de gauche à droite. En modifiant la position du gouvernail, on influence la force appliquée par l'empennage vertical, ce qui régule le mouvement de lacet de l'appareil, c'est-à-dire sa rotation autour de l'axe vertical.

1.6 Applications et utilisation

1.6.1 Utilisations Civiles des Drones

L'usage des drones civils constitue une véritable révolution dans l'utilisation de l'espace aérien. Ils ont connu une évolution considérable et permettent de répondre à une large gamme de besoins spécifiques, bien au-delà du simple divertissement.

Photographie aérienne : films, vidéos, photographies fixes, etc.

Agriculture : surveillance des cultures et pulvérisation ; surveillance et conduite des troupeaux.

Garde-Côtes : recherche et sauvetage, surveillance des côtes et des voies maritimes.

Conservation : surveillance de la pollution et des terres.

Compagnies d'électricité : inspection des lignes électriques.

Services Incendie et Sylviculture : détection des incendies, contrôle des incidents.

Pêches : protection des zones de pêche.

Autorités policières : recherche de personnes disparues, sécurité et surveillance des incidents.

Autorités fluviales : surveillance des cours d'eau et des niveaux, contrôle des inondations et de la pollution.

Organisations de relevé : relevés géographiques, géologiques et archéologiques.

Compagnies des eaux : surveillance des réservoirs et des pipelines. [3]

1.6.2 Utilisations Militaires des Drones

Les drones occupent une place de plus en plus importante dans les considérations militaires. De manière générale, ils remplissent un triple rôle dans les armées contemporaines.

1.6.2.1 Marine

Surveillance des flottes ennemies

Renseignement électronique

Relais de signaux radio

Protection des ports contre les attaques au large

Placement et surveillance de bouées sonar et d'autres formes de guerre anti-sous-marine[3]

1.6.2.2 Armée de Terre

Reconnaissance

Surveillance des activités ennemies

Surveillance des contaminations nucléaires, biologiques ou chimiques (NBC)

Renseignement électronique

Désignation et surveillance des cibles

Localisation et destruction de mines terrestres [3]

1.6.2.3 Force Aérienne

Surveillance longue distance à haute altitude

Brouillage et destruction des systèmes radar

Renseignement électronique

Sécurité des bases aériennes

Évaluation des dommages des bases aériennes

Élimination des bombes non explosées [3]

1.7 Vue d'ensemble sur les types de contrôle

Le contrôle d'un drone requiert une connaissance approfondie de son système, ce qui rend la modélisation précise indispensable. En tant que système non linéaire, le contrôle d'un drone peut être effectué à l'aide de méthodes linéaires ou non linéaires. Il existe diverses techniques de contrôle disponibles.

1.7.1 Contrôleurs linéaires

1.7.1.1 PID

Le contrôle Proportionnel-Intégral-Dérivé (PID), avec sa fonctionnalité à trois termes couvrant le traitement des réponses transitoires et en régime permanent, offre une solution simple, mais efficace à de nombreux problèmes de contrôle réels. La popularité du contrôle PID a considérablement augmenté. Malgré les avancées en technologie numérique, qui offrent désormais un large éventail de choix pour les schémas de contrôle, plus de 90 % des contrôleurs industriels sont encore basés sur des algorithmes PID, notamment aux niveaux les plus basiques. Cette préférence persistante s'explique par la simplicité, la fonctionnalité claire, l'applicabilité étendue et la facilité d'utilisation du contrôleur PID. Son application généralisée a stimulé et maintenu sa prédominance dans le domaine du contrôle automatique. [9]

1.7.2 LQR

Le régulateur quadratique linéaire ou LQR est une technique couramment utilisée pour trouver le gain de rétroaction d'état pour un système en boucle fermée. Il s'agit du régulateur optimal, grâce auquel les pôles en boucle ouverte peuvent être relocalisés pour obtenir un système stable avec un contrôle optimal et un coût minimal pour des matrices de pondération données de la fonction de coût. [10]

1.7.3 H-infinity

Les contrôleurs H_∞ sont de haut ordre, ce qui peut entraîner un besoin important en effort de contrôle. De plus, la conception peut également dépendre du système spécifique et peut nécessiter une analyse spécifique. Lorsque l'approche de contrôle optimal H_∞ est appliquée à une installation, des poids supplémentaires dépendant de la fréquence sont incorporés dans l'installation et sont sélectionnés pour montrer des spécifications de stabilité et de performance particulières pertinentes à l'objectif de conception défini au début. [11]

1.7.4 Gain Scheduling

Le Gain Scheduling (GS) est une stratégie de contrôle utilisée pour gérer les systèmes avec des dynamiques non linéaires ou des paramètres variant dans le temps en adaptant les gains des contrôleurs en fonction des différentes conditions de fonctionnement. [14]

1.8 Contrôleurs non linéaires

La majorité des applications utilisent un modèle linéarisé de la dynamique du véhicule pour la commande embarquée. Les techniques de commande non-linéaire sont préférées pour améliorer les performances et la robustesse par rapport aux techniques linéaires. Cependant, ces dernières années, de plus en plus de recherches se sont concentrées sur des commandes basées sur une représentation non-linéaire de la dynamique des véhicules aériens. Bien que ces approches non-linéaires apportent une contribution théorique significative, leur application reste limitée en raison de la complexité des modèles et des algorithmes de commande.

1.8.1 Backstepping

Elle propose une approche systématique pour concevoir un contrôleur pour les systèmes non linéaires. Le concept implique le calcul d'une loi de commande pour assurer que la dérivée d'une certaine fonction (de Lyapunov) soit positive définie et que sa dérivée soit constamment négative.

1.8.2 Sliding mode control

La commande en mode glissant (SMC) est une stratégie de contrôle robuste conçue pour conduire les trajectoires d'état du système sur une surface de glissement prédéfinie et les maintenir là, malgré la présence d'incertitudes et de perturbations. Cette méthode fonctionne en appliquant un signal de contrôle discontinu, qui bascule à grande vitesse pour corriger les écarts par rapport à la surface de glissement, garantissant que le comportement du système correspond à la dynamique souhaitée avec une convergence sans erreur une fois sur la surface de glissement. [12]

1.8.3 Le contrôle adaptatif

Est une méthode de contrôle robuste efficace pour les systèmes présentant des dynamiques non modélisées et des incertitudes de modèle. [13]

1.8.4 La logique floue

La logique floue est une méthode permettant d'intégrer des connaissances qualitatives et approximatives des concepteurs et opérateurs dans l'automatisation des systèmes. Elle est basée sur la théorie des ensembles flous et offre une approche pragmatique et facile à mettre en œuvre pour les applications en temps réel. Elle systématise les connaissances empiriques en les transcrivant dans des systèmes de contrôle dynamique, permettant d'automatiser des procédures comme le démarrage et le réglage des paramètres.

Conclusion

Ce chapitre a exposé un état de l'art sur les drones, en mettant en lumière leurs différentes catégories et modèles, dans le but de démontrer l'importance de leur étude en matière de modélisation ou de synthèse de lois de commande. Ces systèmes servent de référence pour tester diverses lois de commande en raison de leurs non-linéarités, de leurs couplages et des perturbations qu'ils subissent, ainsi que de leur utilité dans les domaines civils et militaires.

Chapitre 02

Modélisation dynamique d'un drone a voilure fixe

2 Modélisation dynamique d'un UAV à voilure fixe

2.1 Introduction

La conception d'un contrôleur de vol requiert une compréhension approfondie des mouvements d'un UAV à voilure fixe, ainsi que de sa dynamique et de ses équations associées. Cette connaissance est essentielle non seulement pour élaborer le contrôleur, mais également pour garantir que les simulations du comportement de l'appareil se rapprochent le plus possible de la réalité lors de l'application du contrôle.

Pour modéliser mathématiquement le système en question, il est nécessaire de combiner plusieurs approches. Cela implique une compréhension détaillée des phénomènes qui se manifestent dans le système et la capacité de les traduire en équations mathématiques.

La synthèse des lois de contrôle pour les systèmes dynamiques exige une modélisation précise afin que le modèle puisse anticiper efficacement le comportement du système face à différentes excitations (telles que le contrôle ou les interférences). Plus le modèle est fidèle, plus il représente correctement le système. Toutefois, cette précision complique le développement et l'intégration des lois de contrôle potentielles, nécessitant ainsi un compromis par l'adoption d'hypothèses simplificatrices pour s'adapter aux contraintes réelles.

2.2 Introduction aux repères de référence

Avant de formuler les équations de mouvement, il est essentiel de présenter les différents systèmes de référence utilisés en dynamique de vol. Il existe plusieurs méthodes pour décrire la position, la vitesse, l'orientation, ainsi que les forces et les moments appliqués au véhicule dans cette section, seuls les systèmes de référence essentiels à l'identification du système sont retenus, conformément aux conventions et notations établies par Etkin (1982).

2.2.1 Repère terre ($Ox_E y_E z_E$)

L'origine de ce système de référence est un point arbitraire situé à la surface de la Terre, souvent choisi comme la projection du centre de gravité de l'avion. Les axes de ce système sont fixes par rapport à la Terre : l'axe Ox_E est orienté vers le nord géographique, l'axe Oy_E est orienté vers l'est, formant ainsi un repère orthogonal direct avec l'axe Oz_E , qui est dirigé vers l'intérieur de l'ellipsoïde terrestre et parallèle au vecteur de gravité local. Ce système de référence, illustré à la figure 2_1, est particulièrement utile pour définir la trajectoire de l'appareil à partir d'un point initial. De plus, il peut servir de repère absolu pour tout système de référence local ancré au corps de l'aéronef, facilitant ainsi l'application de la deuxième loi de Newton. Dans certaines publications, ce repère est également appelé repère géographique ou repère NED (Nord-Est-Bas).[21]

2.2.2 Repère navigation ($Ox_V y_V z_V$)

Ce système de référence est obtenu en translatant le repère Terre au centre de gravité du véhicule (figure 2_1). Les orientations des axes restent parallèles à celles du repère Terre : l'axe Ox_V est orienté vers le nord, l'axe Oy_V pointe vers l'est, et l'axe Oz_V est dirigé vers le bas, c'est-à-dire vers le centre de la Terre. La position de ce repère peut être aisément visualisée en imaginant un avion suspendu par un câble à son centre de gravité, autour duquel l'avion maintient son équilibre. Ce repère de référence est essentiel pour décrire l'orientation de l'aéronef par rapport aux axes terrestres.[21]

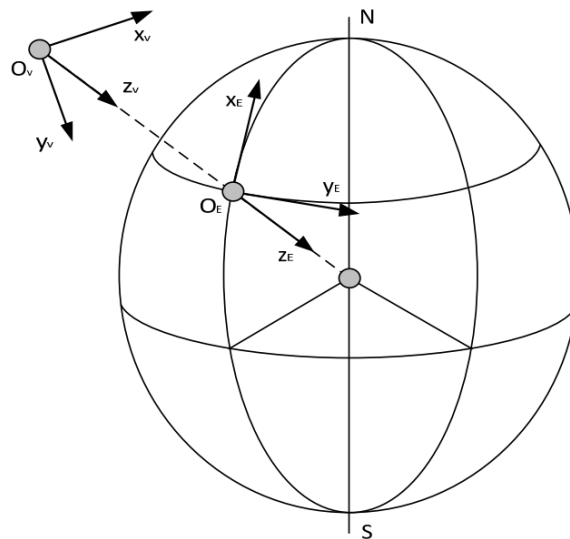


Figure 2-1: Systèmes d'axes globaux (repère terre et repère de navigation)

2.2.3 Repère avion ($Ox_b y_b z_b$)

Il s'agit d'un repère orthogonal direct fixé à l'avion, ayant pour origine O , le centre de gravité de l'avion. Le plan $Ox_b z_b$ correspond au plan de symétrie de l'avion. L'axe Ox_b est orienté positivement vers le nez de l'avion, suivant son axe longitudinal ou l'axe du véhicule à portance nulle. L'axe Oy_b est perpendiculaire au plan $Ox_b z_b$ et pointe positivement vers l'aile droite. Enfin, l'axe Oz_b est orienté vers le bas, dans le plan de symétrie.

Le repère avion, illustré à la figure 2_2, est particulièrement utile pour définir les moments et produits d'inertie du corps, ainsi que les forces et moments qui agissent sur le véhicule.[21]

2.2.4 Repère vent ($Ox_w y_w z_w$)

Ce repère est également fixé au corps de l'avion, avec son origine au centre de gravité, et il est utilisé pour représenter l'avion par rapport au vecteur de la vitesse, qui correspond à la direction dans laquelle le corps se déplace dans l'écoulement de l'air. L'axe Ox_w est orienté dans la direction opposée au vent relatif, l'axe Oz_w est aligné avec le plan de symétrie de l'avion, et l'axe Oy_w est perpendiculaire au plan $Ox_w z_w$ avec une orientation positive vers le côté droit de l'appareil. La relation angulaire entre le repère vent $Ox_w y_w z_w$ et le repère avion $Ox_b y_b z_b$ met en évidence l'angle d'attaque α et l'angle de dérapage β . L'utilisation de ce système de référence offre une alternative plus intuitive au repère avion pour visualiser graphiquement les forces (comme la portance et la traînée) et les déplacements angulaires. Il est important de noter que si $\beta \neq 0$, le plan $Ox_w z_w$ ne coïncide plus avec le plan de symétrie du repère avion $Ox_b z_b$, comme illustré à la figure 2_2. [21]

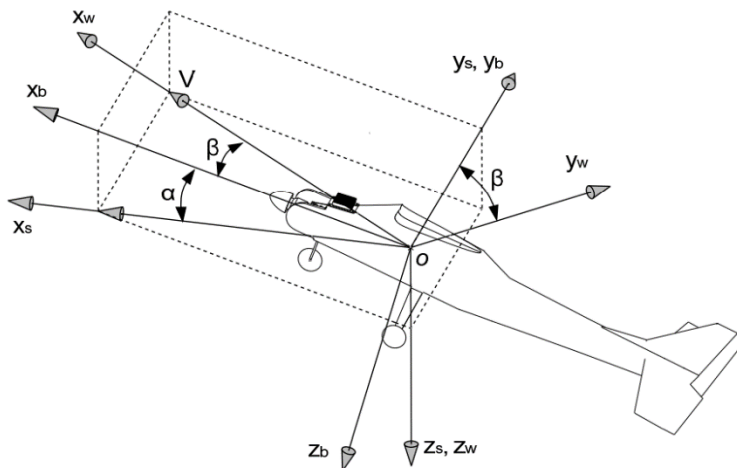


Figure 2-2: Systèmes d'axes mobiles (vent, stabilité et avion)

2.2.5 Repère stabilité ($Ox_s y_s z_s$)

Ce repère, fixé au véhicule, a pour origine O, le centre de gravité de l'avion. L'axe Ox_s représente le vecteur de la vitesse de l'air relatif à l'avion, projeté dans le plan de symétrie $Ox_b z_b$ du corps de l'avion. Un angle α existe entre l'axe Ox_b et Ox_s . L'axe Oy_s est perpendiculaire au plan $Ox_b z_b$ et pointe positivement vers l'extérieur, en direction de l'aile droite. L'axe Oz_s pointe vers le bas, dans le même plan de symétrie $Ox_b z_b$ du corps de l'appareil.

L'orientation des axes de ce repère est généralement déterminée par les conditions de vol initiales. Ce type de repère est largement utilisé pour l'étude dynamique des avions, en particulier dans les analyses impliquant de petites perturbations autour d'une condition de vol stable.[21]

2.3 Orientation et position de l'UAV

L'orientation de l'avion est décrite par trois rotations consécutives à appliquer au repère de navigation pour l'aligner avec le repère avion. Les axes du repère de navigation sont renommés x_1 , y_1 et z_1 , correspondant à l'état initial avant les transformations. Les rotations définissant les angles d'Euler, en référence à la figure 2_3, sont les suivantes :

1. Rotation de lacet ψ autour de l'axe z_1 du repère de navigation.
2. Rotation de tangage θ autour de l'axe y_2 du repère résultant.

3. Rotation de roulis φ autour de l'axe x_3 du repère résultant.

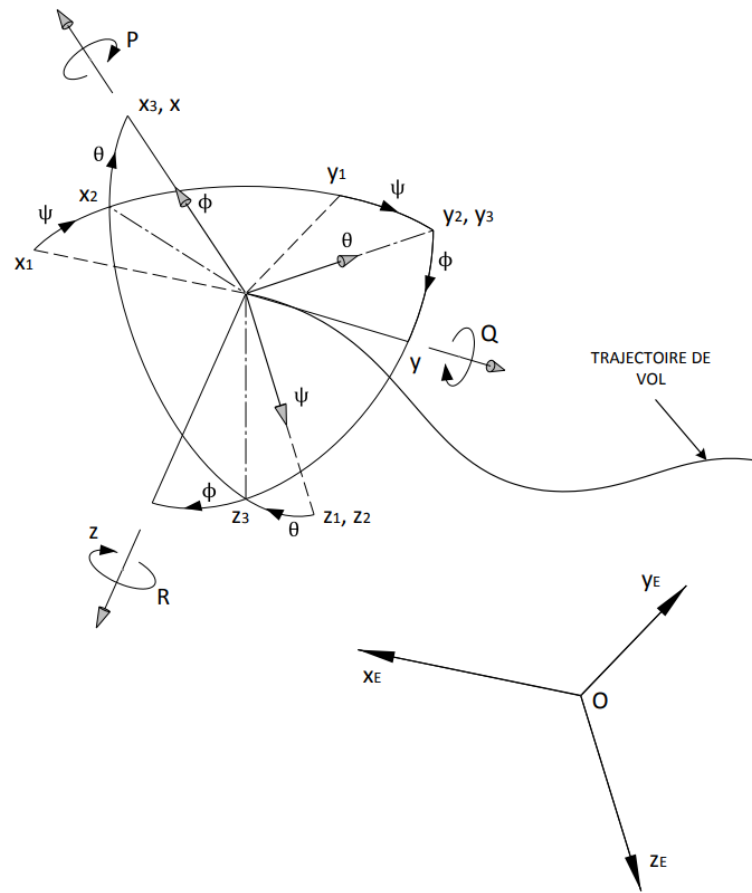


Figure 2-3: Les rotations définissant les angles d'Euler

L'expression permettant de transformer un vecteur de coordonnées du repère inertiel vers le repère avion, en utilisant la définition des angles d'Euler, s'exprime comme suit : [26]

$$\begin{bmatrix} x_0 \\ y_0 \\ z_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\Psi & -\sin\Psi & 0 \\ \sin\Psi & \cos\Psi & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos\theta & 0 & \sin\theta \\ 0 & 1 & 0 \\ -\sin\theta & 0 & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos\phi & -\sin\phi \\ 0 & \sin\phi & \cos\phi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ y_1 \\ z_1 \end{bmatrix} \quad 2-1$$

Tel que la matrice de transformation est donnée par :

$$T_1^0 = \begin{bmatrix} \cos\Psi\cos\theta & \sin\Psi\cos\theta & -\sin\theta \\ \cos\Psi\sin\theta\sin\phi - \sin\Psi\cos\phi & \sin\Psi\sin\theta\sin\phi + \cos\Psi\cos\phi & \cos\theta\sin\phi \\ \cos\Psi\sin\theta\cos\phi - \sin\Psi\sin\phi & \sin\Psi\sin\theta\cos\phi - \cos\Psi\sin\phi & \cos\theta\cos\phi \end{bmatrix} \quad 2-2$$

2.4 Modèle mathématique non linéaire de l'UAV à voilure fixe

Calculer le modèle mathématique de l'avion implique de décrire mathématiquement les forces et les moments aérodynamiques en fonction de quantités mesurables telles que les surfaces de déviation, les vitesses angulaires et l'orientation de l'avion par rapport au vent relatif. Le vecteur d'état de l'avion se compose de :

- Trois composantes de sa vitesse linéaire : u , v , et w .
- Trois composantes de sa vitesse angulaire : p , q , et r .

- Trois composantes de son attitude : ϕ , θ , ψ .
- Trois composantes de sa position : P_x , P_y , et P_z , ou l'altitude h .

Par conséquent, le vecteur d'état X du modèle de l'avion contiendra 12 composantes

$$X = [u \ v \ w \ p \ q \ r \ \phi \ \theta \ \psi \ P_x \ P_y \ P_z]^T$$

2.4.1 Hypothèses simplificatrices

Des hypothèses simplificatrices sont formulées pour établir le modèle mathématique de l'avion, à savoir :

- L'avion est considéré comme un corps rigide à masse constante.
- L'air est supposé immobile par rapport à la Terre (absence de rafales de vent).
- La surface de la terre est considérée comme plane.
- La gravité est supposée uniforme, c'est-à-dire que les forces gravitationnelles ne varient pas avec l'altitude.[24]

2.4.2 Les équations générales du mouvement.

Les équations de mouvement non linéaires de l'avion sont établies en appliquant la deuxième loi de Newton et la loi de conservation de la quantité de mouvement linéaire. Ces équations sont formulées dans un système d'axes fixe au corps, qui se déplace avec l'avion et dont l'origine se trouve au centre de masse de l'avion. Le véhicule aérien est supposé être un corps rigide avec six degrés de liberté. Trois degrés de liberté translationnels décrivent le mouvement du centre de masse et trois degrés de liberté d'attitude décrivent l'orientation du véhicule. [64]

$$\sum F = \frac{d}{dt}(m\vec{V}) \quad 2-3$$

Où F , m , et v sont respectivement la force, la masse et la vitesse totale.

Le moment total sur un corps est la dérivée temporelle de son moment cinétique par rapport à l'espace inertiel, conformément à la deuxième loi de Newton. La formule mathématique du moment total est présentée par : [64]

$$\sum M = \frac{d}{dt}H \quad 2-4$$

M est la somme des moments appliqués autour du centre de gravité, et H est l'impulsion angulaire autour du centre de gravité, telle que $H = I \times \omega$, où ω désigne la vitesse angulaire et I la matrice d'inertie.

$$I = \begin{bmatrix} I_x & -I_{xy} & -I_{xz} \\ -I_{yx} & I_y & -I_{yz} \\ -I_{zx} & -I_{zy} & I_z \end{bmatrix} \quad 2-5$$

Pour un avion rigide et symétrique $I_{xy} = I_{yx} = I_{yz} = I_{zy} = 0$; $I_{zx} = I_{xz}$ Cette matrice se réduit à [26] :

$$I = \begin{bmatrix} I_x & 0 & -I_{xz} \\ 0 & I_y & 0 \\ -I_{zx} & 0 & I_z \end{bmatrix} \quad 2-6$$

Les équations vectorielles (2_3) et (2_4) peuvent être reformulées sous forme scalaire de la manière suivante :

$$F_x = \frac{d}{dt}(mu) \quad F_y = \frac{d}{dt}(mv) \quad F_z = \frac{d}{dt}(mw) \quad 2-7$$

$$L = \frac{d}{dt}H_x \quad M = \frac{d}{dt}H_y \quad N = \frac{d}{dt}H_z \quad 2-8$$

Les composantes de la force F_x, F_y, F_z en fonction des composantes de la vitesse (u, v, w) ainsi que les composantes du moment M_x, M_y, M_z en fonction des composantes de l'impulsion angulaire H_x, H_y, H_z sont représentées le long des axes X, Y, Z du référentiel avion.[19]

2.4.3 Équations dynamiques

Le mouvement d'un aéronef est décrit en termes de forces, de moments, de vitesses linéaires et angulaires, et d'attitude résolue en composantes par rapport à un système d'axes de référence choisi. Au cœur de ce cadre se trouve la dérivation d'un modèle mathématique communément appelé les équations du mouvement.

2.4.3.1 Équations de forces

L'équation (2_3) interprète les forces exercées sur l'avion en fonction de son accélération linéaire. Bien qu'elle soit valable dans le repère terrestre lié à l'avion (NED), il est plus pratique de l'exprimer dans le repère avion, où la plupart des mesures sont effectuées.

Pour ce faire, nous utilisons la formule de Bour, qui permet d'exprimer la dérivée d'un vecteur \vec{v} appartenant à un référentiel R_1 dans un autre référentiel R_2 [26]

$$\frac{d}{dt}(\vec{V})_{R_1} = \frac{d}{dt}(\vec{V})_{R_2} + \vec{\omega} \wedge \vec{V} \quad 2-9$$

Où $\vec{\omega}$ représente le vecteur de la vitesse angulaire de R_2 par rapport à R_1 . Ses composantes sont :

$$\vec{\omega} = p\vec{i} + q\vec{j} + r\vec{k} \quad 2-10$$

La combinaison des équations (2_3) et (2_9) permet d'exprimer le vecteur force dans le repère avion :

$$\vec{F} = m\dot{\vec{V}} + m(\vec{\omega} \times \vec{V}) \quad 2-11$$

Les composantes du vecteur de la vitesse de translation dans le repère avion sont :

$$\vec{V} = \vec{i}u + \vec{j}v + \vec{k}w \quad 2-12$$

Sa dérivée est :

$$\dot{\vec{V}} = \dot{u}\vec{i} + \dot{v}\vec{j} + \dot{w}\vec{k} \quad 2-13$$

Le produit $\omega.Va$ est donné par :

$$\omega.V = \begin{bmatrix} i & j & k \\ p & q & r \\ u & v & w \end{bmatrix} = (qw-vr)\vec{i} + (ur-pw)\vec{j} + (pv-qu)\vec{k} \quad 2-14$$

En remplaçant (2_13) et (2_14) dans (2_11), nous obtenons :

$$F = m(i(\dot{u} + qw - vr) + j(\dot{v} + ur + pw) + k(\dot{w} + pv + uq)) \quad 2-15$$

Sachant que :

$$F = F_x\vec{i} + F_y\vec{j} + F_z\vec{k} \quad 2-16$$

L'équation (2_15) prend la forme : [64]

$$F_x = m(\dot{u} - rv + qr) \quad 2-17$$

$$F_y = m(\dot{v} + ru - pw) \quad 2-18$$

$$F_z = m(\dot{w} - qu + pv) \quad 2-19$$

Les forces agissant au centre de gravité de l'avion (côté gauche de les équation (2_17) (2_18) (2_19) sont dues à la gravité, aux effets aérodynamiques et à la propulsion du moteur

$$F = F_A + F_G + F_T$$

2.4.3.2 Équations de moments

Les équations sont obtenues en analysant le mouvement de rotation de l'avion. L'équation (2-3) définit les moments autour du centre de gravité de l'appareil dans le repère terrestre (NED). Comme pour les forces, les moments doivent être exprimés dans le repère avion, où la matrice d'inertie est constante. Cela se fait en utilisant les équations (2_4) et (2_9)

$$\vec{M} = I\dot{\omega} + \omega.I\omega \quad 2-20$$

$$\text{Avec : } \dot{\omega} = i\dot{p} + j\dot{q} + k\dot{r} \quad 2-21$$

$$I\dot{\omega} = \begin{bmatrix} I_x\dot{p} - I_{xz}\dot{r} \\ I_y\dot{q} \\ -I_{xy}\dot{p} + I_z\dot{r} \end{bmatrix} \quad 2-22$$

$$I\omega = H = \begin{bmatrix} I_x p - I_{xz} r \\ I_y q \\ -I_{xy} p + I_z r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_x \\ h_y \\ h_z \end{bmatrix} \quad 2-23$$

H représente le moment angulaire et h_x ; h_y ; h_z ses projections sur les axes \vec{X} , \vec{Y} , \vec{Z}

$$\omega \cdot H = \omega I\omega = \begin{bmatrix} i & j & k \\ p & q & r \\ h_x & h_y & h_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_z q - h_y r \\ -h_z p + h_x r \\ h_y p - h_x q \end{bmatrix} \quad 2-24$$

En remplaçant (2-29) et (2-31) dans (2-27), il en résulte : [63]

$$\vec{M} = \begin{bmatrix} I_x \dot{p} - I_{xz} \dot{r} + (I_z - I_y)qr - I_{xz}pq \\ I_y \dot{q} + (I_x - I_z)pr + (p^2 - r^2)I_{xz} \\ -I_{xz} \dot{p} + I_z \dot{r} + (I_y - I_x)pq + I_{xz}qr \end{bmatrix} \quad 2-25$$

Donc :

$$L = I_x \dot{p} - I_{xz} \dot{r} + (I_z - I_y)qr - I_{xz}pq \quad 2-26$$

$$M = I_y \dot{q} + (I_x - I_z)pr + (p^2 - r^2)I_{xz} \quad 2-27$$

$$N = -I_{xz} \dot{p} + I_z \dot{r} + (I_y - I_x)pq + I_{xz}qr \quad 2-28$$

Le moment \vec{M} est la somme des moments résultants des forces aérodynamiques et de la propulsion du moteur :

$$\vec{M} = M_A + M_T \quad 2-29$$

2.4.3.3 Définition des forces et moments externes

2.4.3.3.1 Forces dues aux effets aérodynamiques

Les forces aérodynamiques agissant sur l'avion sont le résultat de son mouvement relatif par rapport à l'air qui l'entoure. Les composantes de ces forces peuvent être exprimées en termes de coefficients aérodynamiques.[24]

$$F_A = \bar{q}S \begin{bmatrix} C_x \\ C_y \\ C_z \end{bmatrix} \quad 2-30$$

Où $\bar{q} = (1/2)\rho V^2$ est la pression dynamique, V est la vitesse du vent, ρ est la densité de l'air,

S est la surface alaire, C_x, C_y, C_z sont les coefficients de force aérodynamiques

2.4.3.3.2 Forces dues à la gravité

Un autre facteur influençant la dynamique de l'avion est son poids, qui constitue la seule force de masse prise en compte et pour exprimer la variation des composantes du poids dans le repère de l'avion par rapport au repère fixe de la terre, il est nécessaire de transformer les composantes du vecteur gravitationnel en utilisant l'équation (2_2) de la manière suivante : [24]

$$\begin{bmatrix} g_x \\ g_y \\ g_z \end{bmatrix}_b = T_1^0 \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ g \end{bmatrix}_V \quad 2-31$$

Avec g_x, g_y, g_z les composantes du vecteur de la gravité sur les axes X, Y et Z.

Et ainsi obtenir l'expression suivante :

$$F_G = m \begin{bmatrix} g_x \\ g_y \\ g_z \end{bmatrix}_b = \begin{bmatrix} -mg \sin \theta \\ mg \cos \theta \sin \phi \\ mg \cos \theta \cos \phi \end{bmatrix} \quad 2-32$$

2.4.3.3.3 Forces dues à la propulsion du moteur

Le dernier élément des forces et des moments externes provient du système de propulsion. Si l'on suppose que la poussée générée par ce système s'exerce le long de l'axe longitudinal du repère de l'avion et à travers le centre de gravité, alors cette poussée se manifeste uniquement comme une force appliquée sur l'axe x du corps.[24]

$$F_T = \begin{bmatrix} T \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad 2-33$$

$$T = (1/V_a).K.m. \rho. \delta \text{th th}$$

Où km est la poussée maximale du moteur

La somme des forces qui agissent sur l'avion peuvent être déduites en assemblant les équations (2_32), (2_30) et (2_33).

$$F = \begin{bmatrix} -mg \sin \theta + \bar{q}SC_x + T \\ mg \sin \phi \cos \theta + \bar{q}SC_y \\ mg \cos \phi \cos \theta + \bar{q}SC_z \end{bmatrix} \quad 2-34$$

D'où les équations de forces :

$$\dot{u} = rv - qw - g \sin \theta + \left(\frac{\bar{q}SC_x}{m}\right) + T/m \quad 2-35$$

$$\dot{v} = -ru + pw + g \sin \phi \cos \theta + \bar{q}SC_y/m \quad 2-36$$

$$\dot{w} = qu - pv + g \cos \phi \cos \theta + \bar{q}SC_z/m \quad 2-37$$

2.4.3.3.4 Moment aérodynamique

Le moment aérodynamique résulte du déplacement de l'avion et de l'écoulement de l'air qui l'entoure. Ses éléments sont formulés en termes de coefficients de moments aérodynamiques :[24]

$$M_A = \bar{q}S \begin{bmatrix} bCl \\ \bar{c}Cm \\ bCn \end{bmatrix} \quad 2-38$$

Où \bar{c} la corde aérodynamique moyenne de l'envergure de l'aile. C_l , C_m et C_n sont les coefficients aérodynamiques de moments

2.4.3.3.5 Moment engendré par la propulsion du moteur

L'influence de la masse en rotation, dans le cadre du système de propulsion, désignée par les termes gyroscopiques, doit être interprétée comme un moment appliqué. En effet, les équations du mouvement sont établies sous l'hypothèse que l'aéronef se comporte comme un corps rigide, dépourvu de composants internes mobiles. Le moment angulaire associé à la masse en rotation est pris en compte à travers l'effet gyroscopique, qui agit comme un couple influençant la dynamique de l'aéronef. Le moment angulaire associé à la masse en rotation est :[24]

$$h_p = [I_p \Omega_p \quad 0 \quad 0]^T \quad 2-39$$

Avec I_p l'inertie de l'hélice, Ω_p sa vitesse angulaire. En émettant l'hypothèse que la vitesse angulaire est constante, alors $I_p \dot{\Omega}_p = 0$.

En appliquant l'équation fondamentale décrivant le comportement d'un gyroscope :

$$M_T = \frac{d}{dt}(h_p) = \omega \times h_p = \begin{bmatrix} i & j & k \\ p & q & r \\ I_p \omega_p & 0 & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ I_p \omega_p r \\ -I_p \omega_p q \end{bmatrix} \quad 2-40$$

D'où :

$$\bar{M} = \begin{bmatrix} \bar{q} S b C_l \\ \bar{q} S \bar{c} C_m + I_p \omega_p r \\ \bar{q} S b C_n - I_p \omega_p q \end{bmatrix} \quad 2-41$$

Les équations (2_41) et (2_25) donnent les équations de moments :

$$\dot{p} = \frac{I_{xz}}{I_x} \dot{r} + \frac{(I_z - I_y)}{I_x} q r - \frac{I_{xz}}{I_x} p q + \frac{\bar{q} S b}{I_x} C_l \quad 2-42$$

$$\dot{q} = \frac{(I_z - I_x)}{I_y} p r - \frac{I_{xz}}{I_y} (p^2 - r^2) + \frac{\bar{q} S \bar{c}}{I_y} C_m + \frac{I_p}{I_y} \omega_p r \quad 2-43$$

$$\dot{r} = \frac{I_{xz}}{I_z} \dot{p} + \frac{(I_x - I_y)}{I_z} p q - \frac{I_{xz}}{I_z} q r + \frac{\bar{q} S b}{I_z} C_n - \frac{I_p}{I_z} \omega_p q \quad 2-44$$

2.4.3.4 Expressions des équations cinématiques

La vitesse de rotation ω peut être exprimée en fonction des dérivées des angles d'Euler (ϕ , θ , ψ) de la manière suivante :

$$\omega = \dot{\psi} \vec{k}_0 + \dot{\theta} \vec{j}_h + \dot{\phi} \vec{i} \quad 2-45$$

Avec : \vec{k}_0 vecteur unitaire de l'axe Ozo, \vec{j}_h vecteur unitaire de l'axe Oyh, \vec{i} vecteur unitaire de l'axe Ox. Ainsi, les composantes de ω dans le référentiel avion s'écrivent :

Il est courant d'exprimer ϕ , θ , ψ en fonction de p , q , r ce qui constitue une simple réécriture des équations, donnant ainsi trois équations cinématiques.[26]

$$\dot{\theta} = q \cos \phi - r \sin \phi \quad 2-46$$

$$\dot{\phi} = p + \tan \theta (q \sin \phi + r \cos \phi) \quad 2-47$$

$$\dot{\psi} = \frac{q \sin \phi + r \cos \phi}{\cos \theta} \quad 2-48$$

2.4.3.5 Équations de navigation

Elles sont obtenues en convertissant les composantes de la vitesse de translation de l'avion u , v , w (définies dans le repère de l'avion) dans le repère terrestre

$$\begin{bmatrix} \dot{P}_x \\ \dot{P}_y \\ \dot{P}_z \end{bmatrix}_N = [T_1^0]^{-1} \begin{bmatrix} u \\ v \\ w \end{bmatrix}_B \quad 2-49$$

Les coordonnées P_x , P_y et P_z désignent les positions de l'avion par rapport à la Terre. On introduit l'altitude h telle que $P_z = -h$, ce qui donne : [26]

$$\dot{P}_x = u \cos \theta \cos \Psi + v (\sin \theta \sin \theta \cos \Psi - \cos \theta \sin \Psi) + w (\cos \phi \sin \theta \cos \psi + \sin \phi \sin \psi) \quad 2-50$$

$$\dot{P}_y = u \cos \theta \sin \Psi + v (\sin \theta \sin \theta \sin \psi + \cos \phi \cos \psi) + w (\cos \phi \sin \theta \sin \psi - \sin \phi \cos \Psi) \quad 2-51$$

$$\dot{h} = u \sin \theta - v \sin \theta \cos \theta - w \cos \phi \cos \theta \quad 2-52$$

2.5 Linéarisation des équations du mouvement et représentation en espace d'état

Les équations non linéaires du mouvement d'un avion constituent un outil puissant pour analyser ses performances et son comportement dynamique. Cependant, dans certains cas, il peut être préférable d'utiliser un modèle mathématique linéaire. Linéariser les équations de mouvement autour d'un point d'équilibre permet d'obtenir un système plus simple à manipuler, tout en conservant une bonne précision à proximité de ce point, et facilite également l'identification des paramètres du système. [64]

2.5.1 La théorie des petites perturbations

En utilisant la théorie des petites perturbations, les équations non linéaires du mouvement de l'avion sont linéarisées pour de petites perturbations autour d'un point d'équilibre de l'avion. On considère que le mouvement de l'avion est se divise en un état d'équilibre de référence et une légère perturbation. [24]

$$\begin{aligned} u &= u_0 + \Delta u & \alpha &= \alpha_0 + \Delta \alpha & \beta &= \beta_0 + \Delta \beta \\ p &= p_0 + \Delta p & q &= q_0 + \Delta q & r &= r_0 + \Delta r \\ \phi &= \phi_0 + \Delta \phi & \theta &= \theta_0 + \Delta \theta & \psi &= \psi_0 + \Delta \psi \\ C_D &= C_{D0} + \Delta C_D & C_y &= C_{y0} + \Delta C_y & C_L &= C_{L0} + \Delta C_L \\ C_l &= C_{l0} + \Delta C_l & C_m &= C_{m0} + \Delta C_m & C_n &= C_{n0} + \Delta C_n \\ \delta &= \delta_0 + \Delta \delta \end{aligned} \quad 2-53$$

Sous certaines hypothèses, les équations de mouvement peuvent être découplées, permettant ainsi une analyse séparée des dynamiques longitudinales et latérales de l'avion.

L'existence d'un mouvement longitudinal pur nécessite trois approximations et hypothèses : l'approximation de la Terre plate, l'existence d'un plan de symétrie et l'absence d'effets gyroscopiques des rotors.

L'existence de mouvements latéraux découplés, en plus des restrictions ci-dessus, nécessite également de négliger tous les termes de couplage aérodynamique transversal (qui peuvent ne pas être strictement égaux à zéro).[42]

En calculant les dérivées, nous obtenons les équations linéarisées de l'espace d'état.

Les conditions de vol de référence sont supposées symétriques, et les forces de propulsion sont constantes

$$w_0=v_0=p_0=q_0=r_0=\psi_0=\varphi_0 \quad 2-54$$

L'équation des forces X est :

$$X-mg \sin\theta=m(\dot{u} + qw -rv) \quad 2-55$$

En introduisant la théorie des petites perturbations dans cette équation, on obtient

$$X_0+\Delta X-mg\sin(\theta_0 + \Delta\theta)=m\left[\frac{d}{dt}(u_0 + \Delta u)+(q_0 + \Delta q)(w+\Delta w)-(r_0+\Delta r)(v_0+\Delta v)\right] \quad 2-56$$

On néglige les termes des produits des perturbations. Alors l'équation de X devient :

$$X_0+\Delta X_0-mg\sin(\theta_0 + \Delta\theta_0)=m\Delta\dot{u} \quad 2-57$$

Cette équation peut être simplifier en utilisant les propriétés des fonctions trigonométriques et les formules d'approximations

$$\sin(\theta_0 + \Delta\theta)=\sin\theta_0 \cos\Delta\theta+\cos\theta_0\sin\Delta\theta + \Delta\theta_0=\sin\theta_0 + \Delta\theta \cos\theta_0 \quad 2-58$$

Et $\cos\Delta\theta = 0$ et $\sin\Delta\theta = \Delta\theta$ pour les valeurs faibles de $\Delta\theta$:

$$X_0+\Delta X-mg(\sin\theta_0 + \Delta\theta \cos\theta_0)=m\Delta\dot{u} \quad 2-59$$

Si toutes les variables de perturbations sont égales à zéro, l'équation ci-dessus devient :

$$X_0-mg\sin\theta_0=0 \quad 2-60$$

Qui réduit à :

$$\Delta X-mg(\Delta\theta\cos\theta_0)=m\Delta\dot{u} \quad 2-61$$

La variation de la force ΔX étant le changement introduit au niveau de la force aérodynamique et de propulsion dans la direction X qui peut être exprimée au moyen de développement de Taylor en ce qui concerne les variables de perturbation, si on suppose que ΔX est fonction des variables U, W, δ et δ_T [64]

$$\Delta X = \frac{\partial X}{\partial u} \Delta u + \frac{\partial X}{\partial w} \Delta w + \frac{\partial X}{\partial \delta} \Delta \delta + \frac{\partial X}{\partial \delta_T} \Delta \delta_T \quad 2-62$$

Avec :

$\frac{\partial X}{\partial u}, \frac{\partial X}{\partial w}, \frac{\partial X}{\partial \delta}, \frac{\partial X}{\partial \delta_T}$ Appelées dérivées de stabilité

Ils sont évalués aux conditions du vol de référence, les variables δ et δ_T sont respectivement l'angles de l'élévateur et le réglage de la manette du gaz :[64]

$$\frac{\partial X}{\partial u} \Delta u + \frac{\partial X}{\partial w} \Delta w + \frac{\partial X}{\partial \delta} \Delta \delta + \frac{\partial X}{\partial \delta_T} \Delta \delta_T - mg (\Delta \theta \cos \theta_0) = m \Delta \dot{u} \quad 2-63$$

$$\left(m \frac{d}{dt} - \frac{\partial X}{\partial u}\right) \Delta u - \left(\frac{\partial X}{\partial w}\right) \Delta w + (mg \cos \theta_0) \Delta \theta = \frac{\partial X}{\partial \delta} \Delta \delta + \frac{\partial X}{\partial \delta_T} \Delta \delta_T \quad 2-64$$

L'équation peut être réécrite sous une forme plus commode en divisant par la masse m :

$$\left(\frac{d}{dt} - X_u\right) \Delta u - X_w \Delta w + g \cos \theta_0 \Delta \theta = X_\delta \Delta \delta + X_{\delta_T} \Delta \delta_T \quad 2-65$$

Avec : $X_u = \frac{\partial X}{m \partial u}$, $X_w = \frac{\partial X}{m \partial w}$ Appelés les dérivées dimensionnelles aérodynamique. Le changement des forces et des moments aérodynamiques sont fonctions des variables Δu , Δw .. ect

$$\Delta X = \frac{\partial X}{\partial u} \Delta u + \frac{\partial X}{\partial w} \Delta w + \frac{\partial X}{\partial \delta} \Delta \delta + \frac{\partial X}{\partial \delta_T} \Delta \delta_T$$

$$\Delta Y = \frac{\partial Y}{\partial v} \Delta v + \frac{\partial Y}{\partial p} \Delta p + \frac{\partial Y}{\partial r} \Delta r + \frac{\partial Y}{\partial \delta_r} \Delta \delta_r$$

$$\Delta Z = \frac{\partial Z}{\partial u} \Delta u + \frac{\partial Z}{\partial w} \Delta w + \frac{\partial Z}{\partial \dot{w}} \Delta \dot{w} + \frac{\partial Z}{\partial q} \Delta q + \frac{\partial Z}{\partial \delta} \Delta \delta + \frac{\partial Z}{\partial \delta_T} \Delta \delta_T$$

$$\Delta L = \frac{\partial L}{\partial v} \Delta v + \frac{\partial L}{\partial p} \Delta p + \frac{\partial L}{\partial r} \Delta r + \frac{\partial L}{\partial \delta_r} \Delta \delta_r + \frac{\partial L}{\partial \delta_a} \Delta \delta_a \quad 2-66$$

$$\Delta M = \frac{\partial M}{\partial u} \Delta u + \frac{\partial M}{\partial w} \Delta w + \frac{\partial M}{\partial \dot{w}} \Delta \dot{w} + \frac{\partial M}{\partial q} \Delta q + \frac{\partial M}{\partial \delta} \Delta \delta + \frac{\partial M}{\partial \delta_T} \Delta \delta_T$$

$$\Delta N = \frac{\partial N}{\partial v} \Delta v + \frac{\partial N}{\partial p} \Delta p + \frac{\partial N}{\partial r} \Delta r + \frac{\partial N}{\partial \delta_r} \Delta \delta_r + \frac{\partial N}{\partial \delta_a} \Delta \delta_a$$

2.5.2 Équations d'état longitudinales

Pour les équations d'état dans l'espace d'état longitudinal, l'état est donné par [27]

$$\dot{x}_{lon} = (u, w, q, \theta, h)^T \quad 2-67$$

Et le vecteur d'entrée est défini comme :

$$u_{lon} = \triangleq (\delta_e, \delta_T)^T \quad 2-68$$

Les équations du mouvement sont les suivantes

$$\dot{u} = rv - qw - g \sin \theta + \frac{\rho V_a^2 a S}{2M} [C_{x_0} + C_{x_\alpha} \alpha + C_{x_q} \frac{cQ}{2V_a} + C_{x_{\delta_e}} \delta_e] + \frac{\rho S_{prop}}{2m} C_{prop} [(K \delta_T)^2 - V_a^2] \quad 2-69$$

$$\dot{w} = qu - pv + g \cos \theta \cos \phi + \frac{\rho V_a^2 a S}{2M} [C_{z_0} + C_{z_\alpha} \alpha + C_{z_q} \frac{cQ}{2V_a} + C_{z_{\delta_e}} \delta_e] \quad 2-70$$

$$\dot{q} = \frac{J_{xz}}{J_y} (r^2 - p^2) + \frac{J_z - J_x}{J_y} pr + \frac{1}{2J_y} \rho V_a^2 c_s \times [C_{m_0} + C_{m_\alpha} \alpha + C_{m_q} \frac{cQ}{2V_a} + C_{m_{\delta_e}} \delta_e] \quad 2-71$$

$$\dot{\theta} = q \cos \phi - r \sin \phi \quad 2-72$$

$$\dot{h} = u \sin \theta - v \sin \phi \cos \theta - w \cos \phi \cos \theta \quad 2-73$$

En supposant que les états latéraux sont nuls (c'est-à-dire, $\phi=p=r=\beta=v=0$) et que la vitesse du vent est nulle, en substituant [27]

$$\alpha = \tan^{-1}\left(\frac{w}{u}\right) \quad 2-74$$

$$v_a = \sqrt{u^2 + w^2} \quad 2-75$$

$$\begin{aligned} \dot{u} = & -qw - g\sin\theta + \frac{\rho(u^2 + w^2)S}{2m} \times [C_{x_0} + C_{x_\alpha} \tan^{-1}\left(\frac{w}{u}\right) + \\ & C_{x_{\delta_e}} \delta_e] + \frac{\rho\sqrt{u^2 + w^2}S}{4m} C_{x_q} C_q + \frac{\rho S_{prop}}{2m} C_{prop} [(k\delta_t)^2 - (u^2 + w^2)] \end{aligned} \quad 2-76$$

$$\dot{w} = qu + g\cos\theta + \frac{\rho(U^2 + W^2)S}{2m} \times [C_{z_0} + C_{z_\alpha} \tan^{-1}\left(\frac{w}{u}\right) + C_{z_{\delta_e}} \delta_e] + \frac{\rho\sqrt{u^2 + w^2}S}{4m} C_{z_q} C_q \quad 2-77$$

$$\dot{q} = \frac{1}{2J_x} \rho(u^2 + w^2) cS [C_{m_0} + C_{m_\alpha} \tan^{-1}\left(\frac{w}{u}\right) + C_{m_{\delta_e}} \delta_e] + \frac{1}{4J_y} \rho(u^2 + w^2) S C_{m_q} c^2 Q \quad 2-78$$

$$\dot{\theta} = q \quad 2-79$$

$$\dot{h} = u\sin\theta - w\cos\theta \quad 2-80$$

En calculant les dérivées, nous obtenons les équations linéarisées de l'espace d'état.[27]

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{u} \\ \dot{\alpha} \\ \dot{q} \\ \dot{\theta} \\ \dot{h} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} X_u & X_w & X_q & -g\cos\theta^* & 0 \\ Z_u & Z_w & Z_q & -g\sin\theta^* & 0 \\ M_u & M_w & M_q & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ \sin\theta^* & -\cos\theta^* & 0 & u^* \cos\theta^* + W^* \sin\theta^* & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u \\ \alpha \\ q \\ \theta \\ h \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} X_{\delta_e} & X_{\delta_t} \\ Z_{\delta_e} & 0 \\ M_{\delta_e} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta_e \\ \delta_t \end{bmatrix} \end{aligned} \quad 2-81$$

2.5.3 Équations d'état latérales

Pour les équations d'état dans l'espace d'état latéral, l'état est donné par :[27]

$$x_{lat} = (v, p, r, \phi, \psi)^T \quad 2-82$$

Et le vecteur d'entrée est défini comme :

$$u_{lon} = (\delta_a, \delta_r)^T \quad 2-83$$

Où nous avons utilisé les expressions pour un vent nul.

$$\begin{aligned} \dot{v} = & pw - ru + g\cos\theta\sin\phi + \frac{\rho\sqrt{u^2 + v^2 + w^2}Sb}{2m} \frac{b}{2} [C_{Y_p} p + C_{Y_r} r] \\ & + \frac{\rho\sqrt{u^2 + v^2 + w^2}S}{2m} [C_{Y_0} p + C_{Y_\beta} \tan^{-1}\left(\frac{v}{\sqrt{u^2 + v^2}}\right) + C_{Y_{\delta_a}} \delta_a + C_{Y_{\delta_r}} \delta_r] \end{aligned} \quad 2-84$$

$$\dot{q} = \Gamma_1 p q - \Gamma_2 q r + \frac{\rho \sqrt{u^2 + v^2 + w^2} S b}{2} \frac{b^2}{2} [C_{p_p} p + C_{p_r} r] \quad 2-85$$

$$+ \frac{1}{2} \rho (u^2 + v^2 + w^2) S b [C_{p_0} + C_{p_\beta} \tan^{-1}(\frac{v}{\sqrt{u^2 + w^2}}) + C_{p_{\delta_a}} \delta_a + C_{p_{\delta_r}} \delta_r]$$

$$\dot{r} = \Gamma_7 p q - \Gamma_1 q r + \frac{\rho \sqrt{u^2 + v^2 + w^2} S b}{2} \frac{b^2}{2} [C_{r_p} p + C_{r_r} r] \quad 2-86$$

$$+ \frac{1}{2} \rho (u^2 + v^2 + w^2) S b [C_{r_0} + C_{r_\beta} \tan^{-1}(\frac{v}{\sqrt{u^2 + w^2}}) + C_{r_{\delta_a}} \delta_a + C_{r_{\delta_r}} \delta_r]$$

$$\dot{\phi} = p + q \sin \phi \tan \theta + r \cos \phi \tan \theta \quad 2-87$$

$$\dot{\psi} = q \sin \phi \sec \theta + r \cos \phi \sec \theta \quad 2-88$$

Tel que :

$$\Gamma_1 = \frac{J_{xz}(J_x - J_y + J_z)}{I} \quad \text{Et} \quad \Gamma_7 = \frac{(J_x - J_y)J_x + J_{xz}^2}{I}$$

Où nous avons utilisé les expressions à indice zéro-w :

$$\beta = \tan^{-1}(\frac{v}{\sqrt{u^2 + w^2}}) \quad 2-89$$

$$V_a = \sqrt{u^2 + v^2 + w^2} \quad 2-90$$

Les équations d'état en espace d'état linéarisées sont :

$$\begin{bmatrix} \dot{v} \\ \dot{p} \\ \dot{r} \\ \dot{\phi} \\ \dot{\psi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_v & Y_p & Y_r & g \cos \theta^* \cos \phi^* & 0 \\ L_v & L_p & L_r & 0 & 0 \\ N_v & N_p & N_r & 0 & 0 \\ 0 & 1 & \cos \theta^* \tan \theta^* q^* \cos \phi^* \tan \theta^* & -r^* \sin \phi^* \tan \theta^* & 0 \\ 0 & 0 & \cos \phi^* \sec \theta^* p^* \cos \phi^* \sec \theta^* & -r^* \sin \phi^* \sec \theta^* & 0 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} v \\ p \\ r \\ \phi \\ \psi \end{bmatrix}$$

$$+ \begin{bmatrix} Y_{\delta_a} & Y_{\delta_r} \\ L_{\delta_a} & L_{\delta_r} \\ N_{\delta_a} & N_{\delta_r} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \delta_a \\ \delta_r \end{bmatrix} \quad 2-91$$

Conclusion

L'objectif de ce chapitre est de décrire brièvement la modélisation mathématique et l'identification de l'avion. En tant que système dynamique non linéaire, le modèle mathématique décrivant le mouvement de cet appareil repose sur des équations différentielles non linéaires. Lorsque les mouvements sont restreints à de petites perturbations, l'avion peut être approximé comme un système dynamique linéaire. Dans ce contexte, il est modélisé dans l'espace d'état. Après avoir établi la structure du modèle, l'étape suivante consiste à identifier

ses paramètres à travers des essais en vol, durant lesquels les données collectées sont confrontées aux réponses prédites. La validation du modèle constitue la phase finale de ce processus.

Chapitre 03

Les techniques de contrôle

3 Les Techniques de contrôle

3.1 PID

Le régulateur PID, abréviation de proportionnel-intégral-dérivé, est un outil de rétroaction de boucle de contrôle largement employé dans les systèmes de contrôle industriels. Un régulateur PID calcule une valeur d'erreur comme la différence entre une variable de processus mesurée et un point de consigne souhaité. Le régulateur tente de minimiser l'erreur en ajustant le processus à l'aide d'une variable manipulée. [31]

Le contrôleur PID possède trois effets de contrôle principaux. L'action proportionnelle (P) entraîne un changement dans l'entrée (variable manipulée) directement proportionnel à l'erreur de contrôle. L'action intégrale (I) entraîne un changement dans l'entrée proportionnel à l'erreur intégrée, et son objectif principal est d'éliminer le décalage. L'action dérivée (D), moins couramment utilisée, est utilisée dans certains cas pour accélérer la réponse ou stabiliser le système, et elle entraîne un changement dans l'entrée proportionnel à la dérivée de la variable contrôlée. La sortie globale du contrôleur est la somme des contributions de ces trois termes. [33]

Un régulateur PID a historiquement été considéré comme le régulateur le plus utile. En ajustant les trois paramètres de l'algorithme du régulateur PID, le régulateur peut fournir une action de contrôle conçue pour répondre aux exigences spécifiques du processus. La réponse du contrôleur peut être décrite en termes de réactivité du contrôleur à une erreur, du degré de dépassement du point de consigne par le contrôleur, et du degré d'oscillation du système. Il convient de noter que l'utilisation de l'algorithme PID pour le contrôle ne garantit pas un contrôle optimal du système ou la stabilité du système.

Certaines applications peuvent nécessiter l'utilisation d'une ou deux actions seulement pour assurer le contrôle approprié du système. Cela est réalisé en fixant les autres paramètres à zéro. Un régulateur PID sera appelé régulateur PI, PD, P ou I en l'absence des actions de contrôle respectives. Les régulateurs PI sont assez courants, car l'action dérivée est sensible au bruit de mesure, tandis que l'absence d'un terme intégral peut empêcher le système d'atteindre sa valeur cible en raison de l'action de contrôle.

3.1.1 Les termes de régulateur PID

3.1.1.1 Action Proportionnelle

Un régulateur proportionnel (ou P-régulateur) génère une sortie proportionnelle à l'erreur actuelle $e(t)$. Il compare la valeur désirée ou le point de consigne avec la valeur réelle ou la valeur de retour du processus. L'erreur obtenue est multipliée par une constante proportionnelle pour obtenir la sortie. Lorsque l'erreur est nulle, la sortie de ce régulateur est également nulle. [28]

La représentation dans le domaine temporel pour le contrôle proportionnel est donnée par :

$$U_c(t) = K_p \cdot e(t) \quad 3-1$$

Où :

$U_c(t)$: C'est la commande ou la sortie du contrôleur proportionnel à l'instant t .

K_p : C'est le gain proportionnel.

$e(t)$: C'est l'erreur à l'instant t .

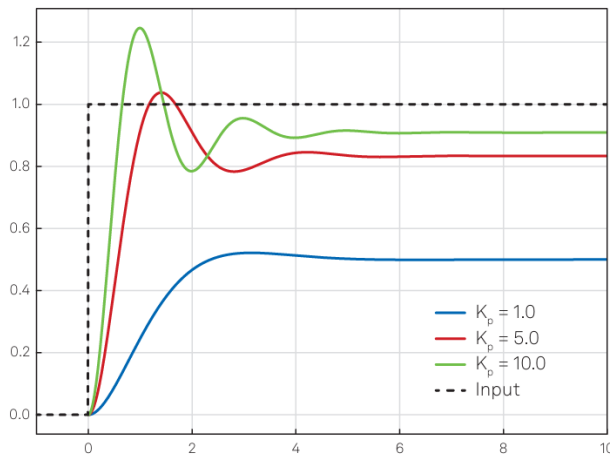


Figure 3-1:L'effet de l'action proportionnelle

Le régulateur proportionnel présente divers avantages importants. En premier lieu, il permet de réduire l'erreur en régime permanent, ce qui améliore la stabilité globale du système. De plus, pour les systèmes à réponse lente, tels que ceux qui sont trop amortis, les régulateurs proportionnels peuvent accélérer la réponse du système. Cependant, ces avantages sont accompagnés de certains inconvénients. En effet, l'utilisation de régulateurs proportionnels peut entraîner des décalages dans le système, et ils ont tendance à augmenter le dépassement maximal du système, ce qui peut compromettre sa performance dans certaines situations.

3.1.1.2 Action Intégrale :

Le contrôle intégral est représenté par le terme I dans le régulateur PID. Il est utilisé lorsque le contrôleur est chargé de corriger une compensation constante pour une valeur de signal de référence constante. Il sert principalement à réduire l'erreur en régime permanent du système. Son principe de fonctionnement repose sur l'intégration de l'erreur sur une période donnée, jusqu'à ce que cette dernière soit annulée. Ainsi, même une erreur minime peut entraîner une réponse intégrale élevée, garantissant ainsi que le système reste proche de la valeur de référence souhaitée [28]

La représentation dans le domaine temporel pour le contrôle intégral est donnée par

$$Uc(t) = Ki \int e(\tau) d\tau \quad 3-2$$

Où :

$Uc(t)$: C'est la commande ou la sortie du contrôleur intégral à l'instant t .

Ki : C'est le gain intégral.

$e(\tau)$: C'est l'erreur à un instant donné τ .

$\int e(\tau) d\tau$: C'est l'intégrale de l'erreur $e(t)$ sur le temps τ .

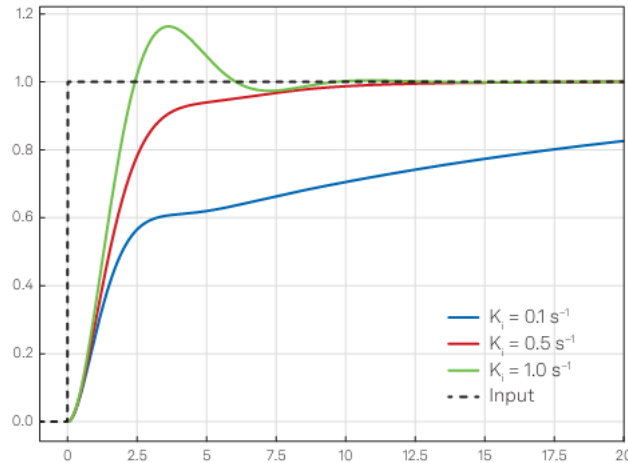


Figure 3-2:L'effet de l'action intégrale

L'avantage principal du contrôleur intégral est de ramener la variable contrôlée à son point de consigne précis après une perturbation, ce qui lui vaut d'être appelé contrôleur de réinitialisation. Cependant, il présente également des inconvénients importants, notamment le risque de rendre le système instable en raison de sa réponse lente aux erreurs générées.

3.1.1.3 L'action dérivée

Le terme dérivé, noté D, contrôle la tendance de l'erreur, c'est-à-dire son comportement futur, en appliquant une correction proportionnelle à la dérivée temporelle de l'erreur. Cela permet de réduire le taux de variation de l'erreur et contribue ainsi à améliorer la stabilité et la réactivité de la boucle de contrôle. L'objectif est d'anticiper les variations du signal d'erreur : si l'erreur montre une tendance à la hausse, l'action dérivée tente de compenser sans attendre que l'erreur devienne significative (action proportionnelle) ou qu'elle persiste pendant un certain temps (action intégrale). [32]

La représentation dans le domaine temporel pour le contrôle dérivé est donnée par

$$Uc(t) = Kd \frac{de}{dt} \quad 3-3$$

Où :

$Uc(t)$: C'est la commande ou la sortie du contrôleur dérivé à l'instant t .

Kd : C'est le gain dérivé.

$\frac{de}{dt}$: C'est la dérivée de l'erreur $e(t)$.

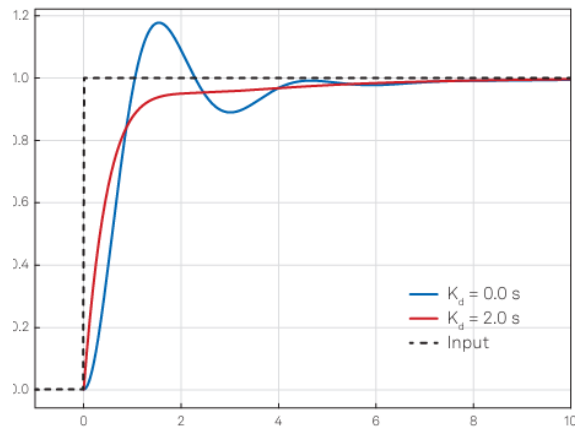


Figure 3-3:Effet de l'action dérivée.

3.1.1.4 Contrôleur PI

Pour de nombreuses applications, les contrôles proportionnel et intégral sont combinés afin d'obtenir une réponse rapide du système (dans le cas du contrôleur P) ainsi qu'une meilleure réponse en régime permanent (dans le cas du contrôleur I). Les contrôleurs PI sont utilisés dans les opérations industrielles afin d'améliorer à la fois les réponses transitoires et en régime permanent.[56]

La représentation dans le domaine temporel pour le contrôleur PI est donnée par :

$$Uc(t) = Kp e(t) + Kd \frac{de}{dt} \quad 3-4$$

3.1.1.5 Contrôleurs PID

En associant les réponses de contrôle proportionnelles, intégrales et dérivées, on obtient un contrôleur PID. Ce type de contrôleur a des applications universelles ; néanmoins, il est essentiel de connaître les réglages PID et de les ajuster correctement pour obtenir le résultat souhaité. L'ajustement fait référence au processus visant à obtenir une réponse optimale du contrôleur PID en définissant des gains idéaux pour les paramètres proportionnels, intégraux et dérivés.[56]

La représentation dans le domaine temporel pour le contrôleur PID est donnée par :

$$Uc(t) = Kp e(t) + Ki \int e(\tau) d\tau + Kd \frac{de}{dt} \quad 3-5$$

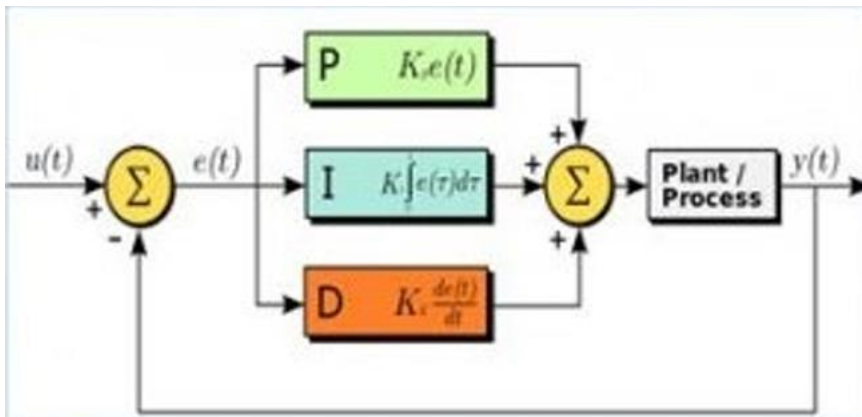


Figure 3-4: Configuration du système de contrôle de base.

3.1.2 Les méthodes utilisées pour déterminer les paramètres du contrôleur PID

3.1.2.1 Tuning PID Parameters in MATLAB Simulink

Dans le cadre de la conception de systèmes de contrôle, le réglage des paramètres du contrôleur PID (Proportionnel, Intégral, Dérivé) est crucial pour assurer une réponse optimale du système. MATLAB Simulink propose des outils puissants pour l'ajustement automatique de ces paramètres, facilitant ainsi le processus de conception.

3.1.2.1.1 Méthodes de Réglage Automatique

PID Tuner : L'application PID Tuner permet d'optimiser les paramètres K_p , K_i et K_d en analysant la dynamique du système. En se basant sur des algorithmes tels que la méthode de Ziegler-Nichols et les techniques de lieu des racines, le PID Tuner fournit des suggestions de réglage qui peuvent être affinées en temps réel à l'aide de simulations.

Fonction pidtune : La fonction pidtune de MATLAB permet de déterminer automatiquement les paramètres PID en fonction d'un modèle du système, qu'il soit exprimé sous forme de fonction de transfert ou de modèle d'état. Cette méthode utilise des approches d'optimisation pour minimiser des critères de performance tels que l'erreur quadratique intégrale (ISE) et l'erreur absolue intégrale (IAE).

3.2 La logique floue

3.2.1 Introduction

Les méthodes et algorithmes de contrôle flou, initialement conçus pour les applications de contrôle ou de commande en automatique, se sont aujourd'hui étendus à de nombreux domaines où la modélisation mathématique est complexe. Classés comme un type de contrôle intelligent, ces systèmes intègrent une certaine quantité de connaissances humaines dans leurs composants, tels que les ensembles flous, la logique floue et la base de règles floues. Utiliser l'expertise humaine dans la modélisation des systèmes et la conception des contrôleurs est non seulement avantageux, mais souvent nécessaire. En effet, comparé aux approches conventionnelles, le contrôle flou utilise davantage d'informations provenant d'experts du domaine et dépend moins de la modélisation mathématique d'un système physique. [45]

Le principe de l'algorithme de contrôle flou est simple : il consiste à réaliser une « interpolation » entre un nombre limité de situations connues, fournies par un expert sous forme de règles floues telles que « si x est petit et y est modéré, alors u doit être très grand ». L'élaboration des prédicats de ces règles se fait généralement de manière empirique. Cependant, diverses méthodes d'apprentissage sont de plus en plus utilisées pour développer des systèmes de contrôle auto-adaptatifs. Ces systèmes permettent de systématiser les connaissances empiriques, souvent difficiles à maîtriser, et de les transcrire en systèmes de contrôle dynamiques. Cela rend la logique floue capable de s'attaquer à l'automatisation de procédures telles que le démarrage et le réglage des paramètres, pour lesquelles peu d'approches étaient disponibles auparavant. [35]

3.2.2 Historique

3.2.2.1 Apparition de la logique floue

Le terme « ensemble flou » est apparu pour la première fois en 1965 lorsque le professeur Lotfi A. Zadeh de l'université de Berkeley, aux États-Unis, a publié un article intitulé « Fuzzy sets ». Depuis cette publication, de nombreuses avancées théoriques significatives ont été réalisées dans ce domaine, attirant l'attention de nombreux chercheurs qui ont contribué au développement de travaux théoriques approfondis.

3.2.2.2 Applications initiales

Certains chercheurs se sont penchés sur la résolution de problèmes jugés difficiles en utilisant la logique floue. En 1975, le professeur Mamdani de Londres a mis au point une stratégie de contrôle de processus et a publié des résultats encourageants pour le contrôle d'une machine à vapeur. En 1978, la société danoise F.L. Smidth a réussi à contrôler un four à ciment, marquant ainsi la première véritable application industrielle de la logique floue.

Dans les processus de production en continu et par lots, ainsi que dans les systèmes d'automatisation (qui sont l'objet de ce Cahier Technique), les applications ont également augmenté. La logique floue s'est développée dans ce domaine car elle est une approche essentiellement pragmatique, efficace et générique. Elle permet la systématisation des connaissances empiriques, souvent difficiles à maîtriser. La théorie des ensembles flous offre une méthode appropriée, facile à mettre en œuvre dans des applications en temps réel, permettant de transcrire les connaissances des concepteurs et des opérateurs en systèmes de contrôle dynamiques. Cela rend la logique floue capable de s'attaquer à l'automatisation de procédures telles que le démarrage et le réglage des paramètres, pour lesquelles peu d'approches étaient disponibles auparavant. Ce Cahier Technique décrit la logique floue et son application aux processus de production.[57]

3.2.2.3 Expansion de la logique floue

La logique floue a connu un véritable essor au Japon où la recherche n'était pas seulement théorique mais également très orientée vers les applications. À la fin des années 1980, la logique floue a connu un grand succès, et les produits de consommation tels que les machines à laver, les appareils photo et les caméscopes mentionnant la « logique floue » étaient innombrables. Les applications industrielles telles que le traitement de l'eau, les grues de ports à conteneurs, les métros et les systèmes de ventilation/climatisation ont également commencé à utiliser la logique floue. Enfin, des applications se sont développées dans des domaines tels que la finance et le diagnostic médical.

À partir de 1990, de nombreuses applications ont commencé à émerger en grand nombre en Allemagne, ainsi que, dans une moindre mesure, aux États-Unis. [57]

3.2.3 Notions de base de la logique floue

3.2.3.1 Les Ensembles Nets

Dans la théorie classique des ensembles, un élément appartient soit entièrement à un ensemble, soit en est totalement exclu. La fonction d'appartenance $\mu_A(x)$ d'un élément x à un ensemble classique A , sous-ensemble de l'univers X , est définie par : [41]

$$\mu_A(x) = \begin{cases} 1 & \text{si } x \in A \\ 0 & \text{si } x \notin A \end{cases} \quad 3-6$$

3.2.3.2 La Théorie des ensembles flous

Un ensemble flou est une extension d'un ensemble classique ou net qui permet une gamme de degrés d'appartenance plus large et plus flexible. Contrairement aux ensembles classiques, qui ne considèrent que des valeurs d'appartenance discrètes de 0 ou 1, un ensemble flou accepte un nombre infini de degrés d'appartenance, représentés par une fonction d'appartenance. Cela signifie que les éléments peuvent appartenir partiellement à un ensemble flou à des degrés variés, reflétant une représentation plus nuancée des données. L'ensemble classique peut être considéré comme un cas particulier ou un sous-ensemble de l'ensemble flou, où l'appartenance est strictement binaire. [41]

3.2.3.3 Ensemble flou

Un ensemble flou se définit par une fonction d'appartenance $\mu_A(x)$ qui prend des valeurs dans l'intervalle réel $[0, 1]$, ce qui signifie que $\mu_A(x)$ appartient à $[0, 1]$. Cela implique qu'un élément peut appartenir à un ensemble avec un degré d'appartenance variant entre 0 et 1. La fonction d'appartenance $\mu_A(x)$ d'un élément x à un ensemble flou A , sous-ensemble de l'univers X , est définie par :

$$\mu_A(x) = \begin{cases} 1 & \text{Si } x \in A & x \text{ est totalement dans } A \\ \in]0,1[& \text{si } x \text{ est partiellement élément de } A \\ 0 & \text{si } x \notin A & x \text{ n'est pas un elt de } A \end{cases} \quad 3-7$$

3.2.3.4 Fonction d'appartenance

Le concept d'appartenance est fondamental dans la théorie des ensembles, car il détermine si un élément est inclus ou non dans un ensemble. Par exemple, le nombre entier 7 est inclus dans l'ensemble $\{6, 7, 9\}$, tandis que le nombre entier 5 ne l'est pas. Une fonction d'inclusion, aussi connue sous le nom de fonction indicatrice ou fonction caractéristique, est une fonction qui indique l'inclusion ou non dans un ensemble A . [46]

Le degré d'appartenance à un ensemble flou est représenté par un nombre compris entre 0 et 1. Une valeur spécifique de la fonction d'appartenance, associée à une valeur de la variable, est notée par μ et désignée comme le « facteur d'appartenance ». La fonction d'appartenance qui décrit un sous-ensemble flou est caractérisée par quatre propriétés.

Le type : La forme du nombre flou qui peut être triangulaire, trapézoïdale, gaussienne ou sigmoïdale.

La hauteur : $H(x) = \text{Sup}_{x \in U} (\mu_A(x))$ de la fonction d'appartenance, un sous-ensemble flou est dit normalisé s'il est de hauteur 1.

Le noyau : $N(x) = \{x | \mu_A(x) = 1\}$ est l'ensemble des éléments qui appartiennent totalement à A, pour les fonctions de type triangulaire, le noyau est un singleton qui est appelé aussi valeur modale

Le support : $S(A) = \{x | \mu_A(x) \neq 0\}$ cet ensemble décrit l'ensemble des éléments qui sont partiellement dans A.

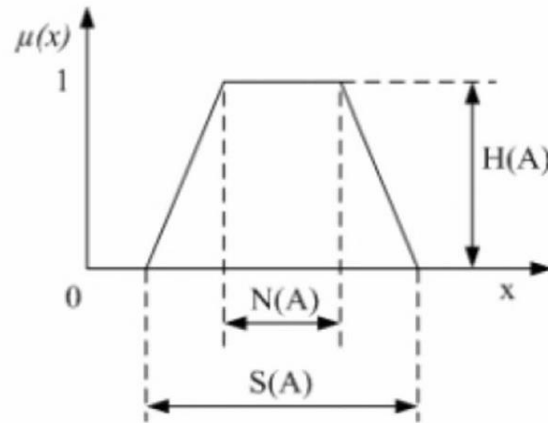


Figure 3-5: Représentations de La hauteur, Le noyau, Le support

3.2.3.4.1 Différentes formes des fonctions d'appartenance

Il existe diverses formes de fonctions d'appartenance paramétriques sont fréquemment utilisés en théorie de la commande floue. Parmi les principales, on trouve les fonctions triangulaires, trapézoïdales, gaussiennes, ainsi que les fonctions sigmoïdes en S et en Z.

A\Les fonctions triangulaires

Il s'agit d'un nombre flou représenté par trois points comme suit :

$A = (a, b, c)$ cette représentation est interprétée comme des fonctions d'appartenance, a et b points extrêmes, c point milieu. [38]

$$\mu_A(x) = \begin{cases} 0 & x < a \\ \frac{x-a}{c-a} & a \leq x \leq c \\ \frac{b-x}{b-c} & c \leq x \leq b \\ 0 & x \geq b \end{cases} \quad 3-8$$

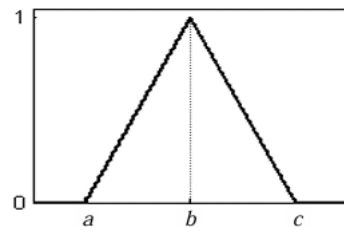


Figure 3-6:fonction triangulaire

Avant le point a : La valeur d'appartenance est 0, car la valeur est complètement en dehors de l'ensemble flou.

Entre les points a et b : La valeur d'appartenance augmente linéairement de 0 à 1 à mesure que la variable approche le centre b.

Entre les points b et c : La valeur d'appartenance diminue linéairement de 1 à 0 à mesure que la variable s'éloigne du centre.

Après le point c : La valeur d'appartenance est à nouveau 0, car la variable est au-delà de l'ensemble flou.

B\Les fonctions trapézoïdales

Nous pouvons définir le nombre flou trapézoïdal A comme suit (Figure 3_7), $A=(a,b,c,d)$, a et b points extrêmes, c et d abscisses des sommets internes.[38]

$$\mu_A(x) = \begin{cases} 0 & x \leq a \\ \frac{x-a}{b-a} & a \leq x \leq b \\ 1 & b \leq x \leq c \\ \frac{d-x}{d-c} & c \leq x \leq d \\ 0 & x \geq d \end{cases} \quad 3-9$$

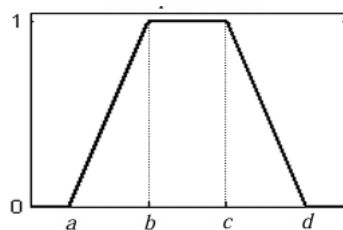


Figure 3-7:fonction trapézoïdale

Avant a : Pour toute valeur $x \leq a$, la fonction d'appartenance est nulle (0). Cela signifie que l'élément n'appartient pas du tout à l'ensemble flou.

Entre a et b : Dans cet intervalle, la fonction d'appartenance augmente linéairement de 0 à 1. Cela représente la phase où l'élément devient de plus en plus « appartenant » à l'ensemble flou, mais sans atteindre encore une appartenance totale.

Entre b et c : La fonction d'appartenance est constante et égale à 1. L'élément appartient totalement à l'ensemble flou, et aucune ambiguïté n'existe dans cette zone.

Entre c et d : La fonction d'appartenance commence à diminuer de manière linéaire, passant de 1 à 0. Cela signifie que l'appartenance de l'élément à l'ensemble flou diminue progressivement.

Après d : Pour toute valeur, la fonction d'appartenance est à nouveau nulle (0). L'élément n'appartient plus du tout à l'ensemble flou.

C\ Fonctions gaussiennes

Cette forme est associée aux distributions de probabilités normales et présente d'excellentes propriétés pratiques. Les fonctions d'appartenance gaussiennes sont définies par l'expression générale suivante :

$$\mu_f(x) = e^{\left\{ \frac{-(x - m_f)^2}{2\delta_f^2} \right\}} \quad 3-10$$

Les paramètres m_f et δ_f déterminent la position du centre et la largeur de la forme de la courbe gaussienne, par exemple, $m_f = 0$ (*centré à l'origine*) et $\delta_f = 1$ (*excentricité ou écart - type*) [38]

3.2.3.5 Les variables linguistiques

Une variable linguistique est une représentation d'un état dans un système à régler ou d'une variable de réglage dans un contrôleur flou. Chaque valeur correspond à un ensemble flou de l'univers de discours. Contrairement aux variables numériques, les valeurs d'une variable linguistique sont des mots ou des phrases dans une langue naturelle ou artificielle. Voici une explication détaillée de la définition et de ses composants : [40]

1. **Variable Linguistique (V)** : Le nom de la variable, par exemple, Âge.
2. **Ensemble de Termes (T(V))** : La collection de valeurs linguistiques que la variable peut prendre, par exemple, jeune, pas jeune, très jeune, assez jeune, vieux, etc.
3. **Univers de Discours (U)** : L'étendue ou le domaine sur lequel la variable est définie.
4. **Règle Syntaxique (G)** : La règle qui génère les termes dans T(V).
5. **Règle Sémantique (M)** : La règle qui associe chaque valeur linguistique X à sa signification, $M(X)$ est un sous-ensemble flou de U.

La signification d'une valeur linguistique X est caractérisée par une fonction de compatibilité $c: U \rightarrow [0,1]$, associant à chaque u dans U sa compatibilité avec X. Par exemple, la compatibilité de l'âge 27 avec "jeune" pourrait être de 0.7, tandis que celle de l'âge 35 pourrait être de 0.2.

Exemple

Prenons la variable linguistique « Température » figure 3_8.

- Univers de discours : Gamme de température de -10°C à 14°C .

- Variable linguistique : La température.

- Valeurs linguistiques : « Chaud » « Tempéré » « Froid ».

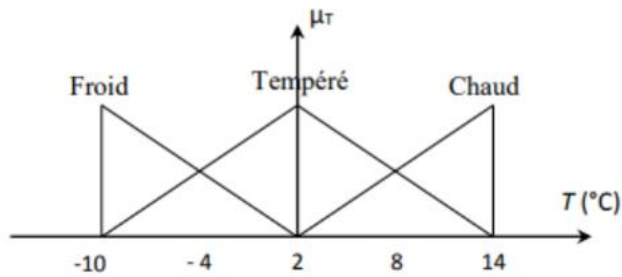


Figure 3-8:présentation de la variable linguistique température

La variable linguistique x représentant la température ambiante peut être définie par un ensemble de termes : $T(x) = \{\text{extrêmement froide, très froide, froide, chaude, très chaude, extrêmement chaude}\}$ qui forment son univers de discours $U = [-20^\circ\text{C}, 40^\circ\text{C}]$.

La température est la variable de base Le terme froid est une valeur linguistique qui peut être interprétée comme "les températures inférieures à 15°C ".

3.2.3.6 Les opérations sur les ensembles flous

Dans le domaine de la théorie des ensembles flous, il est essentiel de disposer de méthodes efficaces pour combiner ces ensembles. Ces méthodes de combinaison et de manipulation doivent être en adéquation avec les opérations classiques sur les ensembles nets. Les opérateurs utilisés en théorie des ensembles flous sont appelés connecteurs flous ou opérateurs d'agrégation. Cette section expose les définitions fondamentales de l'intersection, de l'union et de la complémentation des ensembles flous (introduites par le Professeur L. A. Zadeh)

3.2.3.6.1 Complément d'un ensemble flou

Soit A un ensemble flou dans le domaine X . Le complément de A , noté \bar{A} , est un ensemble flou tel que, pour chaque $x \in X$:[45]

$$\mu_{\bar{A}}(x) = 1 - \mu_A(x)$$

3.2.3.6.2 Intersection entre deux ensembles flous

Considérons A et B comme deux ensembles flous définis sur le domaine X . L'intersection de A et B constitue un ensemble flou C , que l'on note $C=A \cap B$, de sorte que pour chaque $x \in X$ on a :[45]

$$C = A \cap B \Leftrightarrow \mu_C(x) = \mu_A(x) \wedge \mu_B(x) = \min[\mu_A(x), \mu_B(x)]$$

l'opérateur du minimum ' $\min(. , .)$ ' est noté ' \wedge '

3.2.3.6.3 Union d'ensembles flous

Considérons A et B comme deux ensembles flous définis sur le domaine X . leur union forme un ensemble flou C , noté $C=A \cup B$, tel que pour chaque $x \in X$, on a :[45]

$$C=A \cup B \Leftrightarrow \mu_C(x) = \mu_A(x) \vee \mu_B(x) = \max[\mu_A(x), \mu_B(x)]$$

l'opérateur du maximum ' $\max(. , .)$ ' est noté par le symbole ' \vee '

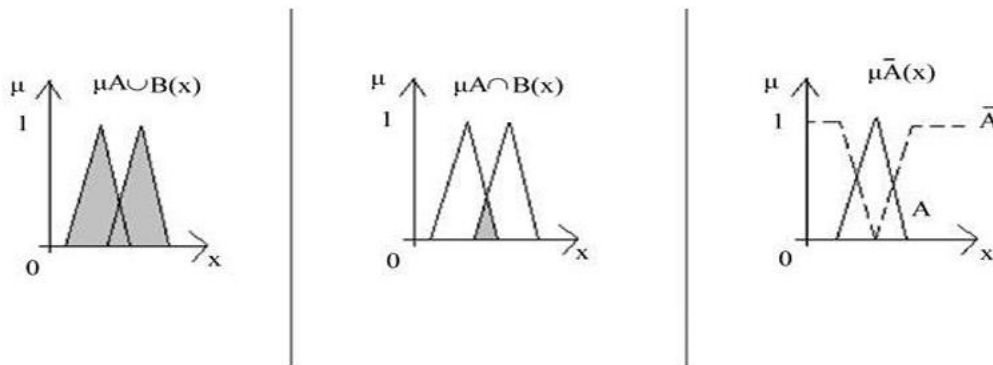


Figure 3-9 : a) Union b) Intersection c) Complément.

3.2.3.7 Règles floues

La règle de contrôle floue est l'expression de la connaissance d'un expert dans un domaine d'application spécifique. Elle est représentée par une séquence de type SI-ALORS, qui conduit à des algorithmes décrivant l'action ou la sortie à effectuer en fonction des informations observées, incluant à la fois l'entrée et le retour d'information dans le cas d'un système de contrôle en boucle fermée. La conception ou la construction d'un ensemble de règles floues est basée sur la connaissance ou l'expérience humaine, et dépend de chaque application spécifique. Une règle floue SI-ALORS associe une condition décrite à l'aide de variables linguistiques et d'ensembles flous à une sortie ou une conclusion. La partie SI est principalement utilisée pour capturer des connaissances à l'aide de conditions flexibles, tandis que la partie ALORS sert à donner la conclusion ou la sortie sous forme de variable linguistique. Cette règle SI-ALORS est largement utilisée par le système d'inférence floue pour calculer le degré auquel les données d'entrée correspondent à la condition d'une règle. [41]

Une règle floue se présente généralement sous la forme :

R : Si x est A, alors y est B.

Où A et B sont des valeurs linguistiques définies par des ensembles flous sur les univers de discours X et Y, respectivement. La règle est également appelée « implication floue » ou « énoncé conditionnel flou ». La partie « x est A » est appelée « antécédent » ou « prémisse », tandis que « y est B » est appelée « conséquence » ou « conclusion ». En général, l'antécédent et la conséquence sont représentés sous forme de variables linguistiques. [39]

3.2.4 Raisonnement en logique floue et conception d'un système de contrôle flou

La logique floue, plus proche de la pensée humaine et du langage naturel, permet de saisir l'imprécision du monde réel. Un contrôleur à logique floue (FLC) utilise des stratégies de contrôle linguistique basées sur des connaissances d'experts. Le FLC est avantageux car il dépasse les algorithmes conventionnels, surtout lorsque les processus sont trop complexes ou les informations sont qualitatives. Ses principaux avantages sont le contrôle parallèle ou distribué, la modélisation linguistique des stratégies de contrôle et la robustesse due à la multiplicité des règles de contrôle. [46]

3.2.4.1 Description générale d'un système flou

La configuration de base d'un système flou comporte quatre blocs principaux :

- Base de connaissance.
- Interface de fuzzification.
- Moteur d'inférence floue.
- Interface de défuzzification.

3.2.4.1.1 Base de connaissance

Elle englobe toutes les connaissances relatives au domaine d'application et aux objectifs de commande prévus, et est composée de :

a. La base de données

Une base de données fournit les définitions nécessaires utilisées par les règles floues. Cela comprend une normalisation des univers de discours, une partition floue des espaces d'entrées et de sorties, ainsi qu'un choix des fonctions d'appartenance.

b. La base des règles floues

Une base de règles floues caractérise la stratégie de commande au moyen d'un ensemble de citations conditionnelles. Elle comprend le choix des variables d'entrée et la source des règles floues de contrôle.

3.2.4.1.2 Fuzzification

La fuzzification est un concept important dans la théorie de la logique floue. La fuzzification est le processus par lequel les quantités nettes sont converties en quantités floues (nettes à floues). En identifiant certaines des incertitudes présentes dans les valeurs nettes, nous formons les valeurs floues. La conversion des valeurs floues est représentée par les fonctions d'appartenance. [38]

Le bloc de fuzzification accomplit les fonctions suivantes :

- Établissement des fonctions d'appartenance de toutes les variables d'entrée.
- Conversion des grandeurs physiques (réelles ou numériques) en grandeurs linguistiques ou floues.
- Représentation d'une échelle transférant la plage des variables d'entrée aux univers de discours correspondants.
- Pour les fonctions d'appartenance, les formes triangulaires et trapézoïdales sont généralement utilisées.

Exemple

Le chauffage d'une salle. En fonction des valeurs d'entrée, le système flou déterminera que la puissance de chauffage en sortie devra être "faible", "moyenne" ou "élevée".

La fuzzification des variables est une étape délicate du processus impliqué par la logique floue. Elle est souvent réalisée de manière itérative et nécessite de l'expérience. C'est à ce stade que nous allons donner un sens ou interpréter les variables d'entrée de notre modèle de décision.

3.2.4.1.3 L'inférence flou

L'inférence floue, élément central du contrôleur flou, est une méthode qui simule les processus de prise de décision humains afin de déduire des actions de commande floue. Ce processus repose sur des règles d'inférence qui utilisent des variables linguistiques, en attribuant un degré de vérité à chaque règle. Il utilise les variables floues issues de la fuzzification et applique des opérations floues aux fonctions d'appartenance pour générer et définir les variables floues de sortie.

Pour le réglage par logique floue, on utilise en générale une des méthodes suivantes : [42]

- Méthode d'inférence max-min (Mamdani)
- Méthode d'inférence max-prod (Larsen)
- Méthode d'inférence somme-prod (Sugeno)

Dans le but d'éclairer le principe de chaque méthode, on propose un tableau récapitulatif basé sur la règle suivante : Si condition Alors conclu

Méthodes	Au niveau de la condition	Au niveau de la conclusion	Entre deux règles
Méthode Max - Min	ET : est réalisé par la formation du Min OU : est réalisé par la formation du Max	Alors : est réalisé par la formation du Min	OU : est réalisé par la formation du Max
Méthode Max - Prod	ET : est réalisé par la formation du Min. OU : est réalisé par la formation du Max.	Alors : est réalisé par le produit	OU : est réalisé par la formation du Max
Méthode Somme - Prod	ET : est réalisé par le produit. OU : est réalisé par la somme.	Alors : est réalisé par le produit	OU : est réalisé par la somme.

Tableau 1 : Synthèse des différentes méthodes d'inférence.

3.2.4.1.4 Défuzzification

La défuzzification est le processus de conversion des résultats d'une inférence floue en une action de contrôle précise qui représente au mieux la distribution de probabilité de l'action de contrôle floue déduite. Ce processus est essentiel car, dans de nombreuses applications pratiques, les commandes de contrôle doivent être des valeurs nettes. La défuzzification inverse la fuzzification en transformant les termes flous générés par la base de règles du contrôleur en valeurs numériques, qui sont ensuite envoyées au système physique pour exécuter le contrôle. Le contrôleur par la logique floue (FLC) produit une sortie sous forme de variable linguistique (nombre flou), qui doit être convertie en une valeur précise. La méthode du centre de gravité est l'une des stratégies de défuzzification les plus compréhensibles et couramment utilisées.[39]

Les trois stratégies couramment utilisées sont :

A\Méthode de la moyenne des maximums

La méthode MOM (Maximum des Moyennes) produit une action de contrôle qui correspond à la moyenne de toutes les actions de contrôle dont les fonctions d'appartenance atteignent le maximum. Pour un univers discret, l'action de contrôle peut être formulée de la manière suivante : [39]

$$z_0 = \sum_{j=1}^k \frac{z_j}{k} \quad 3-11$$

z_j : représente une action de contrôle dont les fonctions d'appartenance atteignent le maximum.

k : est le nombre de telles actions de contrôle.

B\La méthode du Centre de l'Air (Center of Area, COA)

Est largement utilisée pour déterminer le centre de gravité de la distribution de probabilité d'un ensemble flou C. Dans le cas d'un univers discret, cette méthode donne : [39]

$$z_0 = \frac{\sum_{j=1}^n \mu_c(z_j) \cdot z_j}{\sum_{j=1}^n \mu_c(z_j)} \quad 3-12$$

C\Bisecteur de l'Air (BOA)

La méthode du Bisecteur de l'Air (Bisector of Area, BOA) génère l'action z_0 qui divise la surface en deux régions de même aire.[39]

$$\int_{\alpha}^{z_0} \mu_c(z) dz = \int_{z_0}^{\beta} \mu_c(z) dz \quad 3-13$$

Soit $D = \min\{z \mid z \in W\}$ $E = \max\{z \mid z \in W\}$

3.2.5 Catégories de régulateurs flous

Il existe plusieurs catégories de régulation floue, parmi lesquelles on peut mentionner :

- a. Régulateur de type Mamdani, qui repose sur des règles avec des prémisses et une conclusion symbolique.
- b. Régulateur de type Sugeno, qui utilise des prémisses symboliques et des conclusions numériques.

3.3 Contrôleur PID basé sur la logique floue

3.3.1 Introduction

Dans le cadre d'un régulateur flou, des règles élémentaires sont établies, alors que le régulateur PID fondé sur la logique floue permet l'élaboration de multiples règles pour les trois types de régulation : proportionnelle, intégrale et dérivée, ce qui permet d'augmenter les gains pour rendre la réponse plus rapide. Le régulateur PID flou utilise deux entrées : l'erreur et la variation de l'erreur. Grâce à l'application de règles floues en temps réel, les paramètres du PID peuvent être ajustés dynamiquement via un régulateur PID flou auto-ajustable. [59]

3.3.2 Conception du Contrôleur PID Flou

La structure du contrôleur PID flou adaptatif est illustrée dans la figure 3_10. Ce contrôleur repose sur le principe du contrôle PID conventionnel tout en intégrant la notion de raisonnement flou. L'écart e et le taux de changement de l'écart ec de la variable contrôlée sont utilisés comme variables d'entrée du contrôleur flou bidimensionnel, tandis que les valeurs de K_p , K_i et K_d , après ajustement, sont utilisées comme sorties. La partie de contrôle flou comprend les étapes de fuzzification, de calcul du raisonnement flou et de défuzzification. [44]

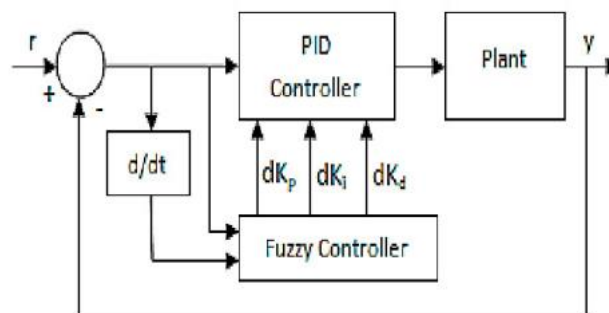


Figure 3-10: Contrôleur PID fondé sur un contrôleur flou

3.3.3 La différence entre un PID et un PID flou

La différence entre un PID classique et PID flou se manifeste par leur aptitude à générer des résultats plus exacts dans des contextes non linéaires. Les systèmes flous s'appuient sur une forme de logique de programmation qui vise à gérer les zones d'incertitude des processus de manière plus efficace que les contrôles conventionnels.

3.4 Simulation et Résultats

3.4.1 Description du UAV UltraStick25e (Thor)

L'UltraStick25e (Thor) est un type d'avion à voilure fixe conventionnelle utilisé dans diverses applications de recherche et d'enseignement. Il possède une conception d'aéronef standard avec des surfaces de contrôle, y compris des volets, des ailerons, un gouvernail et une profondeur. Les actionneurs servo pour ces surfaces de contrôle peuvent se déplacer jusqu'à 25 degrés dans chaque direction. L'UltraStick25e est souvent utilisé dans des contextes académiques, comme à l'Université du Minnesota, pour des expériences et des études en aérodynamique, en systèmes de contrôle et en technologie des UAV.[48]

3.4.2 Model dynamique du drone contrôlé

Paramètre	L'UltraStick25e (Thor)
Masse : [Kg]	1.959
Envergure[m]	1.27
Surface alaire [m^2]	0.3097
Corde principale [m]	0.25
Moment d'inertie : J_x [kg. m^2]	0.07151
Moment d'inertie : J_y [kg. m^2]	0.08636
Moment d'inertie : J_z [kg. m^2]	0.15364
Moment d'inertie : J_{xz} [kg. m^2]	0.014

Tableau 2:tableau des paramètres de L'UltraStick25e (Thor)

3.4.3 Modèle d'espace d'état longitudinal

Le modèle dynamique du drone à voilure fixe a été formulé et représenté sous forme d'espace d'état, à travers les matrices A, B, C, et D. Les équations qui décrivent ce modèle sont fournies dans la référence [48].

$$A_{long} =$$

	X1	X2	X3	X4	X5
X1	-0.5944	0.8008	-9.7910	-0.8747	0.0001
X2	-0.7440	-7.5600	-0.5294	15.7200	-0.0009
X3	0	0	0	1.0000	0
X4	1.0410	-7.4060	0	-15.8100	-0.0000
X5	-0.0540	0.9985	-17.0000	0	0

X1 : U

X2 : W

X3 : θ

X4 : q

X5 : h

$B_{long} =$

	u1	u2
X1	0.4669	0
X2	-2.7030	0
X3	0	0
X4	-133.7000	0
X5	0	0

u1 : déviation de la gouverne de profondeur

u2 : déviation de la manette des gaz

$C_{long} =$

	X1	X2	X3	X4	X5
X1	0.9985	0.0540	0	0	0
X2	-0.0032	0.0587	0	0	0
X3	0	0	0	1.0000	0
X4	0	0	1.0000	0	0
X5	0	0	0	0	-1.0000

$D_{long} =$

	u1	u2
y1	0	0
y2	0	0
y3	0	0
y4	0	0

3.4.4 Modèle d'espace d'état latéral

$A_{lat} =$

	x1	x2	x3	x4	x5
x1	-0.8726	0.8789	-16.82	9.791	0

x2	-2.823	-16.09	3.367	0	0
x3	0.702	0.514	-2.775	0	0
x4	0	1	0.05406	-4.088e-24	0
x5	0	0	1.001	-7.573e-23	0

X1 : v

X2 : p

X3 : r

X4 : \emptyset

X5 : ψ

B_{lat}

	U3	u4
x1	0	5.302
x2	-156.5	-5.008
x3	11.5	-82.04
x4	0	0
x5	0	0

u3 : déviation de l'aileron

u4 : déviation du gouvernail

C_{lat} =

	x1	x2	x3	x4	x5
y1	0.05882	0	0	0	0
y2	0	1	0	0	0
y3	0	0	1	0	0
y4	0	0	0	1	0
y5	0	0	0	0	1

D_{lat} =

	u3	u4
y1	0	0

y2 0 0

y3 0 0

y4 0 0

3.4.5 Schéma du contrôleur PID

Ce bloc Simulink illustre un schéma de contrôle pour la régulation de paramètres spécifiques tels que l'altitude (H), l'angle de tangage (θ), l'angle de roulis (ϕ), et l'angle de lacet (ψ) à l'aide d'un contrôleur PID (Proportionnel-Intégral-Dérivé). Dans ce schéma, le contrôleur PID est chargé d'ajuster le signal de commande en réponse à la différence entre la valeur cible (référence) et la valeur mesurée (état actuel) du paramètre à réguler.

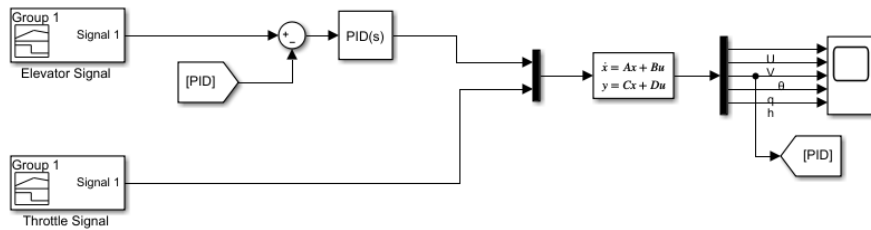


Figure 3-11::Mode de contrôle PID en direction longitudinal

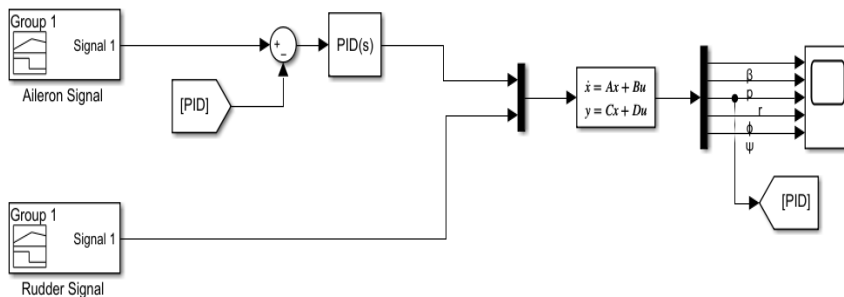


Figure 3-12:Mode de contrôle PID en direction latérale

3.4.6 Les gains du PID utilisés en mode longitudinal et latéral

		k_p	k_i	k_d
Modèle longitudinal	L'angle de tangage	-1.65	-113.9	0.002
	L'altitude	-0.73	-21.57	-0.02
Modèle latéral	L'angle de roulis	-14.6	-2.58	-0.3
	L'angle de lacet	-61.9	23.8	-1.86

Tableau 3:Les gains du PID utilisés en mode longitudinal et latéral

3.4.7 Schéma du contrôleur PID Flou

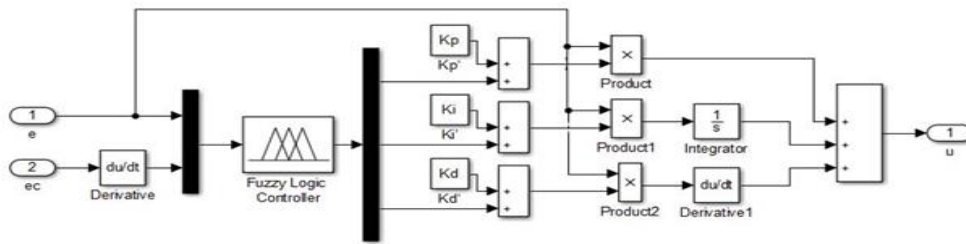


Figure 3-13:Schéma du contrôleur PID Flou

3.4.8 Les règles floues

Les 9 règles de logique floue utilisées dans notre système de contrôle sont présentées dans les tableaux suivants :[66]

K_p

	ERR	N	Z	P
DERR				
N	N	Z	P	
Z	P	P		
P	N	Z	P	

Tableau 4:règles floues pour K_p avec 9 règles

K_i

	ERR	N	Z	P
DERR				
N	P	Z	N	
Z	P	Z	N	
P	P	Z	N	

Tableau 5:règles floues pour K_i avec 9 règles

K_d

	ERR	N	Z	P
DERR				
N	P	Z	N	
Z	Z	N	N	
P	P	Z	N	

Tableau 6:règles floues pour K_d avec 9 règles

Les variables linguistiques pour les ensembles d'entrée et de sortie sont :

N : Négative

Z : Zéro

P : Positive

Les principes fondamentaux de la régulation des paramètres du contrôleur PID flou, comprenant 49 règles, sont décrits dans le Tableau 7, le Tableau 8 et le Tableau 9.[54]

K_p

e \ ec	NB	NM	NS	ZO	PS	PM	PB
NB	NB	NB	NM	NM	NS	NS	ZO
NM	NB	NM	NM	NB	NS	ZO	ZO
NS	NM	NM	NS	NS	ZO	PS	PS
ZO	NM	NM	NS	ZO	PS	PS	PM
PS	NM	NS	ZO	PS	PM	PM	PM
PM	ZO	ZO	PS	PM	PM	PB	PB
PB	ZO	PS	PS	PM	PM	PB	PB

Tableau 7: règles floues pour K_p avec 49 règles

K_i

e \ ec	NB	NM	NS	ZO	PS	PM	PB
NB	NB	NB	NM	NM	NM	ZO	ZO
NM	NB	NB	NM	NM	NS	ZO	ZO
NS	NM	NM	NS	NS	ZO	PS	PS
ZO	NM	NS	NS	ZO	PS	PS	PM
PS	NS	NS	ZO	PS	PS	PM	PM
PM	ZO	ZO	PS	PM	PM	PB	PB
PB	ZO	ZO	PS	PM	PB	PB	PB

Tableau 8: règles floues pour K_i avec 49 règles

K_d

e \ ec	NB	NM	NS	ZO	PS	PM	PB
NB	PS	PS	ZO	ZO	ZO	PB	PB
NM	NS	NS	NS	NS	ZO	PS	PM
NS	NB	NB	NM	NS	ZO	PS	PM
ZO	NB	NM	NM	NS	ZO	PS	PM
PS	NB	NM	NS	NS	ZO	PS	PS
PM	NM	NS	NS	NS	ZO	PS	PS
PB	PS	ZO	ZO	ZO	ZO	PS	PS

Tableau 9: règles floues pour K_d avec 49 règles

Les variables linguistiques pour les ensembles d'entrée et de sortie sont :

NB: Negative Grand (Negative Big).

NM: Negative Moyen (Negative Medium).

NS: Negative Petit (Negative Small).

ZO : Zéro (ZERO).

PS : Positive Petit (Positive Small).

PM : Positive Moyen (Positive Medium).

PB : Positive Grand (Positive Big).

Les règles de contrôle flou peuvent être construites à partir des trois tableaux ci-dessus. Par exemple: If (e is NB) and (ec is NB) then (kp is NB) (ki is NB) (kd is PS)

3.4.9 Fonctions d'appartenance utilisées

Les figures suivantes représentent Les Figures la fonction d'appartenance de l'erreur, la dérive de l'erreur, dKp, dKi et dKd pour l'angle l'inclinaison (θ) réalisé dans MATLAB.

L'erreur :

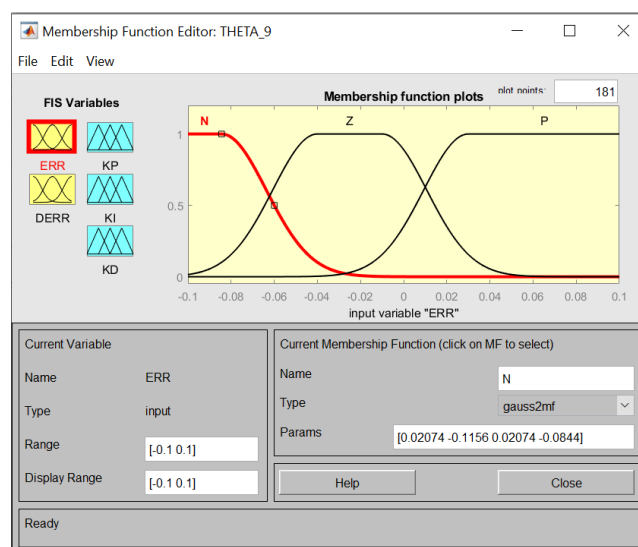


Figure 3-14:Fonctions d'appartenance du signal d'erreur

La dérivée d'erreur :

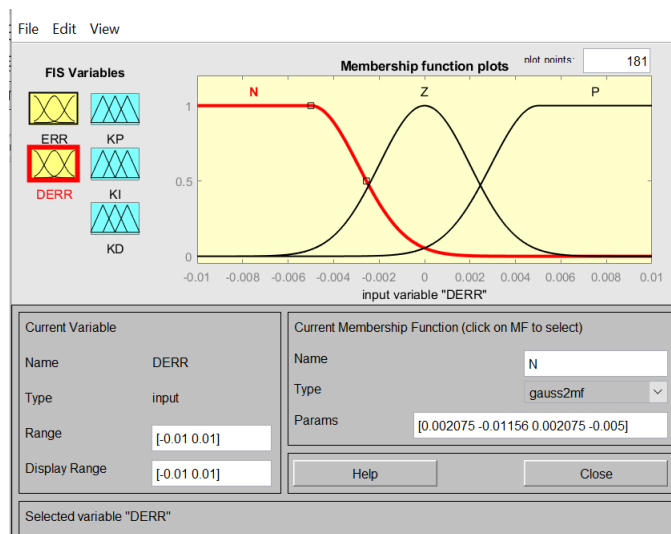


Figure 3-15: Fonctions d'appartenance du signal de la dérivée de l'erreur

Kp :

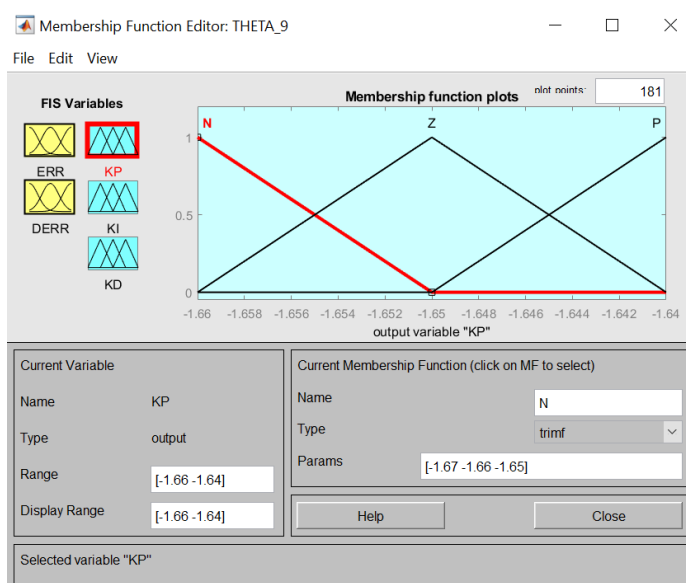


Figure 3-16: Fonctions d'appartenance utilisées pour Kp

Ki

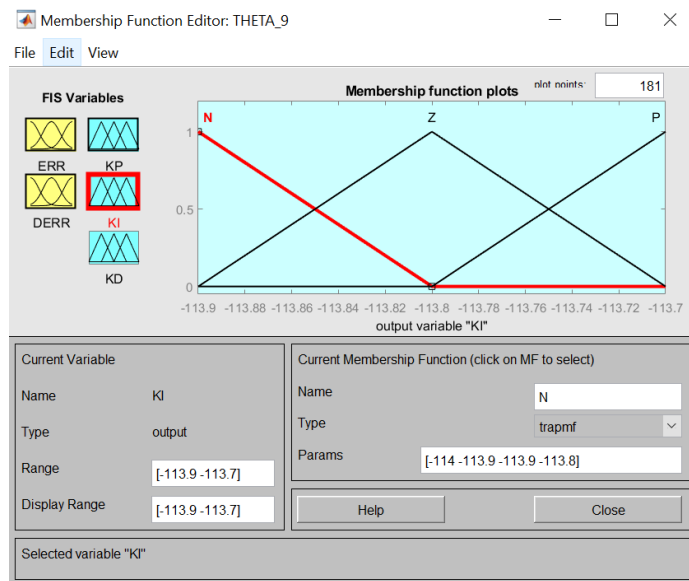


Figure 3-17: Fonctions d'appartenance utilisées pour Ki

Kd

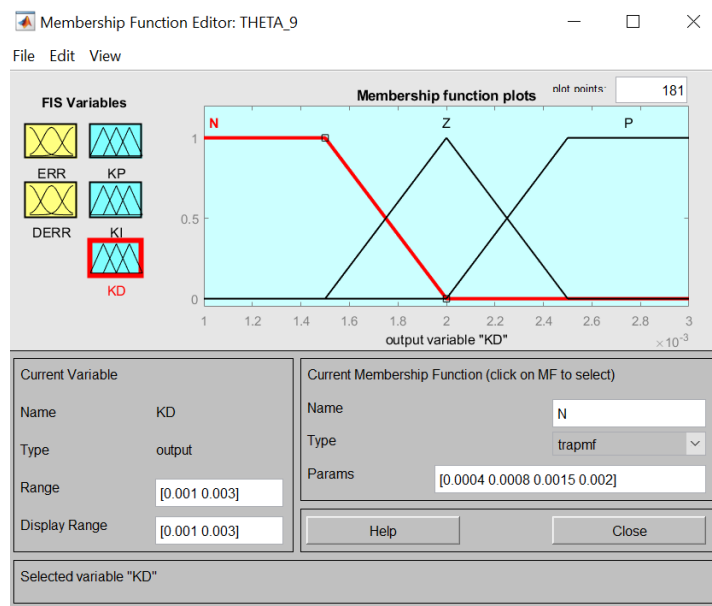


Figure 3-18: Fonctions d'appartenance utilisées pour Kd

Les figures suivantes représentent le modèle de logique floue avec 49 règles pour l'angle de tangage (θ) réalisé dans MATLAB.

L'erreur :

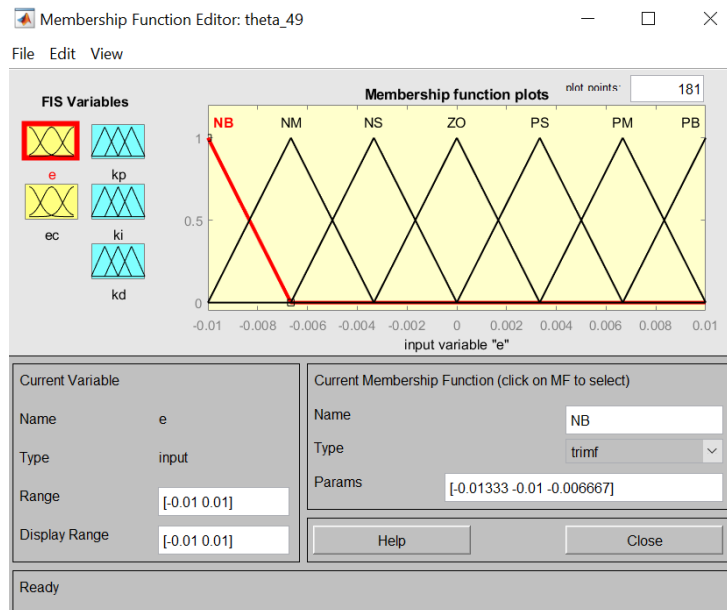


Figure 3-19:Fonctions d'appartenance du signal d'erreur pour 49 règles

La dérivée d'erreur :

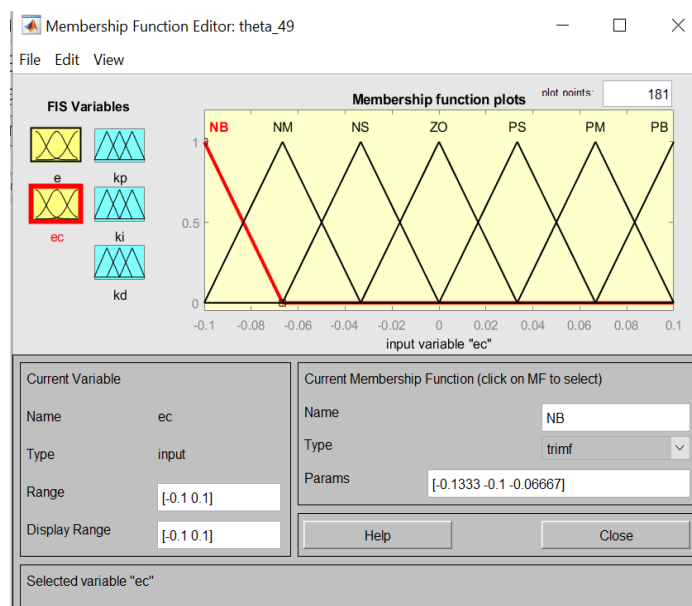


Figure 3-20:Fonctions d'appartenance du signal de la dérivée d'erreur pour 49 règles

Kp

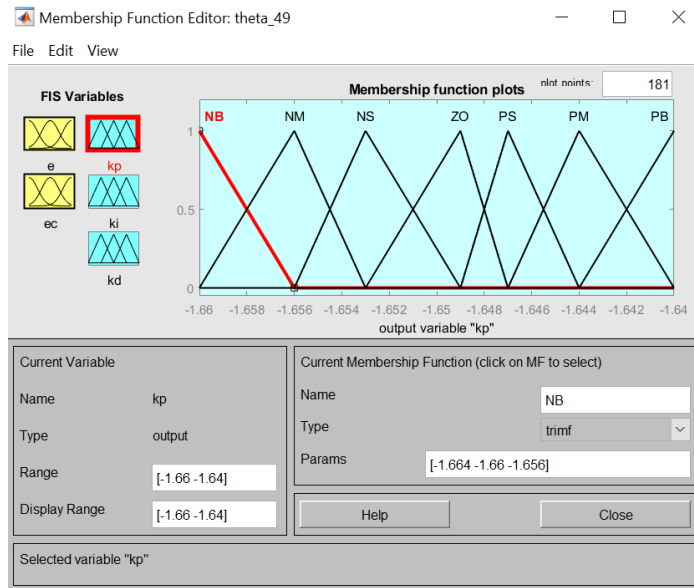


Figure 3-21: Fonctions d'appartenance utilisées pour Kp

Ki

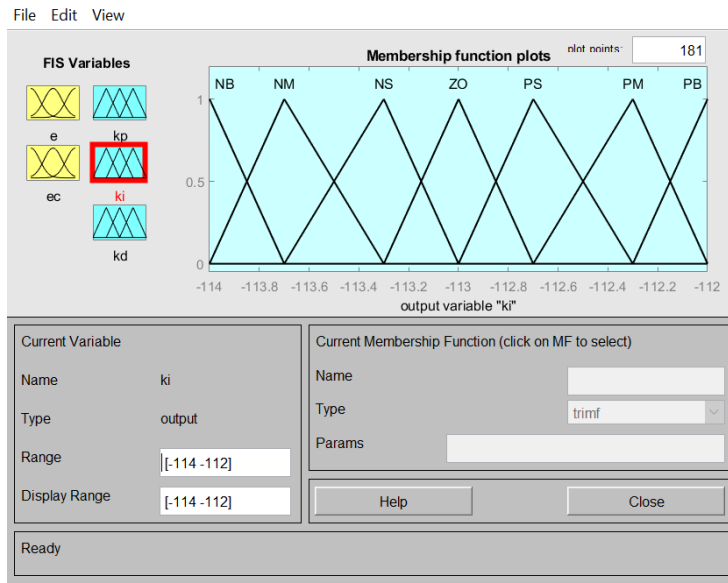


Figure 3-22: Fonctions d'appartenance utilisées pour Ki

Kd

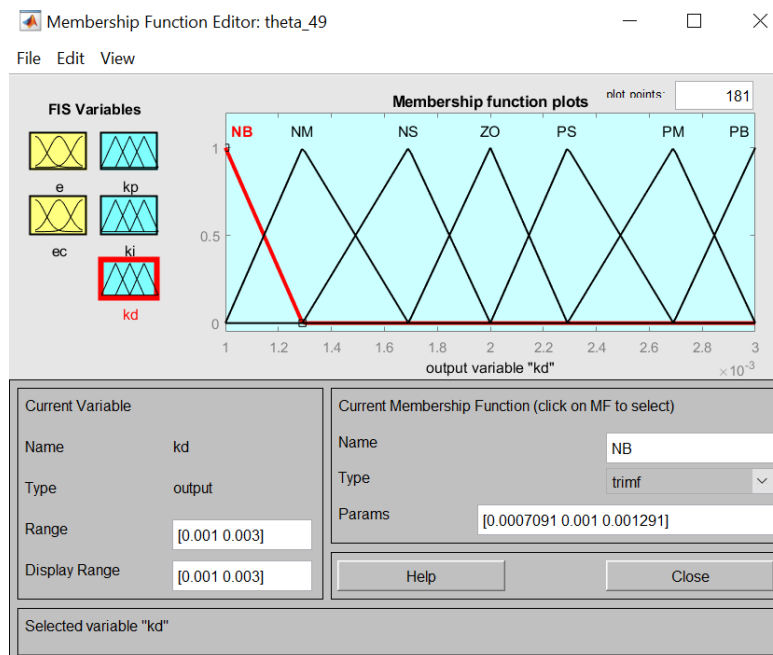


Figure 3-23: Fonctions d'appartenance utilisées pour Kd

3.5 Résultats de la simulation

3.5.1 Surfaces de Règles Floues pour L'angle de tangage

Les surfaces de règles floues représentent une approche de contrôle non linéaire efficace pour l'asservissement des systèmes, illustrant la relation entre les variables d'entrée et les actions de contrôle en sortie. Ces surfaces montrent comment un contrôleur à logique floue ajuste les gains proportionnels (K_p), intégral (K_i) et dérivé (K_d) en temps réel, en fonction des variations de l'erreur et de sa dérivée. Le nombre de règles, qu'il soit de 9 ou 49, influence directement la précision du contrôle, permettant une régulation plus fine des paramètres. Cette flexibilité et adaptabilité font des surfaces de règles floues un outil puissant pour gérer les comportements complexes et non linéaires des systèmes, offrant une régulation robuste face aux perturbations.

Les figures suivantes illustrent les surfaces de règles floues, qui permettent un ajustement dynamique des gains (K_p , K_i , K_d) d'un contrôleur à logique floue en réponse aux variations de l'erreur. En fonction du nombre de règles, qu'il soit de 9 ou 49, ces surfaces offrent une et assurer une performance optimale pour l'angle de tangage (θ).

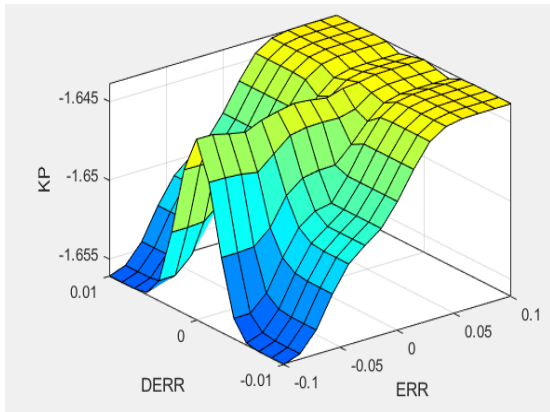


Figure 3-24: Surface des Règles Floues pour le Gain Proportionne Kp (9 Règles) appliqué à l'Angle de Tangage

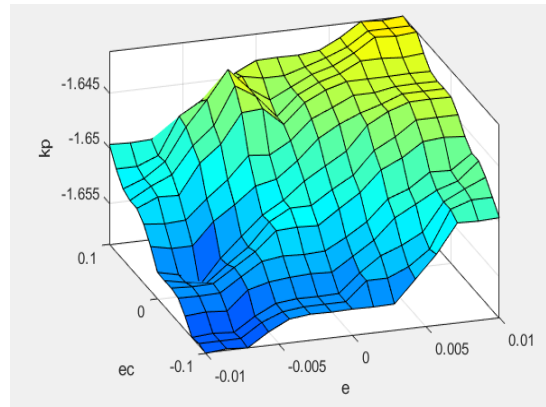


Figure 3-25: Surface des Règles Floues pour le Gain Proportionne Kp (49 Règles) appliqué à l'Angle de Tangage

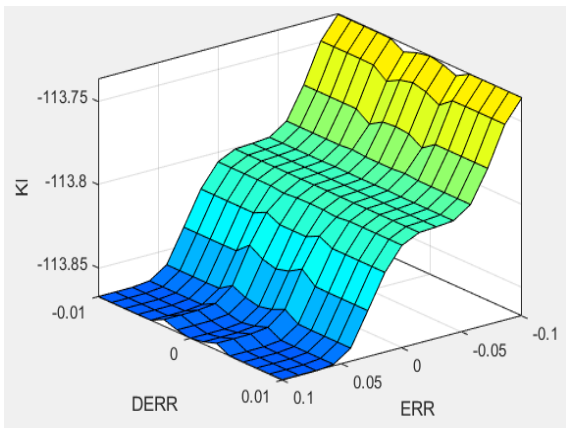


Figure 3-26: Surface des Règles Floues pour le Gain Intégral Ki (9 Règles) appliqué à l'Angle de Tangage

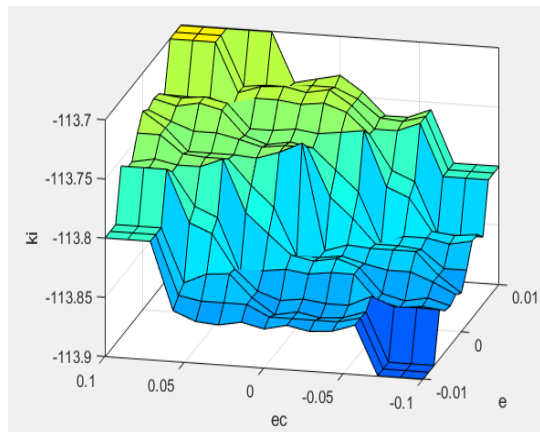


Figure 3-27: Surface des Règles Floues pour le Gain Intégral Ki (49 Règles) appliqué à l'Angle de Tangage

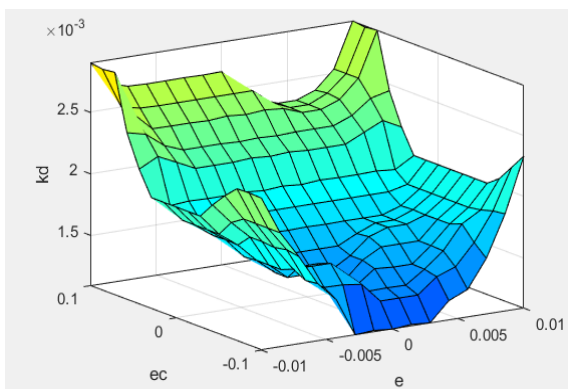


Figure 3-28 : Surface des Règles Floues pour le Gain Dérivé Kd (9 Règles) appliqué à l'Angle de Tangage

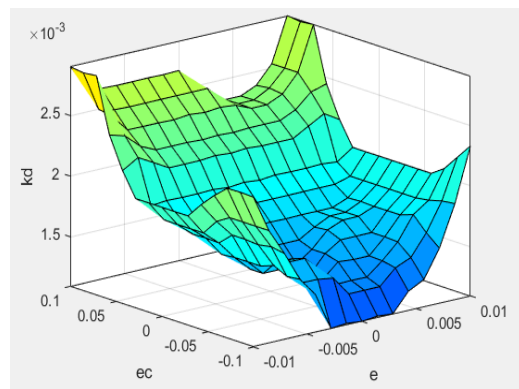


Figure3-29 : Surface des Règles Floues pour le Gain Dérivé Kd (49 Règles) appliqué à l'Angle de Tangage

3.5.2 Résultat de contrôle de l'angle de tangage (θ) :

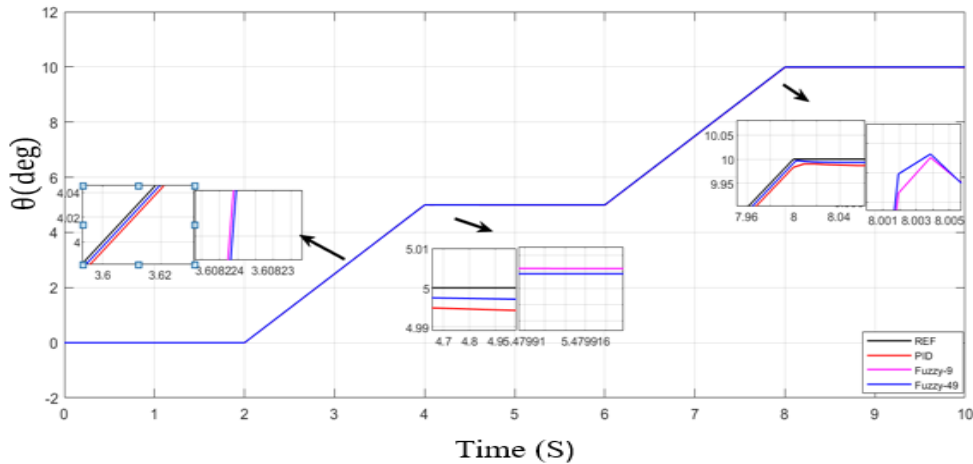


Figure 3-30 : Résultat de contrôle de l'angle de tangage par les 3 méthodes de contrôle

La figure 3_30 présente une comparaison des performances de trois stratégies de contrôle différentes appliquées à la régulation de l'angle de tangage. Ces méthodes incluent le contrôleur PID classique, le contrôleur PID flou avec 9 règles (Fuzzy-9), et le contrôleur PID flou avec 49 règles (Fuzzy-49). On observe que les trois contrôleurs parviennent à suivre la consigne avec une précision acceptable. Cependant, des différences notables apparaissent dans les temps de réponse et les erreurs stationnaires. Le contrôleur PID flou avec 49 règles (Fuzzy-49) semble offrir de meilleures performances globales, avec une réponse plus rapide et une erreur en régime permanent plus faible, par rapport aux deux autres méthodes. Cela indique que l'utilisation d'un ensemble plus complexe de règles floues permet d'améliorer la précision et la rapidité du système de contrôle. Ainsi, la figure démontre que la stratégie basée sur la logique floue avec un nombre plus important de règles (Fuzzy-49) procure des avantages significatifs en termes de stabilité et d'efficacité du contrôle, par rapport au PID classique et à l'approche floue simplifiée (Fuzzy-9).

3.5.3 Les signaux de commande des trois contrôleurs

Les signaux de commande des différents contrôleurs utilisés pour réguler l'angle de tangage sont présentés ci-dessous. Nous comparerons un contrôleur PID classique avec deux configurations de contrôleurs PID flous : l'un utilisant 49 règles et l'autre 9 règles.

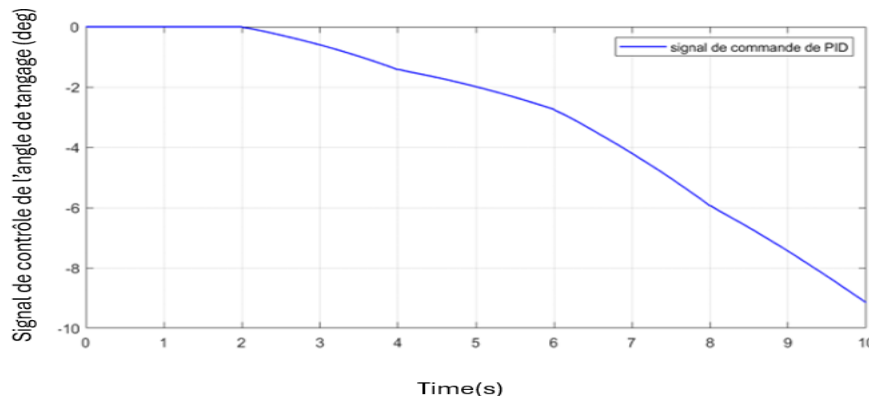


Figure 3-31 : Signal de commande du contrôleur PID de l'angle de tangage

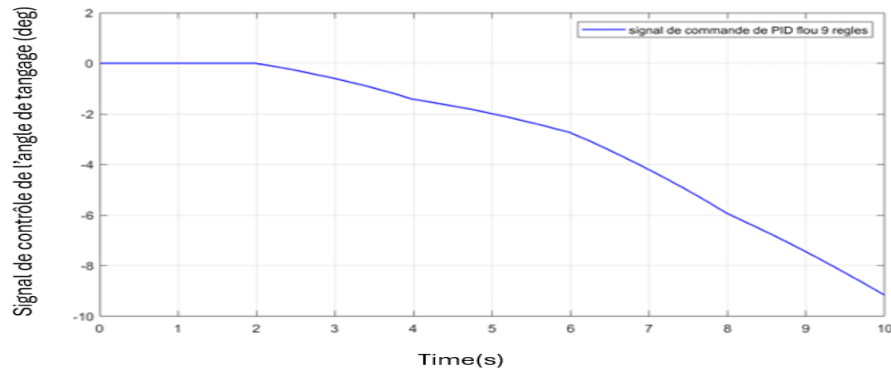


Figure 3-32 : Signal de commande du PID flou avec 9 règles de l'angle de tangage

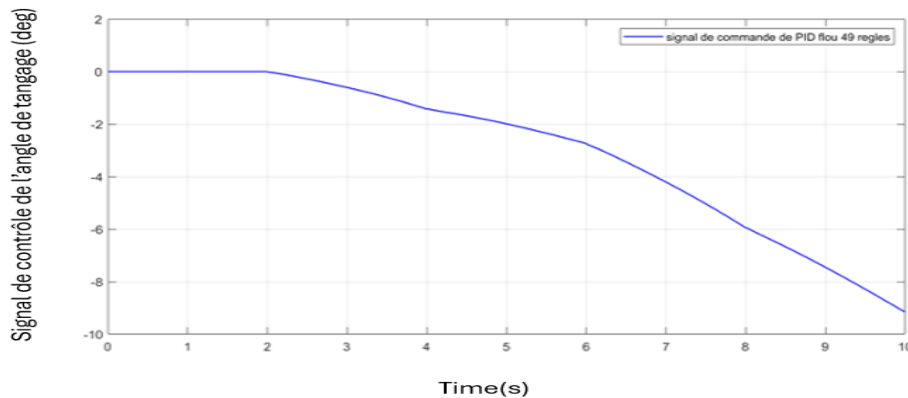


Figure 3-33 : Signal de commande du PID flou avec 49 règles de l'angle de tangage

Commentaire

Les signaux de commande des trois contrôleurs de l'angle de tangage indiquent une absence de saturation, avec des amplitudes qui témoignent d'une consommation d'énergie optimisée et rationnelle.

3.5.4 Indicateurs de Performance de l'Angle de Tangage

	PID	PID flou 9 règles	PID flou 49 règles
Rise Time	0.0782	0.0792	0.0793
SettlingTime	0.0994	0.0987	0.0987
SettlingMin	0.9176	0.9761	0.9415
SettlingMax	1.0178	1.0120	1.0126
Overshoot	1.9495	1.2823	1.3489
Undershoot	0	0.1948	0.2428
Peak	1.0178	1.0120	1.0126
PeakTime	0.1082	0.1031	0.1036

Tableau 10:différents indicateurs de performance de l'angle de tangage.

Le Tableau 12 présente une comparaison détaillée de trois approches de contrôle : le PID classique, le PID flou avec 9 règles, et le PID flou avec 49 règles, en se basant sur plusieurs indicateurs de performance appliqués à la régulation de l'angle de tangage (θ). Les résultats principaux de cette analyse mettent en évidence les différences en termes de temps de réponse, de précision statique, de rapidité de stabilisation, et de capacité à gérer des transitions rapides. Ces données fournissent une vue d'ensemble claire des avantages et des limites de chaque approche. Les principaux résultats sont les suivants :

Temps de montée (Rise Time) : Les trois stratégies montrent des valeurs similaires, mais le PID flou avec 49 règles ayant un temps de montée légèrement plus lent, ce qui indique un léger retard pour atteindre l'angle cible.

Temps de stabilisation (Settling Time) : PID flou avec 9 règles et PID flou avec 49 règles étant légèrement plus rapides que PID classique.

Valeur minimale et maximale de stabilisation (SettlingMin/SettlingMax): Les écarts montrent de légères variations, PID flou avec 49 règles obtenant un contrôle un peu plus précis, ce qui peut indiquer une meilleure précision

Dépassement (Overshoot) : Le PID montre un dépassement important il dépasse l'angle cible avant de se stabiliser, contrairement aux contrôleurs PID flou qui gèrent mieux ce phénomène.

Sous-dépassement (Undershoot) : Les contrôleurs PID flou montrent un léger sous-dépassement, alors que le PID n'en présente pas.

Pic (Peak) : les contrôleurs PID flou gardent un meilleur contrôle par rapport au PID

Temps de pic (Peak Time) : Le PID prend légèrement plus de temps pour atteindre son pic, mais il est minime pour les PID flou

3.5.5 Surfaces de Règles Floues pour l'altitude

Les figures suivantes représentent les surfaces de règles floues appliquées au contrôle de l'altitude. Elles montrent comment les gains K_p , K_i , et K_d varient en fonction des paramètres d'entrée, afin de maintenir la stabilité du système tout en minimisant les erreurs. Ces surfaces fournissent une visualisation claire des ajustements nécessaires pour assurer un suivi précis de la trajectoire en altitude

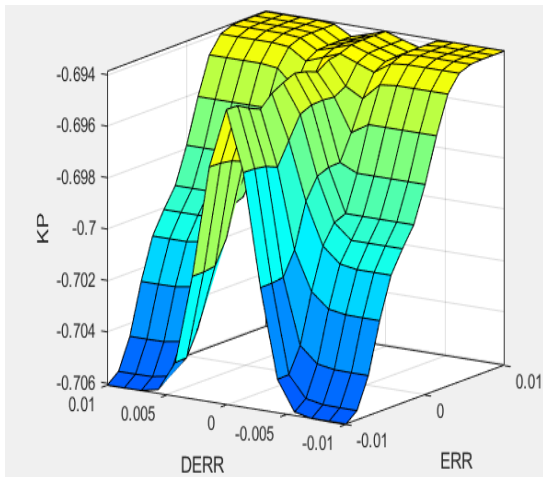


Figure 3-34 : Surface des Règles Floues pour le Gain Proportionnel K_p (9 Règles) appliqué à l'Altitude

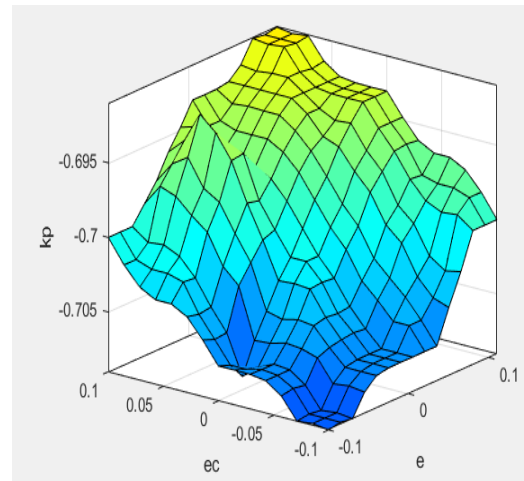


Figure 3-35 : Surface des Règles Floues pour le Gain Proportionnel K_p (49 Règles) appliqué à l'Altitude

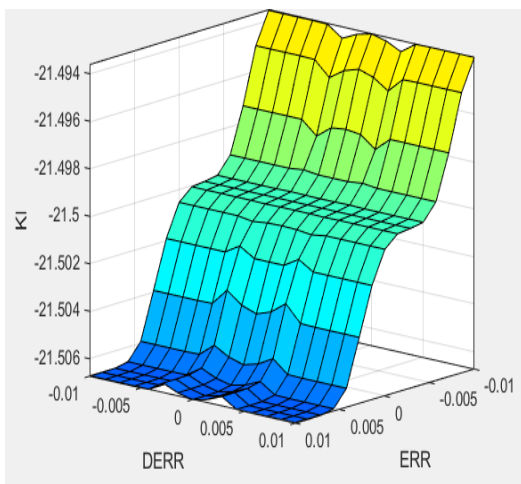


Figure 3-36 : Surface des Règles Floues pour le Gain Intégral K_i (9 Règles) appliqué à l'Altitude.

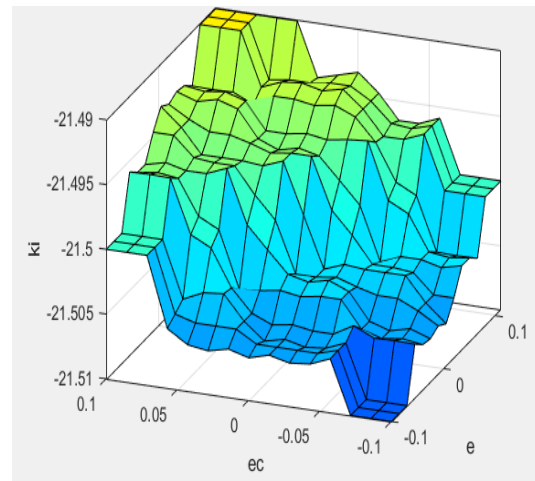


Figure 3-37 : Surface des Règles Floues pour le Gain Intégral K_i (49 Règles) appliqué à l'Altitude

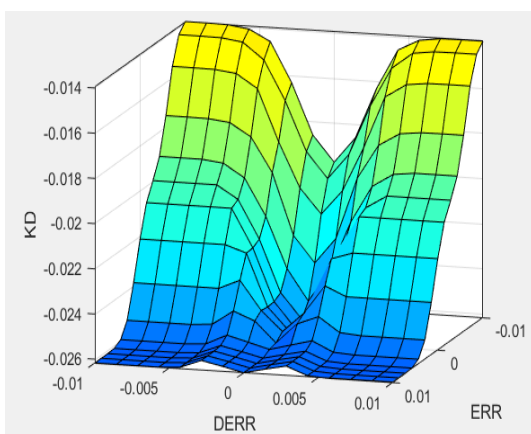


Figure 3-38 : Surface des Règles Floues pour le Gain Dérivé K_d (9 Règles) appliqué à l'Altitude

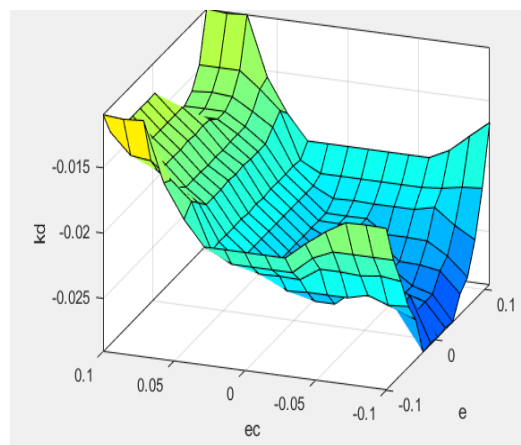


Figure 3-39 : Surface des Règles Floues pour le Gain Dérivé K_d (49 Règles) appliqué à l'Altitude

3.5.6 Résultat de contrôle de l'altitude (H)

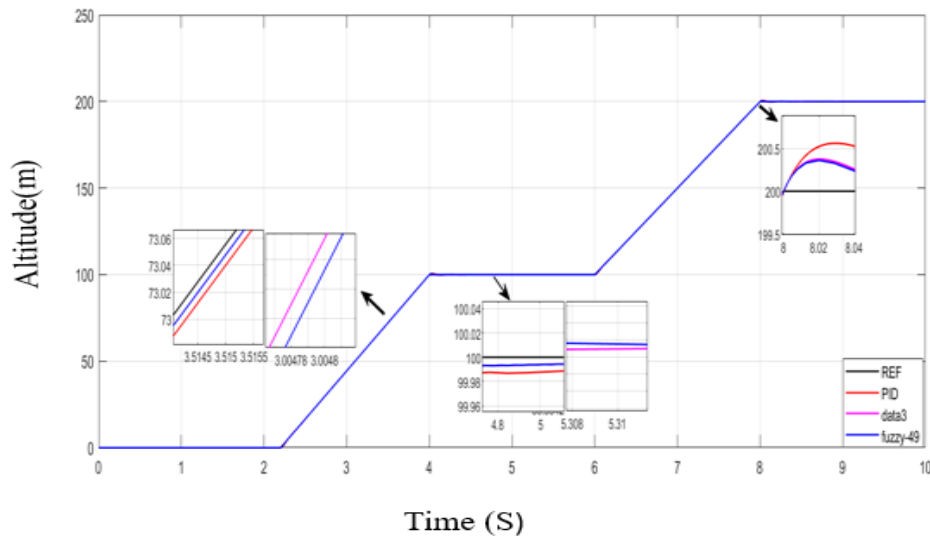


Figure 3-40 : Résultat de contrôle de l'altitude (H) par les 3 méthodes de contrôle

La figure3_40 illustre les résultats de trois méthodes de contrôle de l'altitude (H), en comparant leur capacité à suivre une trajectoire de référence (REF) : Au début, on voit que tous les contrôleurs suivent assez bien la trajectoire de référence, mais chacun réagit un peu différemment. Le temps qu'ils mettent pour s'ajuster varie légèrement. Pendant les transitions, comme autour des 8.0 secondes, le PID classique a tendance à dépasser la trajectoire avant de se stabiliser, À l'inverse, le PID flou avec 49 règles (Fuzzy-49) reste plus stable, suivant la référence de plus près sans trop dévier. En régime stable, après chaque changement brusque, tous les contrôleurs finissent par se rapprocher de la valeur cible, mais le PID classique s'éloigne un peu plus de la trajectoire par rapport aux autres, tandis que le PID flou avec 49 règles se montre le plus précis.

3.5.7 Les signaux de commande des trois contrôleurs

La variation du signal de commande dans le suivi du signal de référence, simulée pour le contrôle de l'altitude, est illustrée ci-dessous pour les cas du contrôleur PID ainsi que des contrôleurs PID flous avec 9 et 49 règles.

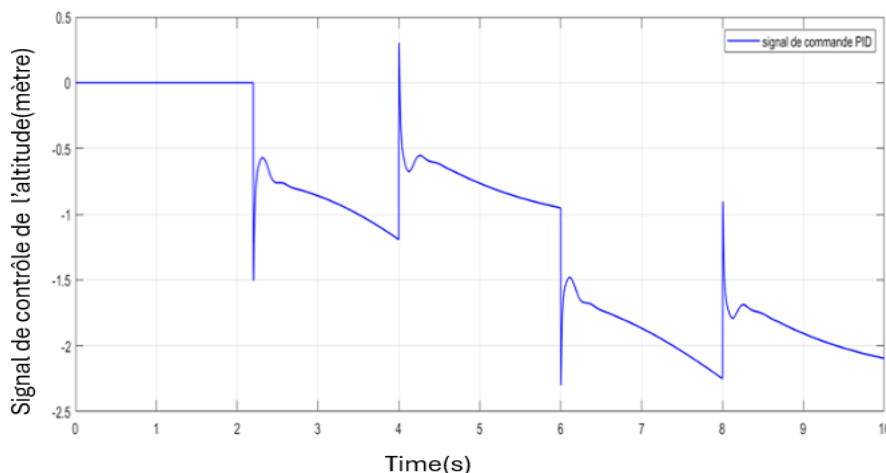


Figure 3-41 : Signal de commande du contrôleur PID de l'altitude

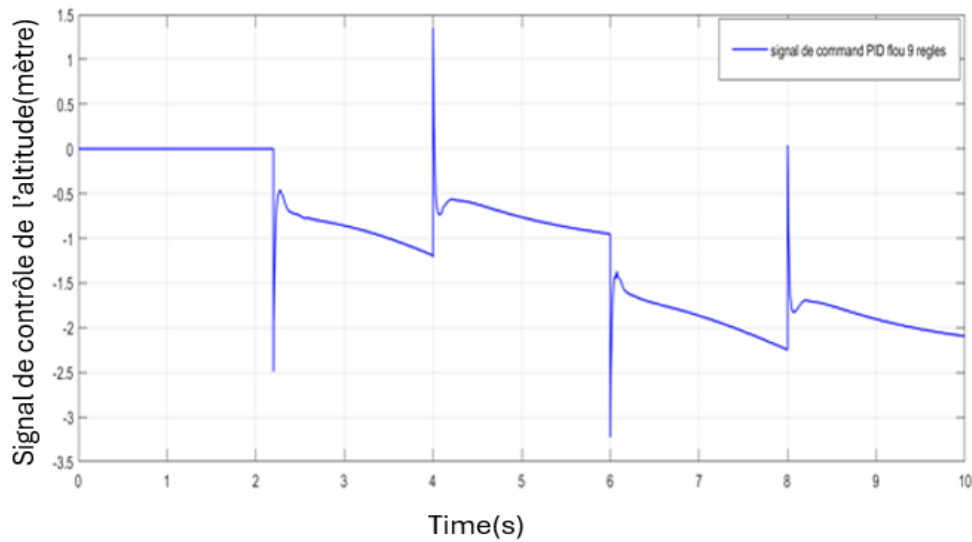


Figure 3-42 : Signal de commande du PID flou avec 9 règles de l'altitude

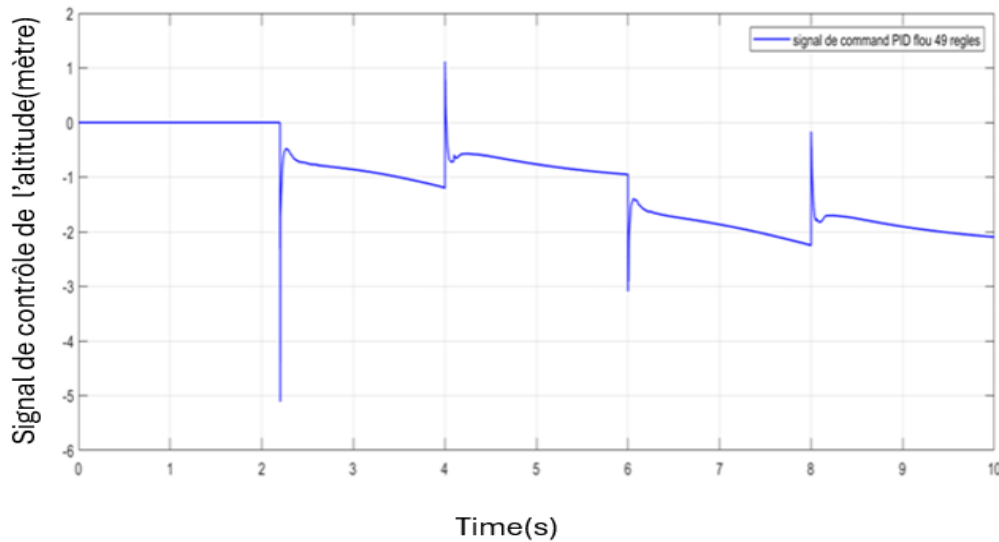


Figure 3-43 : Signal de commande du PID flou avec 49 règles de l'altitude

Commentaire

Les graphiques présentent les signaux de commande pour différents types de contrôleurs d'altitude, incluant le contrôleur PID classique ainsi que les contrôleurs PID flous. Ils mettent en évidence une absence de saturation. De plus, les amplitudes des signaux de commande témoignent d'une gestion particulièrement efficace de l'énergie.

3.5.8 Indicateurs de Performance de l'altitude :

	PID	PID flou 9 règles	PID flou 49 règles
Rise Time	0.0701	0.0716	0.0715
SettlingTime	0.3784	0.2096	0.1572
SettlingMin	0.9500	0.9799	0.9256
SettlingMax	1.1467	1.0880	1.0854
Overshoot	14.6674	8.7771	8.5711
Undershoot	0	0	0
Peak	1.1467	1.0880	1.0854
PeakTime	0.1309	0.1182	0.1224

Tableau 11:différents indicateurs de performance pour l'altitude

Le tableau 13 compare les performances de trois stratégies de contrôle : PID, mais le PID flou avec 9 règles et mais le PID flou avec 9 règles en s'appuyant sur plusieurs indicateurs de performance pour la régulation de l'altitude :

Temps de montée (Rise Time) : Les trois méthodes de contrôle ont des valeurs similaires, mais le PID flou avec 49 règles présent un temps de montée légèrement plus élevé.

Temps de stabilisation (SettlingTime) : le PID flou avec 49 règles présente le temps de stabilisation le plus rapide (0,1572s), suivi de PID flou avec 9 règles (0,2096s), PID est le plus lent (0,3784s).

Valeur minimale et maximale de stabilisation (SettlingMin et SettlingMax) : les contrôleurs PID flou sont plus proches de la valeur cible (1), ce qui signifie qu'ils sont des contrôles plus précis par rapport à PID.

Dépassement (Overshoot) : les PID flou avec 9 et 49 règles affichent un dépassement beaucoup plus faible (8,7771 et 8,5711) indiquant une meilleure performance pour éviter les déviations excessives que PID qui affiche (14,6674).

Pic (Peak) : Les valeurs de pic sont légèrement plus faibles pour les contrôleurs PID flou avec (1,0880) pour celui avec 9 règles et (1,0854) pour PID flou avec 49 règles alors que PID (1,1467).

Temps de pic (Peak Time) : le PID flou avec 49 règles a le temps de pic le plus rapide (0,1224), montrant une meilleure réactivité, tandis que PID est le plus lent (0,1309).

3.5.9 Surfaces de Règles Floues pour l'angle de roulis

Les surfaces de règles floues pour l'angle de roulis, présentées ci-après, illustrent la manière dont les gains K_p , K_i , et K_d sont ajustés en fonction des conditions du système. L'angle de roulis, qui représente l'inclinaison latérale de l'UAV, joue un rôle crucial dans la stabilité et la manœuvrabilité. Ces surfaces permettent d'optimiser la réponse du contrôleur en minimisant

les erreurs de roulis et en assurant une meilleure stabilité lors des manœuvres, particulièrement lors des virages ou des ajustements d'inclinaison rapide.

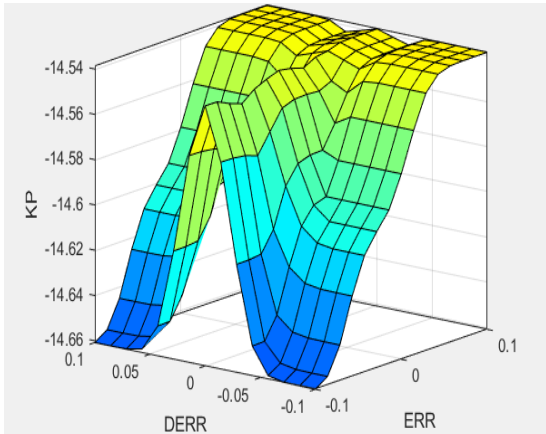


Figure 3-44 : Surface des Règles Floues pour le Gain Proportionnel Kp (9 Règles) appliqué à l'Angle de Roulis

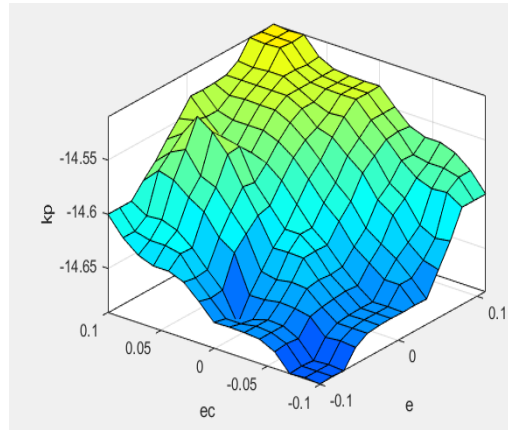


Figure 3-45 : Surface des Règles Floues pour le Gain Proportionnel Kp(49 Règles)appliqué à l'Angle de Roulis

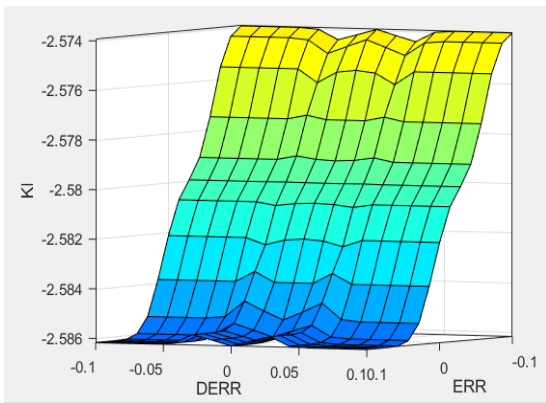


Figure 3-46 : Surface des Règles Floues pour le Gain Intégral Ki(9 Règles) appliqué à l'Angle de Roulis

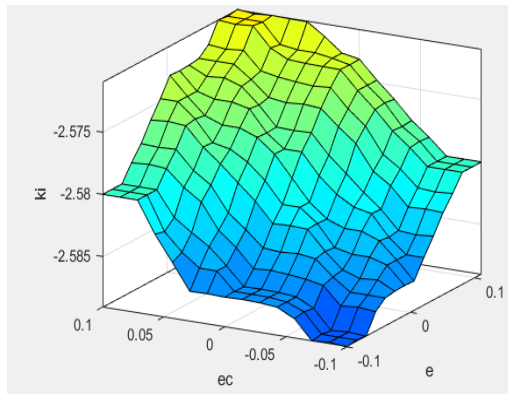


Figure 3-47 : Surface des Règles Floues pour le Gain Intégral Ki (49 Règles) appliqué à l'Angle de Roulis

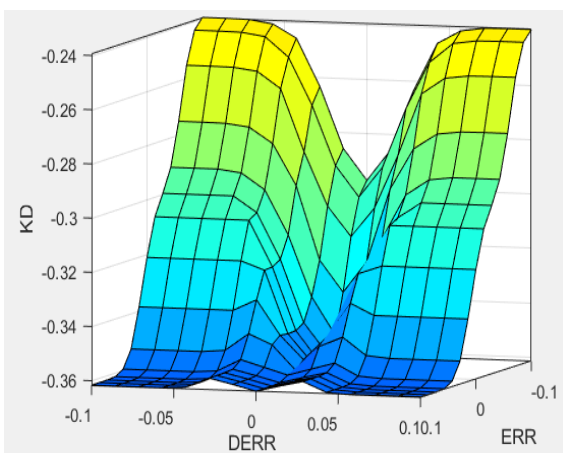


Figure 3-48 : Surface des Règles Floues pour le Gain Dérivé Kd (9 Règles) appliqué à l'Angle de Roulis

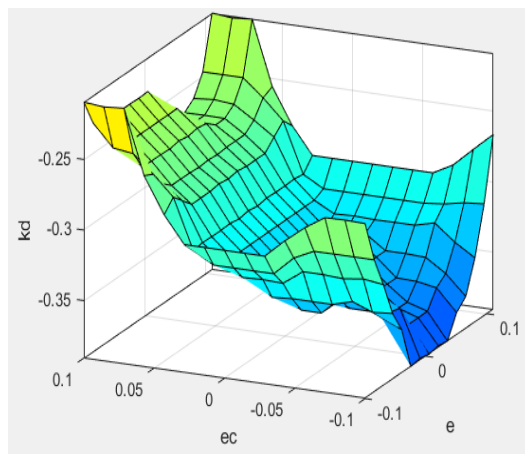


Figure 3-49 : Surface des Règles Floues pour le Gain Dérivé Kd (49 Règles) appliqué à l'Angle de Roulis

3.5.10 Résultat de contrôle l'angle de roulis (ϕ)

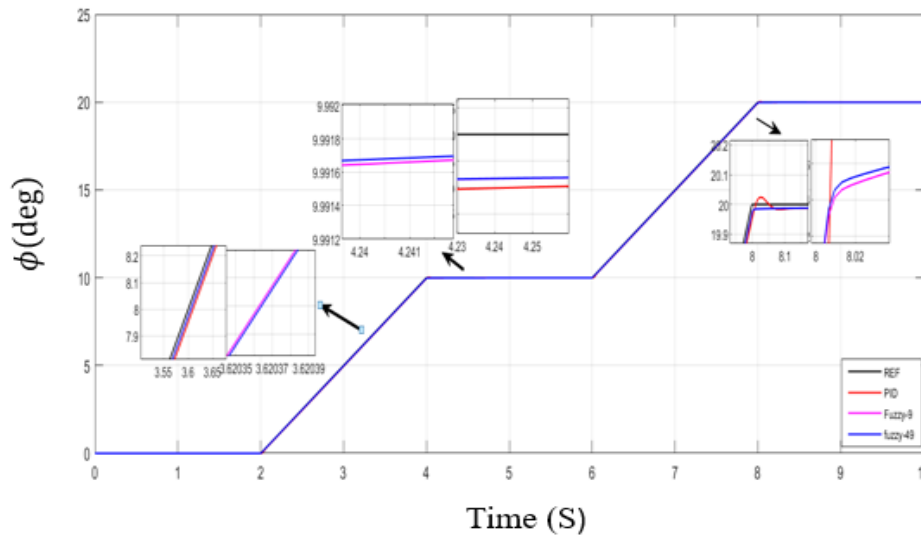


Figure 3-50 : Résultat de contrôle de l'angle de roulis par les 3 méthodes de contrôle

La figure 3_50 illustre le résultat de comparaison des 3 méthodes de contrôle applique sur l'angle de roulis. On observe que la méthode PID suit de près la référence, mais présente un léger dépassement en réponse aux transitions rapides. La méthode PID flou avec 49 règles offre une réponse plus douce, avec un temps de montée légèrement allongé. Enfin, la méthode PID flou avec 9 règles gère mieux les transitions rapides avec un dépassement minimal, bien que sa performance en régime permanent soit un peu moins précise que le contrôleur flou avec 49 règles.

3.5.11 Les signaux de commande des trois contrôleurs

Les signaux de commande des différents contrôleurs utilisés pour réguler l'angle de roulis sont présentés ci-dessous. Nous comparerons un contrôleur PID classique avec deux configurations de contrôleurs PID flous : l'un utilisant 49 règles et l'autre 9 règles.

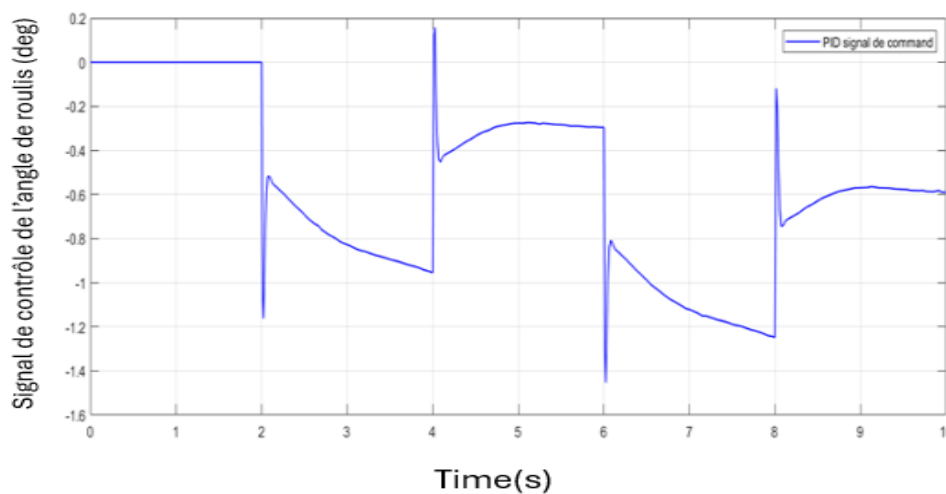


Figure 3-51 : Signal de commande du contrôleur PID de l'angle de roulis

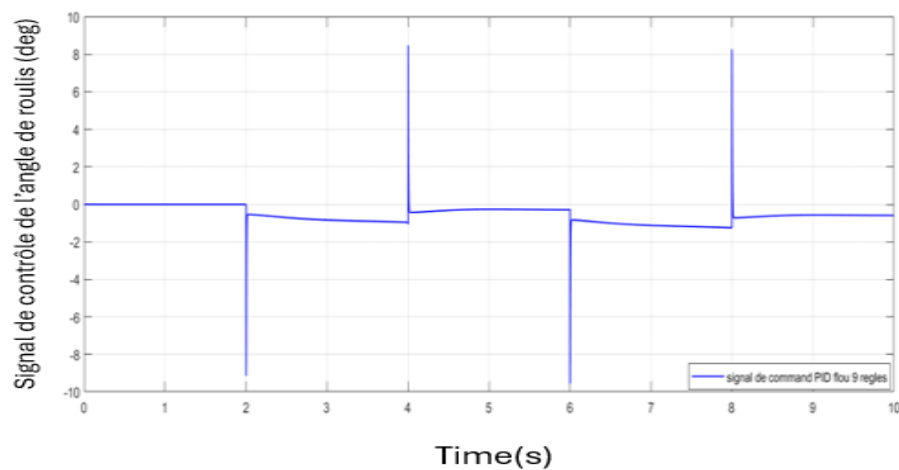


Figure 3-52 : Signal de commande du contrôleur PID flou avec 9 règles de l'angle de roulis

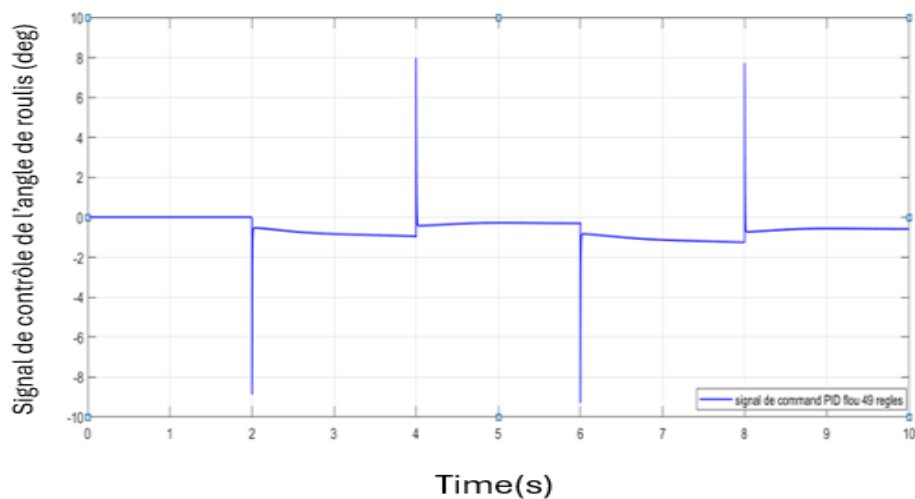


Figure 3-53 : Signal de commande du contrôleur PID flou avec 49 règles de l'angle de roulis

Commentaire

Les signaux de commande des trois contrôleurs de l'angle de roulis révèlent une absence de saturation, avec des amplitudes assurant une consommation d'énergie maîtrisée et optimisée

3.5.12 Indicateurs de Performance de l'angle de roulis

	PID	PID flou 9 règles	PID flou 49 règles
Rise Time	0.0721	0.0795	0.0794
SettlingTime	0.1548	0.1024	0.1023
SettlingMin	0.9290	0.9181	0.9180
SettlingMax	1.0741	1.0040	1.0057
Overshoot	7.4173	0.3968	0.5474
Undershoot	0	0	0
Peak	1.0741	1.0040	1.0057
PeakTime	0.1236	0.1176	0.1176

Tableau 12:différents indicateurs de performance pour l'angle de roulis

Le tableau compare les performances des contrôleurs PID, PID flou avec 9 règles et PID flou 49 règles en fonction de plusieurs indicateurs clés :

Temps de montée (Rise Time) : Le contrôleur PID présente le temps de montée le plus rapide (0,0721), cette réponse est le plus rapide par rapport au, PID flou avec 9 règles (0,0795) et le PID flou 49 règles (0,0794).

Temps de stabilisation (SettlingTime) : les contrôleurs PID flous stabilisent le système plus rapidement que le PID

Valeur minimale et maximale de stabilisation (Settling Min & Max) : Le PID montre une plus grande fluctuation avec une plage plus large entre SettlingMin (0,9290) et SettlingMax (1,0741) par rapport à PID flou avec 9 règles (0,9181 à 1,0040) et le PID flou 49 règles (0,9180 à 1,0057), indiquant plus de variations avant de se stabiliser.

Dépassement (Overshoot) : Le PID a le dépassement le plus élevé, indiquant un écart important par rapport à la valeur cible, alors que les PID flou avec 9 règles et PID flou 49 règles montrent un contrôle plus précis avec beaucoup moins de dépassement.

Pic (Peak) : Les valeurs de pic sont très proches pour tous les contrôleurs, avec PID ayant un pic légèrement plus élevé (1,0741) que PID flou avec 9 règles (1,0040) et le PID flou avec 49 règles (1,0057).

Temps de pic (Peak Time) : Le PID atteint son pic plus rapidement (0,1236) que les contrôleurs PID flous (0,1176), mais la différence reste minime.

3.5.13 Surfaces de Règles Floues pour l'angle de lacet

Les figures suivantes illustrent les surfaces de règles floues appliquées à la régulation de l'angle de lacet. Ces surfaces montrent comment les gains proportionnel (K_p), intégral (K_i), et dérivé (K_d) sont ajustés en fonction des variables d'entrée, afin d'améliorer la stabilité et la précision

du contrôle. Elles permettent de visualiser l'impact des différentes règles floues sur la dynamique du système

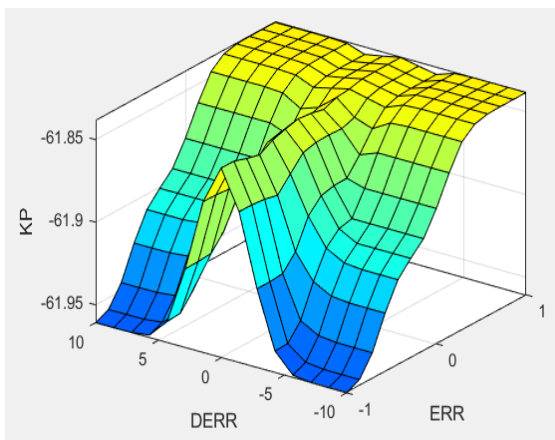


Figure 3-54 : Surface des Règles Floues pour le Gain Proportionnel Kp (9 Règles) appliqué à l'Angle de Lacet

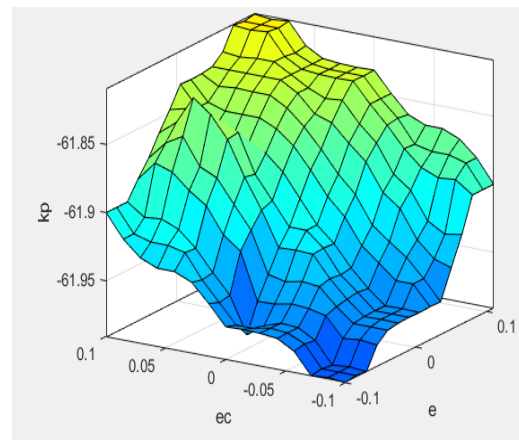


Figure 3-55 : Surface des Règles Floues pour le Gain Proportionnel Kp (49 Règles) appliqué à l'Angle de Lacet

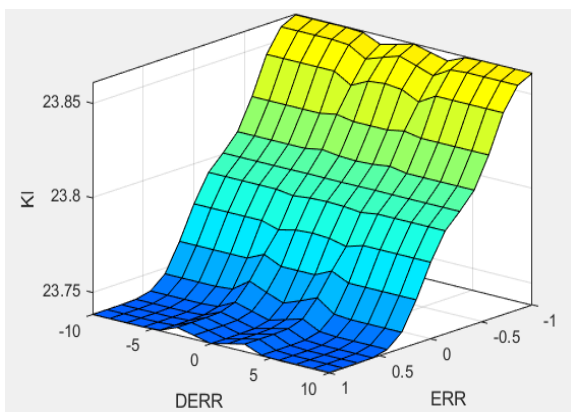


Figure 3-56 : Surface des Règles Floues pour le Gain Intégral Ki (9 Règles) appliqué à l'Angle de Lacet

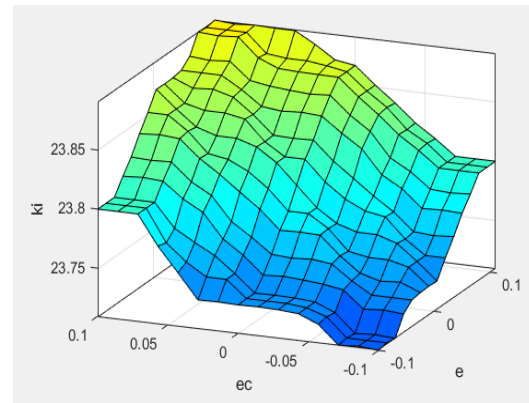


Figure 3-57 : Surface des Règles Floues pour le Gain Intégral Ki (49 Règles) appliqué à l'Angle de Lacet

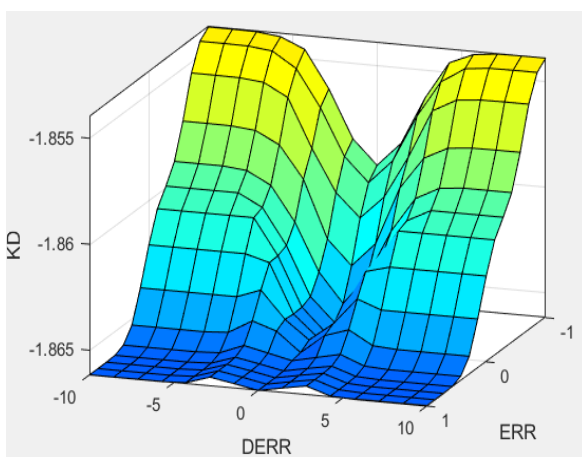


Figure 3-58 : Surface des Règles Floues pour le Gain Dérivé Kd (9 Règles) appliqué à l'Angle de Lacet

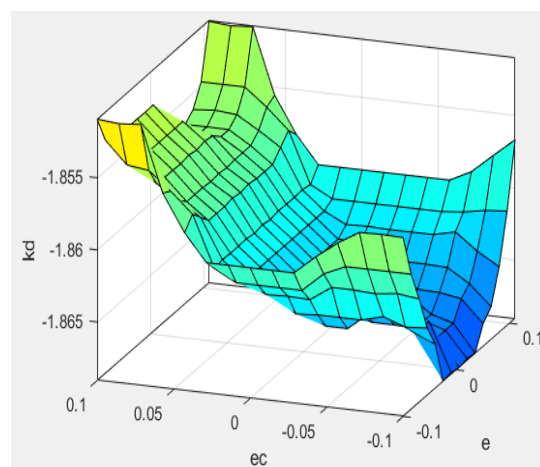


Figure 3-59 : Surface des Règles Floues pour le Gain Dérivé Kd (49 Règles) appliqué à l'Angle de Lacet

3.5.14 Résultat de contrôle l'angle de lacet (ψ)

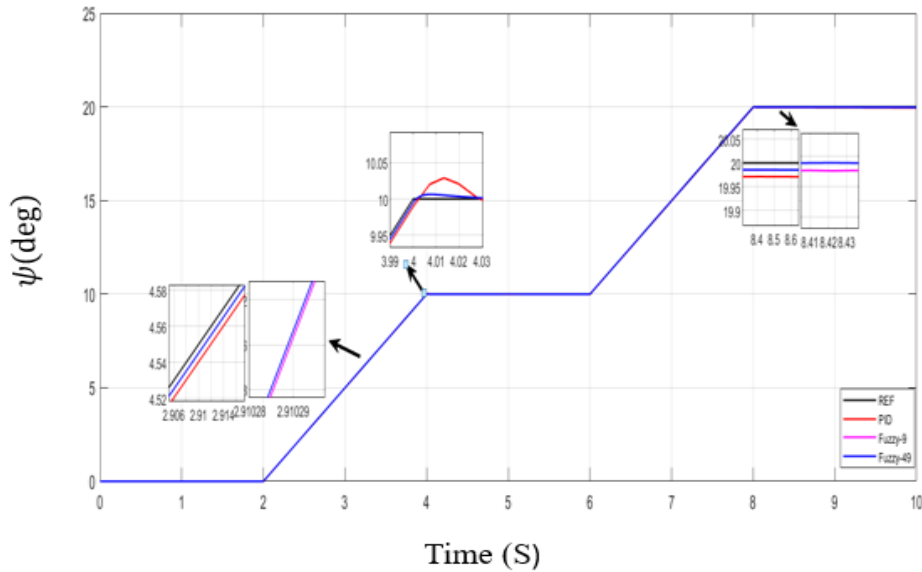


Figure 3-60 : Résultat de contrôle de l'angle de lacet (ψ) des 3 méthodes de contrôle

La figure 3_60 présente la résultat de comparaison des 3 méthodes de contrôle applique sur l'angle de lacet, la ligne de contrôleur PID suit de près le signal de référence mais montre un léger dépassement, particulièrement visible autour des points de transition , la ligne de contrôleur PID flou avec 9 règles suit également la référence mais répond un peu plus lentement comparé au contrôleur PID flou avec 49 règles ,il aussi présente un dépassement minimal et une transition plus douce, La ligne de contrôleur PID flou avec 49 règle présente une réponse rapide et presque aucun dépassement. Il se stabilise rapidement après les changements.

3.5.15 Les signaux de commande des trois contrôleurs

Les signaux de commande des trois contrôleurs utilisés pour réguler l'angle de lacet sont présentés ci-dessous. Nous comparerons un contrôleur PID classique avec deux configurations de contrôleurs PID flous : l'un utilisant 49 règles et l'autre 9 règles.

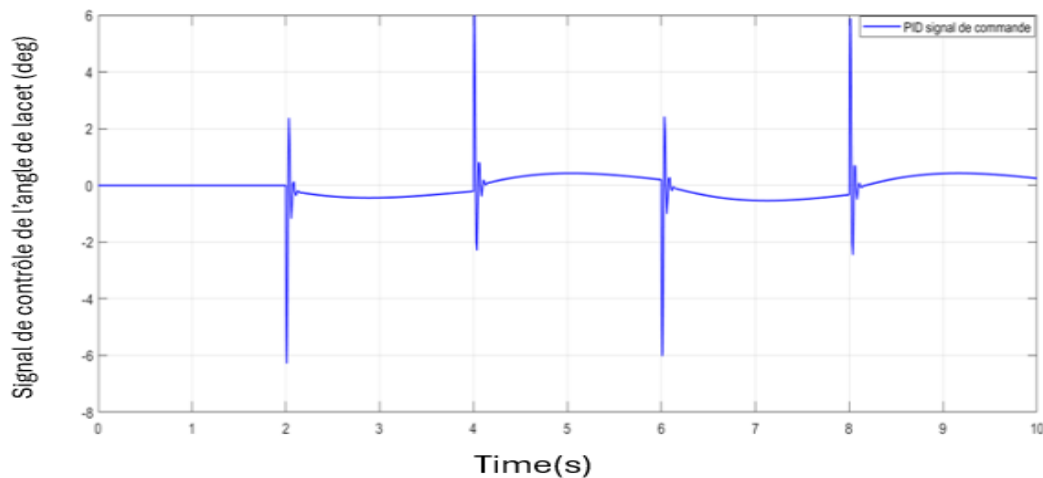


Figure 3-61 : Signal de commande du contrôleur PID de l'angle de lacet

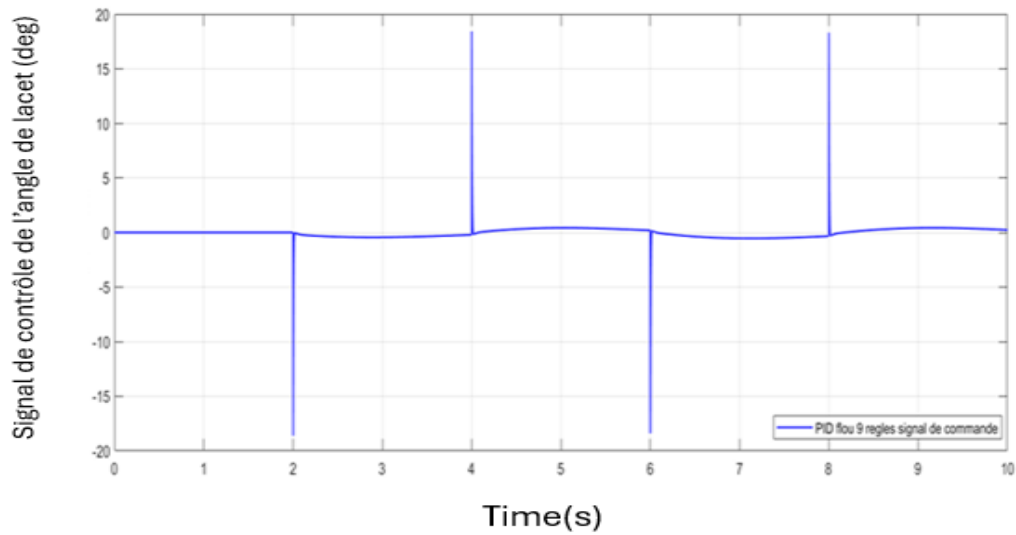


Figure 3-62 : Signal de commande du contrôleur PID flou avec 9 règles de l'angle de lacet

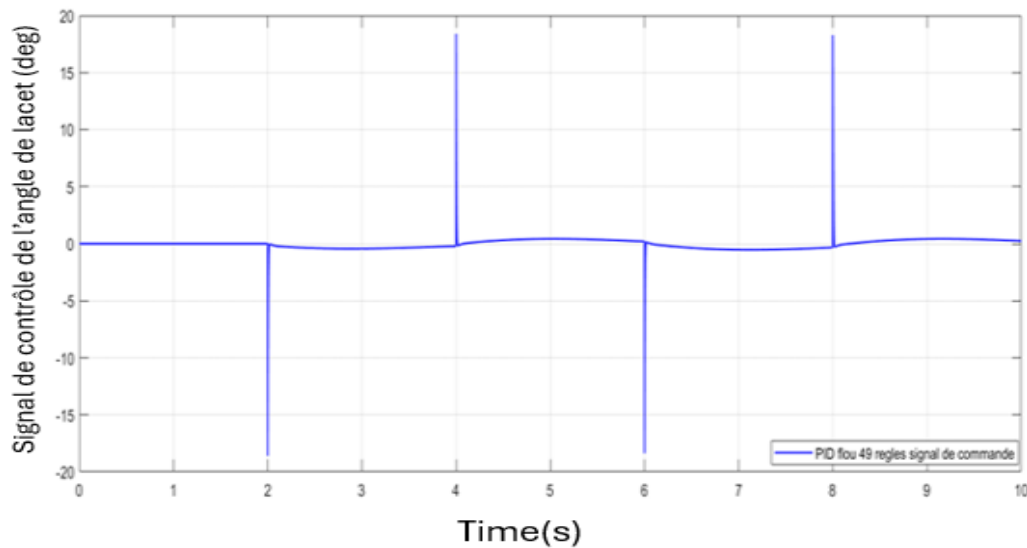


Figure 3-63 : Signal de commande du contrôleur PID flou avec 49 règles de l'angle de lacet

Commentaire

Les signaux de commande des trois contrôleurs de l'angle de lacet montrent une absence de saturation, avec des amplitudes garantissant une utilisation rationnelle et optimisée de l'énergie.

3.5.16 Indicateurs de Performance de l'angle de lacet

	PID	PID flou 9 règles	PID flou 49 règles
Rise Time	0.0726	0.0776	0.0776
SettlingTime	0.1705	0.1210	0.1211
SettlingMin	0.9133	0.9165	0.9165
SettlingMax	1.0675	1.0198	1.0198
Overshoot	8.1684	2.6813	2.6832
Undershoot	0	0	0
Peak	1.0675	1.0198	1.0198
PeakTime	0.1147	0.1080	0.1080

Tableau 13:différents indicateurs de performance pour l'angle de lacet

Ce tableau présente une comparaison des performances des contrôleurs PID, PID flou a 9 règles et le PID flou avec 49 règles en se basant sur plusieurs indicateurs :

Temps de montée (Rise Time) : Le PID est légèrement plus rapide que les contrôleurs PID flous, mais la différence est minime.

Temps de stabilisation (SettlingTime) : les contrôleurs PID flou avec 49 atteignent un état stable beaucoup plus rapidement que le PID. Cela montre que les contrôleurs PID flous sont plus efficaces pour stabiliser le système rapidement après une perturbation.

Valeurs minimale et maximale de stabilisation (Settling Min Max) : Le PID présente une plage plus large entre les valeurs minimales (0,9133) et maximales (1,0675), indiquant plus de fluctuation. En revanche, les contrôleurs flous maintiennent des valeurs minimales et maximales plus proches (le PID flou avec 9 règles et 49 règles : 0,9165 et 1,0198), suggérant une meilleure cohérence.

Dépassement (Overshoot) : Le PID a un dépassement beaucoup plus élevé (8,1684) par rapport aux contrôleurs flous (2,6813 pour Fuzzy9 et 2,6832 pour Fuzzy49). Cela indique que les contrôleurs flous sont plus efficaces pour limiter les oscillations et éviter les dépassements excessifs.

3.5.17 Root-mean-square error (RMSE)

La RMSE est une métrique qui mesure la racine carrée de la moyenne des carrés des différences entre les valeurs prédites et les valeurs réelles. Cette métrique est particulièrement pertinente pour des erreurs qui suivent une distribution normale (gaussienne)

$$\text{RMSE} = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (y_i - \hat{y}_i)^2} \quad 3-14$$

Avec

- y_i Représente les valeurs de référence ou les données réelles,
- \hat{y}_i Représente les valeurs prédites ou simulées par le modèle ou la méthode de contrôle,
- n est le nombre total d'échantillons ou d'observations.

Tableau des Résultats RMSE

	PID	PID flou avec 9 règles	PID flou avec 49 règles
L'Angle de tangage (θ)	0.0085	0.0059	0.0057
L'altitude (H)	0.2239	0.0822	0.0774
L'angle de roulis (φ)	0.0342	0.0191	0.0190
L'angle de lacet (ψ)	0.0215	0.0108	0.0107

Tableau 14: les résultats de RMSE pour trois stratégies de contrôle

Le tableau illustre les résultats de l'erreur quadratique moyenne (RMSE) pour trois approches de contrôle distinctes : un contrôleur PID classique, un contrôleur PID flou avec 9 règles, et un contrôleur PID flou avec 49 règles. Les données indiquent que le contrôleur PID flou avec 49 règles présente systématiquement les valeurs de RMSE les plus basses pour l'ensemble des paramètres mesurés. Plus précisément pour l'angle de tangage, le RMSE passe de 0,0085 avec le PID classique à 0,0057 avec le PID flou à 49 règles. Pour l'altitude, il y a une amélioration significative, le RMSE réduisant de 0,2239 (PID) à 0,0774 (PID flou avec 49 règles). L'angle de roulis (φ) bénéficie également de l'application du contrôleur PID flou, avec une réduction du RMSE de 0,0342 (PID) à 0,0190 (PID flou avec 49 règles). De même, le RMSE pour l'angle de lacet (ψ) se réduit de 0,0215 (PID) à 0,0107 (PID flou avec 49 règles). Ces résultats indiquent que l'adoption d'un contrôleur PID flou, en particulier avec un nombre accru de règles, améliore la précision et l'efficacité du contrôle pour les UAVs en réduisant le RMSE pour tous les paramètres analysés.

3.5.18 Discussion des résultats

Le contrôleur PID classique est connu pour son temps de réponse généralement rapide, car il corrige immédiatement l'erreur proportionnelle. Cependant, le contrôleur PID flou améliore encore ce temps de réponse en ajustant dynamiquement les paramètres PID en fonction des conditions actuelles du système. En particulier, le PID flou avec 49 règles démontre une efficacité remarquable dans la gestion de systèmes complexes, fournissant une réponse plus rapide et plus précise que le PID flou avec 9 règles.

En ce qui concerne la vitesse d'exécution, le PID classique se distingue par son efficacité, grâce à ses calculs simples et directs des gains. D'autre part, le PID flou avec 9 règles requiert moins de calculs que celui à 49 règles ce qui permet une exécution plus rapide du système de

contrôle. Cela est particulièrement avantageux dans des contextes où les ressources de calcul sont limitées ou lorsque le système doit réagir rapidement.

En ce qui concerne le temps de montée, la configuration à 9 règles présente un avantage par rapport à celle à 49 règles. La simplicité des calculs associés à la version à 9 règles permet une réponse plus rapide du système. Toutefois, les deux configurations démontrent une performance adéquate pour éviter tout dépassement lors des phases de démarrage et de changement de direction.

Enfin, pour l'erreur statique le PID classique peut parfois engendrer une erreur non nulle, surtout en présence de perturbations, mais il est souvent possible de la réduire en ajustant les paramètres du PID. En revanche, le PID flou réduit l'erreur statique en adaptant continuellement les paramètres en fonction de l'état du système. Le contrôleur à 49 règles offre une correction plus précise et efficace, permettant une réduction de l'erreur statique de manière plus significative par rapport à un système utilisant uniquement 9 règles.

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons examiné de manière approfondie les diverses techniques de contrôle utilisées pour réguler les paramètres essentiels d'un aéronef, notamment l'angle de tangage, l'altitude, ainsi que les angles de roulis et de lacet. L'étude comparative entre les régulateurs PID classique et les contrôleurs PID flous, avec 9 et 49 règles.

Les contrôleurs PID flou, semblent offrir un compromis supérieur en termes de rapidité de stabilisation et de minimisation du dépassement, bien que le PID offre un temps de montée légèrement plus rapide. Pour des applications où la réduction du dépassement est cruciale, les contrôleurs PID flou sont préférables.

Chapitre 04

Command tolérant aux défauts

4 Commande tolérante aux défauts.

4.1 Introduction

La commande tolérante aux défauts (FTC) et le diagnostic associé sont essentiels dans des domaines comme l'aéronautique, où la fiabilité est d'une importance primordiale. Les systèmes physiques peuvent rencontrer une variété de défauts susceptibles d'altérer leur performance. Pour les défauts mineurs, une commande robuste peut suffire à maintenir les performances du système. Cependant, en présence de défauts critiques, une FTC active devient nécessaire pour compenser les effets négatifs sur le système. Cette compensation peut nécessiter une reconfiguration de la loi de commande ou une adaptation en temps réel des paramètres, en s'appuyant sur des observateurs qui estiment les défauts et ajustent la commande en conséquence.[51]

4.2 Classification des méthodes de commande tolérante aux défauts :

L'objectif d'une commande tolérante aux défauts est de concevoir une stratégie de commande capable de réduire, voire d'éliminer, les impacts d'un défaut sur les performances du système. En fonction de la gravité des défauts, ces stratégies peuvent être classées en deux grandes catégories : les approches passives (PFTCS) et les approches actives (AFTCS). La différence entre ces deux approches réside dans la méthode de synthèse, les types de défauts pris en compte, le type de redondance présent, ainsi que le comportement du système en mode dégradé.

4.2.1 Approches passives

Une commande tolérante aux fautes passive est conçue pour gérer des défauts prédéfinis en s'appuyant sur des techniques de commande robuste (commande H_∞ , commande à mode glissant ...). Elle assure l'insensibilité du système en boucle fermée à ces défauts, sans nécessiter d'ajustements des régulateurs ni d'informations instantanées sur les défauts. Les défauts sont considérés comme des incertitudes dans le modèle, permettant au système de les gérer sans modifier la stratégie de commande ou les paramètres du contrôleur, et sans nécessiter de modules de diagnostic ou de reconfiguration.[50]

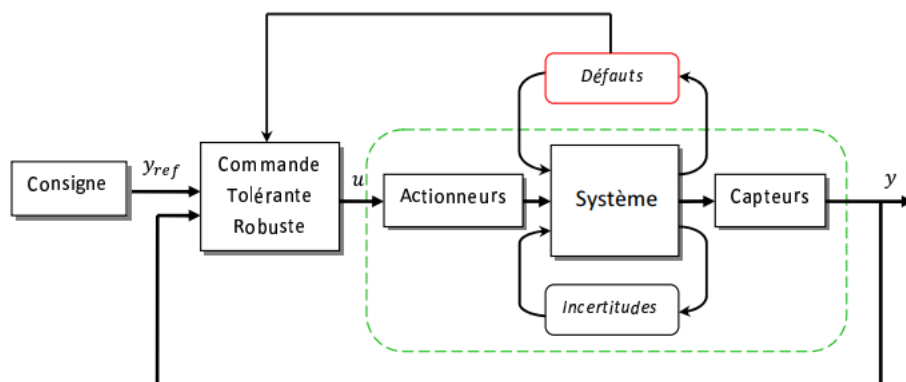


Figure 4-1:Schéma de principe d'une loi de commande FTC passive

4.2.2 Approche active

Contrairement à l'approche passive, l'approche active réagit directement aux défauts en reconfigurant en temps réel la loi de commande, afin de préserver la stabilité et Dans l'approche de

commande tolérante aux défauts active, le bloc de détection et d'identification des défauts (FDI) exploite les données d'entrée et de sortie mesurées du système pour détecter et estimer en temps réel les défauts ainsi que les variables d'état du système. Lorsqu'un défaut est identifié, le bloc FDI transmet des informations en temps réel concernant l'état du système, y compris le moment d'apparition, le type, l'amplitude du défaut, ainsi qu'un modèle de défaut du système au bloc FTC. En réponse, le bloc FTC procède à une reconfiguration ou à un ajustement en temps réel de la loi de commande pour garantir la stabilité, la dynamique et les performances nominales du système, en s'appuyant sur les données fournies par le module FDI.[50]

Cette méthode garantit que le système conserve ses performances malgré la présence de défauts, en adaptant dynamiquement la commande pour faire face aux perturbations et aux variations au sein du système.

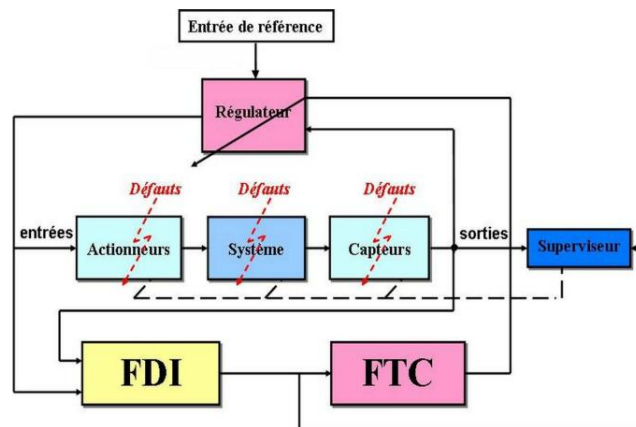


Figure 4-2:Schéma de principe d'une loi de commande FTC active

4.3 Diagnostic des défauts

Le diagnostic consiste à détecter et localiser les défauts affectant un système. La phase de détection révèle les incidents qui perturbent le fonctionnement normal du système en confrontant son comportement observé à celui attendu en conditions normales. La phase de localisation examine ces incidents afin de déterminer la nature des défauts (capteur, actionneur, etc.) ainsi que les éléments défectueux du système. Deux grandes catégories de méthodes de diagnostic les méthodes basées sur le traitement du signal, qui testent les propriétés spécifiques des signaux de mesure, et les méthodes basées sur des modèles.

4.3.1 Méthodes Basées sur le Traitement du Signal

Les techniques d'analyse du signal s'appuient sur les propriétés fréquentielles qui sont propres au fonctionnement normal ou défectueux d'un système. La première étape de cette méthode consiste à modéliser les signaux en les analysant dans le domaine fréquentiel pour déterminer leur contenu spectral, leur variance, etc. Les défauts provoquent divers phénomènes tels que le bruit, la chaleur excessive et les vibrations, qui altèrent les caractéristiques temporelles et fréquentielles des grandeurs électriques et mécaniques.

4.3.2 Méthodes de diagnostic à base du modèle mathématique

Les méthodes de diagnostic fondées sur des modèles mathématiques reposent sur un modèle représentatif du système à diagnostiquer. Ce modèle fournit des données ou des grandeurs caractéristiques du système, qui sont ensuite comparées avec les mesures réelles pour détecter des écarts indiquant des défaillances. Ces méthodes se regroupent en trois catégories :

- **Méthodes d'espace de parité :**

Les résidus qui en résultent sont examinés dans un domaine désigné comme l'espace de parité. Un vecteur de parité, qui illustre la valeur des résidus à un moment précis, modifie sa direction en cas de défaillance.

- **Méthodes d'Estimation Paramétrique :**

Cette méthode implique l'estimation en temps réel des paramètres physiques d'un système, et à les comparer à des paramètres non affectés par les défauts. Elle fournit des informations sur l'ampleur des déviations mais requiert une excitation constante du système, ce qui peut poser des difficultés dans des processus à risque ou onéreux.

- **Méthodes à Base d'Observateurs :**

Les observateurs sont couramment utilisés pour la synthèse des lois de commande des systèmes physiques, qui sont initialement conçus pour opérer dans un environnement exempt de défauts, en respectant des normes de stabilité et de performance. Lorsqu'un défaut survient, il perturbe l'équilibre du modèle, se manifestant par un écart entre les grandeurs observées et mesurées. Cet écart, désignée sous le terme de résidu, constitue un indicateur de défaillance et peut être utilisée pour la détection ainsi que la localisation des anomalies.

4.4 Classification des défauts

Les défauts peuvent également être classés en fonction de leur évolution dans le temps :

- **Défauts brusques (biais) :** Ce type de défaut survient instantanément, résultant d'une défaillance brutale de l'élément concerné. Ces défauts sont fréquemment causés par des dommages physiques et peuvent entraîner un arrêt complet ou partiel du système.

- **Défauts graduels (dérives) :** Ces défauts se caractérisent par une variation lent et progressif des valeurs des paramètres du système, souvent dû à l'usure d'une pièce ou au vieillissement d'un composant. Leur détection s'avère particulièrement complexe en raison de leur dynamique lente, qui peut facilement être interprétée comme une simple modification des paramètres résultant de la non-stationnarité du processus.

- **Défauts intermittents :** Ces défauts apparaissent et disparaissent de manière aléatoire. Elles peuvent résulter d'un mauvais contact ou d'un câblage partiellement altéré.

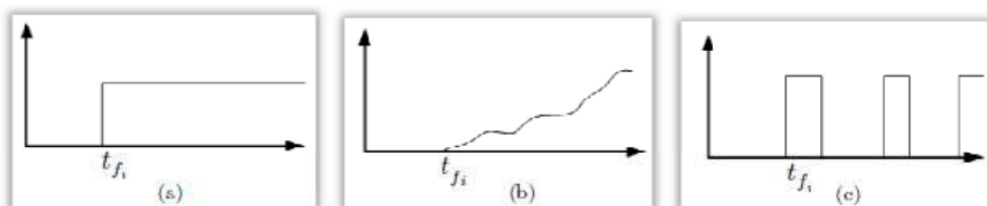


Figure 4-3: Evolution temporelle d'un défaut : a) brusque, b) graduel et c) intermittent

4.5 Méthodes de diagnostic à base d'observateurs :

Les techniques de diagnostic fondées sur les observateurs ont récemment connu une augmentation de leur popularité en raison de leur efficacité, suscitant l'intérêt de la communauté scientifique. Parmi les différentes approches employées, on peut citer les observateurs à entrées inconnues, proportionnel-intégral, à modes glissants, et adaptatifs.

Cette approche repose sur une connaissance approfondie du modèle et de ses paramètres, nécessitant l'intégration de relations différentielles. Le diagnostic des défauts est effectué par la génération de résidus, qui résultent de la comparaison entre les mesures réelles du système et les estimations fournies par l'observateur. Le gain de l'estimateur est modifié en fonction des objectifs et des performances visées assurant ainsi la reconstruction de l'état du système.

Dans le cadre du diagnostic, les observateurs doivent structurer les résidus pour faciliter la localisation des défauts tout en garantissant la stabilité du système. Cependant, une anomalie peut affecter l'ensemble des éléments du vecteur de résidus, rendant la détection des défauts plus difficile. Pour résoudre ce problème, des bancs d'observateurs sont utilisés, chacun surveillant un défaut spécifique.

4.5.1 Observateurs d'état

Un observateur d'état est un algorithme conçu pour reconstruire ou estimer en temps réel les valeurs de l'état réel d'un processus, en se basant uniquement sur les entrées $u(t)$ et les sorties $y(t)$. La structure de l'observateur est analogue à celle du modèle du système, intégrant un terme de correction additive qui permet d'ajuster la divergence entre la trajectoire de l'observateur et celle du système réel. Considérons, de manière plus générale, le système dynamique SYS qui est défini par :[51]

$$\text{SYS:} \begin{cases} \dot{x} = Ax(t) + Bu(t) \\ y = C(x) \end{cases} \quad 4-1$$

L'état $x(t)$ est évalué (ou reconstruit) par un système dynamique appelé observateur et noté OBS, dont la configuration est donnée par :

$$\text{OBS:} \begin{cases} \dot{z}(t) = Nz(t) + Qu(t) + Ly(t) \\ w(t) = Fz(t) + Ey(t) \end{cases} \quad 4-2$$

Avec $x(t) \in R^n$, $u(t) \in R^m$, $y(t) \in R^l$ désignant respectivement l'état, l'entrée et la sortie du système. Le vecteur d'état de l'observateur, noté $z(t) \in R^q$, tandis que $w(t)$ représente la sortie du système observateur.

4.5.2 Structure d'un observateur

La structure de l'observateur est présentée dans la figure 4_4. Commence par un estimateur opérant en boucle ouverte, lequel est défini par une dynamique identique à celle du système.

L'intégration d'une matrice de gains L permet d'établir une structure en boucle fermée, ce qui impose la dynamique spécifique à cet observateur.

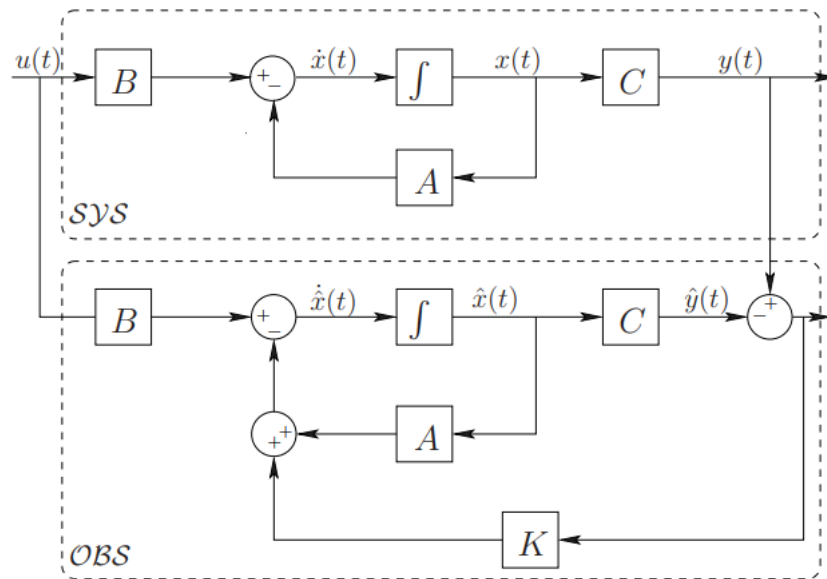


Figure 4-4:Diagramme structurel d'un observateur d'ordre plein

4.5.3 Quelques définitions relatives aux observateurs

4.5.3.1 Observabilité

L'observabilité constitue une propriété structurelle complémentaire d'une représentation d'état d'un système, qui indique la capacité du système à reconstituer l'historique de son état en se basant uniquement sur les variables de sortie mesurées.[53]

Observabilité des systèmes linéaires

Considérons un système continu qui est caractérisé par l'équation d'état déterministe suivante :[53]

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax(t) + Bu(t) \\ y = C(x) \end{cases} \quad 4-3$$

Où les vecteurs $x(t) \in R^n$, $u(t) \in R^m$, $y(t) \in R^l$ représentent respectivement l'état, la commande et la sortie du système. Les matrices AAA, BBB, et CCC sont des matrices constantes de dimensions appropriées. L'observabilité du système linéaire (II.1) est assurée si et seulement si :

$$\text{Rang}(O) = \text{rang}[C \quad CA \quad CA^2 \quad \dots \quad CA^{(n-1)}]^T = n$$

Ainsi, un système linéaire (4-1) est considéré comme observable lorsque le rang de la matrice d'observabilité O est identique à la dimension n de ce système. En revanche, si le rang de la matrice O est inférieur à n, on évoque alors une observabilité partielle.

Observabilité des systèmes non linéaires :

Pour les systèmes non linéaires, lorsque l'on considère l'espace d'état $X \subseteq R^n$ et l'ensemble U des entrées, la notion d'observabilité repose sur la capacité à distinguer deux conditions initiales différentes. On évoquera donc la distinguabilité d'une paire de conditions initiales. Le système non linéaire est défini comme suit :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(x)u \\ y = h(x) \end{cases} \quad 4-4$$

Les vecteurs $x(t) \in R^n$, $u(t) \in R^m$ représentent respectivement le vecteur d'état et le vecteur de commande.

4.5.4 Observateur de Luenberger

Ce type d'observateur a été introduit par David G. Luenberger en 1966, pour le cas général, après une première publication en 1964 concernant le cas d'une seule sortie. L'observateur déterministe proposé par Luenberger permet de reconstruire l'état d'un système observable à partir des mesures des entrées et des sorties.

La théorie de l'observation développée par Luenberger s'appuie principalement sur des méthodes de placement de pôles. En considérant le cas déterministe, où les bruits sont nuls, Luenberger propose l'observateur suivant pour le système (4_1) :

$$\dot{\hat{x}}(t) = A\hat{x}(t) + Bu(t) + L(y(t) - \hat{y}(t)) \quad 4-5$$

$$\hat{y}(t) = C\hat{x}(t) \quad 4-6$$

La matrice L représente le gain de l'observateur, calculé de manière que l'état estimé $\hat{x}(t)$ converge vers l'état réel $x(t)$ du système lorsque $t \rightarrow \infty$, quels que soient les états initiaux $x(0)$ et $\hat{x}(0)$ [60]

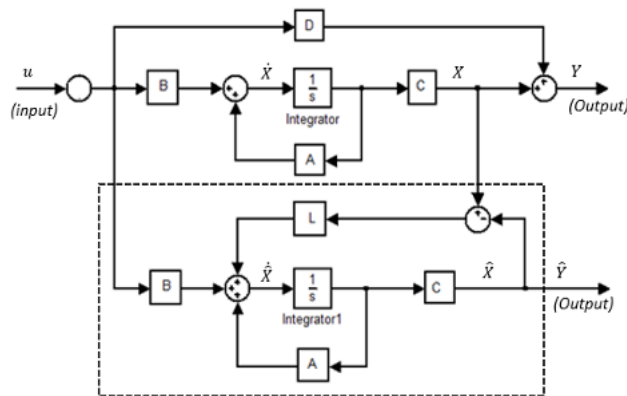


Figure 4-5: Structure de l'observateur d'état de Luenberger.

Un estimateur d'état fournit une estimation proche de l'état réel du système. L'erreur d'estimation est définie par $e(t) = x(t) - \hat{x}(t)$ et la dynamique de cette erreur d'estimation est alors donnée par :

$$\dot{e} = \dot{x} - \dot{\hat{x}} \quad 4-7$$

$$\dot{e} = A(x - \hat{x}) - LC(x - \hat{x}) \quad 4-8$$

$$\dot{e} = (A - LC) e \quad 4-9$$

Cette dynamique est indépendante de l'entrée et peut être ajustée de manière arbitraire grâce au théorème de placement des pôles.

4.6 La Commande Tolérante aux défauts :

Le diagramme de la figure 4_6 illustre une stratégie de détection et de compensation des défauts dans le système de commande de l'UAV. Ce schéma repose sur l'utilisation de deux observateurs qui surveillent en permanence l'état du système. Leurs sorties sont ensuite analysées par un bloc de décision, qui compare les performances du système à des seuils prédéfinis.

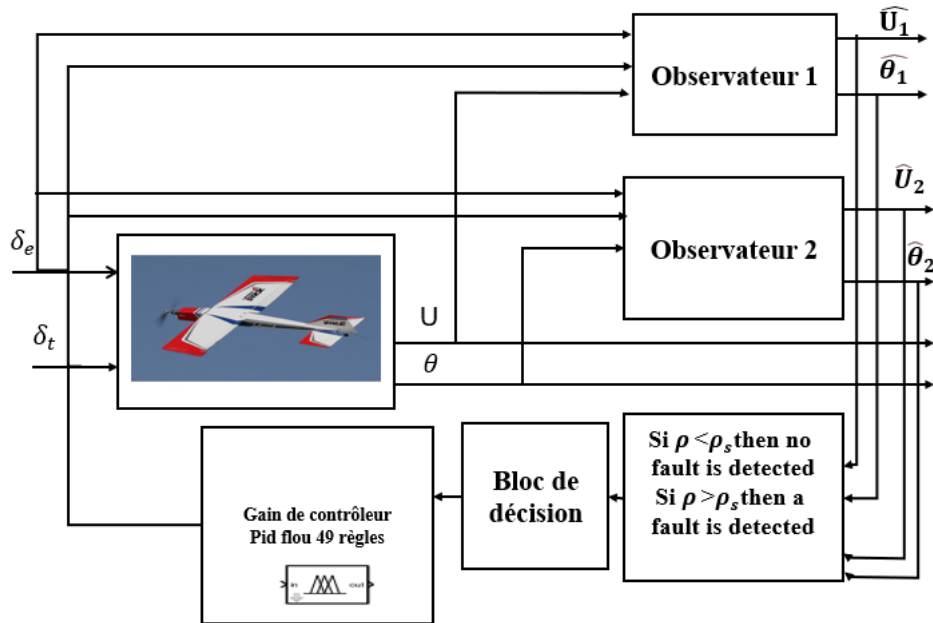


Figure 4-6: Stratégie de la Commande Tolérante aux Défauts

4.6.1 Expression Mathématique de la Commande tolérante aux défauts (FTC)

4.6.1.1 Détection des Défauts

La détection des défauts s'effectue à l'aide d'observateurs, qui estiment les sorties du système et les comparent aux sorties mesurées pour identifier une anomalie. La différence entre ces deux sorties permet de détecter un défaut si elle dépasse un certain seuil :

$$\rho = y(t) - \hat{y}(t) \quad 4-10$$

Avec :

- $y(t)$ est la sortie mesurée du système .
- $\hat{y}(t)$ est la sortie estimée par l'observateur.

Le processus de détection des défauts est établi comme suit :

Si $\rho < \rho_{seuil}$,alors aucun défaut n'est détecté.

Si $\rho > \rho_{seuil}$,alors un défaut est détecté.

4.6.1.2 Gains Dynamiques du Contrôleur PID Flou

La commande PID flou ajuste dynamiquement les gains K_p , K_i , et K_d en fonction des variations détectées dans le système, notamment via des observateurs de défauts ou des règles de logique floue. Les gains dynamiques prennent la forme :

$$\begin{aligned} K_p &= K_p^{\text{initial}} + \Delta K_p \\ K_i &= K_i^{\text{initial}} + \Delta K_i \\ K_d &= K_d^{\text{initial}} + \Delta K_d \end{aligned} \quad 4-11$$

Où :

K_p^{initial} , K_i^{initial} , K_d^{initial} : sont les valeurs initiales du contrôleur PID.

ΔK_p , ΔK_i , ΔK_d : sont les sorties du contrôleur flou

La commande PID flou 'exprime par :

$$u_{PID \text{ flou}} = (K_p^{\text{initial}} + \Delta K_p)e(t) + (K_i + \Delta K_i) \int e(t) dt + (K_d^{\text{initial}} + \Delta K_d) \frac{de}{dt} \quad 4-12$$

4.6.1.3 Loi de Commande Tolérante aux Défauts (FTC) :

Lorsque des défauts sont détectés, la loi de commande est ajustée pour compenser la faute en fonction des informations fournies par l'observateur. La loi de commande FTC est exprimée par :

$$u_{FTC} = u_{PID \text{ flou}} + K_f F^{(t)} \quad 4-13$$

$$u_{FTC} = (K_p^{\text{initial}} + \Delta K_p)e(t) + (K_i + \Delta K_i) \int e(t) dt + (K_d^{\text{initial}} + \Delta K_d) \frac{de}{dt} + K_f F^{(t)} \quad 4-14$$

- u_{FTC} : signal de commande tolérant aux défauts.
- $u_{PID \text{ flou}}$: commande nominale.
- K_f : matrice de gain pour la compensation des défauts.
- $F^{(t)}$: estimation de la faute obtenue par l'observateur, évalue la différence entre la sortie mesurée du système et la sortie estimée.

4.6.1.4 Stratégie de Compensation des Défauts :

La commande u_{FTC} intègre une correction basée sur l'estimation du défaut pour assurer que le système continue de fonctionner correctement malgré les perturbations. Cette compensation se fait grâce à la rétroaction de l'estimation des défauts fournie par l'observateur

4.6.2 Résultats de la simulation

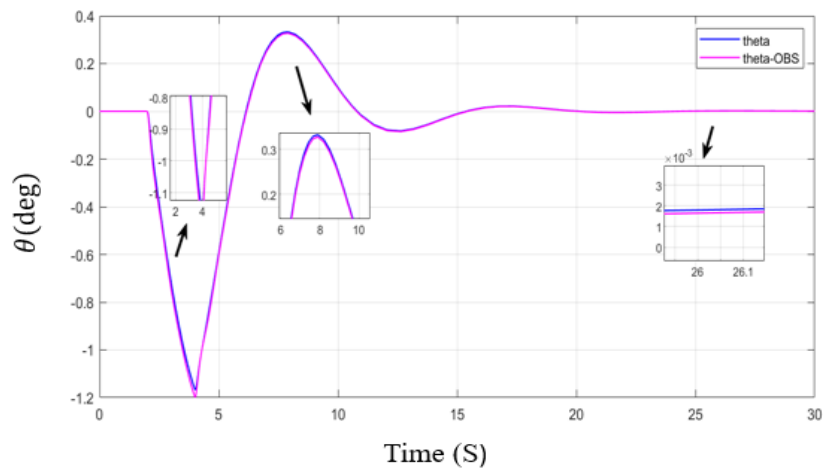


Figure 4-8: Résultats de l'estimation de l'angle de tangage par l'observateur de Luenberger en présence de défaut

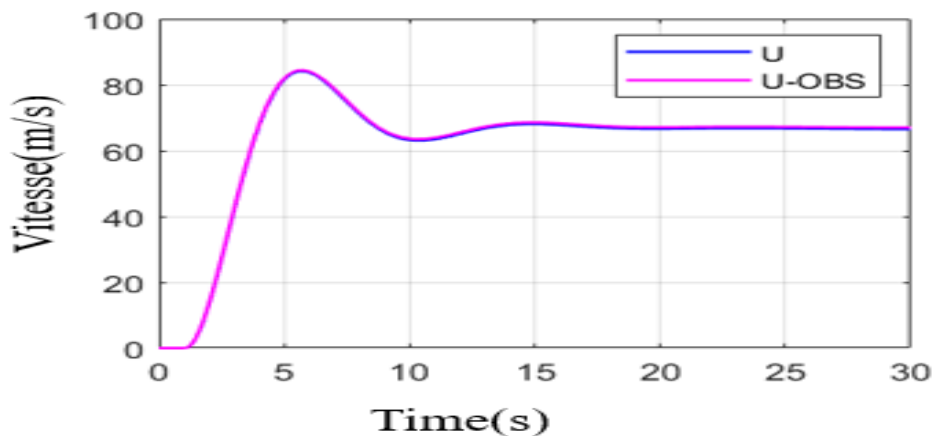


Figure 4-7: Résultats de l'estimation de la vitesse par l'observateur de Luenberger en présence de défaut

La figure 4_7 présente le résultats de l'estimation de l'angle de tangage par l'observateur de Luenberger en présence de défaut: Ce graphique compare l'angle de tangage réel (noté θ) et l'angle de tangage estimé par l'observateur de Luenberger (noté θ -OBS), Au début on voit que il y a une différence notable entre l'angle de tangage réel et l'angle de tangage estimé marqué par un dépassement de l'angle estimé, après la seconde 15 les deux courbes convergent, ce qui signifie que l'observateur parvient à estimer correctement l'angle de tangage après une période transitoire.

La figure 4_8 présente le résultat de l'estimation de la vitesse par l'observateur de Luenberger : Ce graphique compare la vitesse réelle (notée U) et la vitesse estimée (notée U -OBS) par l'observateur de Luenberger. Comme pour le premier graphique, on observe une différence initiale entre la vitesse réelle et estimée, la vitesse estimée par l'observateur présente

un écart par rapport au vitesse réelle au moment du dépassement, cet écart se réduit rapidement et les E les deux courbes se stabilisent et convergent vers une valeur proche.

La proximité entre les courbes des estimations et des mesures réelles montre qu'indique que l'observateur de Luenberger fournit une estimation très précise. Il suit de près la dynamique réelle avec un écart minimale, ce qui est crucial pour la détection les défauts et le contrôle fiable du système UAV. Cette précision permet à l'observateur de refléter fidèlement le comportement réel du système, améliorant ainsi la performance et la fiabilité du contrôle.

4.6.3 Résultats de la Commande tolérante aux défauts

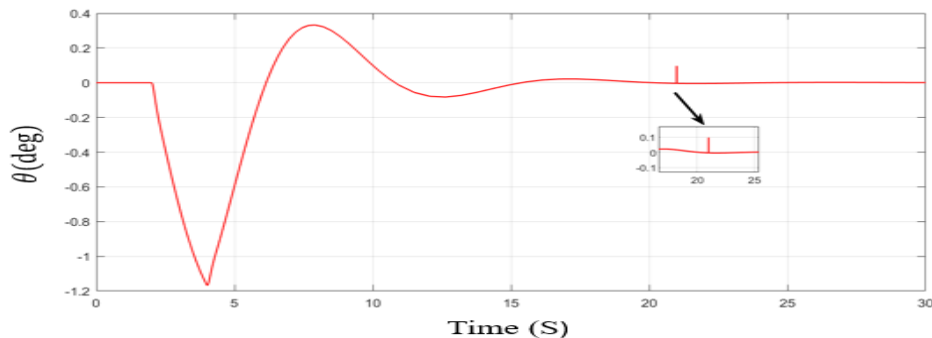


Figure 4-9 : Estimation de de l'angle de tangage via l'Observateur dans un Système de Commande Tolérante aux défauts

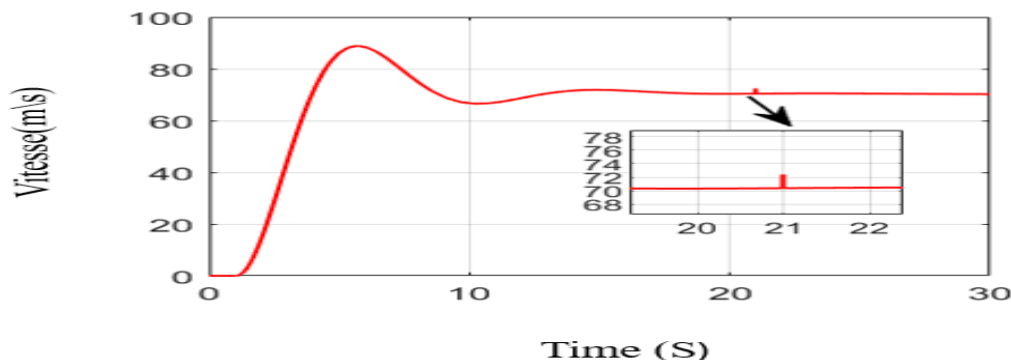


Figure 4-10: Estimation de la vitesse via l'Observateur dans un Système de Commande Tolérante aux défauts

Les figure (4_9) et (4_10) présente la réponse de command tolérante aux défauts de l'angle de tangage et la vitesse (U) : L'analyse de la réponse du système montre une perturbation notable autour de 21 secondes, quand un défaut a été introduit. Le système réagit rapidement à cette perturbation, montrant qu'il peut bien gérer les défauts. Il minimise les effets du problème tout en restant stable et performant, ce qui prouve l'efficacité du contrôle tolérante aux défauts.

Conclusion :

Dans ce chapitre, des résultats concernant la commande tolérante aux défauts Nous avons analysé les approches de diagnostic des défauts, ainsi que l'application des observateurs, notamment l'observateur de Luenberger, afin de préserver les performances du système même en présence de défaillances. Les résultats obtenus ont révélé que les stratégies de tolérance aux

défauts sont efficaces pour maintenir la stabilité et l'efficacité du système, même face à des perturbations importantes.

Conclusion générale

Le travail effectué dans ce mémoire concerne la conception d'un système de contrôle tolérant aux défauts pour un UAV à voilure fixe, en adoptant une approche hybride combinant les contrôleurs PID et PID flou avec des basses différentes des règles flous chaque méthode a été utilisée dans le contexte de la régulation des paramètres longitudinal et latéral afin d'améliorer la robustesse et la performance du système de contrôle même en présence des défauts.

L'élaboration d'un modèle détaillé de l'UAV, en utilisant des matrices d'état pour représenter sa dynamique longitudinale et latérale. Le modèle a servi de base pour la conception et l'implémentation de différents contrôleurs classiques et avancées les résultats obtenus démontrent que Le contrôleur PID classique offre un temps de réponse rapide et une exécution efficace grâce à ses calculs simples. En revanche, le contrôleur PID flou, notamment celui avec 49 règles, améliore le temps de réponse en ajustant dynamiquement les paramètres pour une gestion plus précise des systèmes complexes. Bien que le PID flou avec 9 règles soit plus rapide à exécuter et avantageux pour les systèmes avec des ressources limitées, le PID flou à 49 règles présente une meilleure performance en termes de réduction de l'erreur statique, offrant une correction plus précise et efficace.

L'intégration d'une commande tolérante aux défauts est une contribution essentielle de ce projet. Cette approche assurer le bon fonctionnement et l'efficacité du système, même en cas de défauts ou de perturbations. Nous avons développé un mécanisme de détection des défauts qui effectue une surveillance continue des performances du système et identifie les défauts potentiels. Lorsqu'un défaut est identifié, le système ajuste de manière dynamique ses paramètres de contrôle afin de compenser les effets de la défaillance, garantissant ainsi une stabilité et une performance soutenues.

Un élément central de notre système tolérant aux défauts est l'utilisation d'un observateur de Luenberger. L'observateur permet d'estimer les états internes du système, même lorsque les mesures directes des capteurs sont imprécises ou impossibles à obtenir. En fournissant des estimations fiables des états même dans ces conditions, l'observateur aide à maintenir une précision élevée du contrôle, particulièrement en cas de défaillance ou d'incapacité des capteurs.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] Austin, R. (2010). Unmanned aircraft systems: UAVS design, development and deployment. John Wiley & Sons.
- [2] Mirza, M. N., Qaisrani, I. H., Ali, L. A., & Ali Naqvi, A. (2016). Unmanned Aerial Vehicles: A Revolution in the Making. *South Asia Studies*, 31(2), 243-256.
- [3] Austin, R. (2012). Unmanned aircraft systems: UAVS design, development and deployment. John Wiley & Sons.
- [4] Arjomandi, M., Agostino, S., Mammone, M., Nelson, M., & Zhou, T. (2006). Classification of unmanned aerial vehicles. Report for Mechanical Engineering class, University of Adelaide, Adelaide, Australia, 1-48.
- [5] Cazin, P. La révolution des drones. *Académie nationale de l'air et de l'espace* P, 87.
- [6] Jha, A. R. (2016). Theory, design, and applications of unmanned aerial vehicles. CRC Press.
- [7] Bernant, P. (2018). Unmanned aerial Vehicles and Their GrowinG role in shapinG miliTary docTrine. In *Security Forum* (Vol. 2, No. 1/2018, pp. 77-90). Wydawnictwo Naukowe Akademii WSB.
- [8] Singhal, G., Bansod, B., & Mathew, L. (2018). Unmanned aerial vehicle classification, applications and challenges: A review.
- [9] Ang, K. H., Chong, G., & Li, Y. (2005). PID control system analysis, design, and technology. *IEEE transactions on control systems technology*, 13(4), 559-576.
- [10] Haron, H. S. (2013). Linear quadratic regulator (LQR) controller design for DC servo motor (Doctoral dissertation, Universiti Tun Hussein Malaysia).
- [11] Bansal, A., & Sharma, V. (2013). Design and analysis of robust H-infinity controller. *Control theory and informatics*, 3(2), 7-14.
- [12] Do, M. T. (2014). Sliding mode learning control and its applications. Ph. D. Thesis.
- [13] Amin, R., Aijun, L., & Shamshirband, S. (2016). "A Review of Quadrotor UAV: Control Methodologies and Performance Evaluation." *International Journal of Automation and Control*, 10(2), 87.
- [14] Naus, G. J. L. (2009). Gain scheduling robust design and automated tuning of automotive controllers. TU Eindhoven
- [15] Khan, W. (2016). Dynamics modeling of agile fixed-wing unmanned aerial vehicles. McGill University (Canada).
- [16] Israr, A., Alkhamash, E. H., & Hadjouni, M. (2021). Guidance, Navigation, and Control for Fixed-Wing UAV. *Mathematical Problems in Engineering*, 2021(1), 4355253.
- [17] MOHAMAD, S. C. (2013). Thèse présentée pour l'obtention du grade de Docteur de l'UTC.

- [18] Khan, W., & Nahon, M. (2013). Dynamic modeling of a highly-maneuverable fixed-wing uav. In 60th Aeronautics Conference and AGM (Aero13): Aerospace Clusters: Where are we Headed (pp. 297-313).
- [19] Vuruskan, A., Yuksek, B., Ozdemir, U., Yukselen, A., & Inalhan, G. (2014, May). Dynamic modeling of a fixed-wing VTOL UAV. In 2014 international conference on unmanned aircraft systems (ICUAS) (pp. 483-491). IEEE.
- [20] Lin, P. N. W., Kham, N. L., & Tun, H. M. (2017). Longitudinal and Lateral Dynamic System Modeling Of A Fixed-Wing UAV. *International Journal of Scientific & Technology Research*, 6, 171-174.
- [21] Grunn, E., & Pham, A. T. *Modeling of Complex Systems*.
- [22] Prach, A. (2009). *Robust controller design for a fixed wing UAV* (Master's thesis, Middle East Technical University).
- [23] Bilici, M. (2022). Modeling and Control of a Fixed-Wing High-Speed UAV. *International Journal of Aviation Science and Technology*, 3(01), 35-44.
- [24] Klein, V., & Morelli, E. A. (2006). *System Identification applied to aircraft-theory and practice*. Progress in Astronautics and Aeronautics Series, Published by AIAA.
- [25] Høstmark, J. B. (2007). *Modelling simulation and control of fixed-wing uav: Cyberswan* (Master's thesis, Institutt for teknisk kybernetikk).
- [26] Stevens, B. L., Lewis, F. L., & Johnson, E. N. (2015). *Aircraft control and simulation: dynamics, controls design, and autonomous systems*. John Wiley & Sons.
- [27] Beard, R. W., & McLain, T. W. (2012). *Small unmanned aircraft: Theory and practice*. Princeton university press.
- [28] Johnson, M. A., & Moradi, M. H. (2005). *PID control* (pp. 47-107). London, UK: Springer-Verlag London Limited.
- [29] Mohammad Shamsuzzoh *PID CONTROL FOR INDUSTRIAL PROCESSES* Edited by Mohammad Shamsuzzoh
- [30] O'dwyer, A. (2009). *Handbook of PI and PID controller tuning rules*. World Scientific.
- [31] Yongpeng Zhang, Leang-San Shieh, Cajetan M. Akujuobi, and Warsame Ali *DIGITAL PID CONTROLLER DESIGN FOR DELAYED MULTIVARIABLE SYSTEMS*
- [32] *Principles of PID Controllers July 2023 Zurich Instruments*
- [33] Skogestad, S. (2001, November). Probably the best simple PID tuning rules in the world. In *AIChE Annual Meeting, Reno, Nevada* (Vol. 77, p. 276h). Citeseer.
- [34] *PID CONTROLLER DESIGN AND TUNING IN NETWORKED CONTROL SYSTEMS* Lasse Eriksson
- [35] Hellmann, M. (2001). *Fuzzy logic introduction*. Université de Rennes, 1(1).

- [36] Chen, G., & Pham, T. T. (2000). Introduction to fuzzy sets, fuzzy logic, and fuzzy control systems. CRC press.
- [37] Chevie, F., & Guely, F. (1998). Fuzzy logic. Cahier technique, (191).
- [38] Hooda, D. S., & Raich, V. (2017). Fuzzy Logic Models and Fuzzy Control. In An Introduction (p. 408). Alpha Science International.
- [39] Lee, K. H. (2004). First course on fuzzy theory and applications (Vol. 27). Springer Science & Business Media.
- [40] Zadeh, L. A. (1975). The concept of a linguistic variable and its application to approximate reasoning—I. Information sciences, 8(3), 199-249.
- [41] Bai, Y., & Wang, D. (2006). Fundamentals of fuzzy logic control—fuzzy sets, fuzzy rules and defuzzifications. Advanced fuzzy logic technologies in industrial applications, 17-36.
- [42] Kumar S Ray, Soft Computing and Its Applications, Volume II: Fuzzy Reasoning and Fuzzy Control, Apple Academic Press, 2014.
- [43] Babuška, R. (1996). Fuzzy systems, modeling and identification. Delft University of Technology, Department of Electrical Engineering Control Laboratory, Mekelweg, 4.
- [44] Arafat, Y. B., & Weiwei, H. U. (2023). The Development of a Matlab-Based Fuzzy PID Controller and The Simulation. International Journal of Engineering Continuity, 2(1), 14-26.
- [45] Jäkel, J., Mikut, R., & Bretthauer, G. (2004). Fuzzy control systems. Institute of Applied Computer Science.
- [46] Deroncourt, F. (2011). Introduction à la logique floue.
- [47] Zhang, J., Swain, A. K., & Nguang, S. K. (2016). Robust observer-based fault diagnosis for nonlinear systems using MATLAB® (p. 224). Berlin : Springer.
- [48] Ahmed, A. E., Hafez, A., Ouda, A. N., Ahmed, H. E. H., & Abd-Elkader, H. M. (2015). Modeling of a small unmanned aerial vehicle. Adv Robot Autom, 4(126), 2.
- [49] Guenab, F., Theilliol, D., Weber, P., Zhang, Y. M., & Sauter, D. (2006). Fault tolerant control system design: A reconfiguratin strategy based on reliability analysis under dynamic behavior constraints. IFAC Proceedings Volumes, 39(13), 1312-1317.
- [50] Zhang, Y., & Jiang, J. (2008). Bibliographical review on reconfigurable fault-tolerant control systems. Annual reviews in control, 32(2), 229-252.
- [51] Xiao-Zheng, J., & Guang-Hong, Y. (2009). Robust adaptive fault-tolerant compensation control with actuator failures and bounded disturbances. Acta Automatica Sinica, 35(3), 305-309.
- [52] Alkaya, A., & Eker, I. (2014). Luenberger observer-based sensor fault detection: online application to DC motor. Turkish Journal of Electrical Engineering and Computer Sciences, 22(2), 363-370.
- [53] Murdoch, P. (1973). Observer design for a linear functional of the state vector. IEEE Transactions on Automatic Control, 18(3), 308-310.

- [54] Tang, W. J., & Cao, S. Y. (2018, July). A fast realization method of fuzzy pid control for dc motor. In 2018 37th Chinese Control Conference (CCC) (pp. 5131-5135). IEEE.
- [55] Guiatni, M., Saidani, H., & Bouzid, Y. (2019, September). Fault tolerant control design for actuator loss of effectiveness in quadrotor Uavs. In 2019 International Russian Automation Conference (RusAutoCon) (pp. 1-7). IEEE.
- [56] Crowe, J., Chen, G. R., Ferdous, R., Greenwood, D. R., Grimble, M. J., Huang, H. P., ... & Zhang, Y. (2005). PID control: new identification and design methods. Springer-Verlag London Limited.
- [57] Ross, T. J. (2005). Fuzzy logic with engineering applications. John Wiley & Sons.
- [58] Belkherchi, N. (2011). Contribution à l'étude du diagnostic et de la commande tolérante aux fautes par l'approche structurelle. Application aux procédés biologiques (Doctoral dissertation, Université Paul Sabatier-Toulouse III).
- [59] Song, Y. (2014). Intelligent PID controller based on fuzzy logic control and neural network technology for indoor environment quality improvement (Doctoral dissertation, University of Nottingham).
- [60] Van Dong, N., Thai, P. Q., Duc, P. M., & Thuan, N. V. (2019). Estimation of vehicle dynamics states using Luenberger observer. *International Journal of Mechanical Engineering and Robotics Research*, 8(3).
- [61] Mátyás, P., & Máté, N. (2019). Brief history of UAV development. *Repüléstudományi Közlemények*, 31(1), 155-166.
- [62] Fahlstrom, P. G., Gleason, T. J., & Sadraey, M. H. (2022). Introduction to UAV systems. John Wiley & Sons.
- [63] Cook, M. V. (2012). Flight dynamics principles: a linear systems approach to aircraft stability and control. Butterworth-Heinemann.
- [64] Nelson, R. C. (1998). Flight stability and automatic control (Vol. 2). New York: WCB/McGraw Hill.
- [65] Hodson, T. O. (2022). Root mean square error (RMSE) or mean absolute error (MAE): When to use them or not. *Geoscientific Model Development Discussions*, 2022, 1-10.
- [66] Andrade, F. A., Guedes, I. P., Carvalho, G. F., Zachi, A. R., Haddad, D. B., Almeida, L. F., ... & Pinto, M. F. (2021). Unmanned aerial vehicles motion control with fuzzy tuning of cascaded-pid gains. *Machines*, 10(1), 12.

[67] Wang, L. (2020). *PID control system design and automatic tuning using MATLAB/Simulink*. John Wiley & Sons.