

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA
RECHERCHE SCIENTIFIQUE



UNIVERSITE DE M'SILA
FACULTE DE TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE
MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU
DIPLÔME
DE MASTER EN GENIE ELECTRIQUE
SPECIALITE: AUTOMATIQUE
THEME

**Commande à structure variable appliquée
au simulateur de vol d'hélicoptère**

Proposé et dirigé par :

- **Mr. Bachir BENDJAIMA**
- **Mr. Samir ZEGHLACHE**

Présenté par :

- **NAIDJI Omar**

Année Universitaire : 2011/2012

N° d'ordre : 17

*R*emerciement

*Je remercie tout d'abord Allah qui m'a donné la force
pour compléter ce mémoire.*

*Je remercie beaucoup mes encadreurs, **Mr. Bachir
BENDJAIMA et Mr. Samir ZEGHLACHE**
, qui a suivi mon travail.*

*je remercie monsieur le directeur du département de
génie électrique **Mr. Bachir BENJAÏMA** et tous les
enseignants et tous mes amis étudiants pour leur aide,
et particulièrement tous ceux qui ont participé de près
ou de loin dans ce travail.*

Dédicace

Je dédie ce mémoire :

*A ma mère e qui m'ont soutenu et aider tout le long de
mon parcours et sans qui je ne serais pas ou j'en suis*

A mes chères frères et mes sœurs, à toute ma famille

*À tout mes amis de l'université de m'sila avec qui j'ai
eu d'agréable*

moments et apprit beaucoup de choses.

TABLES DES MATIERES

Introduction Generale	1
-----------------------------	---

CHAPITRE I :*presentation du simulateur d'helicoptere*

I.1 Introduction	3
I.2 Histoire d'hélicoptère	3
I.2.1 les types de vol d'un hélicoptères	4
I.2.2 les application de vol d'un hélicoptère	5
a.Les applications civiles	5
b.Les applications militaires	5
I.3 Principe de vol d'un hélicoptère	5
I.4 Description du simulateur	7
I.4.1 Propulseurs.....	8
I.4.2 Commande des moteurs.....	8
I.4.3 Les encodeurs optiques.....	9
I.4.4 La base du TRMS.....	10
I.4.5 Boîtier marche/arrêt.....	10
I.4.6 Le (SCSI BOX).....	11
I.4.7 Carte d'acquisition : ADVANTECH PCI 1711	11
I.5 Environnement de développement	12
I.6 Conclusion.....	16

CHAPITRE II : *Modilisation de simulateur d'hélicoptère*

II.1 Introduction.....	17
II.2 Modèle non linéaire	17
II.2.1 Sous système d'élévation	18
II.2.1.1 Moment gravitationnel.....	18
II.2.1.2 Moment de la force aérodynamique	20
II.2.1.3 Moment des forces centrifuge	21
II.2.1.4 Moment de friction	21
II.2.1.5 Moment d'inertie	21
II.2.2 Sous système d'azimut	22
II.2.2.1 Moment de la force aérodynamique	22
II.2.2.2 Moment de friction	23
II.2.2.3 Moment d'inertie	23

II.2.3 Dynamiques des propulseurs (hélices et moteurs).....	24
II.3 modèle d'état.....	26
II.4 Le modèle découplé.....	27
II.4.1 Modèle découplé vertical	28
II.4.2 Modèle découplé horizontal	28
II.5 PARAMETRES DU MODELE.....	29
II.6 Résultats de Simulation	30
II.6.1 La réponse libre.....	30
II.6.2 La réponse à un échelon	31
II.7 Interprétations des résultats.....	33
II.8 Conclusion	33

***CHAPITRE III :Aspect théorique de la commande linéarisation entrée sortie
et la commande à structure variable***

III.1 introduction.....	34
III.2 Commande par linéarisation entrée sortie :	35
III.2.1 Système multi-entrée multi-sortie :.....	35
III.2.2 dérivée de Lie	36
III.2.3 Degrés relatif :	36
III.2.4 Forme normale.....	37
III.2.5 Difféomorphisme.....	39
III.2.5 Linéarisation exacte par régulation d'état statique	40
III.2.5.1 Définition :.....	40
III.2.5.2 Linéarisation exacte d'un système en forme normale.....	41
III.2.5.3 Linéarisation exacte d'un système en forme quelconque.....	42
III.2.5.4 Sortie plate :.....	42
III.3 Commande à structure variable	43
III.3.1 Le mode glissant :.....	44
III.3.2 Choix de la surface du glissement	44
III.3.3 Condition d'existence du régime glissant	45
III.3.4 Principe d'invariance	46
III.3.5 Attractivité de la surface de glissement :	47
III.3.6 Elimination du phénomène de chattering	48

III.4 Conclusion	50
------------------------	----

CHAPITRE IV : les application de commande sur TRMS

IV.1 Introduction	51
IV.2 commande par linéarisation entrée sortie	51
IV.2.1 Synthèse de la loi de commande par bouclage non linéaire	52
IV.2.2 Résultats de Simulation	55
IV.2.2.1 Simulation de Système découplé vertical et horizontal (1DDL)	56
IV.2.2.2 Simulation de Système couplé (2DDL).....	59
IV.3 commande par mode de glissement	62
IV.3.1 Synthèse de la loi de commande par mode de glissement	62
IV.3.2 Résultats de Simulation	64
IV.3.2.1 Simulation de Système découplé vertical et horizontal (1DDL)	64
IV.3.2.2 Simulation de Système couplé (2DDL).....	70
IV.4 Conclusion.....	76

CHAPITRE V : etude comparative

V.1. Introduction.....	77
V.2. Etude comparative.....	77
V.2.1 Résultats de Simulation	78
1. Commande par linéarisation entrée sortie	78
2. commande par modes de glissements	80
V.3 Conclusion	83
CONCLUSION GENERALE	84
BIBLIOGRAPHIE.....	i
ANNEXE	iii

Table des figures

Figure I.1: Premier vol d'hélicoptère	3
Figure I.2 (a) Mono rotor ,(b)deux rotor	4
Figure I.3 (a)Tis rotor ,(b)quad rotor	4
Figure I.4: forces agissant sur l'hélicoptère en vol	6
Figure I.5 : Effet de couple et rôle du rotor de queue	6
Figure I.6 : le simulateur d'hélicoptère TRMS (Twin Rotor Mimo System)	7
Figure I.7 : les deux vis de fixation.....	8
Figure I.8 : schéma synoptique du fonctionnement du propulseur	9
Figure I.9 : encodeurs optiques.....	9
Figure I.10 : la base du TRMS	10
Figure I. 11 : Les connections de la SCSI BOX	11
Figure I. 12 : rapid prototyping VS processus de développement traditionnel.....	13
Figure I. 13 : processus de génération du code exécutable	14
Figure I. 14 : librairie de la carte d'acquisition	15
Figure I. 15 : exemple d'implémentation d'un contrôleur	15
Figure II.1: forces de gravités agissantes sur le TRMS.....	19
Figure II.2: Moments de la force aérodynamique et de friction	20
Figure II.3 : moments des forces dans le plan horizontal.....	23
Figure II.4 : Schéma bloc des moteurs.....	25
Figure II.5 : Schéma bloc du TRMS.....	27
Figure II.6 : Schéma bloc du modèle vertical.....	28
Figure II.7 Schéma bloc du modèle horizontal.....	29
Figure II.8 Réponse libre du système en mode vertical découplé avec $U_v=0$ et $\alpha_0= -0.93$ rad	30
Figure II.9 Réponse libre du système en mode horizontal découplé avec $U_h=0$ et $\alpha_0= 0$ rad	31
Figure II.10 réponses libres du TRMS avec $U_v=U_h=0$ et $\alpha_0= 0$ rad $\alpha_0=-0.93$ rad	31
Figure II.11 Réponse du système en boucle ouverte en mode vertical découplé pour un échelon $U_v=0.8$ et $\alpha_0 = -0.93$ rad	31
Figure II.12 Réponse du système en boucle ouverte en mode horizontal découplé pour un échelon $U_h=0.8$ et $\alpha_0= 0$ rad.....	32
Figure II.13 réponses du TRMS pour $U_v=U_h=0.8$ et $\alpha_0= 0$ rad $\alpha_0= -0.93$ rad.....	32
Figure III.1 : Déduire l'entrée en fonction d'une sortie de référence.....	34
Figure III.2 : Inversion du système pour déduire l'entrée.....	34

Figure III.3 : Schéma d'un système SISO en forme normale	39
Figure III.4 diagramme d'un système régulé.....	40
Figure III.5. Linéarisation exacte.....	41
Figure III.6 : phénomène du chattering.....	43
Figure III.7 Définition de la fonction signe.....	48
Figure III.8 : Fonction « SAT ».....	49
Figure III.9 : Fonction « Smooth »	49
Figure IV.1 : modèle vertical et h horizontal 1DDL , pôles=[-4 -4 -4], signal constante	56
Figure IV.2 : modèle vertical et h horizontal 1DDL , pôles=[-4 -4 -4], signal carré.....	57
Figure IV.3 : modèle vertical et h horizontal 1DDL , pôles=[-4 -4 -4], signal sinusoïdal	58
Figure IV.4 : modèle couplé 2DDL, signal constante.....	59
Figure IV.5 : modèle couplé 2DDL, signal carrée.....	60
Figure IV.6 : modèle couplé 2DDL, signal sinusoïdal.....	61
Figure IV.7 : modèle découplé (1DDL) , simulation avec une fonction d'attractivité : -k sign(s)	
Signal constante(0.4).....	64
Figure IV.8 : modèle découplé (1DDL) , simulation avec une fonction d'attractivité : sat(s)	
Signal constante(0.4).....	65
Figure IV.9 : modèle découplé (1DDL) , simulation avec une fonction d'attractivité : -k sign(s)	
Signal carré	66
Figure IV.10: modèle découplé (1DDL) , simulation avec une fonction d'attractivité : sat(s)	
Signal carré	67
Figure IV.11: modèle découplé (1DDL) , simulation avec une fonction d'attractivité : -k sign(s)	
Signal sinusoïdal	68
Figure IV.12: modèle découplé (1DDL) , simulation avec une fonction d'attractivité : sat(s)	
Signal sinusoïdal	69
Figure IV.13: modèle couplé (2DDL) , simulation avec une fonction d'attractivité : -k sign(s)	
Signal constante(0.4)	70
Figure IV.14: modèle couplé (2DDL) , simulation avec une fonction d'attractivité : sat(s)	
Signal constante(0.4)	71
Figure IV.15: modèle couplé (2DDL) , simulation avec une fonction d'attractivité : -k sign(s)	
Signal carré	72
Figure IV.16: modèle couplé (2DDL) , simulation avec une fonction d'attractivité : sat(s)	
Signal carré	73
Figure IV.17: modèle couplé (2DDL) , simulation avec une fonction d'attractivité : -k sign(s)	
Signal sinusoïdal	74
Figure IV.18: modèle couplé (2DDL) , simulation avec une fonction d'attractivité : sat(s)	
Signal sinusoïdal	75

Figure V.1 : stabilisation en présence de variation paramétrique , signal constante.....	78
Figure V.2 : stabilisation en présence de variation paramétrique , signal carré	79
Figure V.3 : stabilisation en présence de variation paramétrique , signal sinusoidal.....	79
Figure V.4: stabilisation en présence de variation paramétrique avec une fonction d'attractivité :	
-k sign(s) Signal constante.....	80
Figure V.5: stabilisation en présence de variation paramétrique avec une fonction d'attractivité :	
sat(s) Signal constante	80
Figure V.6 : stabilisation en présence de variation paramétrique avec une fonction d'attractivité :	
-k sign(s) Signal carré.....	81
Figure V.7 : stabilisation en présence de variation paramétrique avec une fonction d'attractivité :	
sat(s) Signal carré.....	81
Figure V.8 : stabilisation en présence de variation paramétrique avec une fonction d'attractivité :	
-k sign(s) Signal sinusoidal	82
Figure V.8 : stabilisation en présence de variation paramétrique avec une fonction d'attractivité :	
sat(s) Signal sinusoidal	82

1. Généralité

Pendant des décennies, les chercheurs de tous les domaines s'intéressaient aux systèmes aéronautiques. Plus particulièrement, Les chercheurs automaticiens qui se sont penchés sur le problème de la commande des avions et des hélicoptères. En effet, ces engins sont des systèmes complexes non linéaires ,Le simulateur de vol d'hélicoptère *TRMS* (Twin Rotor Mimo System) est l'un de ces prototypes.

2. Problématique

La synthèse d'une loi de commande permettant de réaliser l'asservissement d'un processus, on doit passer le plus souvent par un modèle mathématique. Ce dernier peut être issu de la description mathématique d'un phénomène physique (modèle de connaissance). Toutefois, la majorité de ces techniques sont basées sur la connaissance du modèle du système à commander. Du degré de validité de cette hypothèse, dépend la qualité du comportement du système compensé obtenu. Si le modèle du procédé est connu avec exactitude, un contrôleur bien conçu donne, en général, de bons résultats.

Dans ce travail, nous nous sommes intéressés à la synthèse de différentes stratégies de commande non linéaire pour stabiliser le simulateur de vol d'hélicoptère. Ce simulateur est un système multi variable à deux entrées (la commande vertical et la commande horizontal) et deux sorties (l'angle d'élévation et l'angle d'azimut), caractérisé par une forte non linéarité, un couplage important et une dynamique instable en boucle ouverte .

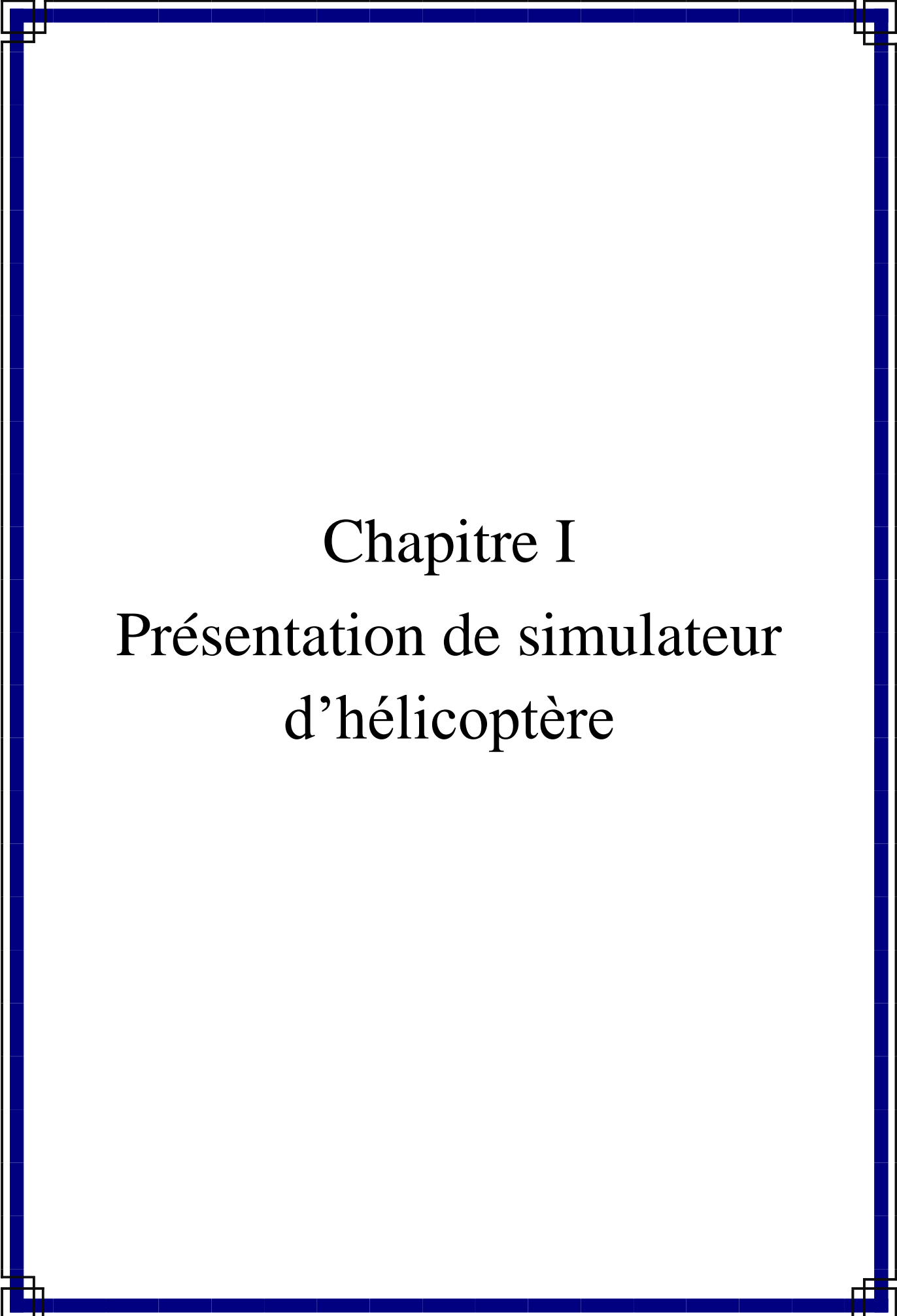
Ce travail présente la validation en simulation des différentes techniques de commandes non linéaires robustes sur le simulateur d'hélicoptère (*TRMS*) .

3. Structure du mémoire

Pour satisfaire les besoins de ce travail ,le mémoire est composé de Cinq chapitres organisés de la façon suivante :

- Le premier chapitre est consacré à la présentation du système à commander, après avoir donné le principe du vol des hélicoptères, ensuite nous passons en revue les différents constituants du simulateur *TRMS* ainsi que son principe de fonctionnement, nous nous focalisons ensuite sur son environnement de développement

- Dans le second chapitre on va faire une modélisation analytique détaillée du simulateur, suivie de quelques simulations en boucle ouverte.
- Dans Le troisième chapitre nous présentons un bref rappel théorique sur les commande non linéaire : commande par bouclage linéaire , et commande par mode de glissement.
- Le quatrième chapitre représente l'objet de notre étude, concerne la synthèse des lois de commande et les simulations correspondantes.
- Dans Le dernier chapitre nous présentons l'étude comparative entre les différentes lois de commandes proposées dans ce document.



Chapitre I

Présentation de simulateur d'hélicoptère

I.1 Introduction

Les systèmes aéronautiques sont devenus aujourd'hui si difficiles et complexe qu'on ne puisse pas réaliser leurs commandes par des techniques classiques. En effet, des chercheurs automaticiens se sont penchés sur ces problèmes de commande, pour cela plusieurs prototypes ont été réalisés dans le but de tester de nouvelles techniques de commande. Le simulateur d'hélicoptère (TRMS) est l'un de ces prototypes sur lequel nous allons travailler.

Dans ce chapitre, nous allons d'abord donner un petit aperçu sur le principe du vol des hélicoptères. Ensuite, nous présentons la plate forme réelle du système TRMS, nous expliquons le rôle principal de chaque élément dans ce système.

I.2 Histoire d'hélicoptère [01]

L'histoire de l'hélicoptère et autres voilures tournantes commence au début du XXe siècle, comme pour l'avion. Mais l'insuffisance de la puissance des moteurs et les problèmes de stabilité rendent les développements beaucoup plus longs et aléatoires. En dehors de la parenthèse des autogires,

15 avril 1877 Premier vol d'hélicoptère L'ingénieur italien Enrico Forlanini réussit à faire voler un hélicoptère modèle réduit à une hauteur de 13 mètres. L'engin pèse 350 kilogrammes et est animé par une machine à vapeur. En 1907 pour que les frères Louis et Jacques Bréguet s'envolent à bord d'un hélicoptère avec un moteur à explosion.



Figure I.1: Premier vol d'hélicoptère

13 novembre 1907 Décollage du premier hélicoptère Dans les environs de Lisieux, Paul Cornu réussit à s'envoler pour la première fois à bord d'un hélicoptère de sa fabrication. Il atteint l'altitude de 1,5 mètres et son engin pèse 203 kilos. Le mot hélicoptère a été inventé en 1861 par le vicomte Ponton d'Amécourt à partir du grec "helix" (spirale) et "pteron" (aile), mais déjà Léonard de Vinci en avait fait l'ébauche sur certains de ses croquis 4 siècles auparavant.

Le 12 avril 1933, en Belgique, l'ingénieur d'origine russe Nicolas Florine fait voler un prototype manœuvrable à deux rotors en tandem (un à l'avant et un à l'arrière - les deux rotors tournant dans le même sens).

I.2.1 les types de vol d'un hélicoptères

- ✓ **Les Mono-rotor** : Ils sont caractérisés par l'utilisation d'un seul rotor comme actionneur principal. Dans cette catégorie, nous trouvons essentiellement les convertibles.
- ✓ **Les deux rotor**: Il existe plusieurs types de configurations à deux rotors tels que l'hélicoptère classique composé d'un rotor principal et rotor de queue . Il existe aussi des appareils possédant deux rotors sur le même axe tournant dans des sens opposés et des ailerons qui baignent dans le flux d'air de ces rotors.



Figure I.2 (a) Mono rotor , (b) deux rotor

- ✓ **Les tris rotor** : Moins performant en vol que le quadrotor, le tri-rotor est constitué de deux rotors à l'avant qui tournent dans des sens opposés pour modifier le tangage et d'un rotor en arrière pour régler le roulis.
- ✓ **Les Quadrotors** : Un quadrotor est un engin volant doté de quatre rotors placés aux extrémités d'une armature en croix. Ces quatre rotors lui fournissent la force verticale (portance) qui lui permet de décoller.

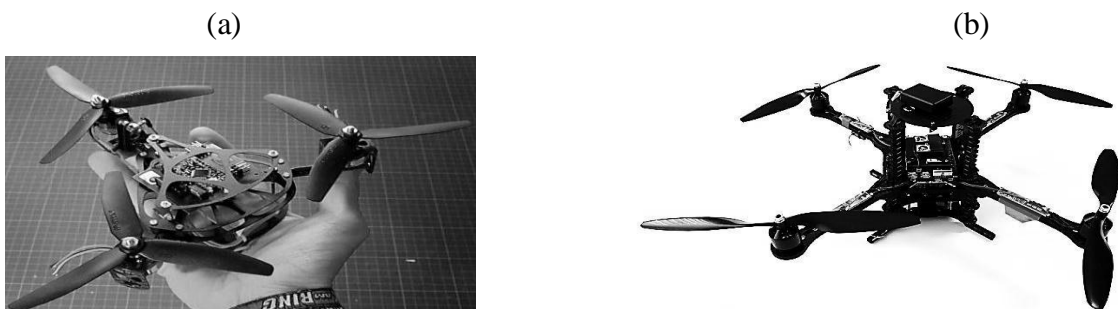


Figure 1. 3. (a) Tris rotor; (b) Quadrotor.

I.2.2 les application de vol d'un hélicoptère

Les applications de l'hélicoptère sont nombreuses et peuvent être classées en deux catégories: civiles et militaires.

a. Les applications civiles

- Le sauvetage/ambulance aérienne. A l'origine, l'hélicoptère était conçu avec pour objectif le sauvetage et l'un de ses usages les plus répandus était celui d'ambulance.
- Les plates-formes pétrolières. Les hélicoptères fournissent un soutien logistique aux plates-formes pétrolières en mer.
- Le transport d'hommes et de femmes d'affaires et de personnel. L'hélicoptère permet le transport d'un point à un autre, généralement sur de courtes distances.
- Le tourisme. L'utilisation de l'hélicoptère connaît un développement dans le secteur du tourisme.
- Les opérations de police. Beaucoup d'unités de police et d'organismes gouvernementaux ont recours aux hélicoptères.

Autres applications. Les hélicoptères peuvent être équipés de matériel d'épandage permettant de pulvériser herbicides, pesticides et engrais. Ils peuvent aussi emporter des équipements leur permettant de lutter contre le feu par largage d'eau ou de retardateurs de combustion chimiques.

b. Les applications militaires

- Le sauvetage/ambulance aérienne. L'hélicoptère est très employé lors des missions humanitaires. Dans beaucoup de pays .
- L'attaque. Les hélicoptères peuvent être armés et utilisés pour l'attaque sur terre ou en mer. L'armement comprend des mitrailleuses, des missiles et des torpilles.
- Le transport. Les hélicoptères de toutes dimensions servent au transport de personnes et au ravitaillement sur terre et en mer.

I.3 Principe de vol d'un hélicoptère [02][03]

Essayons de simplifier le principe de vol d'un hélicoptère en nous référant à l'avion. Dans un avion, la traction est assurée par les hélices qui font prendre de la vitesse à l'avion. Quant à la portance, ce sont les ailes qui, par leurs formes aérodynamiques, créent une force

proportionnelle (au carré généralement) de la vitesse de traction provoquant, ainsi, l'envol de l'avion, dès que sa vitesse est suffisamment importante.

Pour un hélicoptère, c'est le rotor qui joue à la fois le rôle de l'aile et de l'hélice. Il assure, ainsi, traction et portance.

Ainsi, Pour changer de direction l'hélicoptère doit changer l'angle d'attaque de son rotor pour créer une portance dans la direction voulue.

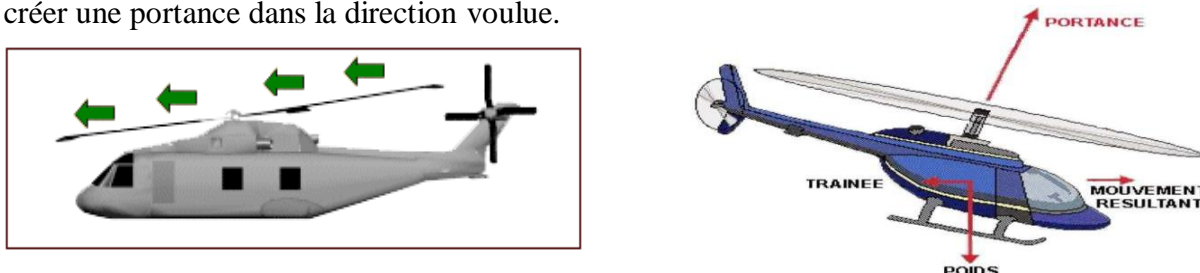


Figure I.4: forces agissant sur l'hélicoptère en vol

Le rotor est entraîné en rotation par un groupe motopropulseur, constitué d'un moteur (à pistons ou turbine à gaz), d'un embrayage et d'un réducteur aussi appelé BTP (boîtier de transmission principal).

Cependant, comme pour l'hélice, le rotor exerce sur l'air un couple dû à son mouvement. L'air en retour (principe d'action-réaction), exerce un autre couple d'intensité égale mais de sens opposé. Imaginez que vous essayez d'introduire une vis encastrée dans un mur extrêmement dur avec une visseuse puissante, vous tourneriez avec la visseuse ! C'est le même phénomène qui est observé avec le rotor principal.

Pour contrer cet effet de couple et permettre un vol stable, on dispose à l'arrière des hélicoptères un "rotor de queue". Son rôle consiste à contrer le couple du rotor principal.

C'est le système le plus couramment utilisé actuellement mais il existe d'autres systèmes qui jouent le même rôle tel que : jet d'air, fenestron, deux rotors principaux (ce qui annule l'anti-couple), mais aussi deux rotors d'anti-couple.

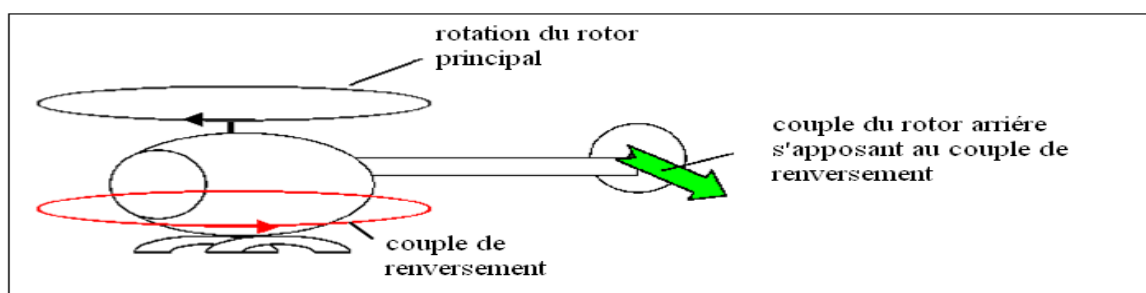


Figure I.5 : Effet de couple et rôle du rotor de queue

Le rotor anti-couple consomme environ 10 % de la puissance, son interaction sonore avec le rotor principal le rend bruyant, dangereux (extrêmement coupant), sensible au vent de travers, il est également coûteux et fragile, toutes ces raisons motivent les constructeurs à l'éviter ou à l'optimiser.

I.4 Description du simulateur [02][03][04]

Le TRMS (Twin Rotor Mimo System) est un système physique aérodynamique conçu pour le développement et l'implémentation de nouvelles lois de commandes. Ce-ci inclut, la modélisation de la dynamique du système, l'identification, l'analyse et la conception de divers contrôleurs par des méthodes classiques et modernes. Son comportement ressemble à celui d'un hélicoptère, de point de vue de commande ; il présente un système non linéaire d'ordre supérieur avec des couplages significatifs.

Le TRMS est formé de [figure I.6]:

- une poutre qui peut pivoter sur sa base de telle manière qu'elle puisse tourner librement dans le plan vertical et horizontal.
- Deux propulseurs (principal et secondaire) fixés aux deux extrémités de la poutre, ils sont formés d'une hélice, un moteur à courant continu ainsi qu'un bouclier pour des raisons de sécurité
- Un contrepoids fixé sur la tige à son pivot, son rôle est de diminuer les vibrations (oscillations) de la poutre
- Une tour pour maintenir la poutre
- Une base comprenant des circuits électroniques pour l'adaptation, synchronisation et filtrage des signaux entrants et sortants
- Un boîtier de marche/arrêt des moteurs

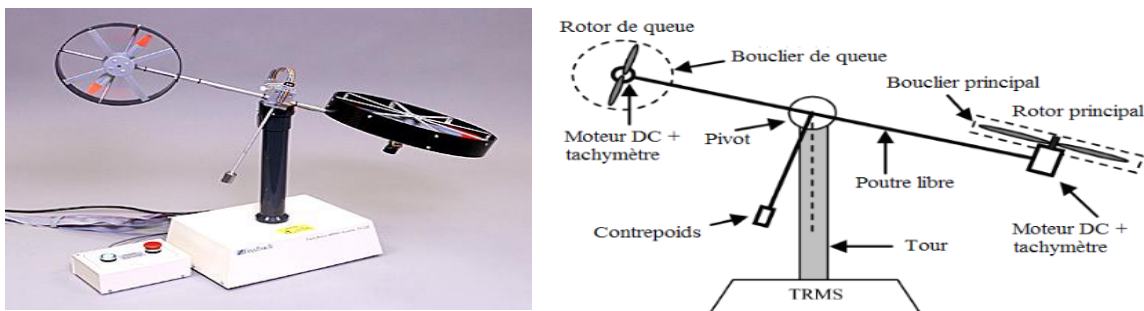


Figure I.6 : le simulateur d'hélicoptère TRMS

(Twin Rotor Mimo System)

Le modèle du TRMS est multi-variable à deux entrées et deux sorties (MIMO 2*2). Les sorties étant l'angle d'élévation et l'angle d'azimut, les entrées étant les tensions appliquées aux deux moteurs. L'articulation sphérique permet à la poutre de pivoter simultanément dans le plan horizontal et vertical, c'est un système à deux degrés de liberté, mais on peut restreindre le mouvement à un degré de liberté par de 2 vis. [figure I.7]

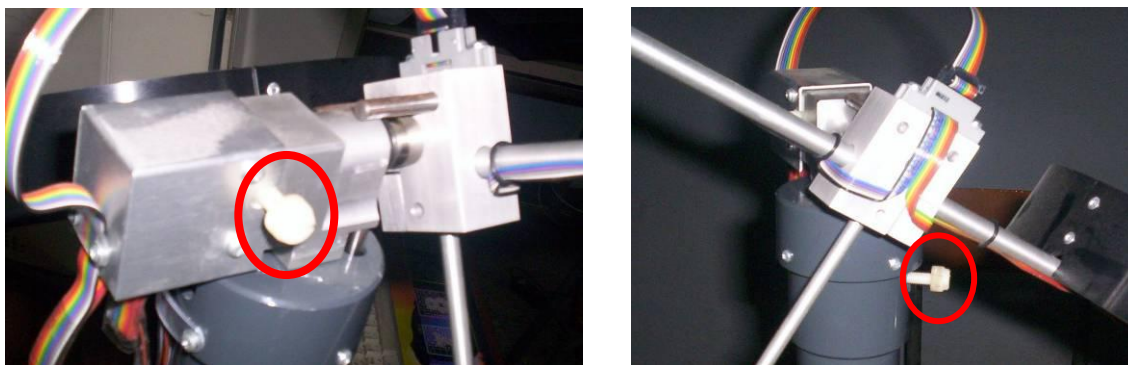


Figure I.7 : les deux vis de fixation

Dans un hélicoptère réel, la force aérodynamique est contrôlée par changement de l'angle d'attaque. Cependant, pour le TRMS, l'angle d'attaque étant fixe, la force aérodynamique est commandée par changement de la vitesse des rotors. On utilise donc les tensions appliquées aux moteurs comme variable de commande.

I.4.1 Propulseurs

Le TRMS possède deux propulseurs, un principal qui agit dans le plan vertical, et l'autre secondaire qui agit dans le plan horizontal. Chaque propulseur est composé d'une hélice. Ces dernières sont entraînées par des moteurs à courant continu (marque MAXON), couplés avec des tachymètres. La tension de commande varie entre $\pm 2.5V$, le signe de la tension indique le sens de rotation.

I.4.2 Commande des moteurs

Les moteurs électriques à courant continu offrent l'avantage de présenter des vitesses de rotation proportionnelles à la tension qui leur est appliquée. Le mécanisme utilisé est un hacheur, qui est un convertisseur statique alimenté par une source de tension continue produisant aux bornes du moteur une tension de valeur moyenne réglable. Ce hacheur est commandé par des trains d'impulsions (MLI) qui sont générés à partir du signal de commande provenant du PC à travers la carte d'acquisition.

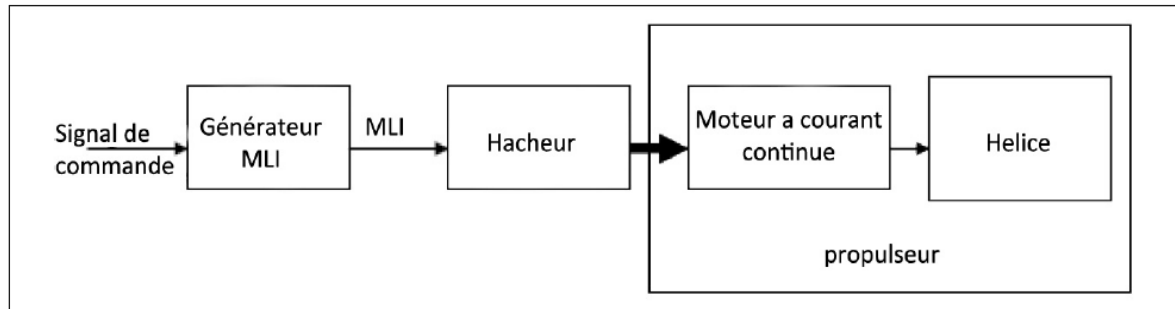


Figure I.8 : schéma synoptique du fonctionnement du propulseur

I.4.3 Les encodeurs optiques

Le TRMS à deux capteurs pour mesurer l'orientation de la poutre dans l'espace, ils se situent à l'intérieur du pivot sphérique de la poutre. Il s'agit de deux encodeurs optiques incrémentaux : le principe de fonctionnement est le suivant [figure I.9]:

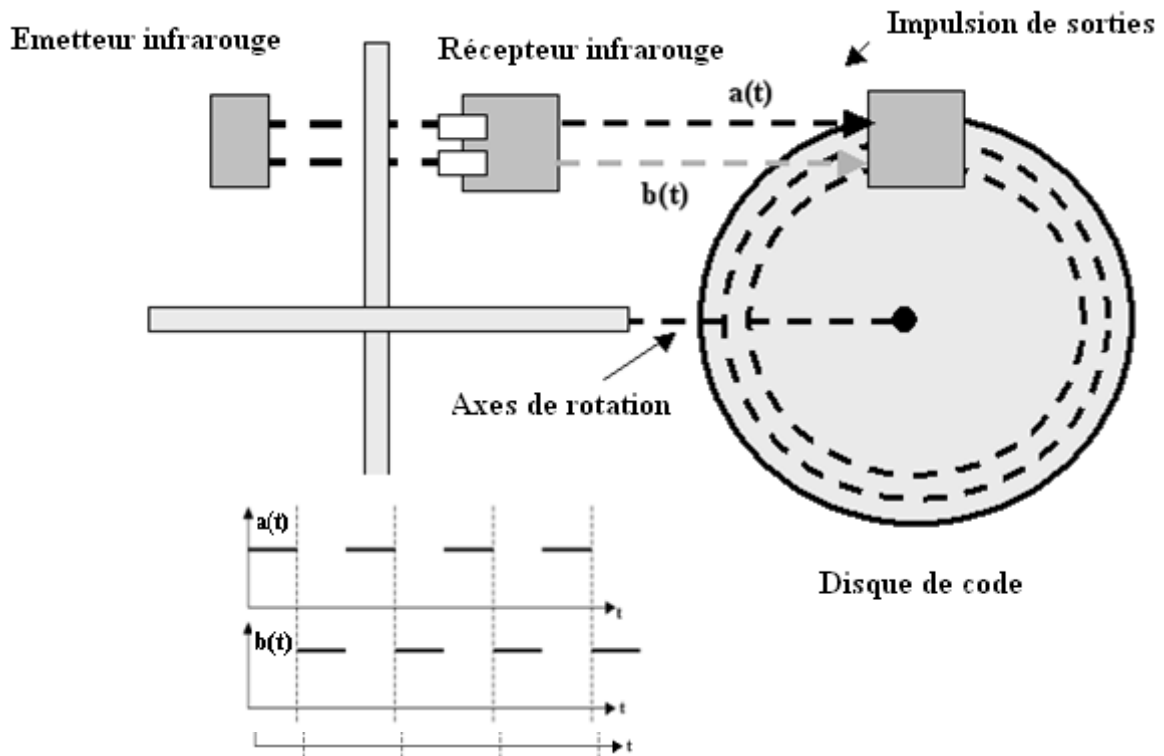


Figure I.9 : encodeurs optiques

Les faisceaux lumineux émis par les deux photodiodes (A et B) passent à travers deux anneaux de fentes sur le disque. Les fentes sont décalées, de sorte que les tensions des récepteurs (A et B) soient des ondes rectangulaires en quadrature de phase. Le dispositif ainsi réalisé permet de déterminer la direction de la rotation.

I.4.4 La base du TRMS

À l'arrière de la base on trouve les différentes connectiques figure I.10:

- Connecteur ON / Off : fiche DIN pour connecter la boîte de l'intercepteur ON/OFF des moteurs
- Sélecteur 110/220v
- Fiche d'alimentation 110/220 V
- Connecteur CN1 : il se branche avec le PL1 de la boîte d'adaptation, avec une large nappe 40 pistes. Les signaux sont ceux des deux capteurs de positions, c'est des signaux digitaux sur 16 bits,
- Connecteur CN2 : il se branche avec PL3, avec une nappe 20 pistes. Les signaux sont les tensions de commandes des deux moteurs
- Connecteur CN3 ; il se branche avec PL2, avec une nappe 20 pistes. Les signaux sont ceux des tachymètres

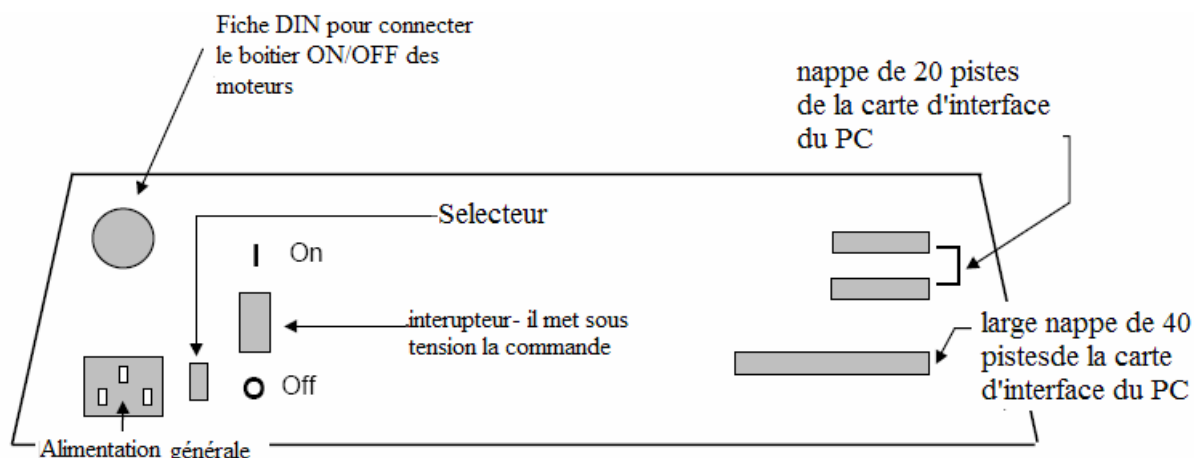
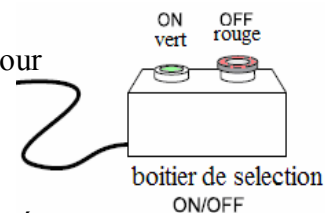


Figure I.10 : la base du TRMS

I.4.5 Boîtier marche/arrêt

C'est un petit boîtier avec deux boutons poussoirs pour, l'un vert pour fermer le circuit d'amplification des moteur, et l'autre rouge pour couper l'alimentation, son rôle principal est de protéger les moteurs en cas de mauvaise manœuvre par l'utilisateur. Il est connecté



à l'arrière de la base du TRMS

I.4.6 Le (SCSI BOX)

La (SCSI BOX) figure I.11 pour bute l'adaptation les signaux entre la carte d'acquisition et les différents connecteurs de la base du TRMS, et aussi séparer ces différents signaux en fonction de leurs types. La boîte dispose de quatre connecteurs :

- un connecteur 68 pin pour connecter le câble global 68 pin SCSI de la carte d'acquisition
- un grand connecteur PL1 pour les entrées digitales des capteurs de positions (deux encodeurs optiques)
- un petit connecteur PL2 pour les sorties analogiques (deux tensions de commandes des moteurs)
- un autre petit connecteur PL3 pour les entrées analogiques (retour tachymétrique des deux moteurs)



Figure. I.11 Les connections de la SCSI BOX

I.4.7 Carte d'acquisition : ADVANTECH PCI 1711 [04][05]

C'est une carte d'acquisition universelle qui s'installe sur le port PCI du PC de commande et dispose de connecteurs extérieurs pour des entrées/sorties analogiques et digitaux. Ces principales caractéristiques sont :

- La fonction Plug & play
- 16 entrées analogiques configurables 16 simples (single-ended) ou source flottante
- Convertisseurs A/D industriels normalisés à approximations successives
- 12 bits utilisés pour la conversion des entrées analogiques
- La fréquence maximale d'échantillonnage est de 100KHz.

- Gamme des entées analogiques est programmables et contrôlable par software
- Chaque canal à sa gamme individuelle stockée dans la RAM de la carte
- 2 sorties analogiques (convertisseur D/A)
- 16 canaux d'entées digitales
- 16 canaux de sorties digitales
- Un compteur/timer programmable
- Scanne automatique des gains/canaux.

Son principal rôle dans notre application, c'est qu'elle permet la commande digitale d'un système continu à travers un PC, en convertissant les signaux analogiques en numériques et vice-versa . Dans notre cas, on utilise :

- Deux sorties analogiques (convertisseur D/A) pour délivrer les tensions de commandes de références
- Les entrées digitales des deux encodeurs optiques pour mesurer l'angle d'élévation et d'azimut de la poutre
- Deux entrées analogiques (convertisseur A/D) pour récupérer le retour tachymétrique des deux moteurs.

I.5 Environnement de développement[04][05]

Ce banc d'essai utilise une approche novatrice d'implémentation, qui jouit d'une flexibilité accrue et d'une architecture totalement ouverte, cette approche est appelée HIL pour « Hardware-Int he-Loop ». Ou bien « Rapid Prototyping »

Cette approche élimine l'étape entre la synthèse du régulateur en simulation, et son implémentation réelle sur un système embarqué spécialisé. Cette dernière cause des pertes de temps considérables, en testant et en calibrant a nouveau le régulateur implémenté, voici ci-dessous, un petit comparatif entre cette approche et l'approche classique :

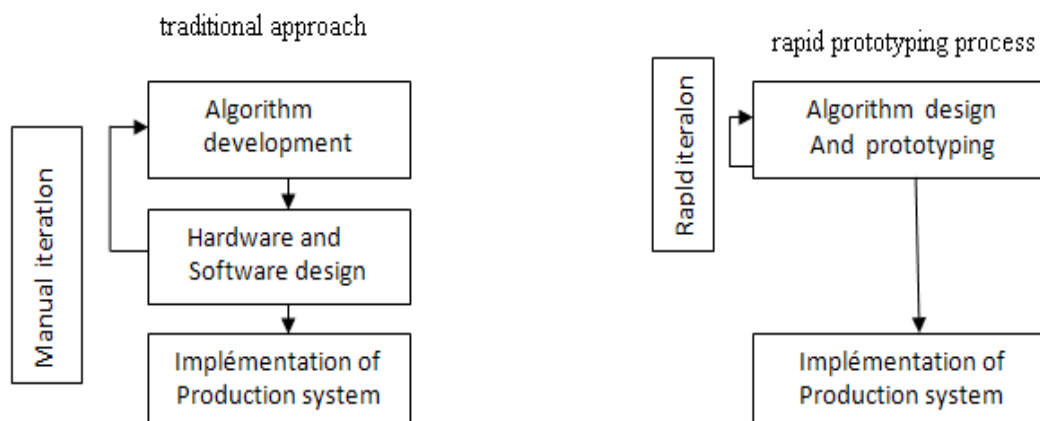


Figure I.12 : rapid prototyping VS processus de développement traditionnel

Avec le « hardware-in-the-loop », on teste directement le contrôleur qu'on a synthétisé en simulation sur le système physique réel, avec un simple PC de développement. En effet tous ce qu'on a besoin est :

- un PC standard (pour le développement et pour la commande)
- une carte d'acquisition pour la conversion A/D et D/A
- le système physique à commander
- les logiciels nécessaires

Pour notre application TRMS, les logiciels utilisés sont :

- *MATLAB* : il joue le rôle d'une plate-forme, où tous les autres composants s'exécutent, c'est l'environnement le plus utilisé dans le monde par les ingénieurs, il fournit plusieurs routines de calculs numériques.
- *SIMULINK* : C'est un langage de haut niveau graphique, avec lequel on programme avec des objets ou blocks, ces objets peuvent être soit des block standards de bien des blocks spécialisées écrit par l'utilisateur comme des (S-functions).
- *Compilateur C++* : il compile le code généré par real time workshop et fait l'édition des liens pour générer un exécutable qui communique avec la cible d'implémentation (target), dans notre cas, le compilateur est VISUAL C++ 6.0 PRO .
- *REAL TIME WORKSHOP* : c'est le programme le plus important, il génère automatiquement du code source C++ optimisé, à partir du modèle simulink. De plus, ce

code est paramétrable pour plusieurs targets (cible) d'implémentation. Dans notre cas le target est un processeur Pentium sous WINDOWS comme système d'exploitation .

- *REAL TIME WINDOWS TARGET* : Dans le cas d'un environnement Windows, RTWT utilise un petit kernel (Real Time Kernel - RTK) pour exécuter en temps réel les modèles Simulink en gérant les entrées/sorties. Il s'exécute comme un service résidant dans le niveau zéro (kernel mode) et intercepte les interruptions matérielles avant Windows. Ensuite, il communique avec l'exécutable du régulateur et joue le rôle d'interface avec le système physique à travers la carte d'acquisition.
- On a besoin aussi, des bibliothèques, ou drivers de la carte d'acquisition, pour les intégrer dans notre programme.

Voici ci-dessus un schéma [figure I.13] qui illustre la relation qui existe entre les différents modules :

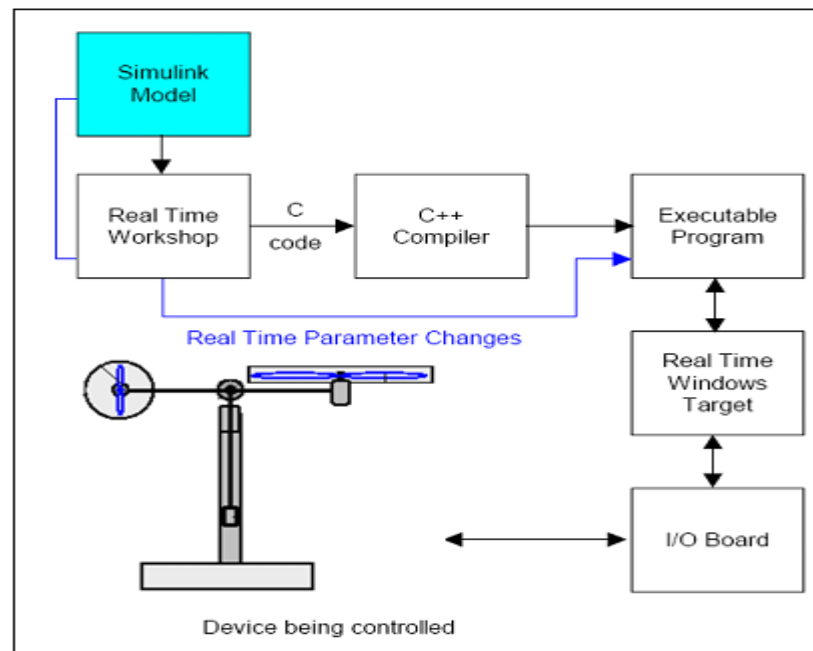


Figure I.13 : processus de génération du code exécutable

Pour passer d'un régulateur simulé (non temps réel) vers un programme temps réel, il suffit juste d'ajouter dans le modèle de simulation sous SIMULINK, les différents blocs des entrées sorties de la carte d'acquisition (ANALOG INPUT, ANALOG OUTPUT, ENCODER CHANNEL ...etc)

Pour notre carte d'acquisition voici la librairie utilisée :

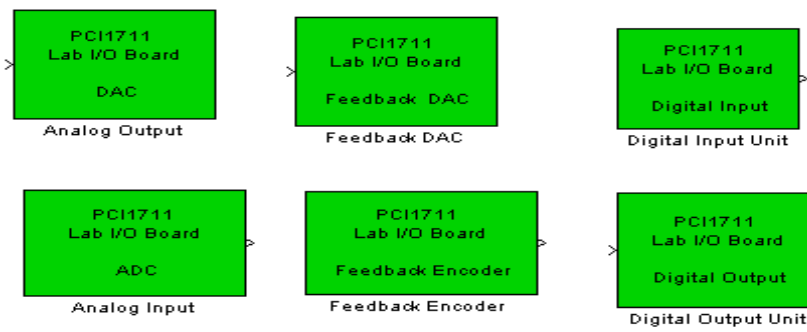


Figure I.14 : librairie de la carte d'acquisition

Et voici ci-dessous un exemple complet de commande en temps réel avec MATLAB :

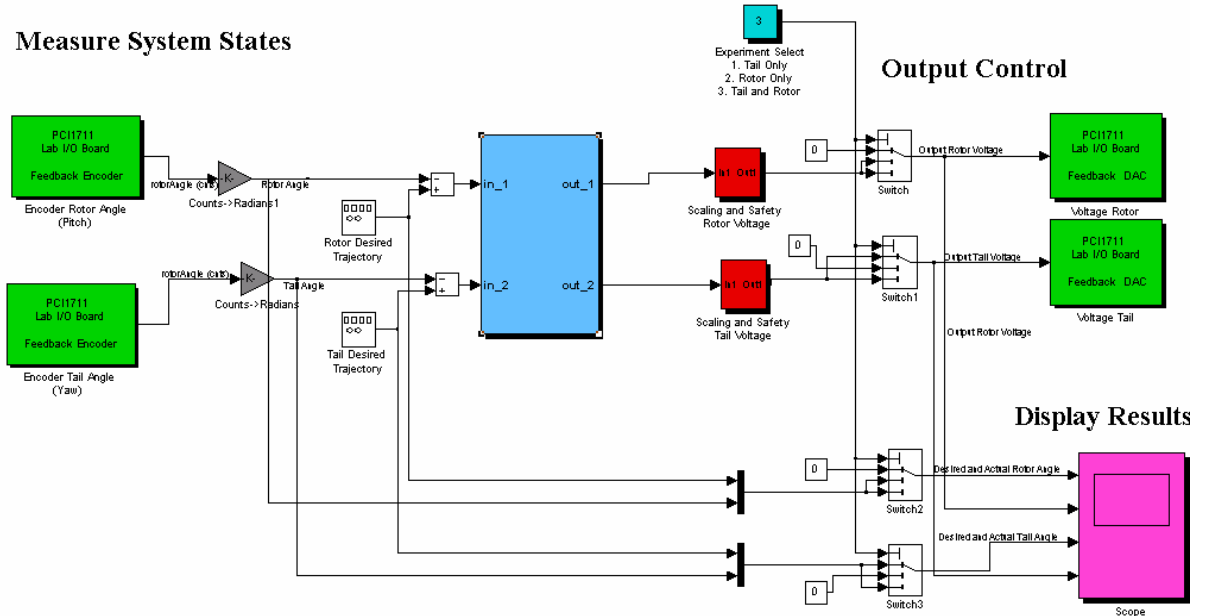


Figure I.15 : exemple d'implémentation d'un contrôleur

En vert : blocs de communications avec la carte d'acquisition, à gauche les encodeurs et à droite des sorties analogiques (tension de commande)

En rouge : blocs de protection des moteurs, car la tension max est de $\pm 2.5V$

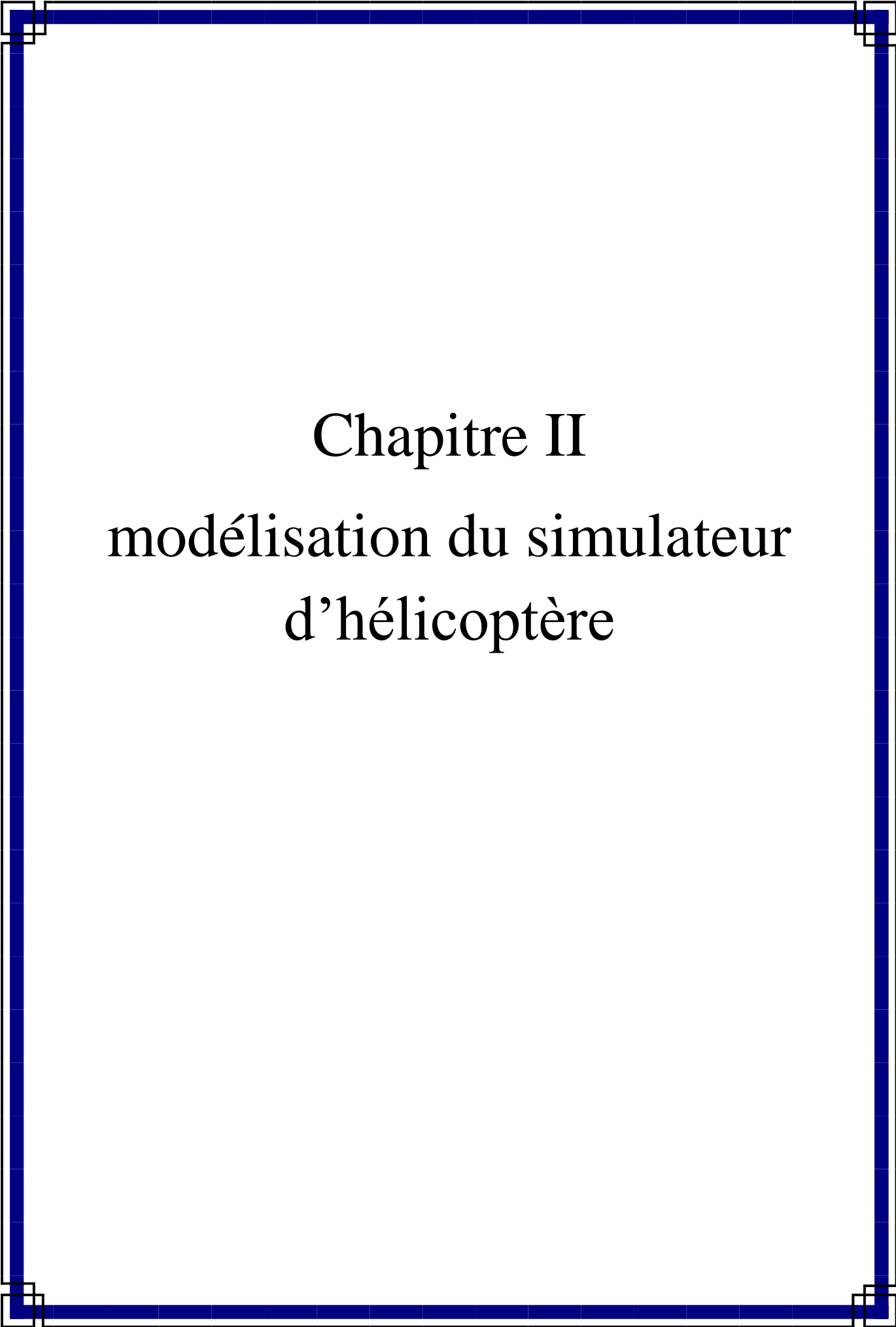
En gris : blocs de conversion, car les encodeurs incrémentaux donnent le nombre d'impulsions qu'il faut convertir en radian

En bleu : est la partie essentielle qui est le bloc de notre régulateur. Ce bloc peut être écrit par n'importe quel langage, on peut même importer un régulateur déjà écrit et l'implémenté, grâce à l'architecture ouverte de cette approche.

Après compilation du programme, il sera indépendant de MATLAB et SIMULINK, néanmoins, on peut utiliser juste SIMULINK comme interface homme machine, pour visualiser et récupérer les signaux .

I.6 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons d'abord donné le principe du vol d'un hélicoptère réel. Ensuite nous avons présenté une brève description du simulateur (TRMS). Ainsi que son principe de fonctionnement. Enfin, nous avons expliqué l'environnement de développement utilisé. le chapitre qui suit concerne la modélisation dynamique du simulateur de vol (TRMS).



Chapitre II

modélisation du simulateur d'hélicoptère

II.1 INTRODUCTION

Pour effectuer l'analyse et la connaissance d'un système dynamique requiert une modélisation mathématique de plus en plus précise, il est nécessaire de connaître les relations entre les deux grandeurs (entrées \ sorties). L'ensemble de ces relations constitue le modèle mathématique du système. L'efficacité de ce modèle repose sur une analogie entre le comportement des objets physiques et celui des formules mathématiques.

Dans l'automatique, modéliser un système consiste à établir un ensemble de relations mathématiques qui permettent de décrire avec précision suffisante les interactions entre le système et son environnement. Lorsque les relations citées auparavant sont issues des équations de la physique, le modèle obtenu est dit modèle de connaissance, ces relations découlent des observations disponibles sur le système. On aboutit aussi au modèle de représentation, en passant par l'identification.[06]

Le présent chapitre est consacré à la modélisation de ce système. Le modèle découplé et modèle couplé. Enfin, nous présentons les réponses du système en boucle ouverte.

II.2 Modèle non linéaire [07-11]

Les méthodes de modélisation classiques des systèmes couplés, non linéaires et d'ordre élevé, basées sur les équations de Lagrange, conduisent dans la majorité des cas à des modèles complexes . Pour cela, on utilisera les équations fondamentales de la dynamique (Lois de Newton).

Le modèle physique est développé sous certaines hypothèses simplificatrices :

- La dynamique de sous-systèmes de propulsion peut être décrite par des équations différentielles du premier ordre ;
- Les frottements dans le système sont du type visqueux ;
- Les sous-systèmes hélices-air peuvent être décrits par les postulats de la théorie de l'écoulement aérodynamique.

II.2.1 Sous système d'élévation

D'abord, considérons la rotation de la poutre dans le plan vertical. C'est-à-dire autour de l'axe horizontal. En appliquant la seconde loi de Newton on obtient :

$$M_v = J_v \frac{d^2 \alpha_v}{dt^2} \quad (\text{II.1})$$

Avec :

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

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

Ainsi l'équation (II.1) peut être mise sous forme

$$J_v \ddot{\alpha}_v = M_{v1} + M_{v2} + M_{v3} + M_{v4} \quad (\text{II.4})$$

Où :

M_v :	La somme des moments dans le plan vertical
J_v :	La somme des moments d'inertie par rapport à l'axe horizontal
α_v :	L'angle d'élévation de la tige
M_{v1} :	Moment de la gravitation
M_{v2} :	Moment de la force aérodynamique
M_{v3} :	Moment de la force centrifuge
M_{v4} :	Moment de friction

Les différents moments sont calculés comme suit :

II.2.1.1 Moment gravitationnel

Pour déterminer les moments de la gravitation appliqués à la poutre et qui la mettent en rota Pour déterminer les moments de la gravitation appliqués à la poutre et qui la mettent en rotation autour de l'axe horizontal, on considère la situation illustrée dans la figure [II.1]

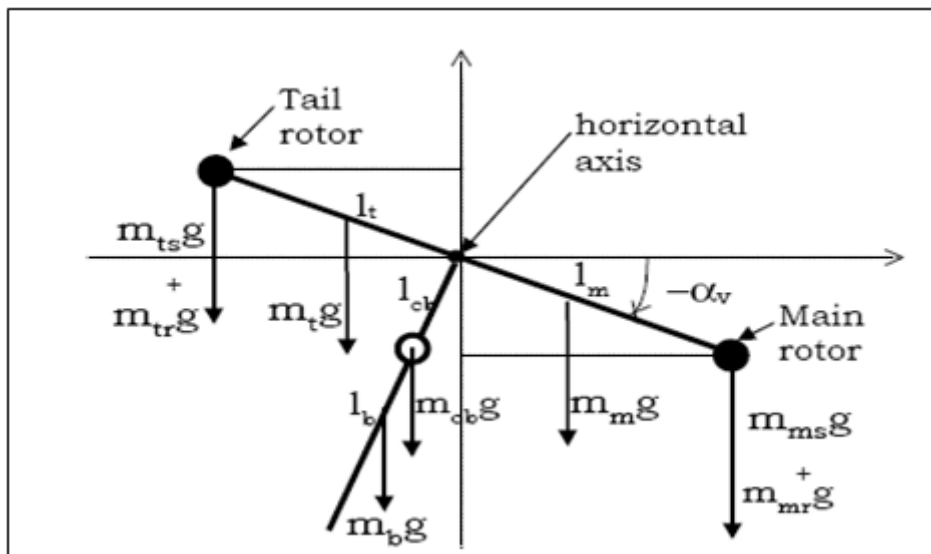


Figure II.1: forces de gravités agissantes sur le TRMS

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

Qui peut être écrite :

$$M_{v1} = g \{ [A - B] \cos \alpha_v - C \sin \alpha_v \} \quad (II.6)$$

$$\text{avec } \begin{cases} A = \left(\frac{m_t}{2} + m_{tr} + m_{ts} \right) l_t \\ B = \left(\frac{m_m}{2} + m_{mr} + m_{ms} \right) l_m \\ C = \left(\frac{m_b}{2} l_b + m_{cb} l_{cb} \right) \end{cases} \quad (II.7)$$

Où :

M_{v1} : Le moment correspondant aux forces de gravités

m_{mv} : La masse du rotor principal

m_m : La masse de la partie principale de la tige

m_{tr} : La masse du rotor secondaire

m_t : La masse de la partie secondaire de la tige

m_{cb} : La masse du contreponds

m_b : La masse de la tige du contreponds

- m_{ms} : La masse de l'hélice principale
 m_{ts} : La masse de l'hélice secondaire
 l_m : La longueur de la partie principale de la tige
 l_t : La longueur de la partie secondaire de la tige
 l_b : La longueur de la tige du contrepoids
 l_{cb} : La distance entre le contrepoids et l'articulation
 g : L'accélération gravitationnelle

II.2.1.2 Moment de la force aérodynamique

Pour déterminer les moments des forces propulsives appliquées à la tige on considère la situation suivante illustrée dans la figure [II.2]

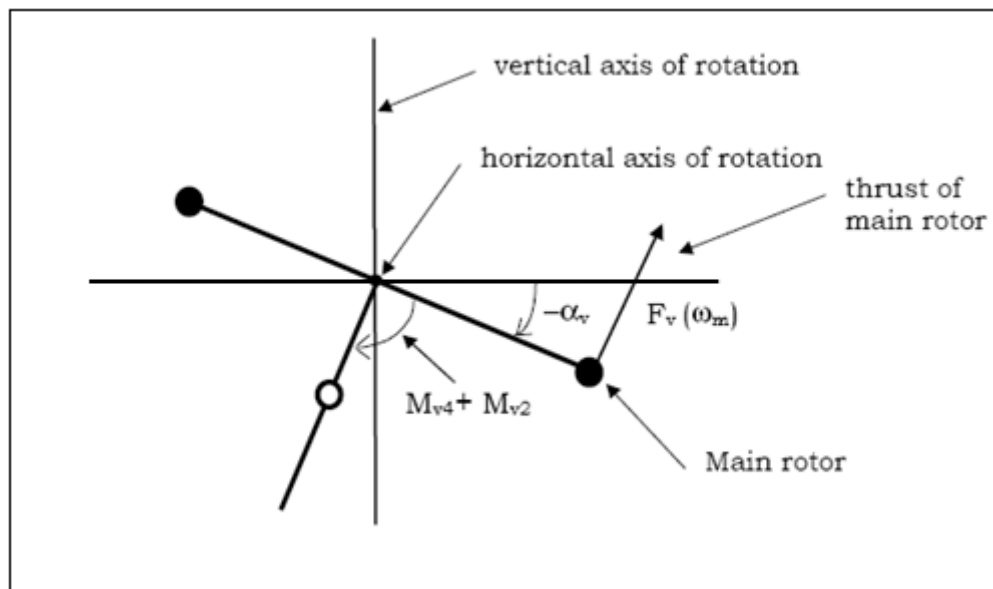


Figure II.2: Moments de la force aérodynamique et de friction

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

Où :

- M_{v2} : Le moment de la force aérodynamique développé par le rotor principal
 ω_m : La vitesse angulaire du rotor principal
 $F_v(\omega_m)$: Exprime la dépendance de la force aérodynamique de la vitesse angulaire du moteur. Elle doit être mesurée expérimentalement

II.2.1.3 Moment des forces centrifuge

$$M_{v3} = -\Omega_h^2 \left\{ \left(\frac{m_t}{2} + m_{tr} + m_{ts} \right) l_t + \left(\frac{m_m}{2} + m_{mr} + m_{ms} \right) l_m + \left(\frac{m_b}{2} l_b + m_{cb} l_{cb} \right) \right\} \sin \alpha_v \cos \alpha_v \quad (\text{II.9})$$

Avec :

$$\Omega_h = \frac{d\alpha_h}{dt} \quad (\text{II.10})$$

Ω_h : Vitesse angulaire de la tige autour de l'axe vertical et α_h est l'angle d'azimut de la tige.

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

$$M_{v3} = -\Omega_h^2 (A + B + C) \sin \alpha_v \cos \alpha_v \quad (\text{II.11})$$

II.2.1.4 Moment de friction M_{v4}

$$M_{v4} = -\Omega_v k_v \quad (\text{II.12})$$

Avec :

$$\Omega_v = \frac{d\alpha_v}{dt} \quad (\text{II.13})$$

Ω_v : La vitesse angulaire autour de l'axe horizontal.

k_v : Constante de friction.

II.2.1.5 Moment d'inertie J_v

D'après la figure [II.1] on peut déterminer le moment d'inertie par rapport à l'axe horizontal. On remarque que ce moment est indépendant de l'angle d'élévation .

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

Ou :

r_{ms} Le rayon de l'hélice principale

r_{ts} Le rayon de l'hélice secondaire

II.2.2 Sous système d'azimut [07-11]

Le mouvement dans le plan horizontal est repéré par l'angle d'azimut α_h . On remarque, cependant, que la rotation de la poutre dans le plan horizontal est influencée par l'angle d'élévation .

$$M_h = J_h \frac{d^2 \alpha_h}{dt^2} \quad (\text{II.15})$$

Où : M_h est la somme des moments des forces agissantes dans le plan horizontal, et J_h est la somme des moments d'inertie par rapport à l'axe vertical

Ainsi :

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

$$J_h = \sum_{i=1}^8 J_{hi} \quad (\text{II.17})$$

II.2.2.1 Moment de la force aérodynamique

Pour déterminer les moments de forces appliquées à la tige, on considère le cas présenté dans la figure [II.3]

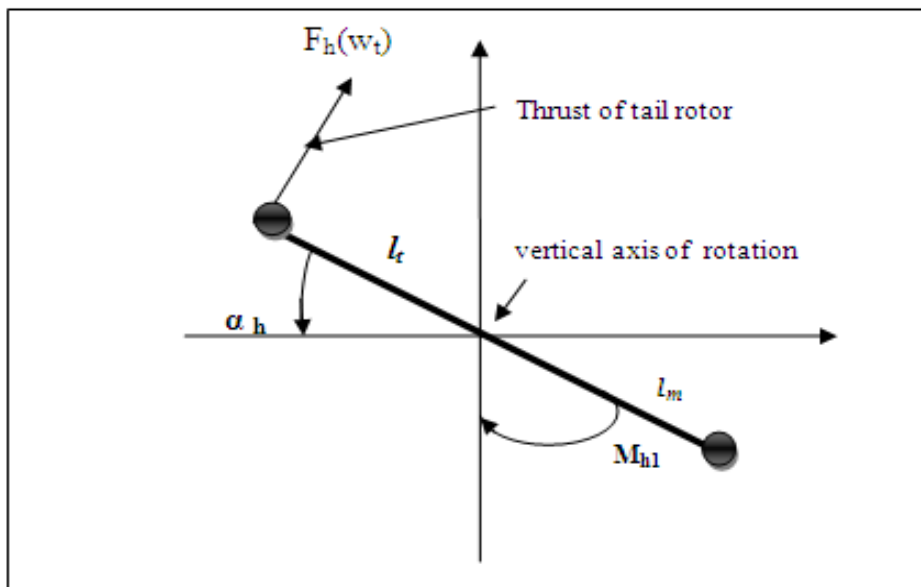


Figure II.3 : moments des forces dans le plan horizontal

$$M_{h1} = l_r F_h(\omega_t) \cos \alpha_v \quad (\text{II.18})$$

Où :

ω_t : La vitesse angulaire du rotor secondaire.

$F_h(\omega_t)$: Exprime la dépendance de la force aérodynamique de la vitesse angulaire du rotor secondaire .

II.2.2.2 Moment de friction

$$M_{h2} = -\Omega_h k_h \quad (\text{II.19})$$

Avec : k_h Constante de friction

II.2.2.3 Moment d'inertie J_h

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

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

Ou sous forme compacte :

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

Où : D, E et F sont des paramètres constantes :

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

Où :

- J_{tr} Le moment d'inertie dans le moteur secondaire.
- J_{mr} Le moment d'inertie dans le moteur principale.
- S_v Le moment angulaire dans le plan vertical.
- S_h Le moment angulaire dans le plan horizontal.

II.2.3 Dynamiques des propulseurs (hélices et moteurs) [05][06]

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

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

Avec :

- ω : Vitesse angulaire du moteur (rad/s).
- u : Tension de commande (V).
- I : Moment d'inertie.
- R : Résistance de l'armature.
- K_b : Constante de la FEM.
- K_i : Constante du couple.
- T_L : Couple résistant généré par la charge.

La charge, T_L , ici représente les frottements mécaniques et les frottements aérodynamiques générés par la rotation de l'hélice. Puisque ces frottements sont difficiles à modéliser, on a introduit une nouvelle variable U_{vv} pour le vertical et U_{hh} pour l'horizontal ainsi que deux fonctions non linéaires statiques. Ensuite, il suffit de déterminer leurs caractéristiques statiques expérimentalement.

Le sous-système devient alors un système de premier ordre avec une fonction non linéaire à sa sortie :

$$\begin{cases} \frac{du_{vv}}{dt} = \frac{1}{T_{mr}}(-u_{vv} + K_{mr}u_v) \\ \omega_m = p_v(u_{vv}) \end{cases} \quad (II.24)$$

$$\begin{cases} \frac{du_{hh}}{dt} = \frac{1}{T_{tr}}(-u_{hh} + K_{tr}u_h) \\ \omega_t = p_h(u_{hh}) \end{cases} \quad (II.25)$$

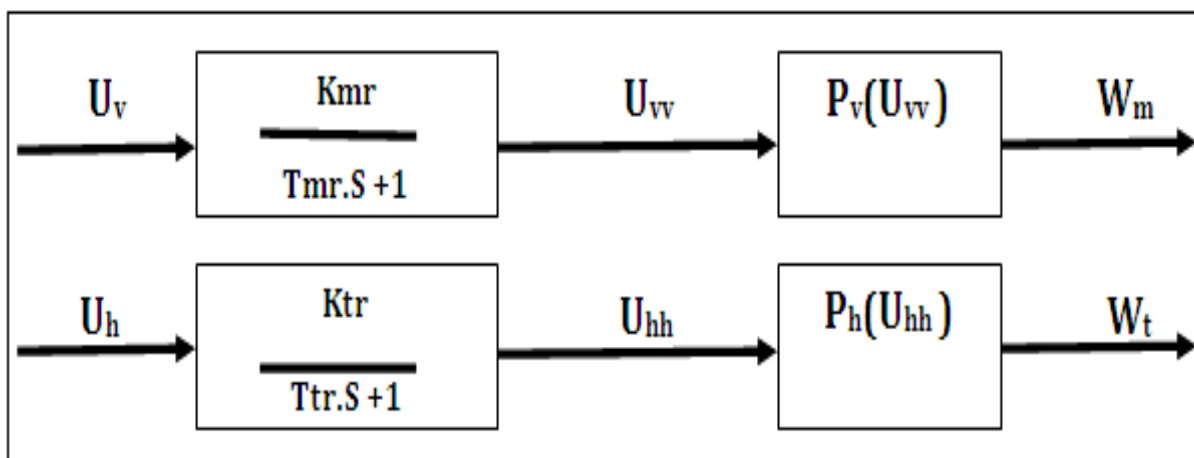


Figure II.4 : Schéma bloc des moteurs

Où

T_{mr} : La constante du temps du moteur principal.

T_{tr} : La constante du temps du moteur secondaire.

K_{mr} : Le gain statique du moteur principal.

K_{tr} : Le gain statique du moteur secondaire .

II.3 modèle d'état [03]

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

$$\frac{dS_v}{dt} = \frac{l_m F_v(\omega_m) - \Omega_v k_v + g((A-B)\cos\alpha_v - c\sin\alpha_v) - \frac{1}{2}\Omega_h^2(A+B+C)\sin 2\alpha_v}{J_v} \quad (\text{II.26})$$

$$\frac{d\alpha_v}{dt} = \Omega_v \quad (\text{II.27})$$

$$\Omega_v = \frac{S_v + J_{tr}\omega_t}{J_v} \quad (\text{II.28})$$

$$\frac{dS_h}{dt} = \frac{l_t F_h(\omega_t)\cos\alpha_v - \Omega_h k_h}{J_h(\alpha_v)} \quad (\text{II.29})$$

$$\frac{d\alpha_h}{dt} = \Omega_h \quad (\text{II.30})$$

$$\Omega_h = \frac{S_h + J_{mr}\omega_m \cos\alpha_v}{J_h(\alpha_v)} \quad (\text{II.31})$$

En choisissant comme :

- Entrée : $U = [U_v \ U_h]^T$
- Vecteur d'état : $X = [\alpha_v \ S_v \ u_{vv} \ \alpha_h \ S_h \ u_{hh}]^T$
- Sortie : $Y = [\alpha_v \ \alpha_h]^T$

On obtient le modèle d'état ci-dessous :

$$\begin{cases}
 \dot{x}_1 = \frac{x_2 + J_{tr} P_h(x_6)}{J_v} \\
 \dot{x}_2 = l_m F_v(P_v(x_3)) - k_v \left[\frac{x_2 + J_{tr} P_h(x_6)}{J_v} \right] + g \left((A - B) \cos(x_1) - c \sin(x_1) \right) \\
 \quad - \frac{1}{2} \left[\frac{x_5 + J_{mr} P_v(x_3) \cos(x_1)}{J_h(x_1)} \right]^2 (A + B + C) \sin(2x_1) \\
 \dot{x}_3 = \frac{1}{T_{mr}} (-x_3 + K_{mr} u_1) \\
 \dot{x}_4 = \frac{x_5 + J_{mr} P_v(x_3) \cos(x_1)}{J_h(x_1)} \\
 \dot{x}_5 = l_i F_h(P_h(x_6)) \cos(x_1) - k_h \left[\frac{x_2 + J_{mr} P_v(x_3) \cos(x_1)}{J_h(x_1)} \right] \\
 \dot{x}_6 = \frac{1}{T_{tr}} (-x_6 + K_{tr} u_2)
 \end{cases} \tag{II.32}$$

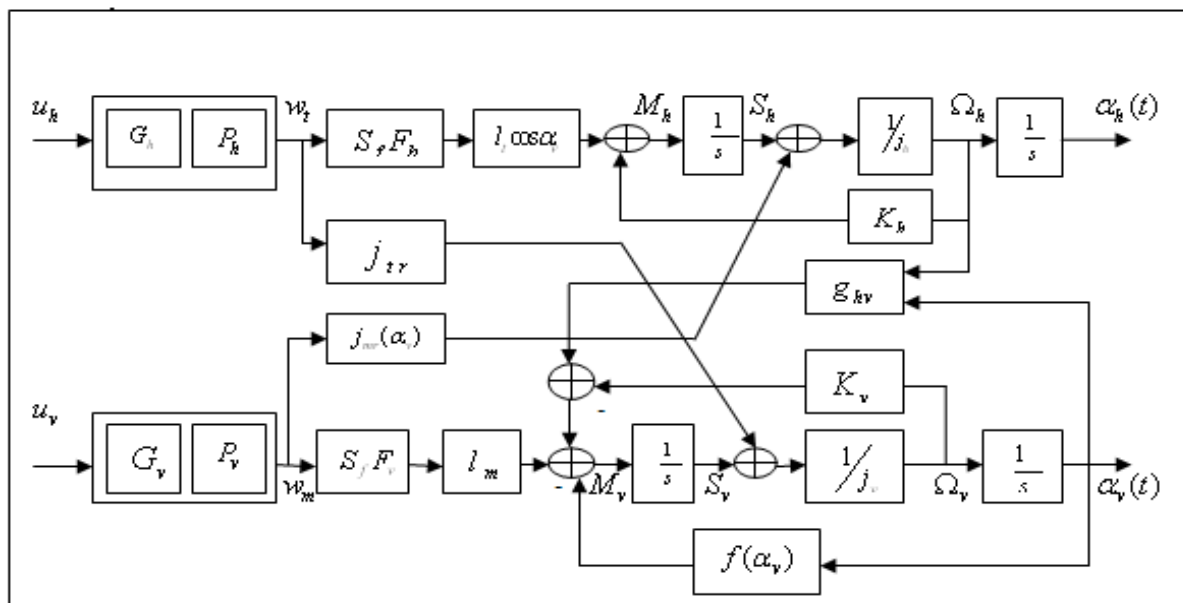


Figure II.5 : Schéma bloc du TRMS

II.4 Le modèle découplé [03]

En contraignant le mouvement de la tige dans un seul plan soit l'horizontal ou le vertical, on obtient deux sous modèles chacun ayant un degré de liberté.

II.4.1 Modèle découplé vertical

Ce modèle est dérivé du modèle couplé, en fixant l'angle d'azimut α_h , et en posant $u_h = 0$.

On choisit le vecteur d'état suivant :

$$X = [\alpha_v S_v u_{vv}]^T \tag{II.33}$$

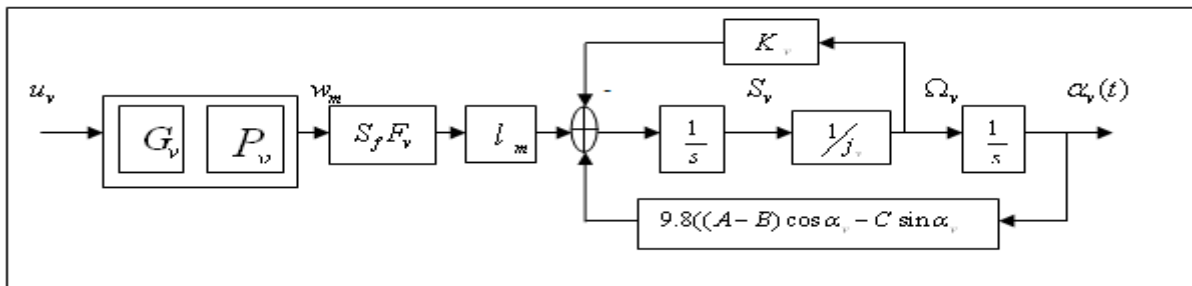


Figure II.6 : Schéma bloc du modèle vertical

La représentation d'état est alors :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = \frac{1}{J_v} x_2 \\ \dot{x}_2 = l_m F_v(P_v(x_3)) - k_v x_2 + g((A-B)\cos(x_1) - c \sin(x_1)) \\ \dot{x}_3 = \frac{1}{T_{mr}} (-x_3 + K_{mr} u_v) \end{cases} \tag{II.34}$$

Remarque :

Le modèle vertical obtenu ne dépend pas de l'angle d'azimut α_h

II.4.2 Modèle découplé horizontal

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

Le modèle horizontal est ainsi :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = \frac{1}{J_h(\alpha_{v0})} x_2 \\ \dot{x}_2 = l_h F_h(P_h(x_3)) \cos(\alpha_{v0}) - k_h x_2 \\ \dot{x}_3 = \frac{1}{T_{tr}} (-x_3 + K_{tr} u_h) \end{cases} \tag{II.35}$$

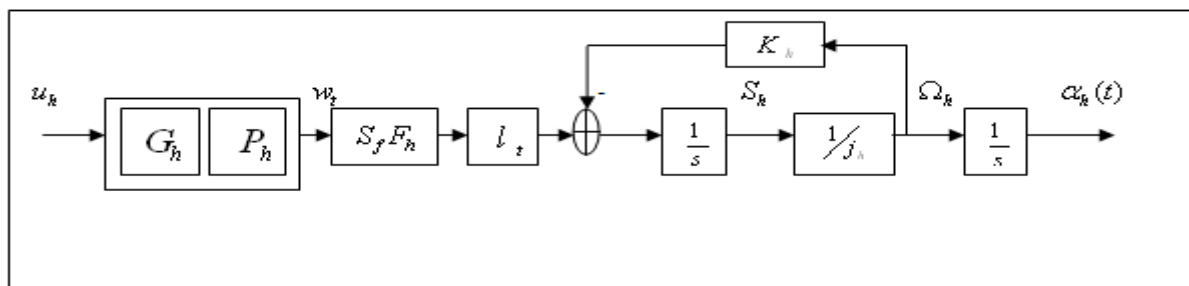


Figure II.7 Schéma bloc du modèle horizontal

II.5 PARAMETRES DU MODELE [06]

Pour simuler les modèles précédents, on doit d'abord déterminer les paramètres du modèle, qu'on peut les deviser en trois catégories :

- Paramètres physiques.
- Caractéristiques non linéaires.
- Les constantes de temps et les gains statiques.

Paramètre	Valeur
A	0.0947
B	0.1105
C	0.011702
D	0.048814
E	0.0016087
F	0.006225
J_v	0.055448
J_{mr}	$1.6543 \cdot 10^{-5}$
J_{tr}	$2.65 \cdot 10$
l_m	0.24
l_t (m)	0.25
T_{mr}	1.432
T_{tr}	0.3842
K_{mr}	1

K_{tr}	1
K_v	0.00545371
K_h	0.0095

Tableau II.1 : paramètres du modèle

On a choisi comme caractéristiques non linéaires des moteurs, les fonctions suivantes:[07]

$$\begin{cases} p_v(u_{vv}) = 90.99 * u_{vv}^6 + 599.73 * u_{vv}^5 - 129.26 * u_{vv}^4 - 1238.64 * u_{vv}^3 + 63.45 * u_{vv}^2 + 1283.41 * u_{vv} \\ p_h(u_{hh}) = 2020 * u_{hh}^5 - 194.69 * u_{hh}^4 - 4283.15 * u_{hh}^3 + 262.27 * u_{hh}^2 + 3769.83 * u_{hh} \end{cases} \quad (II.36)$$

Et comme fonctions aérodynamiques les fonctions suivantes :[07]

$$\begin{cases} F_v(\omega_m) = -3.48 * 10^{-12} \omega_m^5 + 1.09 * 10^{-9} \omega_m^4 + 4.123 * 10^{-6} \omega_m^3 - 1.632 * 10^{-4} \omega_m^2 + 9.544 * 10^{-2} \omega_m \\ F_h(\omega_t) = -3 * 10^{-14} \omega_t^5 - 1.595 * 10^{-11} \omega_t^4 + 2.511 * 10^{-6} \omega_t^3 - 1.808 * 10^{-4} \omega_t^2 + 0.0801 \omega_t \end{cases} \quad (II.37)$$

II.6 Résultats des Simulations

Les réponses du système en boucle ouverte (réponse libre et réponse à un échelon), sont représentées par les figures fig 8- fig 13 :

II.6.1 La réponse libre

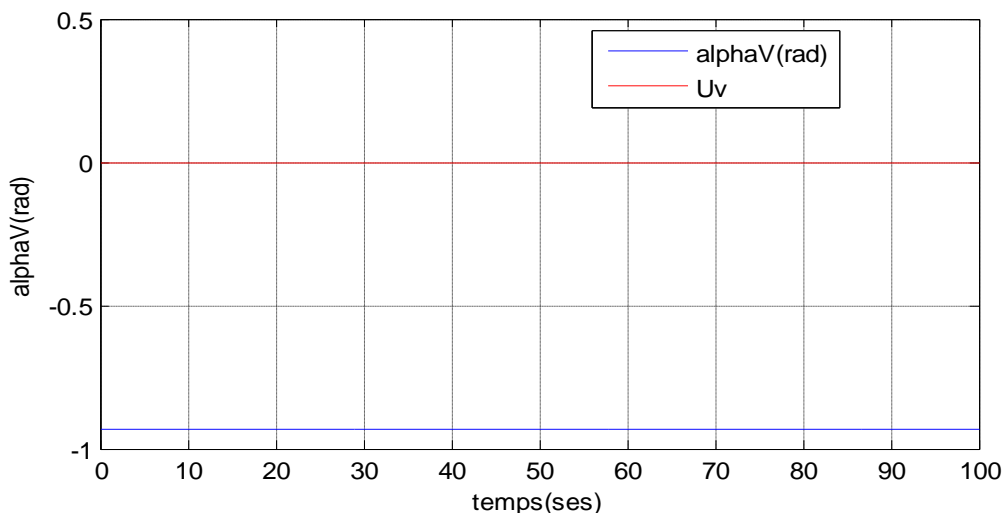


Figure II.8 Réponse libre du système en mode vertical découplé avec $U_v=0$ et $\alpha_v= -0.93$ rad

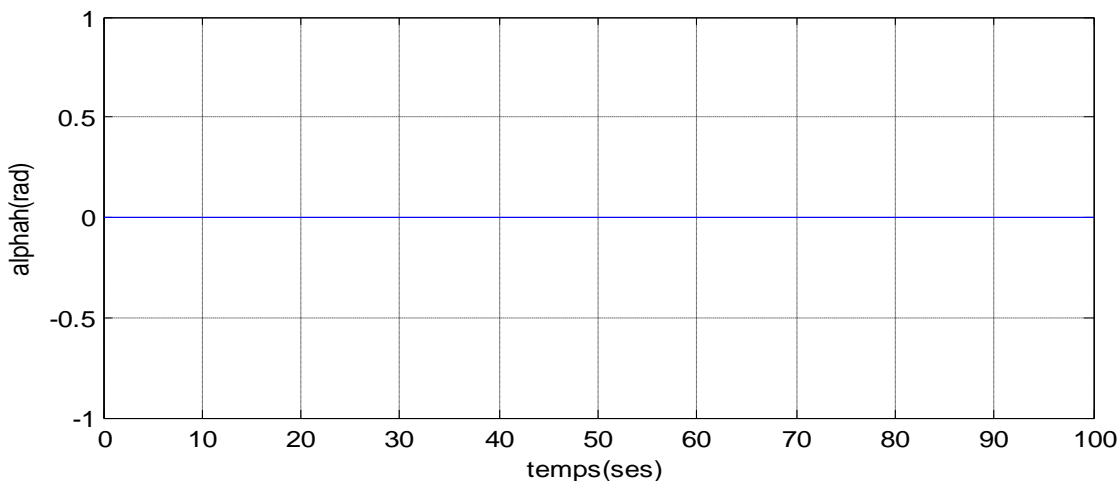


Figure I.9 Réponse libre du système en mode horizontal découplé avec $U_h=0$ et $\alpha_h=0$ rad

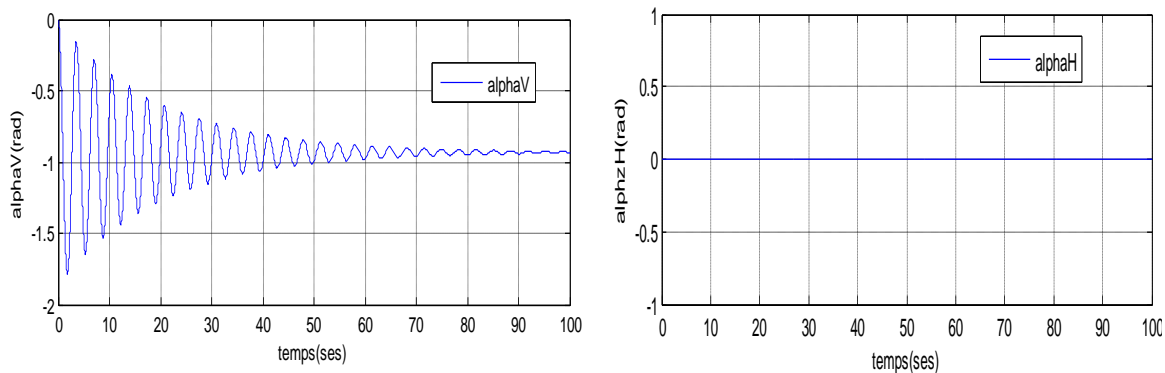


Figure II.10 réponses libres du TRMS avec $U_v=U_h=0$ et $\alpha_h=0$ rad $\alpha_v=-0.93$ rad

II.6.2 La réponse à un échelon

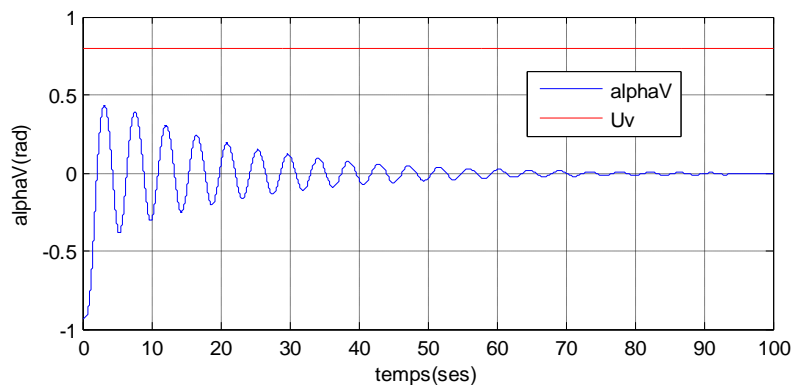


Figure II.11 Réponse du système en boucle ouverte en mode vertical découplé pour un échelon $U_v=0.8$ et $\alpha_v=-0.93$ rad

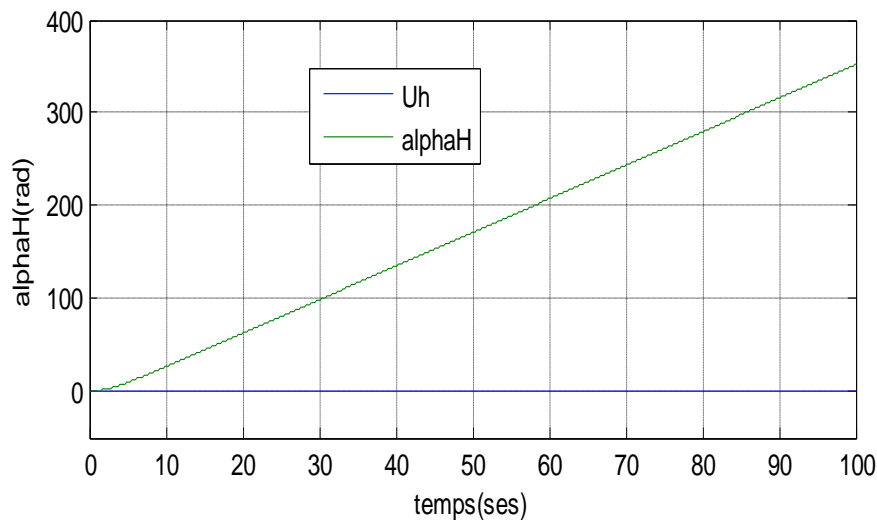


Figure II.12 Réponse du système en boucle ouverte en mode horizontal découplé pour un échelon $U_h=0.8$ et $\alpha_h=0$ rad

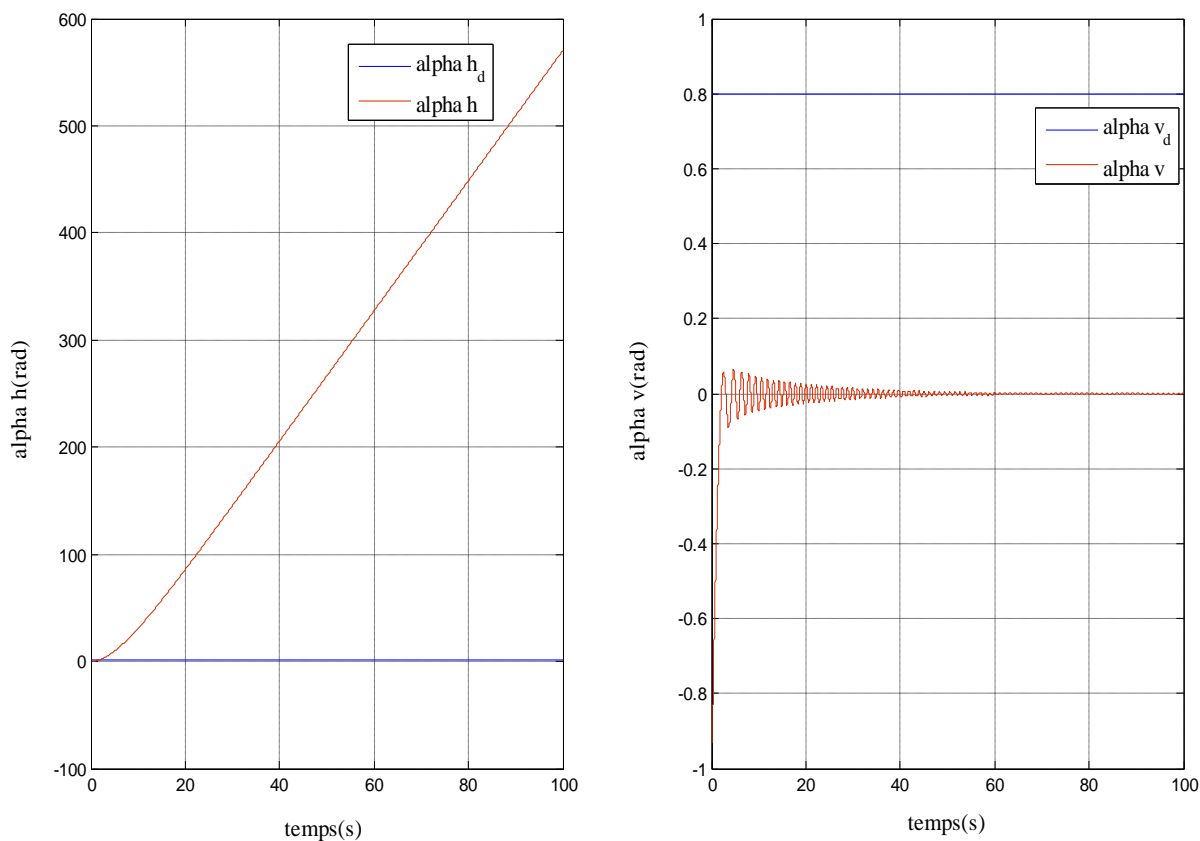


Figure II.13 réponses du TRMS pour $U_v=U_h=0.8$ et $\alpha_h=0$ rad $\alpha_v= -0.93$ rad

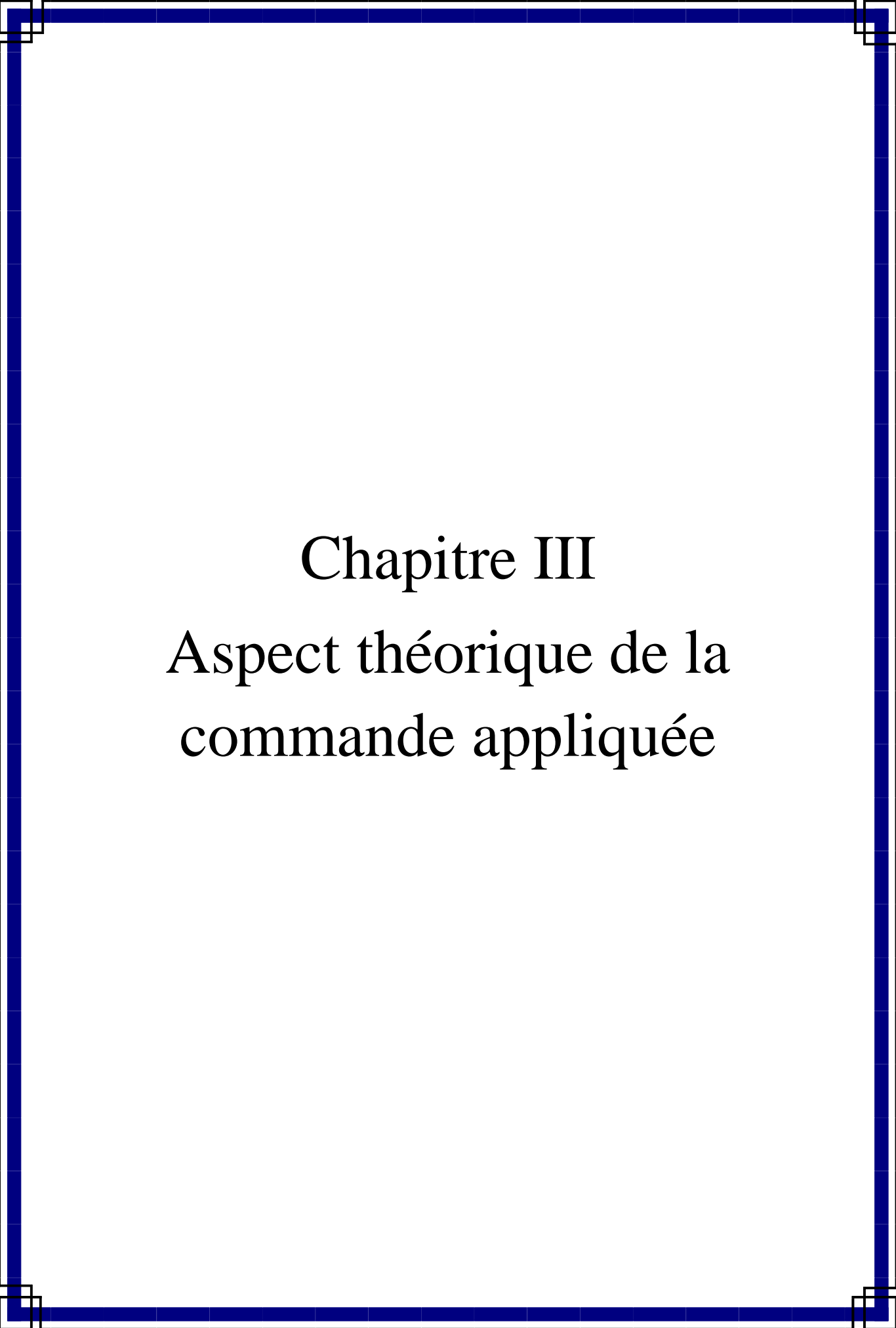
II .7 Interprétations des résultats

La réponse libre du sous-système d'élévation est oscillatoire amortie, cela est due aux forces gravitationnelles qui agissent uniquement sur le plan vertical, et poussent le simulateur à se stabiliser en un point d'équilibre $\alpha_v = -0.93 \text{ rad}$, Par contre, le sous-système d'azimut reste dans sa position d'origine tant qu'il n'y pas d'excitation du Rotor de queue.

Lorsqu'on excite le système, le sous-système vertical tend vers un nouveau point d'équilibre car la commande 0.8 n'est pas suffisante pour l'élever vers un angle supérieur. Cependant, le sous système horizontal a le comportement d'un intégrateur, il diverge même pour de petites excitations. Ceci est dû essentiellement à la faible inertie du mouvement horizontal où il n'y a pas de force de gravité qui s'oppose au mouvement.

II.8 Conclusion

Dans Ce chapitre, on a établi une modélisation analytique du simulateur d'hélicoptère TRMS, le modèle obtenu est non linéaire et fortement couplé, ce qui nous a poussé à procéder au découplage en deux sous systèmes, selon les deux plans (vertical et horizontal), les Aspects théoriques sur la commande appliquée dans ce travail seront présentées dans le chapitre suivant.



Chapitre III

Aspect théorique de la commande appliquée

III.1 INTRODUCTION

La théorie de la commande est une branche de la théorie des systèmes dynamiques. Son but premier est de manipuler les variables d'entrée $u(t)$ d'un système donné et manière à asservir les variables de sortie $y(t)$ à une trajectoire de référence $y_r(t)$, appelée consigne[12]

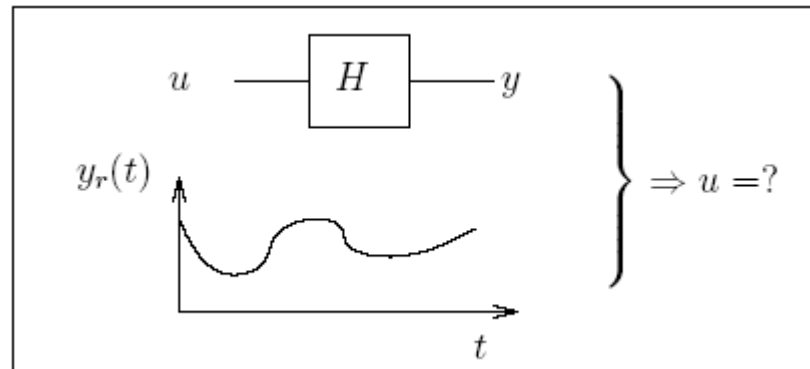


Figure III.1 : Déduire l'entrée en fonction d'une sortie de référence

D'un point de vue mathématique, il s'agit d'un problème d'inversion. Si un modèle du système $y = Hu$ est connu avec grande précision, le calcul d'un modèle inverse H^{-1} permet le calcul de l'entrée $u_r = H^{-1}y_r$ à appliquer au système pour obtenir un asservissement parfait [12]

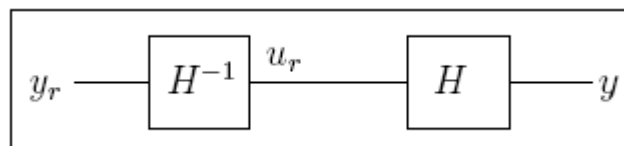


Figure III.2 : Inversion du système pour déduire l'entrée

Dans ce chapitre nous allons introduire des rappels théoriques sur les différentes techniques de commandes non linéaires qu'on va appliquer par la suite à notre système. Nous commencerons par la commande par découplage non linéaires et enfin la commande à structure variable.

III.2 COMMANDE PAR LINEARISATION ENTREE SORTIE

La linéarisation classique basée sur le calcul du jacobien donne une approximation du comportement d'un système donné autour d'un point de fonctionnement. Pour une large variation autour de ce point de fonctionnement, la commande basée sur cette linéarisation perd ses performances, et le système perd sa stabilité. La linéarisation par retour d'état est une autre approche qui fait face à ces limitations. Elle transforme le modèle non linéaire en un modèle équivalent linéaire, sur toute la plage de fonctionnement. Cette linéarisation se fait en quatre étapes[13].

1. choix des grandeurs de sortie du système,
2. calcul du degré relatif vectoriel et changement de coordonnées,
3. retour d'état non-linéaire,
4. stabilité asymptotique et poursuite de référence.

Suivant le choix de sorties du système, la linéarisation est soit exacte soit partielle. Pour la linéarisation partielle, une partie du système est rendue inobservable. La stabilité de cette partie non observable doit être prise en considération. La linéarisation par retour d'état est basée sur des concepts théoriques de la géométrie différentielle. Nous allons illustrer ces concepts pour les systèmes multi entrées multi sorties (MIMO), qui seront par la suite appliqués au simulateur de vol d'hélicoptère.

III.2.1 Système multi-entrée multi-sortie

On considère le système carré (nombre d'entrées et de sorties égales) suivant :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + \sum_{i=1}^m g(x)u_i \\ y_j = h_j(x) \rightarrow 0 \leq j \leq m \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

- x est un vecteur de R^n (le vecteur d'état du système),
- u est un scalaire représentant l'entrée (la commande),
- y est un scalaire représentant la sortie,
- $f(x(t)), g(x(t))$ Champs de vecteurs.
- $h(x(t))$ Des fonctions analytiques.

III.2.2 dérivée de Lie

Etant donnée la fonction scalaire continue $h_i(x)$ défini de $\mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}^n$ et un champ de vecteur $f(x)$ continu défini de $\mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}^n$.

La dérivé de Lie de $h_i(x)$ selon la direction du champ Vectoriel $f(x)$ est défini comme suit :

$$L_f h_i(x) = \sum_{j=1}^n \frac{\delta h_i}{\delta x_j} f_j(x) \quad (\text{III.2})$$

La dérivé de Lie d'ordre k est :

$$L_f^k h_i(x) = \frac{\delta(L_f^{k-1} h_i)}{\delta x} f(x) \quad (\text{III.3})$$

De la même manière, si g est un autre champ vectoriel, la fonction scalaire $L_g L_f h_i(x)$ est donnée par :

$$L_g L_f h_i(x) = \frac{\delta(L_f h_i)}{\delta x} g(x) \quad (\text{III.4})$$

La définition précédente, peut être réécrite comme suit :

$$L_f h = \begin{bmatrix} \frac{\delta h}{\delta x_1} & \frac{\delta h}{\delta x_2} & \dots & \frac{\delta h}{\delta x_n} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ \vdots \\ f_n \end{bmatrix} \quad (\text{III.5})$$

L'opérateur L_f a les propriétés suivantes :

$$L_f^i h = L_f(L_f^{i-1} h) \quad i=1,2..n \quad (\text{III.6})$$

$$L_f^0 h = h \quad (\text{III.7})$$

III.2.3 Degrés relatif

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

$$\left\{ \begin{array}{l} y(x) = h(x) \\ y^{(1)}(x) = h_1(x) \\ y^{(2)}(x) = h_2(x) \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ y^{(r-1)}(x) = h_{r-1}(x) \\ y^{(r)}(x) = a(x) + b(x)u \end{array} \right. \quad (\text{III.8})$$

Remarque

Le degré relatif (r_i) lié la sortie y_i représente le nombre de fois qu'il faut dériver cette sortie pour faire apparaître explicitement au moins une des entrées u_i ($(1 \leq i \leq m)$) [14].

III.2.4 Forme normale

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

Changement de variable

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

$$\left\{ \begin{array}{l} \varphi_1(x) = y(x) \\ \varphi_2(x) = y^{(1)}(x) \\ \varphi_3(x) = y^{(2)}(x) \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \varphi_r(x) = y^{(r-1)}(x) \end{array} \right. \quad (\text{III.9})$$

Il est démontré dans [14] que $r \leq n$ et que ces r fonctions qualifient un changement de variable partiel régulier. Il est également démontré que si $r < n$, il est possible de trouver des fonctions $\varphi_r, \varphi_{r-1}, \dots, \varphi$ telles que le changement de variable complet soit régulier. De plus, il est possible d'assurer que l'expression de leur dérivée temporelle ne fasse pas apparaître l'entrée explicitement.

Equations d'état

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

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{z}_1 = y^{(1)}(x) = z_2 \\ \dot{z}_2 = y^{(3)}(x) = z_3 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \dot{z}_{r-1} = y^{(r)}(x) = z_r \end{array} \right. \tag{III.10}$$

Pour la composante d'ordre r , étant donné(III.10), nous obtenons :

$$\dot{z}_r = y^{(r)}(x) = a(x) + b(x)u \tag{III.11}$$

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

$$\begin{aligned} \dot{z}_r &= a(\varphi^{-1}(z)) + b(\varphi^{-1}(z))u \\ &= a_z(z) + b_z(z)u \end{aligned} \tag{III.12}$$

Avec $a_z(z) \neq 0$ par définition du degré relatif.

Si les $\varphi_{r+1}, \dots, \varphi_n$ ont été choisies telles que leur dérivée ne fasse pas apparaître u , nous obtenons pour $r + 1 < i < n$:

$$\dot{z}_i = q_i(z) \tag{III.13}$$

Forme normale

Les équations d'états prennent donc la forme :

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{z}_1 = z_2 \\ \dot{z}_2 = z_3 \\ \vdots \\ \dot{z}_{r-1} = z_r \\ \dot{z}_r = a_z(z) + b_z(z)u \\ \dot{z}_{r+1} = q_1(z) \\ \vdots \\ \dot{z}_n = q_n(z) \end{array} \right. \quad (III.14)$$

La sortie s'exprime simplement par $y = z_1$.

La structure de ces équations est illustrée dans la figure III.3. Le système représenté sous cette forme est dit représenté en forme normale.

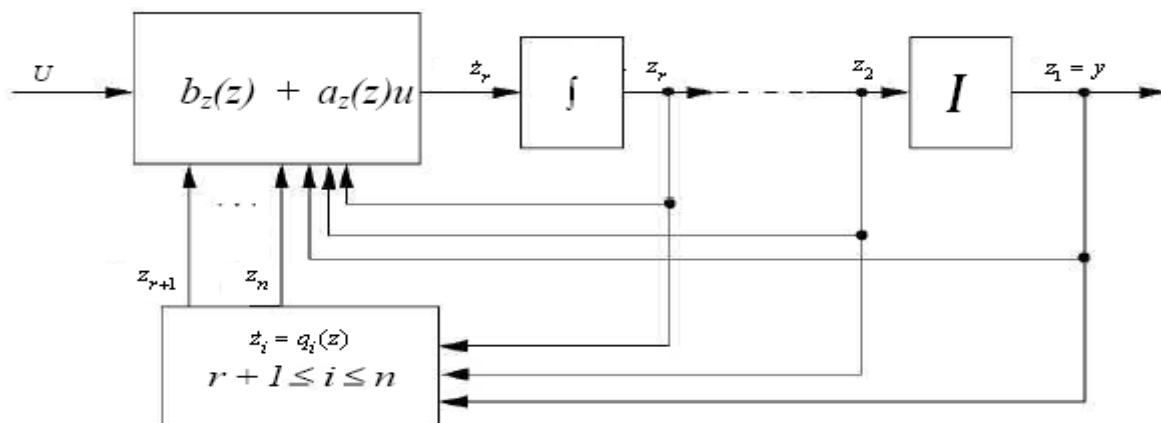


Figure III.3 : Schéma d'un système SISO en forme normale

III.2.5 Difféomorphisme[15]

Le Difféomorphisme suivant met le système sous la forme normale :

$$\begin{array}{l} z_i^1 = \phi_i^1(x) = h_i(x) \\ z_i^2 = \phi_i^2(x) = L_f h_i(x) \\ \dots\dots\dots \\ z_i^{r_i} = \phi_i^{r_i}(x) = L_f^{r_i-1} h_i(x) \rightarrow 1 \leq i \leq m \end{array} \quad (III.15)$$

Dans ces coordonnées, le système (III-1) s'écrit comme:

$$\begin{aligned} \dot{z}_i^1 &= z_i^2 \\ \dot{z}_i^2 &= z_i^3 \\ &\dots\dots\dots \\ \dot{z}_i^{r_i-1} &= z_i^{r_i} \\ \dot{z}_i^{r_i} &= b_i(z) + \sum_{j=1}^m d_{ij}(z)u_j \rightarrow 1 \leq i \leq m \end{aligned} \tag{III.16}$$

Avec :

$$\begin{aligned} b_i(z) &= L_f^{r_i} h_i(\phi^{-1}(z)) \\ d_{ij}(z) &= L_{g_j} L_f^{r_i-1} h_i(\phi^{-1}(z)) \rightarrow 1 \leq i, j \leq m \end{aligned} \tag{III.17}$$

III.2.6 Linéarisation exacte par régulation d'état statique [06][14]

III.2.6.1 Définition :

La régulation d'état statique consiste à appliquer au système une entrée ne dépendant que de son vecteur d'état actuel (x) et d'une entrée de référence (v) :

$$u = \alpha(x) + \beta(x)v$$

Le système régulé par la forme suivant :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(x)\alpha(x) + g(x)\beta(x)u(t) \\ y = h(x(t)) \end{cases} \tag{III.18}$$

La figure III.4 illustre le bloc diagramme d'un système régulé.

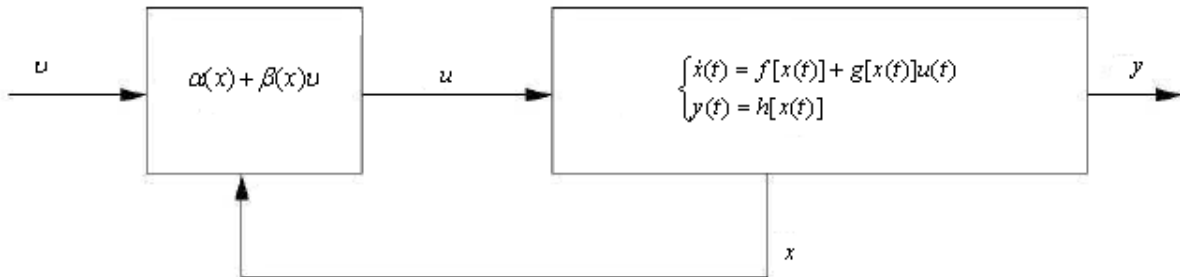


Figure III.4 diagramme d'un système régulé

III.2.6.2 Linéarisation exacte d'un système en forme normale

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

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{z}_1 = z_2 \\ \dot{z}_2 = z_3 \\ \vdots \\ \dot{z}_{n-1} = z_n \\ \dot{z}_n = a_z(z) + b_z(z)u \end{array} \right. \quad (III.19)$$

Nous avons vu dans l'équation (III.12) que $a_z(z) \neq 0$. Nous pouvons donc appliquer l'entrée suivante au système :

$$u(z) = \frac{1}{a_z(z)} [-b_z(z) + v] \quad (III.20)$$

Les équations d'états du système régulé sont donc :

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{z}_1 = z_2 \\ \dot{z}_2 = z_3 \\ \vdots \\ \dot{z}_{n-1} = z_n \\ \dot{z}_n = v \end{array} \right. \quad (III.21)$$

Le système (III-21) représente n intégrateurs indépendants en parallèle (figure III.5). Le entrées v sont obtenues par un réglage linéaire.

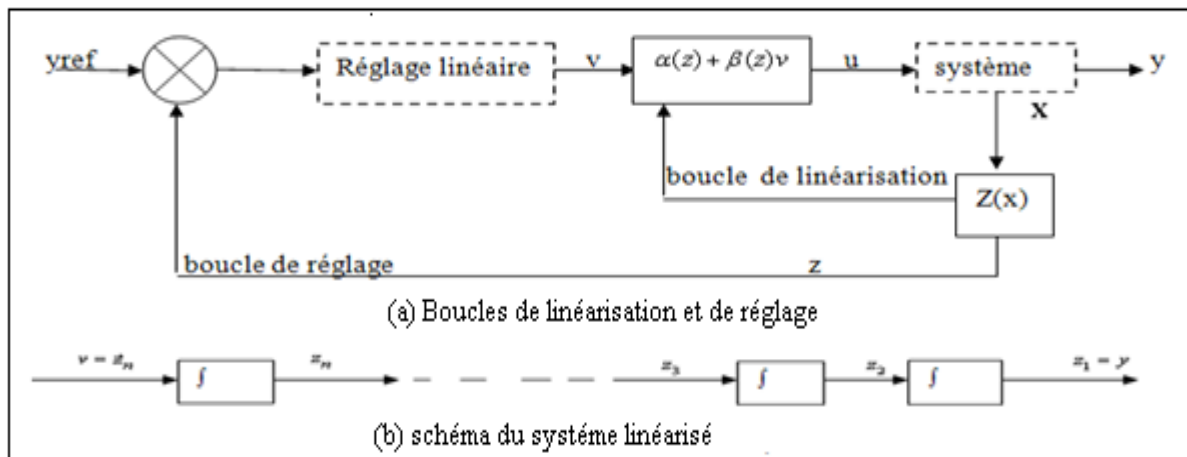


Figure III.5. Linéarisation exacte

Le système régulé peut donc être considéré comme une chaîne d'intégrateurs, c'est-à-dire un système linéaire et commandable. En assignant la dérivée d'ordre n de la sortie de référence ($y^{(r)}$) à l'entrée de référence (v), nous obtenons bien la sortie de référence comme sortie du système ($y = y^r$).

Remarque

Nous venons de voir que la condition $r = n$ est suffisante à la linéarisation exacte du système. Il est également démontré dans [14] que cette condition est nécessaire.

III.2.6.3 Linéarisation exacte d'un système en forme quelconque

La linéarisation de la section précédente repose sur deux opérations :

- un changement de variable $z = \varphi(z)$.
- une régulation d'état.

Il est démontrable [14] que l'ordre de ces deux opérations n'a pas d'importance. De plus, il n'est pas nécessaire de passer par la forme normale pour calculer l'expression de u . En effet, nous pouvons calculer directement $u(x)$ à partir de l'expression de $y^{(r)}$ (voir équation (III.8)) dans le cas $r = n$:

$$u(x) = \frac{1}{b(x)} [-a(x) + v] \quad (\text{III.22})$$

III.2.6.4 Sortie plate :

Nous avons vu dans les sections précédentes que la condition principale de linéarisation d'un système était liée à son degré relatif. Ce dernier dépend quant à lui de la sortie du système, vu sa définition. La satisfaction de la condition de linéarisation est donc liée au choix de la sortie.

Jusqu'à présent, nous avons considéré que la fonction $h(x)$, autrement dit la sortie du système, était une donnée du problème. En pratique, il n'en est rien. En effet, les lois de la physique nous permettent de décrire l'évolution de l'état du système en fonction de son état actuel et des entrées qui lui sont appliquées. Elles ne nous donnent en revanche aucune indication quant au choix de la fonction $h(x)$.

Nous avons donc la liberté de choisir une sortie qui nous arrange, c'est-à-dire dans notre cas, une sortie telle que la condition $r = n$ soit respectée. Une telle sortie est appelée *sortie plate* du système. Il n'existe pas de mécanisme déterministe permettant de trouver une sortie plate pour un système donné. La recherche d'une sortie plate est donc basée sur l'intuition et la bonne connaissance du système étudié.

III.3 Commande à structure variable

Les lois de commande classiques du type PID donnent de bons résultats quand elles sont appliquées à des systèmes linéaires à paramètres constants. Pour des systèmes non linéaires présentant des variations paramétriques ou bien des incertitudes de modélisation, ces lois de commande peuvent être insuffisantes car elles sont non robustes, surtout lorsque les exigences sur la précision et autres caractéristiques dynamiques du système sont strictes .

On doit faire appel à des lois de commande insensibles aux variations des paramètres, aux perturbations et aux non linéarités. Les lois de commande dite à structure variable constituent une bonne solution à ces problèmes. La commande à structure variable (CSV) est par nature une commande non linéaire. La caractéristique principale des systèmes à structure variable est que leur loi de commande se modifie d'une manière discontinue.

Les commutations de la commande s'effectuent en fonction des variables d'état, utilisées pour créer une "variété" ou "surface" dite de glissement dont le but est de forcer la dynamique du système de correspondre avec celle définie par l'équation de la surface. Quand l'état est maintenu sur cette surface, le système est dit en régime glissant. Ainsi tant que les conditions de glissement sont assurées, la dynamique du système reste insensible aux variations des paramètres du processus, aux erreurs de modélisation (dans une gamme qui reste plus large par rapport à celle des approches classiques de l'automatique), et à certaines perturbations.

Ce mode de glissement est souvent qualifié d'idéal du fait qu'il requiert pour exister, une fréquence de commutation infiniment grande. De fait, tout système de commande comprend des imperfections telles que retards, hystérésis, qui imposent une fréquence de commutation finie. La trajectoire d'état oscille alors dans un voisinage de la surface de glissement, phénomène appelé **chattering** ou **broutement** [17].

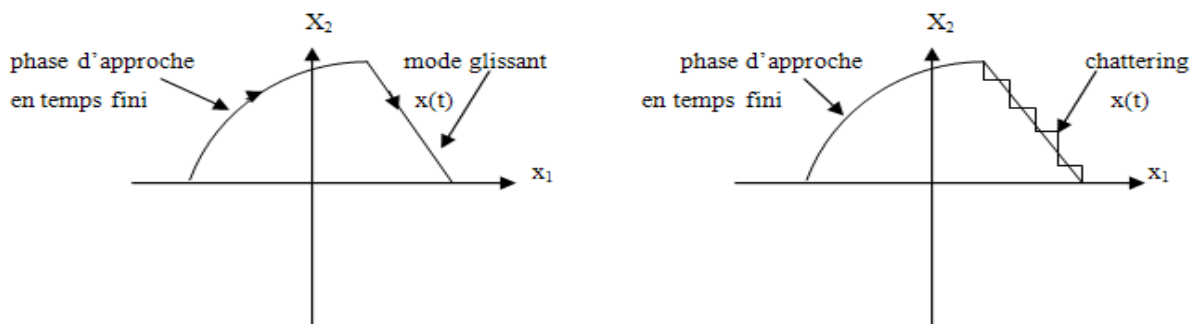


Figure III.6 : phénomène du chattering

Ce type de systèmes a en général deux modes de fonctionnement :

- ✓ Le mode non glissant, (reaching mode) ou encore mode d'accès.
- ✓ Le mode glissant, (sliding mode).

III.3.1 Le mode glissant

L'étude du régime glissant d'un système de commande à structure variable sous-entend la définition et l'étude de problèmes particuliers tels que :

- Choix de la surface de glissement.
- Existence et unicité des solutions en régime glissant (commande équivalente).
- Invariance du régime glissant vis à vis d'incertitudes paramétriques et/ou perturbations.

III.3.2 Choix de la surface du glissement

Le choix de la surface de glissement concerne le nombre nécessaire ainsi que la forme de ces dernières, ces deux facteurs sont en fonction de l'application et l'objectif visé.

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

$$\dot{x}(t) = A(x, t) + B(x, t)u(t) \quad (\text{III.23})$$

La commande par modes glissants est calculée suivant la valeur des états du système à chaque instant. Cette loi de commande a pour but de conduire la trajectoire d'état de notre système non linéaire sur une surface pré spécifiée (choisie) et de maintenir cette trajectoire sur cette surface, appelée surface de commutation ou de glissement. [16][05]

Le choix de cette surface n'est pas systématique mais une structure intéressante a été proposée par Slotine & Li en 1990, elle est donnée par :

$$S(x) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda_x \right)^{r-1} e(x) \quad (\text{III.24})$$

Où : x est l'état du système

e : l'erreur de poursuite : $e(t) = y(t) - y_d(t)$

r : le degré relatif de la sortie y

λ : constante positive qui interprétera la dynamique de la surface .

Remarque :

Pour un système multivariable ayant m commandes, on choisit une surface vectorielle :

$$S(x, t) = \begin{bmatrix} s_1(x, t) \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ s_m(x, t) \end{bmatrix} \quad (\text{III.25})$$

La dynamique réduite sur $s(x, t)$ sera donc de dimension $(n-m)$.

III.3.3 Condition d'existence du régime glissant

Les systèmes de commande à structure variable sont modélisés par des équations différentielles présentant des discontinuités, (dans le second membre), du fait de la commutation de la commande. Ils ne satisfont donc pas les résultats conventionnels d'existence et d'unicité de la théorie des équations différentielles ordinaires. La question est de savoir si le système a un comportement dynamique unique quand $s(x)=0$. Différentes méthodes de prolongement par continuité ont été proposées. Toutefois, une des approches les plus anciennes et les plus formalisées mathématiquement est la méthode développée par FILIPPOV. Elle constitue une théorie mathématique systématique pour les équations différentielles avec discontinuités. Elle possède néanmoins l'inconvénient de s'appliquer au cas mono entrée. Dans le cas multi entrées, la méthode de la commande équivalente peut être considérée comme une extension formelle de cette dernière. [16][[05]

Pour développer cette technique, on considère le modèle d'état(III.23)

On suppose que la trajectoire d'état atteint l'hypersurface de glissement à l'instant t_0 et qu'un mode glissant existe pour $t \geq t_0$ Cela implique

$$\begin{cases} s(x) = 0 \\ \dot{s}(x) = 0 \end{cases} \quad (\text{III.26})$$

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

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

Où u_{eq} est la commande équivalente qui résout l'équation. Cette commande étant supposée connue et introduite dans l'équation du modèle, on obtient alors le modèle du comportement du système sur la surface de glissement en supposant que la condition initiale $x(t_0)$ vérifie $s(x(t_0)) = 0$

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

$$u_{eq}(t) = - \left[\left[\frac{\partial s}{\partial x} \right] B(x, t) \right]^{-1} \frac{\partial s}{\partial x} A(x, t) \quad (\text{III.27})$$

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

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = \left[I - B(x, t) \left[\left[\frac{\partial s}{\partial x} \right] B(x, t) \right]^{-1} \frac{\partial s}{\partial x} \right] A(x, t) \\ s(x) = 0 \end{cases} \quad (\text{III.28})$$

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

III.3.4 Principe d'invariance [05][18]

Le développement d'une forme générale de la commande à structure variable, nécessite le modèle du système, la forme générale du modèle est donné par :

$$\dot{x} = b(x) [f(x) + u + d(t)] \quad (\text{III.29})$$

L'équation (III.29) représente le modèle exact du système, qui en réalité ni jamais connu complètement. En conséquence, un modèle nominal ou approximatif du système déterminé analytiquement et/ou expérimentalement est utilisé pour développer une loi de commande. La différence entre le modèle exact et nominal a un impact direct sur les performances de la commande.

La capacité de la commande de maintenir la stabilité en présence de grandes erreurs de modélisations est appelé « stabilité robuste », pour les commandes linéaires, l'une des méthodes pour assurer la stabilité robuste est d'estimer l'amplitude et la forme de l'erreur de modélisation, et après examiner les réponses fréquentielles de la boucle fermée (modèle nominal inclus) et l'erreur de modélisation pour garantir que le critère de la stabilité robuste est toujours vérifié.

Pour le mode de glissement, la stabilité robuste vis-à-vis des erreurs de modélisation est automatiquement garantie en introduisant explicitement l'estimation des amplitudes erreurs de modélisations dans la loi de commande. Les deux, commande linéaires et commande par mode glissants, requiert l'estimation de l'erreur de modélisation, c'est comment les considérer qui diffère. Les performances se dégradent quand l'erreur augmente dans les deux cas.

Pour les modes glissants, la modélisation des erreurs ainsi que les perturbations est souvent spécifiée par une majoration comme suit : la différence entre $f(x)$ nominal et réel peut être représenté par :

$$f(x) = \hat{f}(x) + \Delta f(x) \quad (\text{III.30})$$

Où $\hat{f}(x)$ est valeur nominale. L'amplitude de l'incertitude est bornée par :

$$F(x) \geq \Delta f(x) \quad (\text{III.31})$$

L'incertitude bornée du terme $b(x)$ est spécifiée par β , avec :

$$\frac{1}{\beta} \leq \frac{\hat{b}(x)}{b(x)} \leq \beta \quad (\text{III.32})$$

Où $\hat{b}(x)$ est la valeur nominale. De même la majoration sur la perturbation, $d(t)$, est caractérisée par :

$$D(t) = |d(t)| \quad (\text{III.33})$$

Majoration de la perturbation inclus aussi, toute dynamique non modélisée, non linéarités non structurée et les variations paramétrique en dehors de $F(x)$ ou β

Les majorations sur les erreurs de modélisation et les perturbations ($F(x)$, β et $D(t)$) sont utilisés pour définir le gain K pour le mode non glissant.

III.3.5 Attractivité de la surface de glissement [17]

La tâche la plus importante est de synthétiser une commande qui conduira l'état du système sur la surface de glissement, cette phase est appelée phase attractive (*reaching mode*). Lyapunov propose une approche, déjà utilisée pour l'étude de la stabilité d'un point d'équilibre, sans avoir à résoudre l'équation d'état du système.

Soit $V(x)$ une fonction scalaire, continue et dérivable définie sur un domaine D contenant l'origine. $V(x)$ est dite définie positive si $V(0)=0$ et $V(x)>0$.

Prenons $v(x) = \frac{1}{2} s(x)^2$ et calculons sa dérivée par rapport au temps, $V(x)$ étant une norme, elle représente une mesure du carré de la distance par rapport à l'origine.

$\dot{v}(x) = \frac{1}{2} \frac{d}{dt} s(x)^2 = \dot{s}(x)s(x)$ ainsi, en s'assurant que cette dérivée soit strictement négative, la distance caractérisée par $V(x)$ diminuera jusqu'à l'origine c'est à dire que l'état du système sera attiré vers la surface de glissement, d'où le nom d'attractivité.

Prenons $\dot{s}(x) = -k * \text{sign}(s)$ k étant une constante strictement positive, ceci nous conduit à avoir : $\dot{v}(x) = \dot{s}(x)s(x) = -k |s(x)| < 0 \quad \forall s \neq 0$. De ce fait on a réalisé l'attractivité.

Pour ce faire, considérons le système défini par son équation d'état : $\dot{x} = f(x) + g(x)u$

$$\dot{s} = \frac{\partial s}{\partial x} \dot{x} = \frac{\partial s}{\partial x} f(x) + \frac{\partial s}{\partial x} g(x)u = -k * \text{sign}(s) \quad (\text{III.34})$$

D'où la loi de commande :

$$u(t) = \left(\frac{\partial s}{\partial x} g(x) \right)^{-1} \left[-\frac{\partial s}{\partial x} f(x) - k * \text{sign}(s) \right] \quad (\text{III.35})$$

Sous condition que $\frac{\partial s}{\partial x} g(x)$ soit inversible.

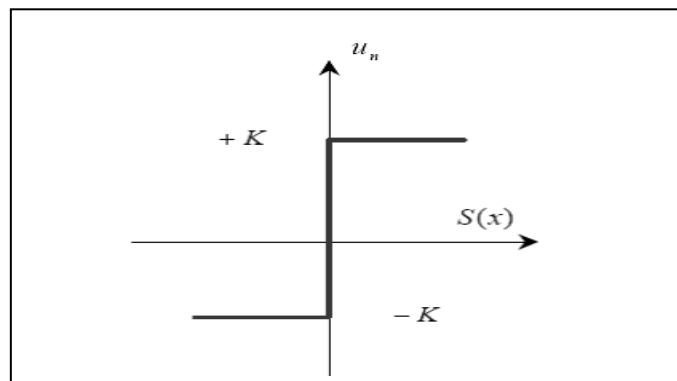
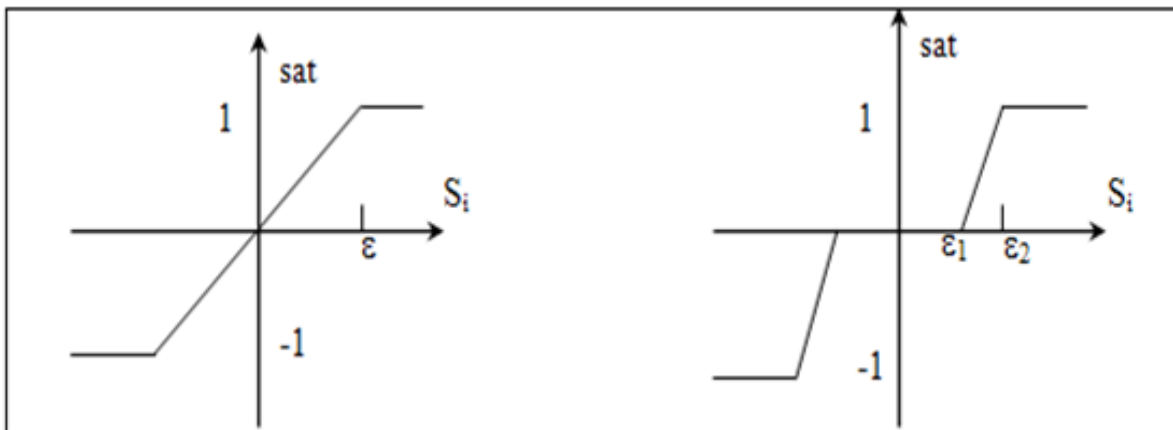


Figure III.7 Définition de la fonction signe

III.3.6 Elimination du phénomène de chattering

Le problème des régimes glissants est que la commande est discontinue sur la surface de glissement et par conséquent, elle va commuter régulièrement ceci à chaque traversée de cette surface, ceci à une fréquence infinie, une telle commande, en plus d'être difficile à réaliser en pratique, peut ne pas être directement applicable au système. Pour remédier à ce problème, la fonction discontinue est remplacée par une fonction continue. Ceci au voisinage de la surface de glissement puis on procédera à un lissage de la commande. [16][06]



a) Fonction SAT avec un seuil

b) Fonction SAT avec deux seuils (zone morte)

Figure III.8 : Fonction « SAT »

Ces deux fonctions sont définies par :[02]

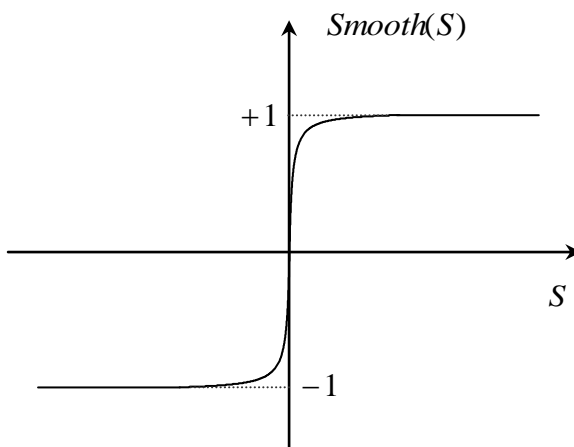
a) :

$$sat(S) = \begin{cases} -1 & \text{si } S < -\epsilon \\ \frac{S}{\epsilon} & \text{si } |S| < \epsilon \\ \epsilon & \text{si } S > \epsilon \end{cases}$$

b):

$$sat(S) = \begin{cases} 0 & \text{si } |S| < \epsilon_1 \\ \frac{S - \epsilon_1}{\epsilon_2 - \epsilon_1} & \text{si } \epsilon_1 < |S| < \epsilon_2 \\ sign(S) & \text{si } |S| > \epsilon_2 \end{cases}$$

On peut aussi donner la fonction de Smooth ou sigmoïde :



$$Smooth(S) = \frac{S}{|S| + \mu}$$

Figure III.9 : Fonction « Smooth ».

III.4 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons vu les notions de base des commandes non linéaire , Commande par linéarisation entrée sortie et la commande par mode de glissement.

Nous avons vu aussi la Commande par linéarisation entrée sortie qui nous donne une linéarisation exacte du modèle. Le modèle linéaire obtenu est découplé sous forme d'une chaîne d'intégrateurs, sur lequel on peut appliquer des commandes linéaires. Autrement dit cette commande donne au système une dynamique linéaire.

En fin, nous avons vu la commande par mode de glissement, qui est une commande non linéaire robuste, elle consiste à amener le système à une surface dite de glissement, sur laquelle les objectifs de commande sont réalisables, et le maintenir sur cette surface. Nous avons vu aussi le plus grand problème de cette commande, qui est le phénomène de chattering, et les solutions proposées pour l'éliminer. Les résultats de simulation obtenus par les deux méthodes seront présentés dans le chapitre qui suit.



Chapitre IV

les applications de la commande sur TRMS

IV.1 INTRODUCTION

L'objectif de ce chapitre est de synthétiser des lois de commandes afin d'asservir l'angle d'élévation et d'azimut du TRMS. En se basant sur la théorie présentée dans le chapitre III. pour les deux commandes utilisées : la loi de commande par linéarisation entrée sortie et la commande par modes glissants.

Avant l'application d'une technique de commande à un système complexe il faut choisir entre deux types de commande, d'abord la commande centralisée, ou bien la commande décentralisée en s'appuyant sur les critères suivants : réalisabilité de la commande, temps de calcul et ordre du régulateur.

L'utilisation de la commande centralisée nécessite une bonne connaissance du système, donc un temps de calcul très grand. Par contre l'utilisation de la commande décentralisée facilite la synthèse et donne des lois de commandes non gourmandes en temps de calcul.

Le système global sera décomposé en deux sous-systèmes (vertical et horizontal), chacun d'eux est commandé indépendamment. Les interconnexions seront considérées comme étant des perturbations.

IV.2 commande par linéarisation entrée sortie

Cette commande permet de bénéficier de la théorie des systèmes linéaires avec une rigoureuse mathématique. Le fondement mathématique de cette théorie a été détaillé dans la partie rappel théorique.

nous allons synthétiser deux lois de commandes linéarisantes pour chaque sous-système. Ensuite nous appliquons une commande linéaire, à savoir « le placement de pôle » sur les modèles obtenus.

Modèle vertical

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = a_v x_2 \\ \dot{x}_2 = f_v(x_3) - g_v(x_1) - b_v x_2 \\ \dot{x}_3 = -c_v x_3 + d_v u \\ y = x_1 \end{cases} \quad (\text{IV.1})$$

Avec

$$f_v(x_3) = l_m F_v(P_v(x_3))$$

$$g_v(x_1) = g((A-B)\cos(x_1) - c\sin(x_1))$$

$$a_v = \frac{1}{J_v} \cdot b_v = \frac{k_v}{J_v} \cdot c_v = \frac{1}{T_{mr}} \quad \text{et} \quad d_v = \frac{k_{mr}}{T_{mr}}$$

Modèle horizontal :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = a_h x_2 \\ \dot{x}_2 = f_h(x_3) - b_h x_2 \\ \dot{x}_3 = -c_h x_3 + d_h u \\ y = x_1 \end{cases} \quad (\text{IV.2})$$

Avec

$$f_h(x_3) = l_t F_h(P_h(x_3))$$

$$a_h = \frac{1}{J_h(\alpha_{v0})}$$

$$b_h = \frac{k_h}{J_h} \cdot c_h = \frac{1}{T_{tr}} \cdot d_h = \frac{k_{tr}}{T_{tr}}$$

IV.2.1 Synthèse de la loi de commande par bouclage non linéaire**Modèle vertical**

Commençons par calculer le degré relatif r_v de la sortie $y=h_v=x_1=\alpha_v$, en dérivant jusqu'à l'apparition de la commande.

$$y = x_1 \Rightarrow \dot{y} = \dot{x}_1 = a_v x_2 \quad (\text{IV.3})$$

$$\ddot{y} = a_v \dot{x}_2 = a_v (f_v(x_3) - g_v(x_1) - b_v x_2) \quad (\text{IV.4})$$

$$\ddot{y} = a_v \left(\frac{\partial f_v(x_3)}{\partial x_3} \dot{x}_3 - \frac{\partial g_v(x_1)}{\partial x_1} \dot{x}_1 - b_v \dot{x}_2 \right) \quad (\text{IV.5})$$

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

$$\ddot{y} = a_v \frac{\partial f_v(x_3)}{\partial x_3} [-c_v x_3 + d_v u] - a_v^2 \frac{\partial g_v(x_1)}{\partial x_1} x_2 - a_v b_v \dot{x}_2 \quad (\text{IV.6})$$

La commande Uv apparaît au bout de la troisième dérivée, donc $r_v=3$ et le modèle vertical est complètement linéarisable.

Développons (IV.6)

$$y^{(3)} = -a_v c_v \frac{\partial f_v(x_3)}{\partial x_3} x_3 + a_v d_v \frac{\partial f_v(x_3)}{\partial x_3} u - a_v^2 \frac{\partial g_v(x_1)}{\partial x_1} x_2 - a_v b_v f_v(x_3) - a_v b_v g_v(x_1) - a_v b_v^2 x_2 \quad (\text{IV.7})$$

Soit la loi de commande linéarisante suivante :

$$u_v = \frac{1}{d_v a_v \frac{\partial f_v(x_3)}{\partial x_3}} \left[-a_v c_v \frac{\partial f_v(x_3)}{\partial x_3} x_3 - a_v^2 \frac{\partial g_v(x_1)}{\partial x_1} x_2 - a_v b_v f_v(x_3) - a_v b_v g_v(x_1) - a_v b_v^2 x_2 - K_v v \right] \quad (\text{IV.8})$$

On suppose que la valeur de u_v dans (IV.7)

$$y^{(3)} = K_v v \quad (\text{IV.9})$$

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

Calculé la Difféomorphisme

Soit le changement de base suivant :

$$z_1 = \phi_1 = h(x) = x_1$$

$$z_2 = \phi_2 = L_f h(x) = \dot{x}_1 = a_v x_2$$

$$z_3 = L_f^2 h(x) = a_v \dot{x}_2 = a_v (f_v(x_3) - g_v(x_1) - b_v x_2)$$

Le système en Z

$$\dot{z}_1 = \dot{x}_1 = z_2$$

$$\dot{z}_2 = a_v \dot{x}_2 = z_3$$

$$\dot{z}_3 = a_v \left(\frac{df_v(x_3)}{dx_3} * \dot{x}_3 - \frac{dg_v(x_1)}{dx_1} * \dot{x}_1 - b_v \dot{x}_2 \right) = V_v$$

avec V_v la commande dans la nouvelle base.

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

$$\begin{cases} \dot{Z} = AZ + BV_v \\ Y = CZ \end{cases} \quad (\text{IV.10})$$

Avec

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

Modèle horizontal :

De la même manière que pour le modèle vertical, en dérivant la sortie du système défini par l'équation (IV.2) jusqu'à l'apparition de la commande, on trouve :

$$\ddot{y} = a_h \frac{\partial f_h(x_3)}{\partial x_3} [-c_h x_3 + d_h u] - a_h b_h \dot{x}_2 \quad (\text{IV.11})$$

Donc $r_h=3$. Le sous-système horizontal est aussi complètement linéarisable .

En procédant de la même façon que pour l'horizontal, on tombe sur la commande linéarisante suivante :

$$u_h = \frac{1}{d_h a_h \frac{\partial f_h(x_3)}{\partial x_3}} \left[-a_h c_h \frac{\partial f_h(x_3)}{\partial x_3} x_3 - a_h b_h f_h(x_3) - a_h b_h^2 x_2 - K_h v \right] \quad (\text{IV.12})$$

Le nouveau système linéaire est alors :

Calculé la Difféomorphisme

Soit le changement de base suivant :

$$z_1 = \phi_1 = h(x) = x_1$$

$$z_2 = \phi_2 = L_f h(x) = \dot{x}_1 = a_h x_2$$

$$z_3 = L_f^2 h(x) = a_h \dot{x}_2 = a_h (f_h(x_3) - b_h x_2)$$

Le système en Z

$$\dot{z}_1 = \dot{x}_1 = z_2$$

$$\dot{z}_2 = a_h \dot{x}_2 = z_3$$

$$\dot{z}_3 = a_h \left(\frac{df_h(x_3)}{dx_3} * \dot{x}_3 - b_h \dot{x}_2 \right) = V_h$$

avec V_h la commande dans la nouvelle base.

$$\begin{cases} \dot{Z} = AZ + BV \\ Y = CZ \end{cases} \quad (\text{IV.13})$$

Avec

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

Remarques :

- La condition : $\frac{\partial g(x_1)}{\partial x_1} \neq 0$ et $\frac{\partial f(x_3)}{\partial x_3} \neq 0$
- Avec le modèle linéaire obtenu, on peut synthétiser des lois de commande linéaire, (notre cas avec la commande par placement de pôles), comme on peut synthétiser des lois de commande non linéaire.

IV.2.2 Résultats De Simulation

Pour simuler le simulateur d'hélicoptère par logiciels MATLAB versions 7.9 , on a injecté les deux commandes par linéarisation entrée sortie avec placement de pôles, sur les deux modèles découplés et couplés .

Les figures (IV.1 ,IV.2etIV.3) représentent les résultats d'application de la commande par bouclage linéaire avec placement de pôles les sorties l'angle d'élévation (b) et l'angle d'azimut (a) sur les modèles découplé . On constate que celle-ci a réussi à stabiliser le système (poursuites de trajectoires), avec une commande vertical (d) et horizontal (c) admissible par les actionneurs pour tous les signaux(constante, carré et sinusoïdal) .

On constate aussi que les plus mêmes régulateurs appliqués au modèle couplé ont pu rejeter les effets de couplages et stabiliser le système global figure (IV.4 ,IV.5 et IV.6)

IV.2.2.1 Simulation de Système découplé vertical et horizontal (1DDL)

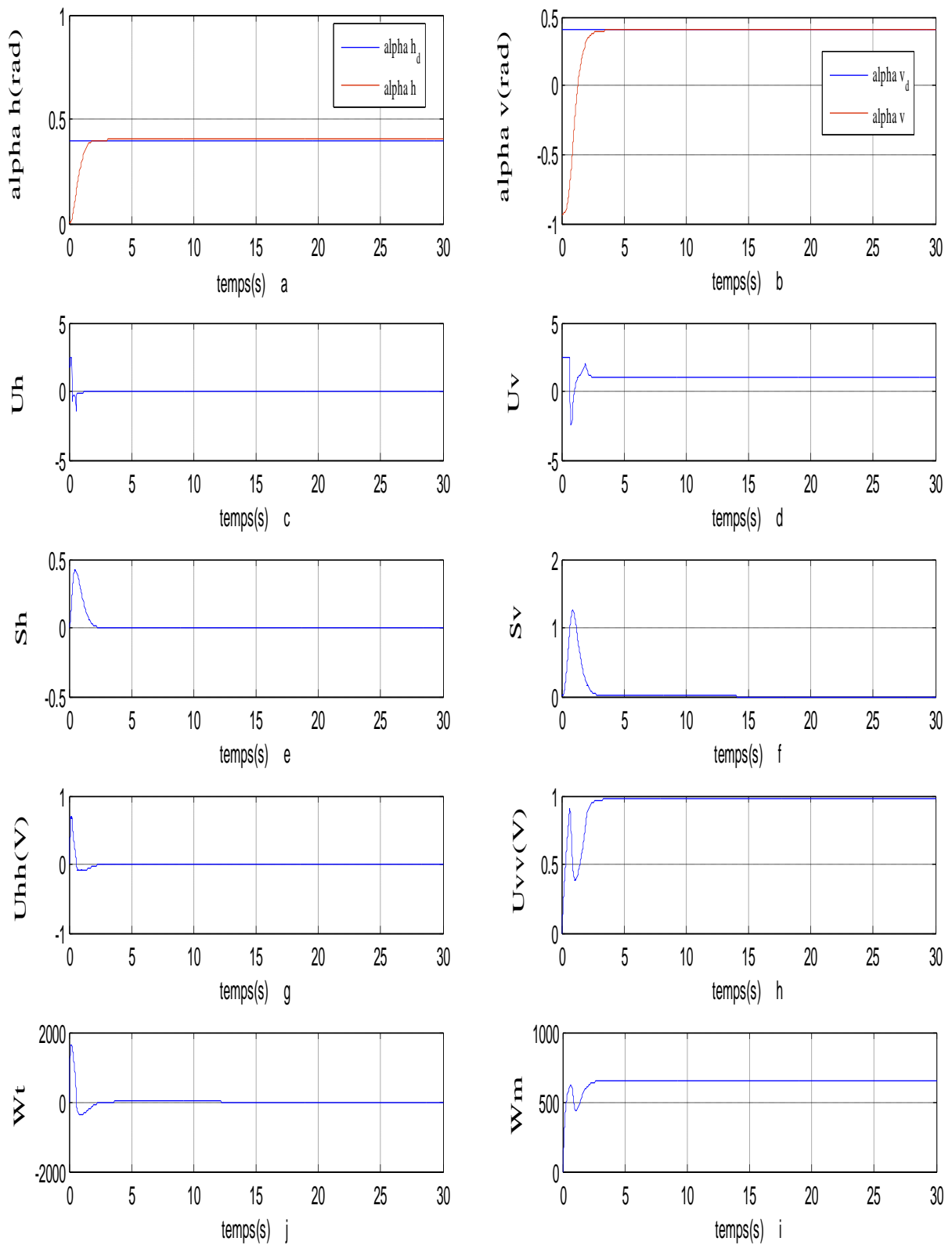


Figure IV.1 : modèle vertical et h horizontal 1DDL , pôles=[-4 -4 -4], signal constante(0.4)

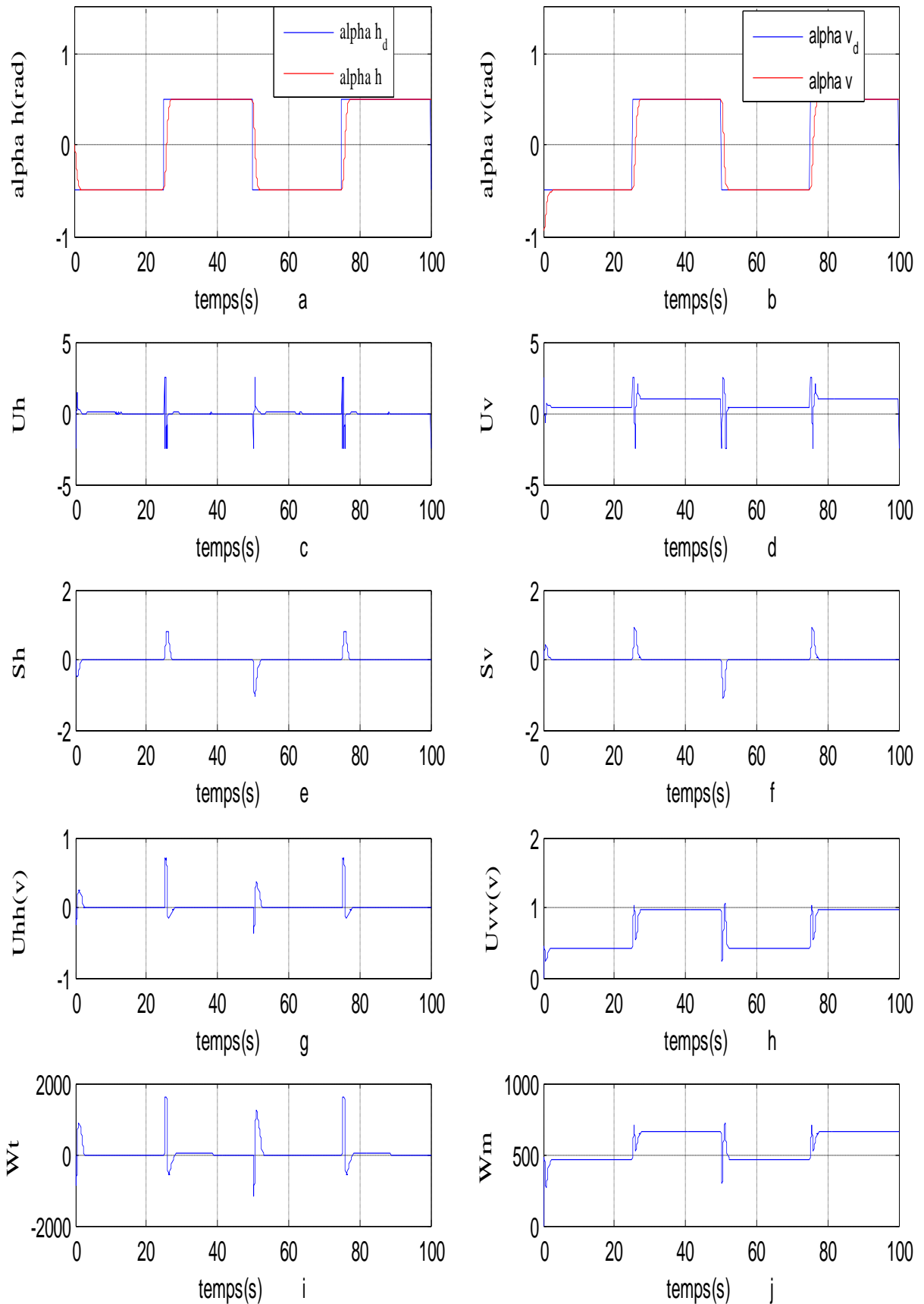


Figure IV.2 : modèle vertical et h horizontal 1DDL , pôles=[-4 -4 -4], signal carrée [-0.5 0.5]

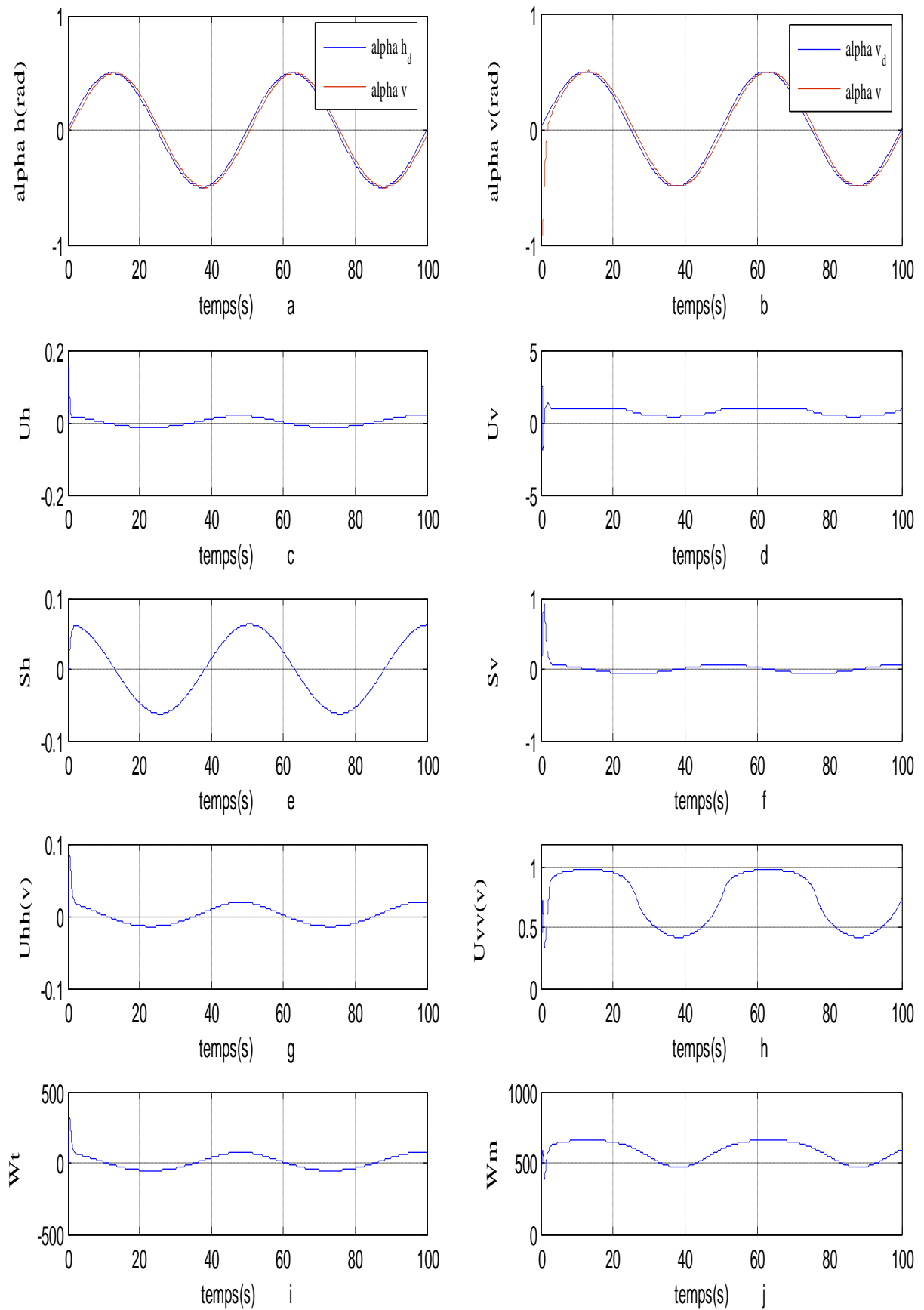


Figure IV.3 : modèle vertical et h horizontal 1DDL , pôles=[-4 -4 -4], signal sinusoïdal [-0.5 0.5]

IV.2.2.2 Simulation de Système couplé (2DDL)

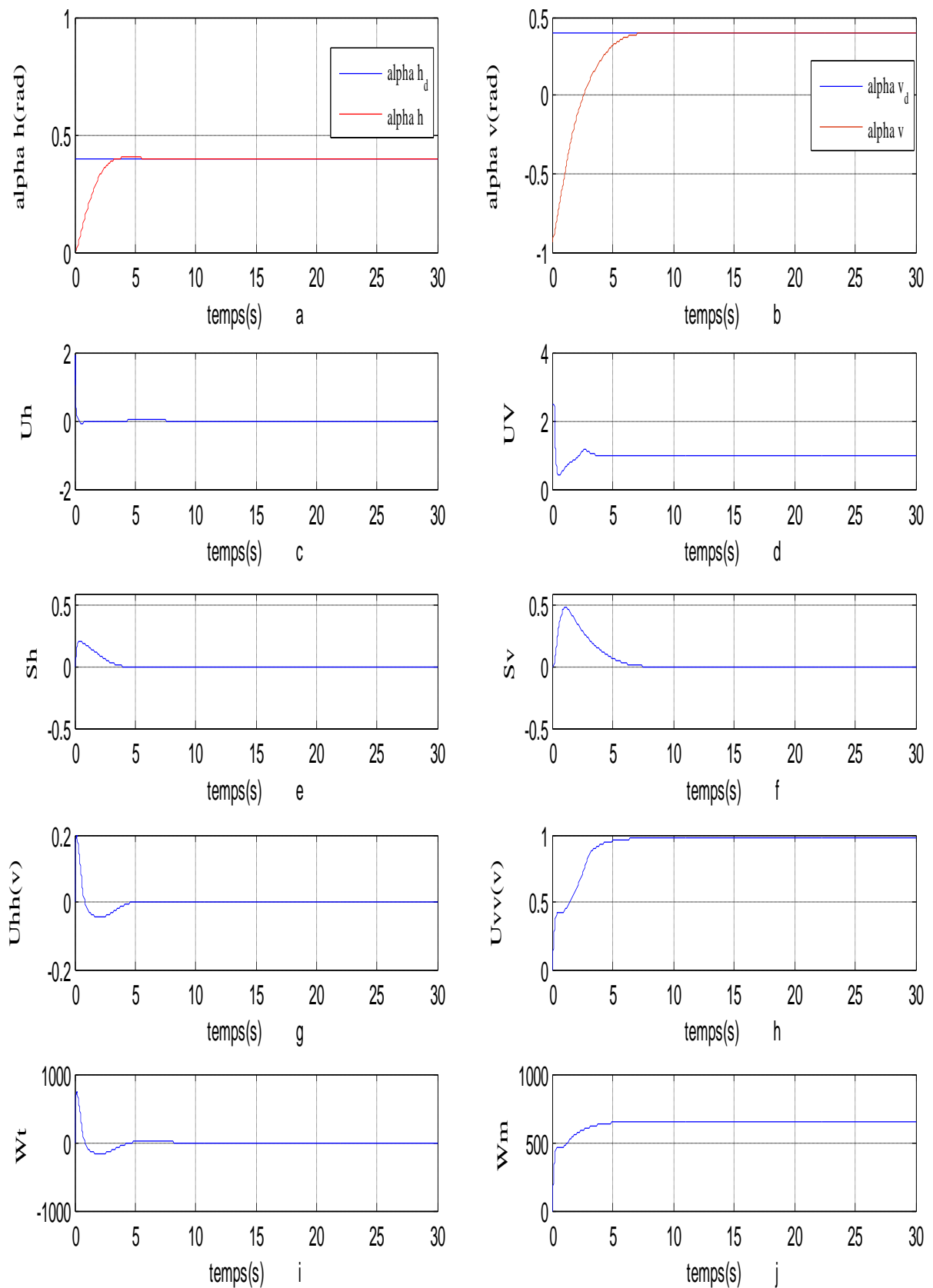


Figure IV.4 : modèle couplé 2DDL, signal constante

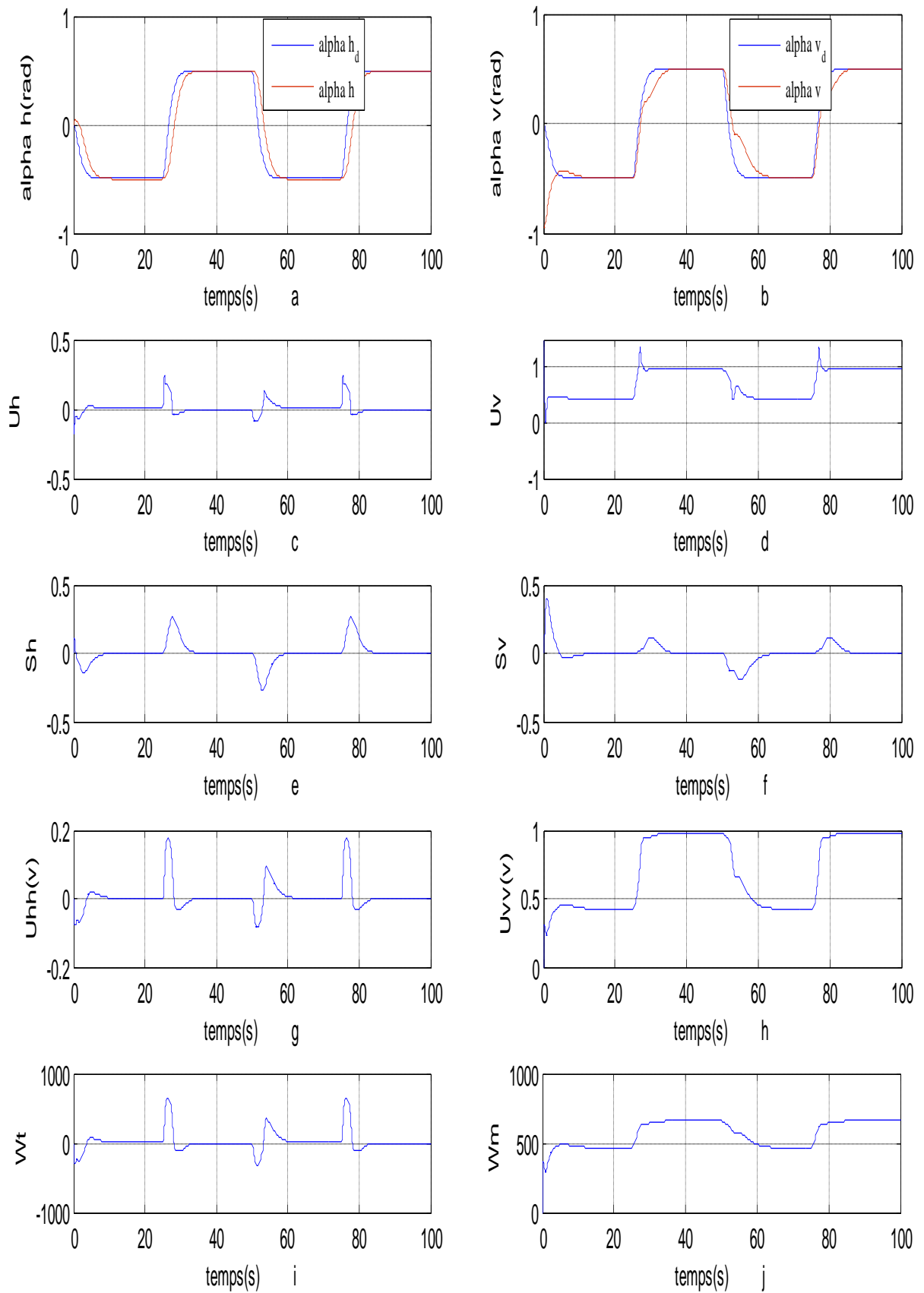


Figure IV.5 : modèle couplé 2DDL, signal carré

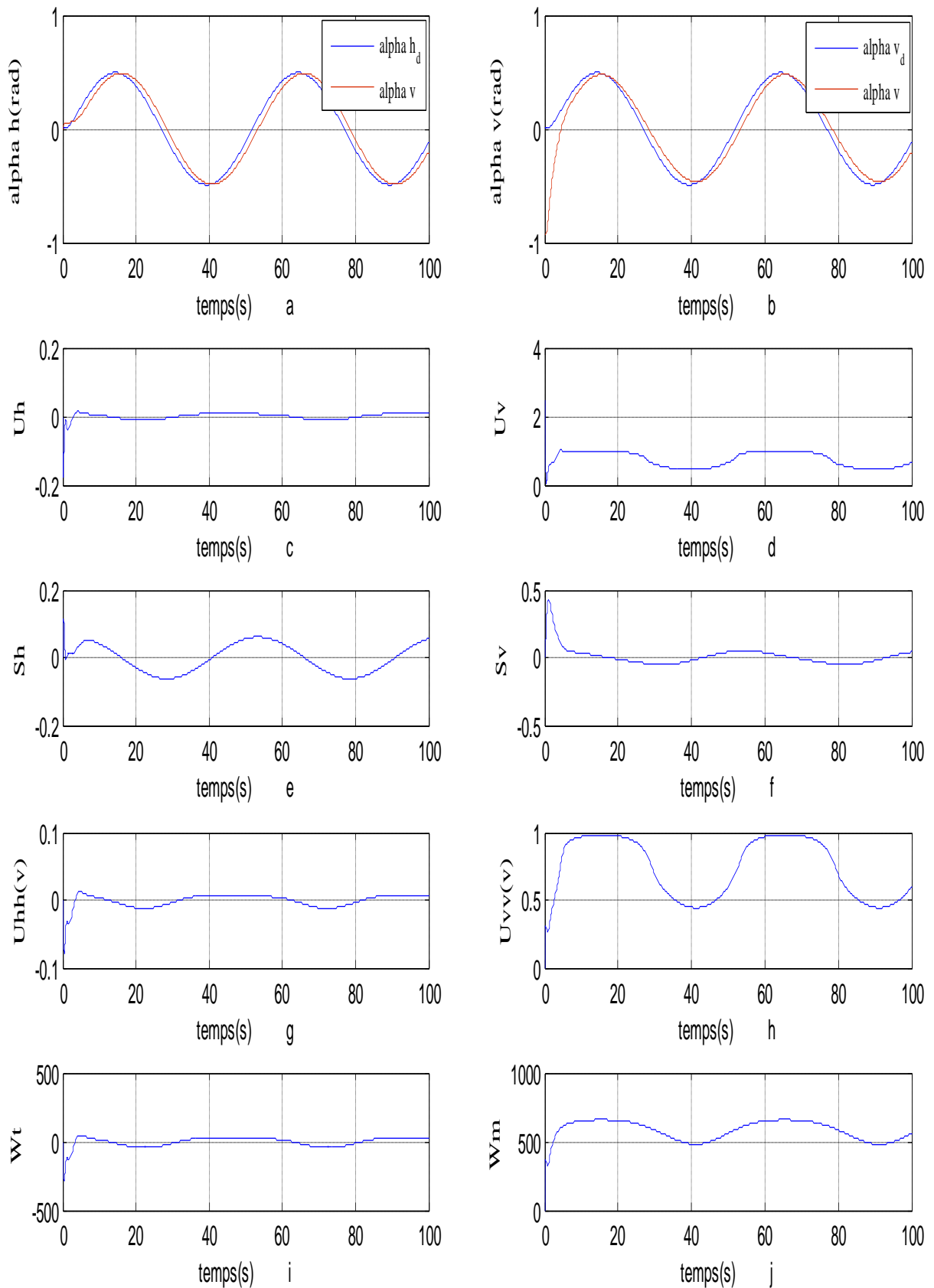


Figure IV.6 : modèle couplé 2DDL, signal sinusoïdal

IV.3 commande par mode de glissement

Dans cette partie nous proposons d'appliquer une commande caractérisée par sa robustesse vis-à-vis des perturbations, dite « commande à structure variable ». Sa théorie a été exposée dans le chapitre III « Rappel théorique ».

La conception de cette commande peut être divisée en trois étapes principales :

1. Le choix de la surface de glissement .
2. L'établissement des conditions d'existence et de convergence.
3. La détermination de la loi de commande.

La stratégie de commande utilisée, est la commande décentralisée, chaque sous-système est commandé par un régulateur. Comme les étapes de conception pour les deux sous-systèmes sont presque les mêmes, un seul développement sera exposé. (On distingue les équations des deux régulateurs par un indice v ou h)

Le paragraphe suivant, nous exposons une surface non linéaire adoptée pour une classe de systèmes. Celle-ci, est inspirée du travail présenté dans [13].

IV.3.1 Synthèse de la loi de commande par mode de glissement

Modèle vertical :

Soit la surface de glissement du modèle vertical :

$$S_v = \left(\frac{d}{dt} + \lambda\right)^{r-1} e(x) \quad (\text{IV.14})$$

Avec

λ : Constante positive caractérisant la dynamique de la surface de glissement.

r : Degré relatif de la sortie y .

e : Erreur de poursuite ($e = y - y_d$) avec y_d est le trajectoire désiré .

Comme le degré relatif est 3 pour les sous-systèmes vertical (IV.6) , on obtient

$$S_v = \left(\frac{d}{dt} + \lambda\right)^2 e(x) \quad (\text{IV.15})$$

$$S_v = \lambda^2 e_v + 2\lambda \dot{e}_v + \ddot{e}_v \quad (\text{IV.16})$$

Calculons ensuite \dot{S}_v

$$\dot{S}_v = \lambda^2 \dot{e}_v + 2\lambda \ddot{e}_v - \ddot{x}_{1d} + \ddot{x}_1 \quad (\text{IV.17})$$

Remplaçons la valeur de \ddot{x}_1 dans (IV.17)

On trouve

$$\dot{S}_v = \lambda_v^2 \dot{e}_v + 2\lambda_v \ddot{e}_v - \ddot{x}_{1d} + a_v \left[\frac{\partial f_v(x_3)}{\partial x_3} \dot{x}_3 - \frac{\partial g_v(x_1)}{\partial x_1} \dot{x}_1 - b_v \dot{x}_2 \right] \quad (\text{IV.18})$$

Remplaçons \dot{x}_1 et \dot{x}_3 par leurs valeurs dans(IV.18), on trouve

$$\dot{S}_v = \lambda_v^2 \dot{e}_v + 2\lambda_v \ddot{e}_v - \ddot{x}_{1d} - a_v c_v \frac{\partial f_v(x_3)}{\partial x_3} x_3 - a_v d_v \frac{\partial f_v(x_3)}{\partial x_3} u_v - a_v^2 \frac{\partial g_v(x_1)}{\partial x_1} x_2 - a_v b_v \dot{x}_2 \quad (\text{IV.19})$$

En prenant : $\dot{S}_v = -K_v \text{sign}(S_v)$

On obtient la commande :

$$u_v = \frac{-1}{a_v d_v \frac{\partial f_v(x_3)}{\partial x_3}} \left[\lambda_v^2 \dot{e}_v + 2\lambda_v \ddot{e}_v - \ddot{x}_{1d} - a_v c_v \frac{\partial f_v(x_3)}{\partial x_3} x_3 - a_v^2 \frac{\partial g_v(x_1)}{\partial x_1} x_2 - a_v b_v \dot{x}_2 + K_v \text{sign}(S_v) \right] \quad (\text{IV.20})$$

Ainsi, on aura réalisé l'attractivité et l'invariance grâce à cette commande.

Modèle horizontal :

Comme on a trouvé $r_h=3$, on aura donc cette équation différentielle :

$$S_h = \left(\frac{d}{dt} + \lambda \right)^2 e(x) \quad (\text{IV.21})$$

$$S_h = \lambda_h^2 e_h + 2\lambda_h \dot{e}_h + \ddot{e}_h \quad (\text{IV.22})$$

Calculons ensuite \dot{S}_h

$$\dot{S}_h = \lambda_h^2 \dot{e}_h + 2\lambda_h \ddot{e}_h - \ddot{x}_{1d} + \ddot{x}_1 \quad (\text{IV.23})$$

Remplaçons la valeur de \ddot{x}_1 dans (IV.23)

$$\dot{S}_h = \lambda_h^2 \dot{e}_h + 2\lambda_h \ddot{e}_h - \ddot{x}_{1d} + a_h \left[\frac{\partial f_h(x_3)}{\partial x_3} \dot{x}_3 - b_h \dot{x}_2 \right] \quad (\text{IV.24})$$

Remplaçons \dot{x}_3 par leurs valeurs dans(IV.22), on trouve

$$\dot{S}_h = \lambda_h^2 \dot{e}_h + 2\lambda_h \ddot{e}_h - \ddot{x}_{1d} - a_h c_h \frac{\partial f_h(x_3)}{\partial x_3} x_3 - a_h d_h \frac{\partial f_h(x_3)}{\partial x_3} u_h - a_h b_h \dot{x}_2 \quad (\text{IV.25})$$

En prenant : $\dot{S}_h = -K_h \text{sign}(S_h)$

On obtient la commande :

$$u_h = \frac{-1}{a_h d_h \frac{\partial f_h(x_3)}{\partial x_3}} \left[\lambda_h^2 \dot{e}_h + 2\lambda_h \ddot{e}_h - \ddot{x}_{1d} - a_h c_h \frac{\partial f_h(x_3)}{\partial x_3} x_3 - a_h b_h \dot{x}_2 + K_h \text{sign}(S_h) \right] \quad (\text{IV.26})$$

Ainsi, on aura réalisé l'attractivité et l'invariance grâce à cette commande.

IV.3.2 Résultats de simulation

Pour simulé le système , on a injecté la commande par mode de glissement , sur les deux modèles de système découplé et couplé.

Les résultats présentés la commande par mode de glissement avec deux fonction d’attractivité sur le simulateur d’hélicoptère . On remarque que le système suivre le trajectoire pour tous les signaux(constante, carré et sinusoïdal),autant lui détermine par les figure (IV.7(a. b) jusque IV.18(a. b)), mais la commande attractive *sat* donne bon résultat par rapport la commande attractive *sign* autant lui détermine par les figure(IV.7(c. d) jusque IV.18(c. d)) l’élimination le phénomène de broutement pour les deux cas de simulation en mode couplé et d’couplé .

IV.3.2.1 Simulation de Système découplé vertical et horizontal (1DDL)

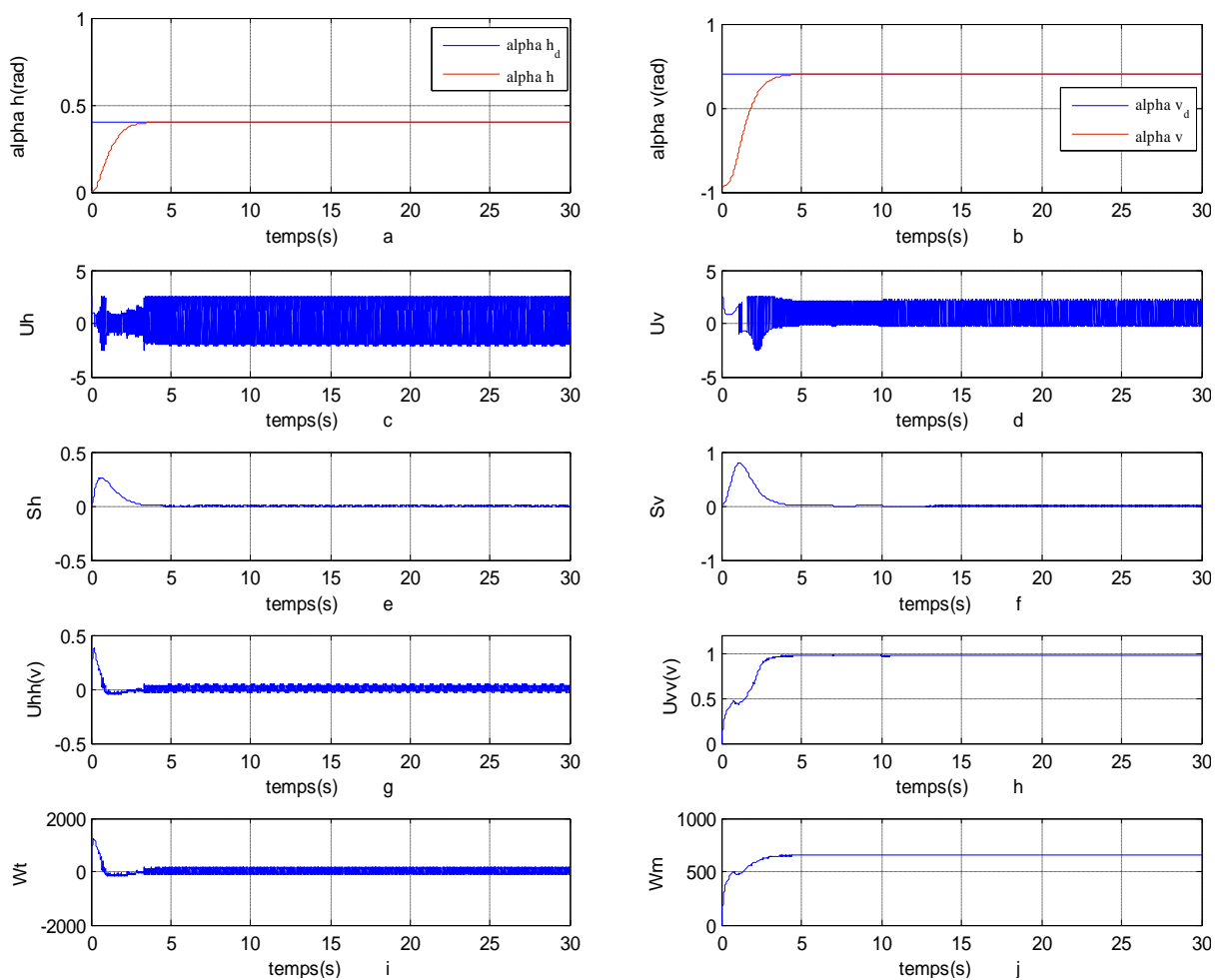


Figure IV.7 : modèle découplé (1DDL) , simulation avec une fonction d’attractivité : -k sign(s)Signal constante(0.4)

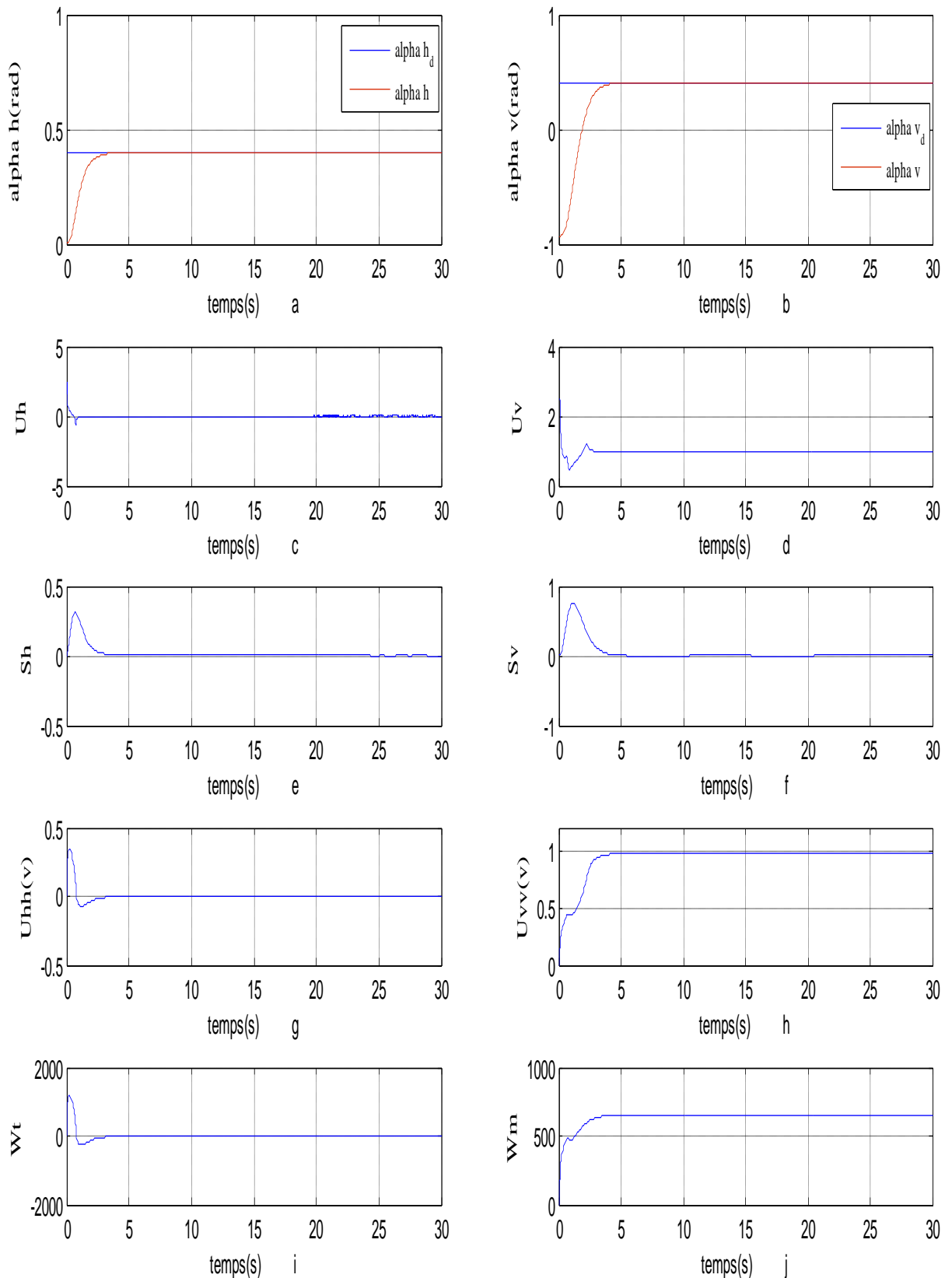


Figure IV.8 : modèle découplé (IDDL) , simulation avec une fonction d'attractivité : SAT(s)

Signal constante(0.4)

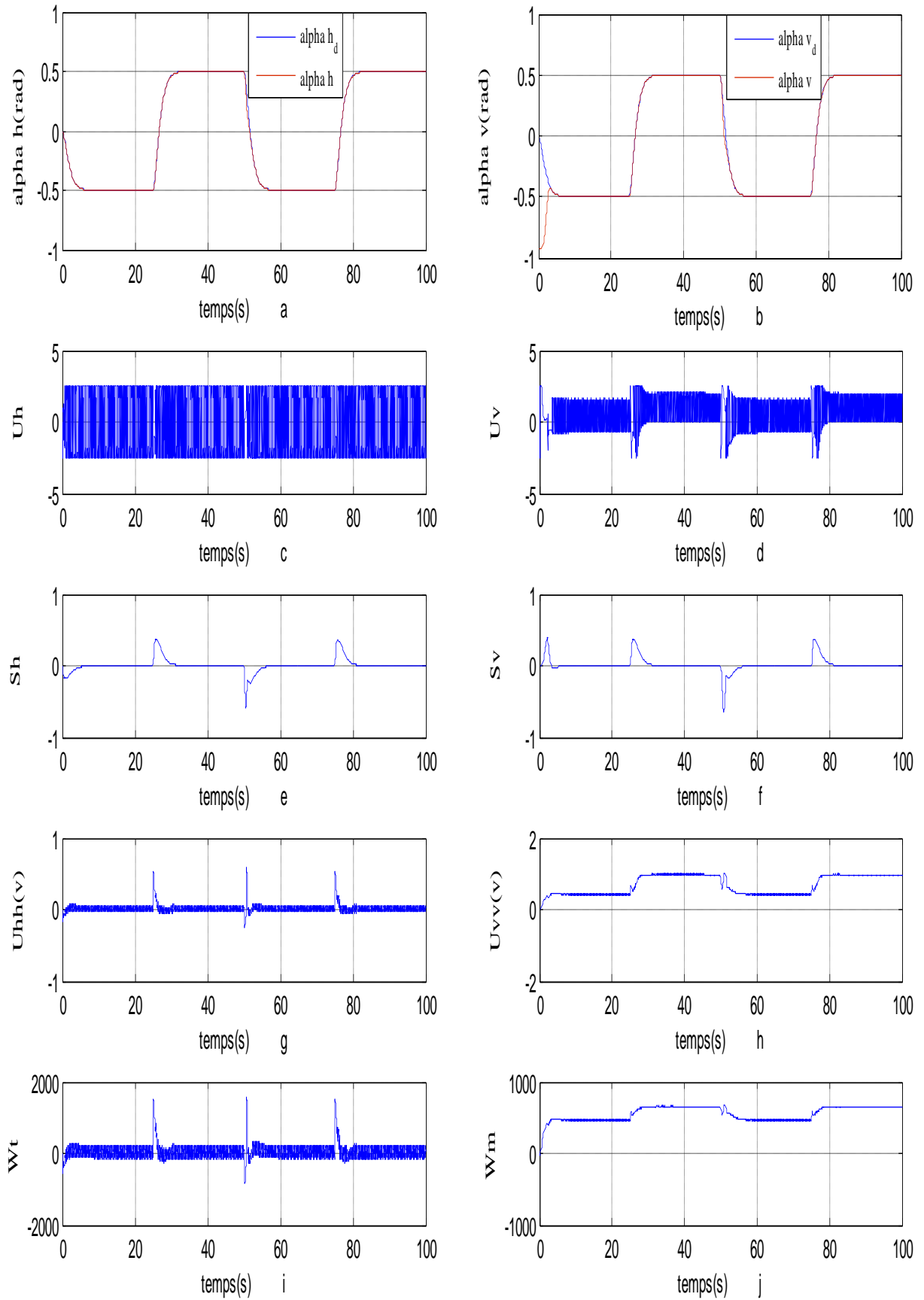


Figure IV.9 : modèle découplé (1DDL) , simulation avec une fonction d'attractivité : $-k \text{sign}(s)$

Signal carrée[-0.5 0.5]

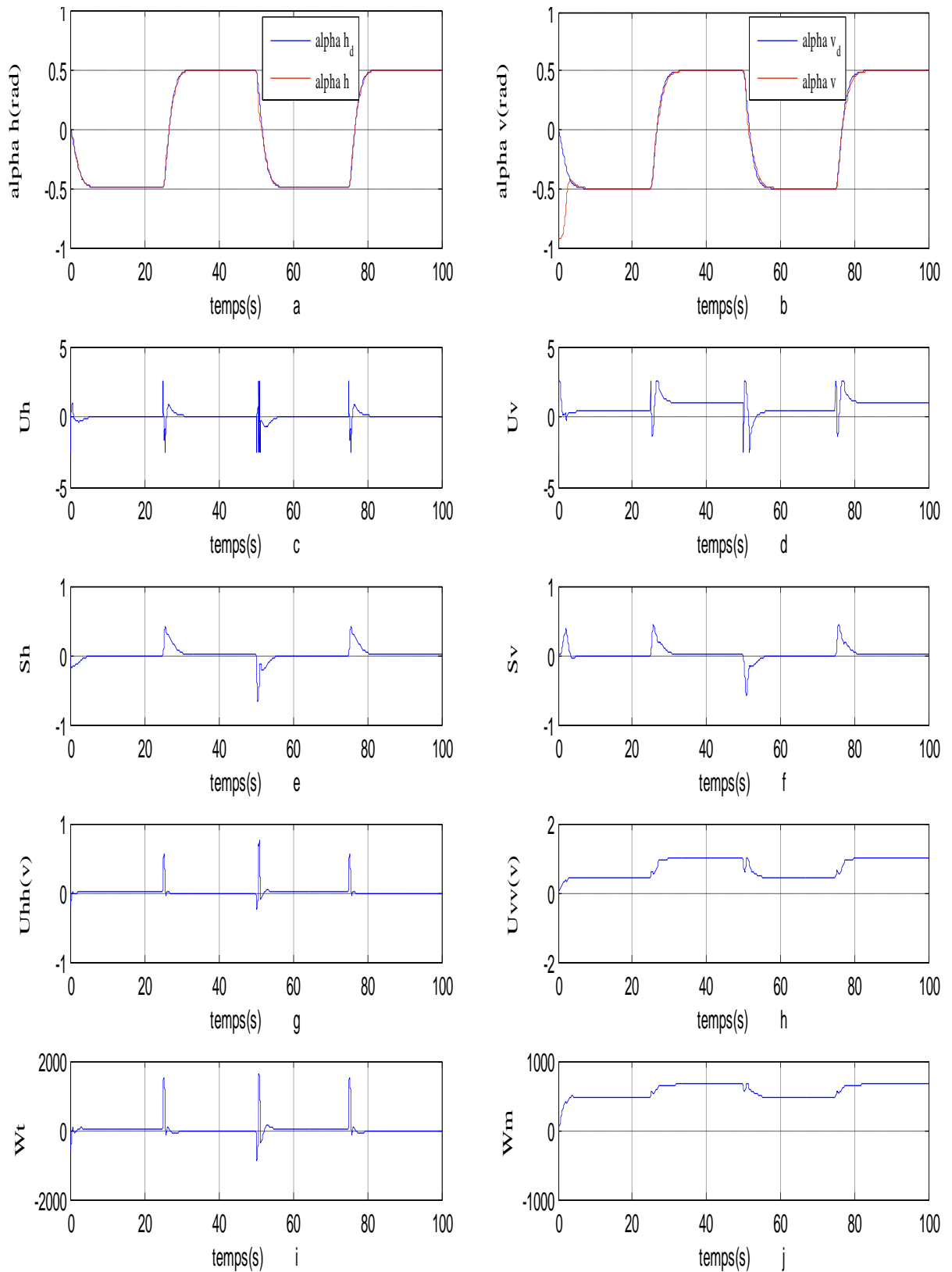


Figure IV.10 : modèle découplé (IDDL) , simulation avec une fonction d'attractivité : SAT(s)

Signal carrée[-0.5 0.5]

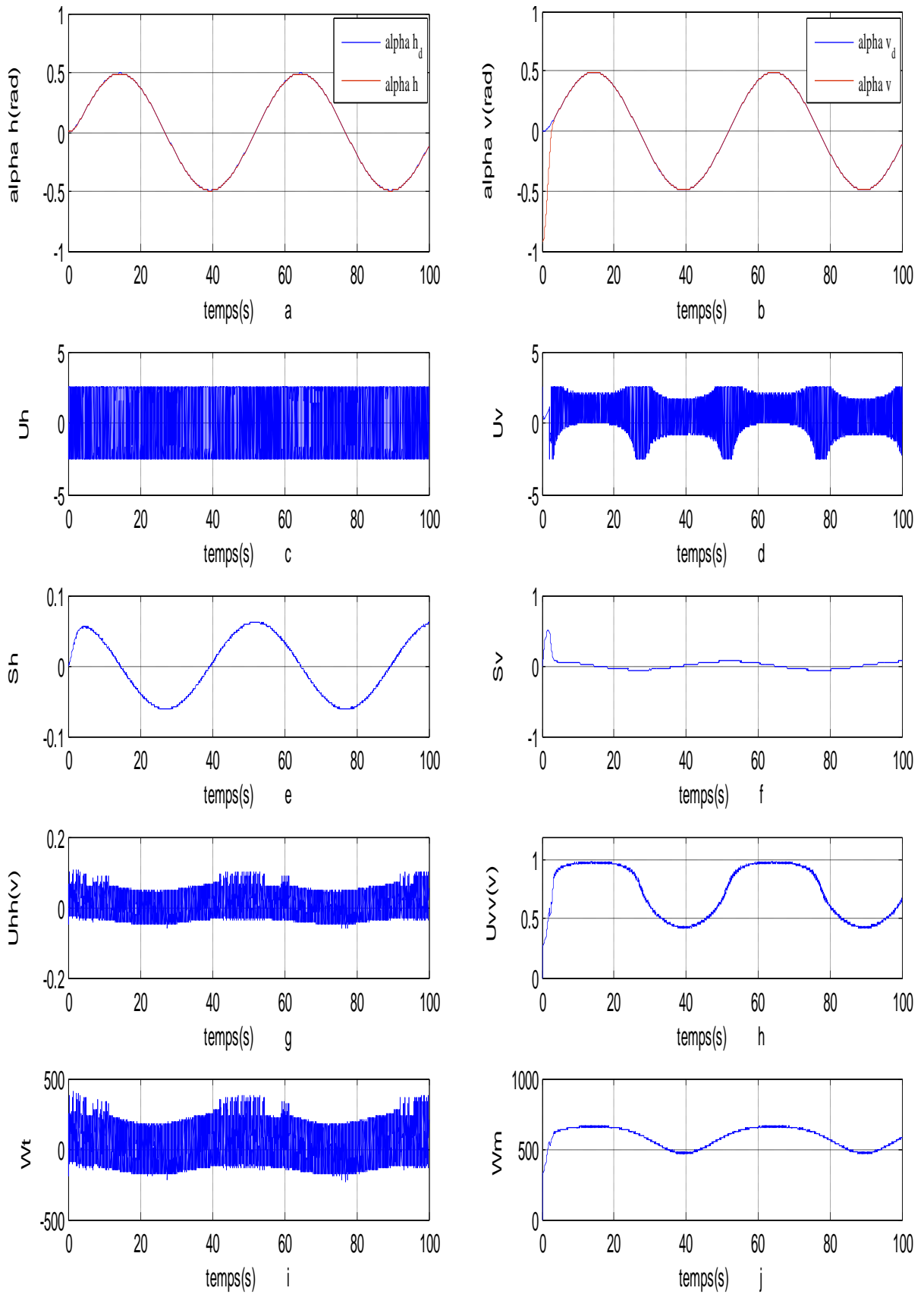


Figure IV.11 : modèle découplé (1DDL) , simulation avec une fonction d'attractivité : $-k \text{sign}(s)$

Signal sinusoïdal [-0.5 0.5]

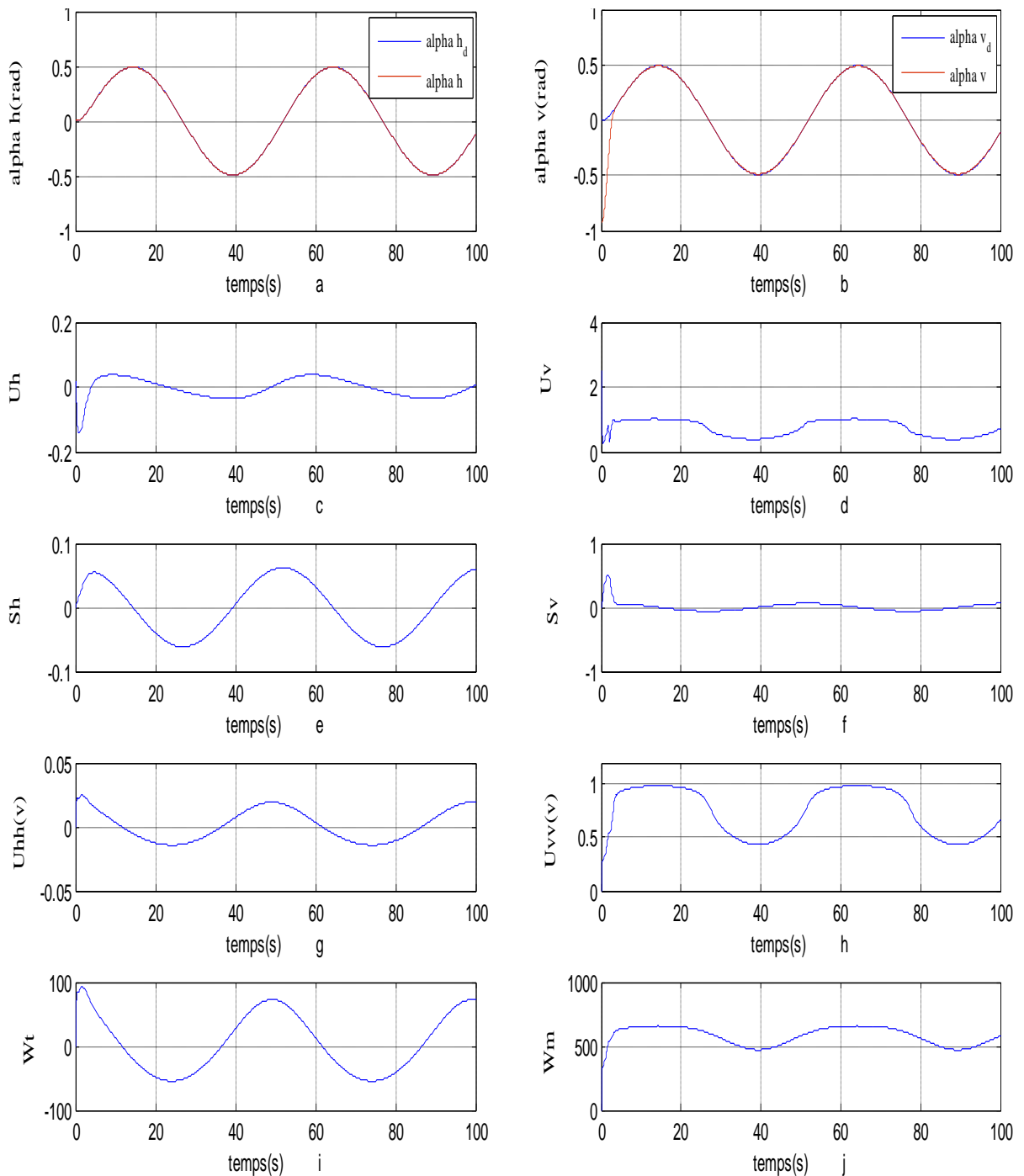


Figure IV.12 : modèle découplé (IDDL) , simulation avec une fonction d'attractivité : SAT(s)

Signal sinusoïdal [-0.5 0.5]

Les résultats présentés la commande par mode de glissement avec deux fonction d'attractivité sur le modèle découplé. On remarque que le système suivre le trajectoire pour tous les signaux(constante, carré et sinusoïdal) , mais la fonction sat(s) Elimination le phénomène de chattering par rapport la fonction sign(s) .

IV.3.2.2 Simulation de Système couplé (2DDL)

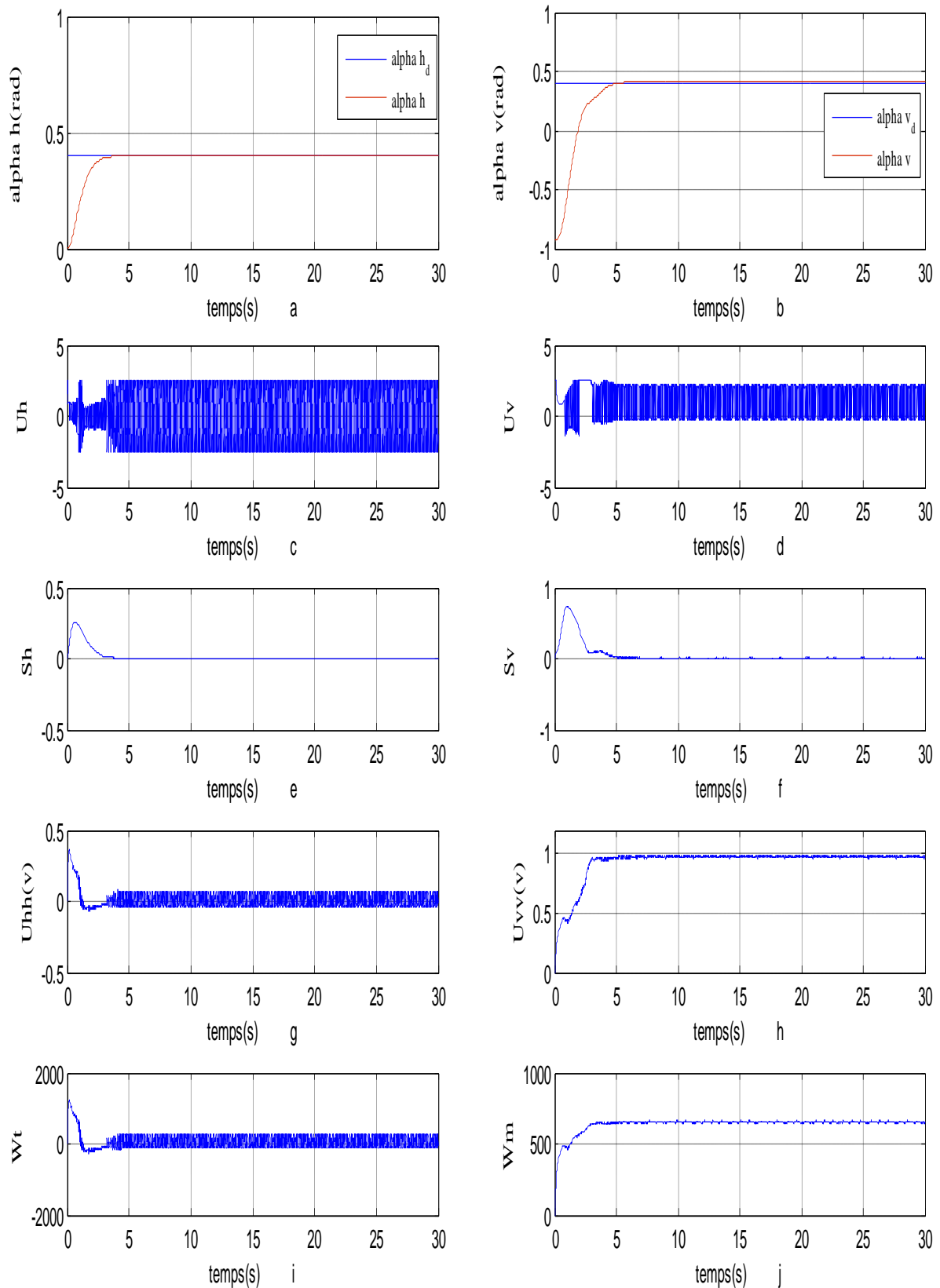


Figure IV.13 : modèle couplé 2DDL , simulation avec une fonction d'attractivité : $-k \text{sign}(s)$
Signal constante(0.4)

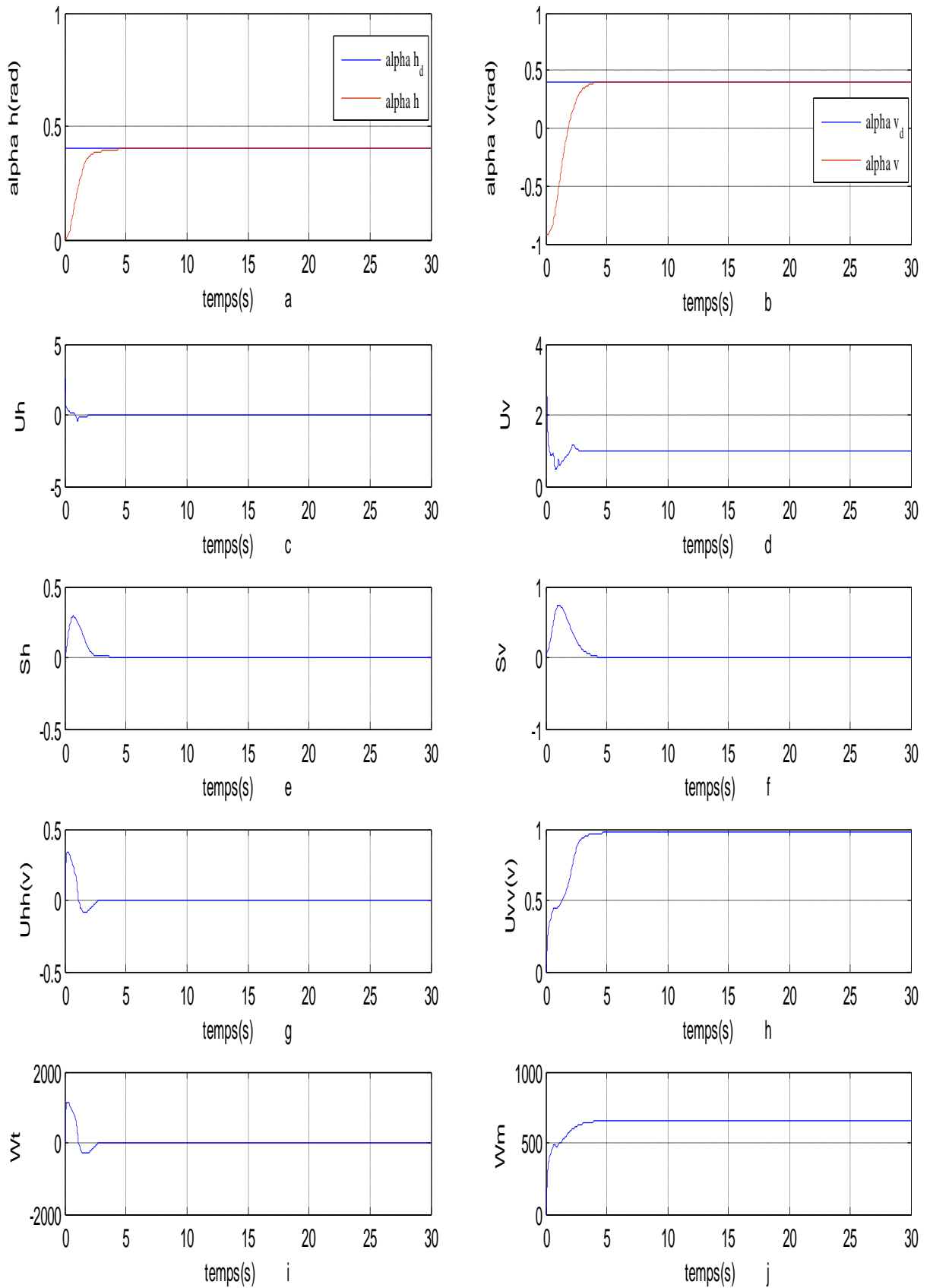


Figure IV.14 : modèle couplé 2DDL , simulation avec une fonction d'attractivité : SAT (s)

Signal constante(0.4)

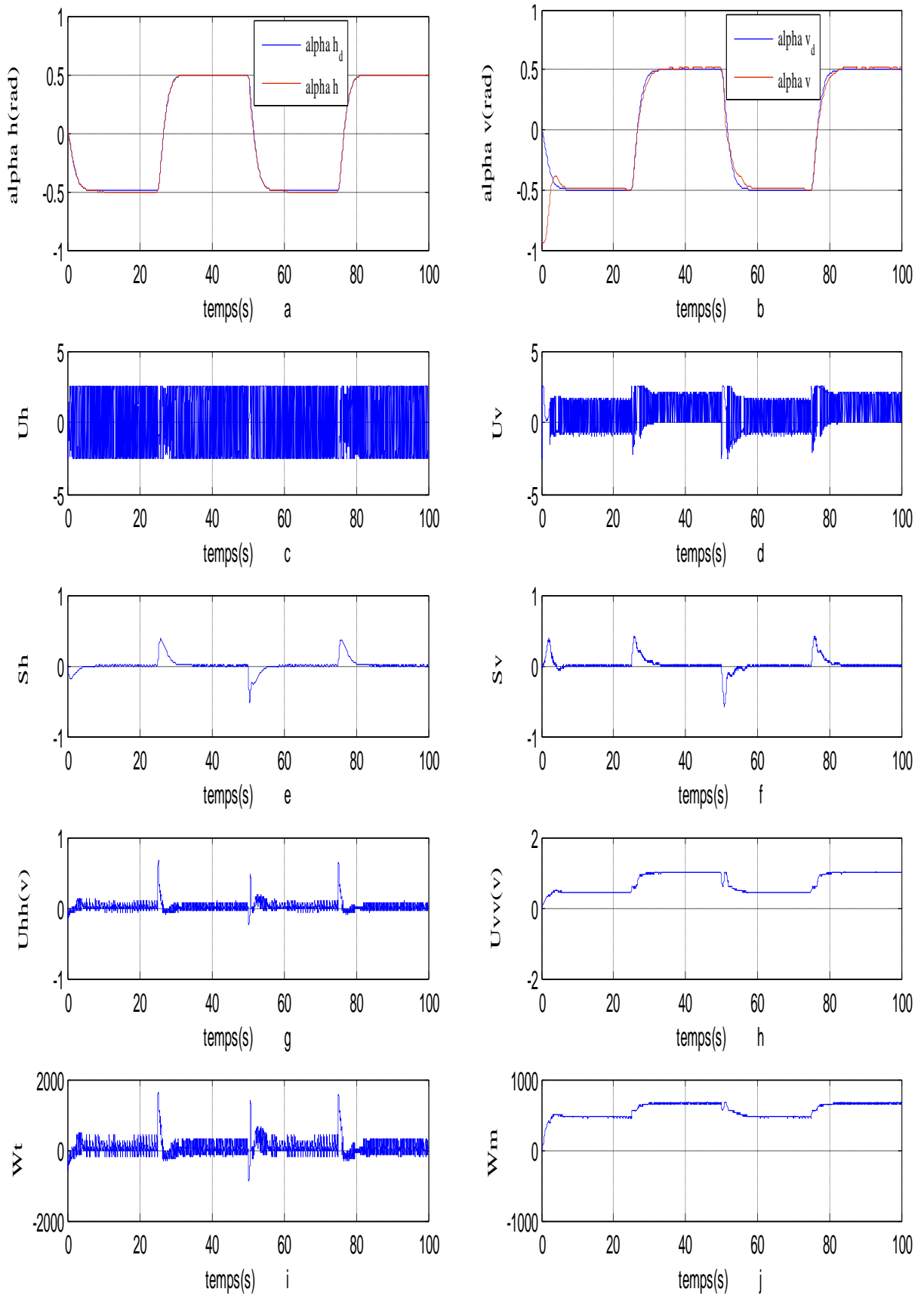


Figure IV.15 : modèle couplé 2DDL , simulation avec une fonction d'attractivité : $-k \text{ sign}(s)$

Signal carrée [-0.4 0.4]

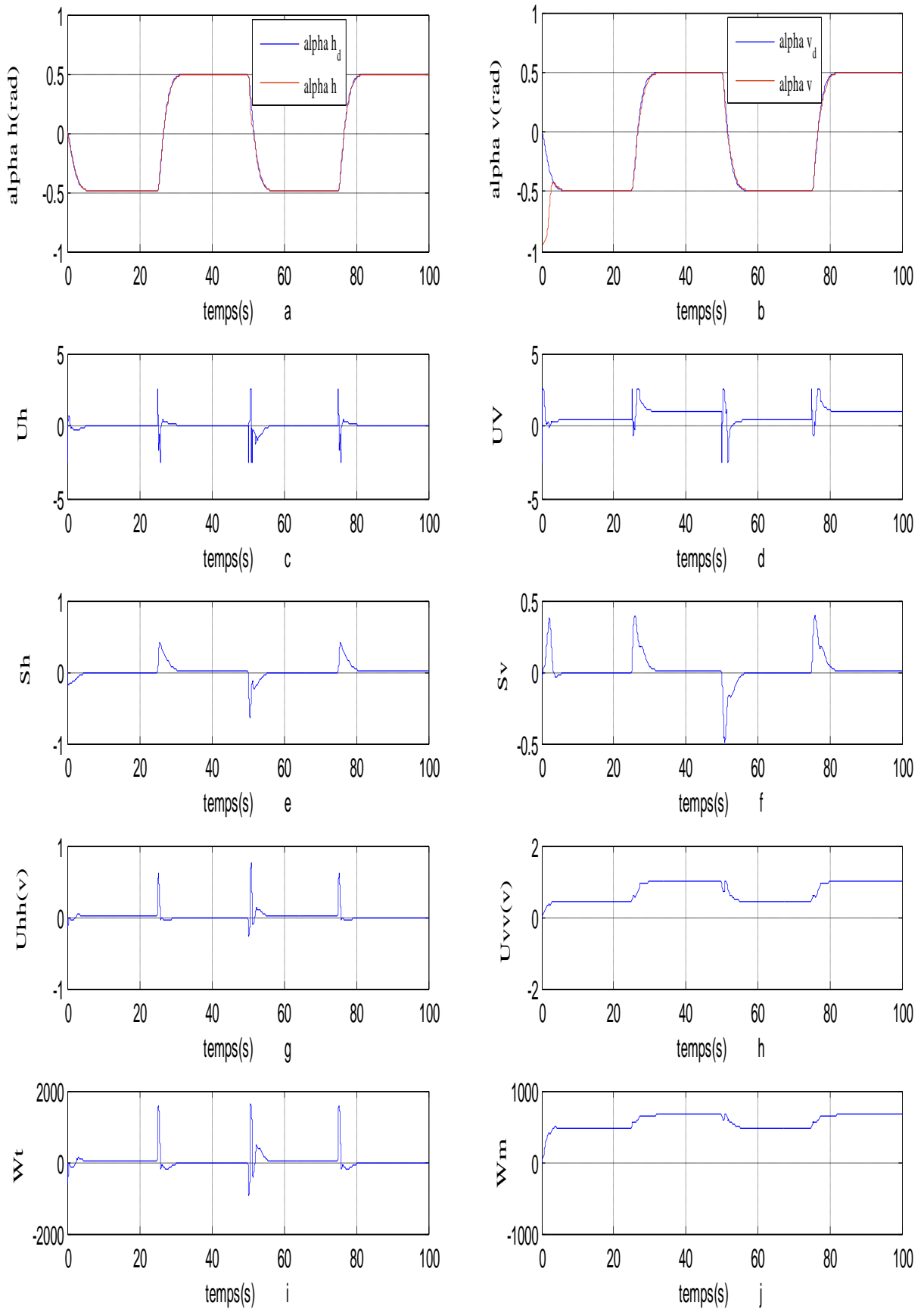


Figure IV.16 : modèle couplé 2DDL , simulation avec une fonction d'attractivité : SAT (s)

Signal carré[-0.5 0.5]

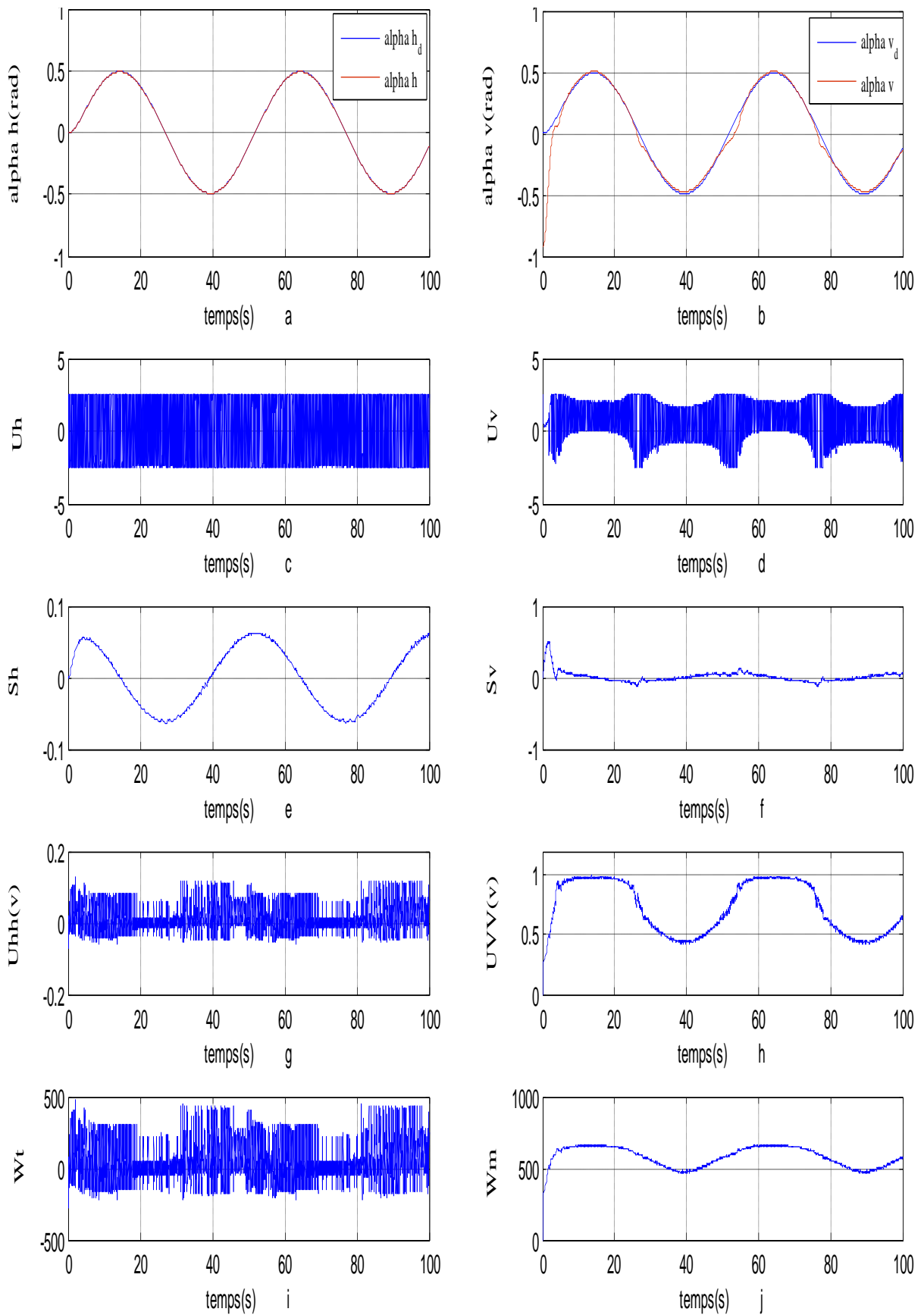


Figure IV.17 : modèle couplé 2DDL , simulation avec une fonction d'attractivité : $-k \text{ sign}(s)$

Signal sinusoïdal [-0.5 0.5]

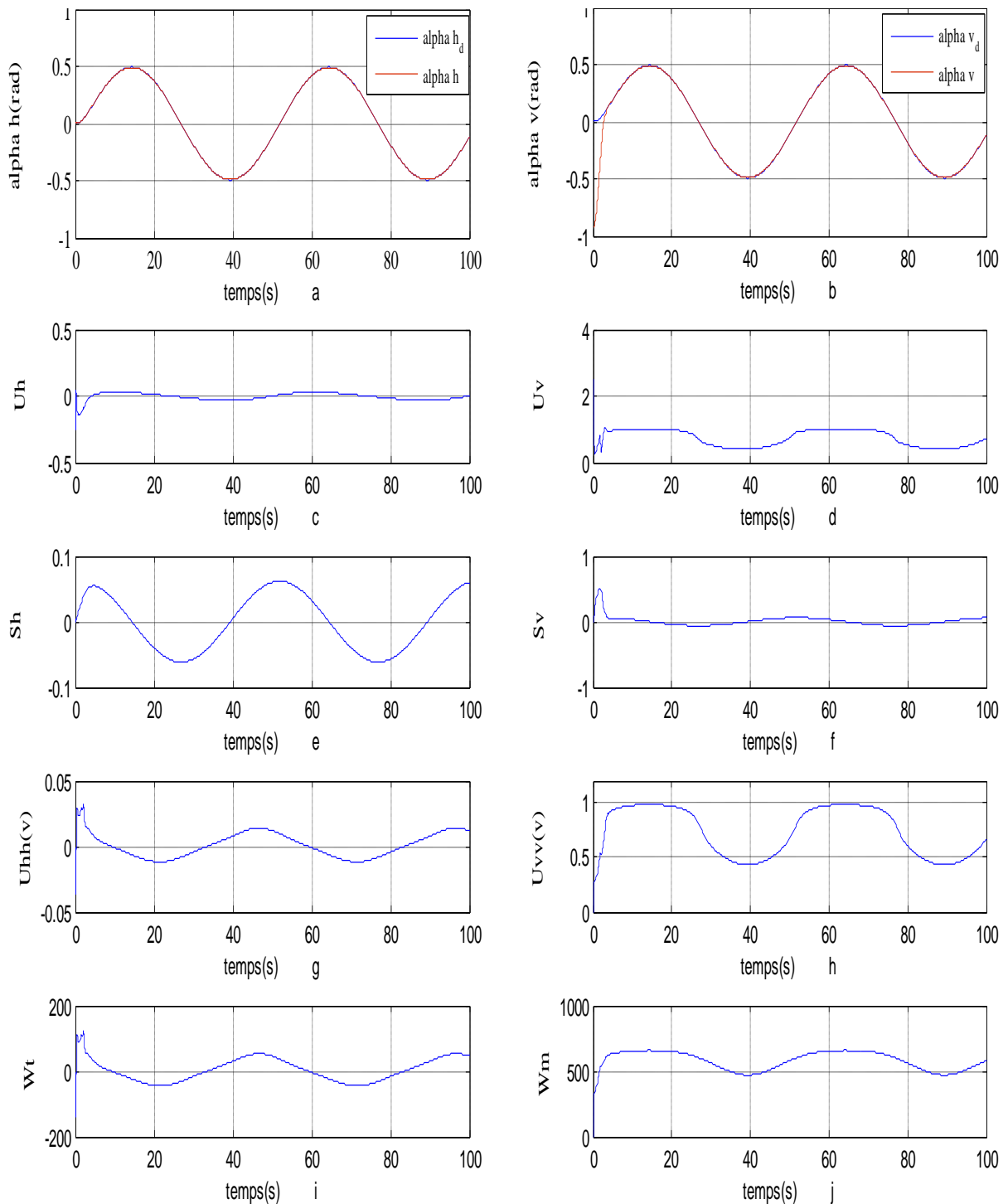


Figure IV.18 : modèle couplé 2DDL , simulation avec une fonction d'attractivité : SAT(s)

Signal sinusoïdal [-0.5 0.5]

Les résultats présentés la commande par mode de glissement avec deux fonction d'attractivité sur le modèle couplé. On remarque que le système suivre le trajectoire pour tous les signaux(constante, carré et sinusoïdal) donc le modèle couplé est stable , mais la fonction sat(s) Elimination le phénomène de chattering par rapport la fonction sign(s) .

IV.4 Conclusion

Dans ce chapitre nous nous sommes intéressés, à l'application de la commande par bouclages non linéaire et la commande par mode de glissement au simulateur d'hélicoptère. Les résultats de simulation montrent que les commandes synthétisées pour les modèles à un degré de liberté, a pu rejeter l'effet de couplage lors de leurs application au modèle à deux degrés de liberté.

Les simulations effectuées sur le TRMS, montrent l'efficacité de ces approches de commande. En effet, nous avons constaté que les erreurs de poursuite sont relativement faibles. Le chapitre suivant est réservé à la clôture de notre travail .



Chapitre V

Etude comparative

V.1. Introduction

Dans ce dernier chapitre on va examiner les différentes lois de commande développées pour le simulateur d'hélicoptère, nous avons opté pour une étude comparative entre ces différentes commandes appliquée.

Ces lois de commandes ont été testées d'abord pour des problèmes de stabilisation et de poursuite de trajectoires. Avec ajouté une variation paramétrique. on été introduites pour évaluer la robustesse.

Pour bien examiner ces commandes, les résultats ont été pris dans les mêmes conditions par exemple : la période d'échantillonnage, le temps de simulation, les gains de la commande, ...etc.

V.2. Etude comparative

A fin de faciliter la comparaison entre les différentes lois de commandes, nous avons quantifié les résultats obtenus précédemment dans le tableau V.1.

Critère	Commande par linéarisation entrée sortie	commande par modes de glissements fonction (sign)	commande par modes de glissements fonction (SAT)
$j_1 = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^p (u^T * u)$	4.7719*10 ³	9.0740*10 ³	1.4103*10³
$j_2 = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^p (e^T * e)$	111.9441	109.5691	106.4499

Tableau V.1 : Étude comparative entre les commandes développées pour le Simulateur d'hélicoptère

Dans le tableau précédent, nous avons présenté une comparaison quantitative entre les différentes commandes appliquée au simulateur d'hélicoptère. Pour mieux éclaircir cette

comparaison, on s'est intéressé à l'évolution temporelle de la commande et de l'erreur résultante (comparaison qualitative).

V.2.1 Résultats de Simulation

1. Commande par linéarisation entrée sortie

Les figures (V.1, V.2 et V.3) montrent les réponses de simulations avec variation paramétrique pour gardée la stabilisation de système .

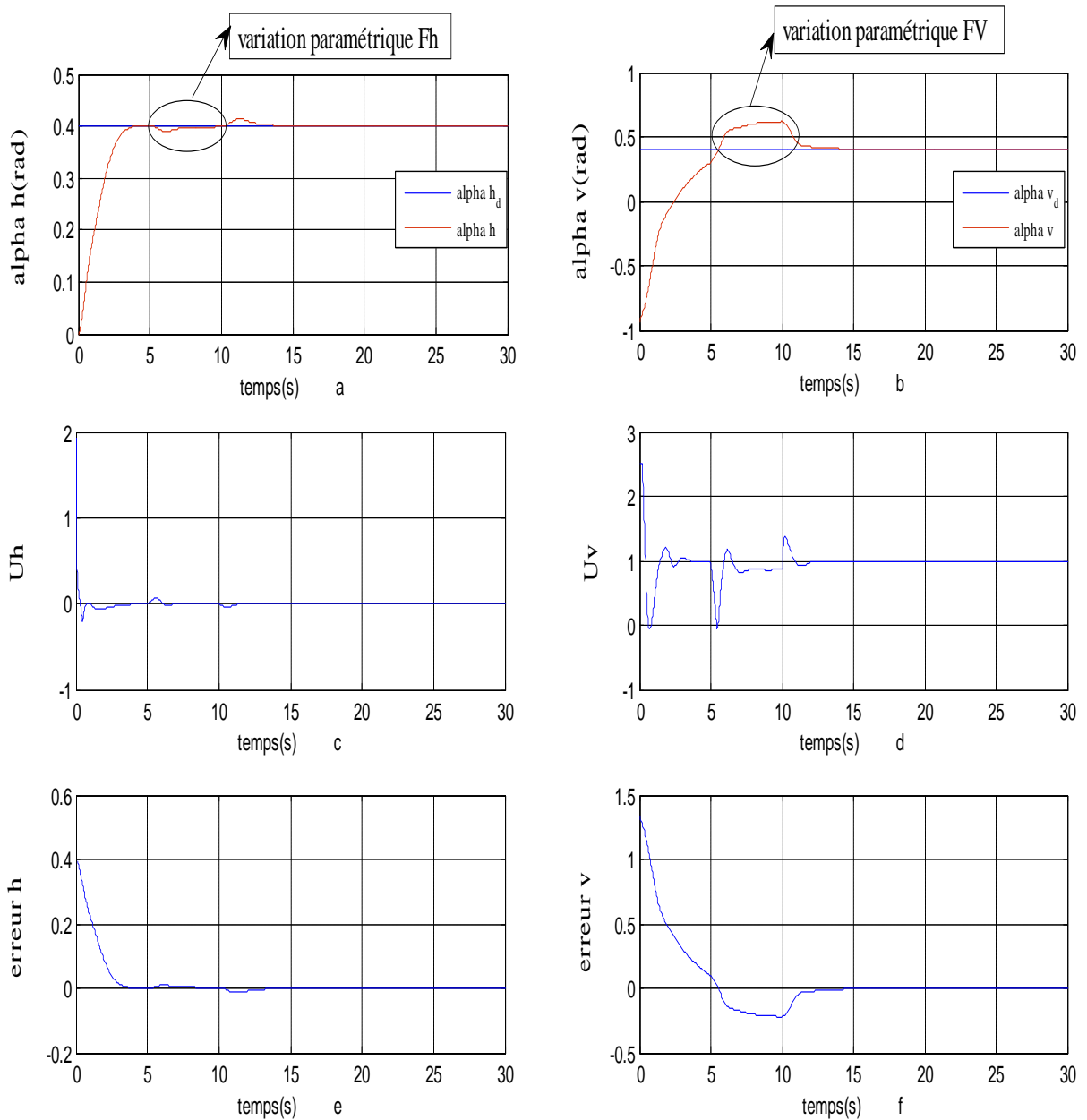


Figure V.1 : stabilisation en présence de variation paramétrique, signal constante

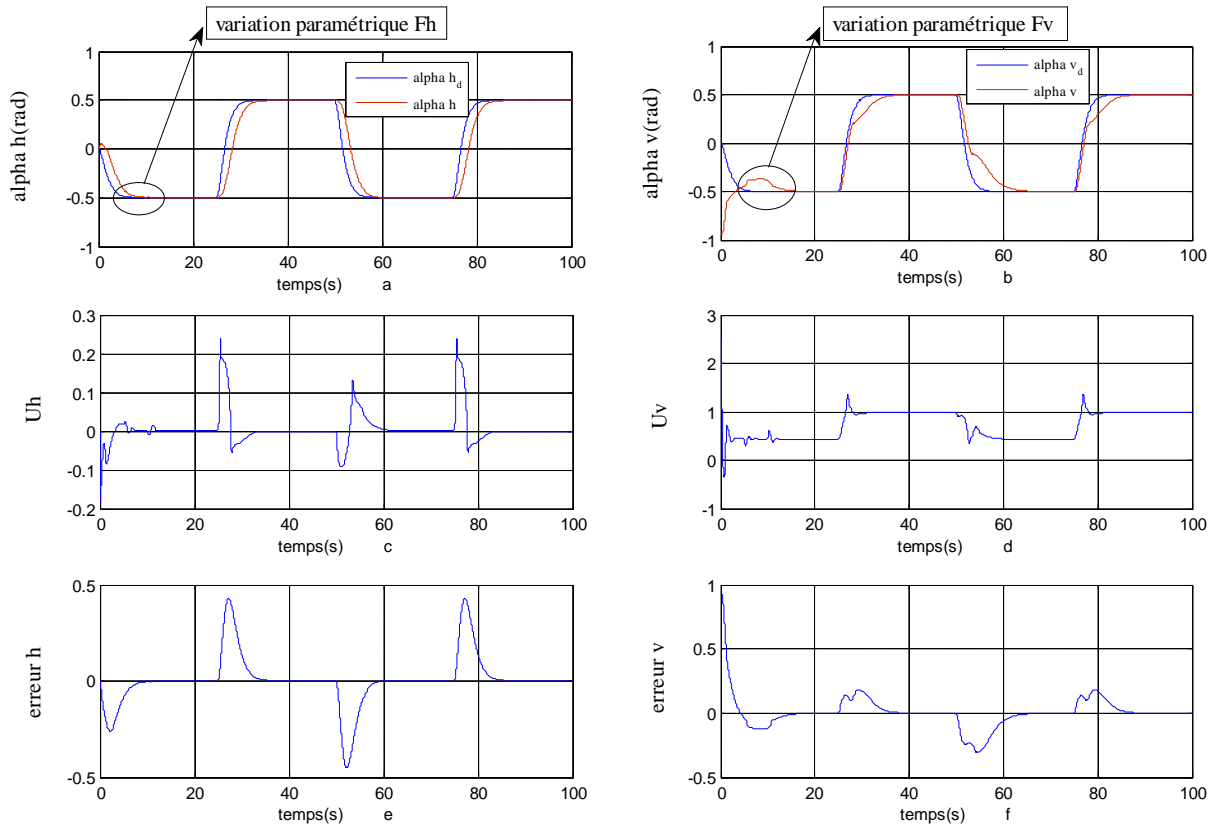


Figure V.2 : stabilisation en présence de variation paramétrique, signal carré

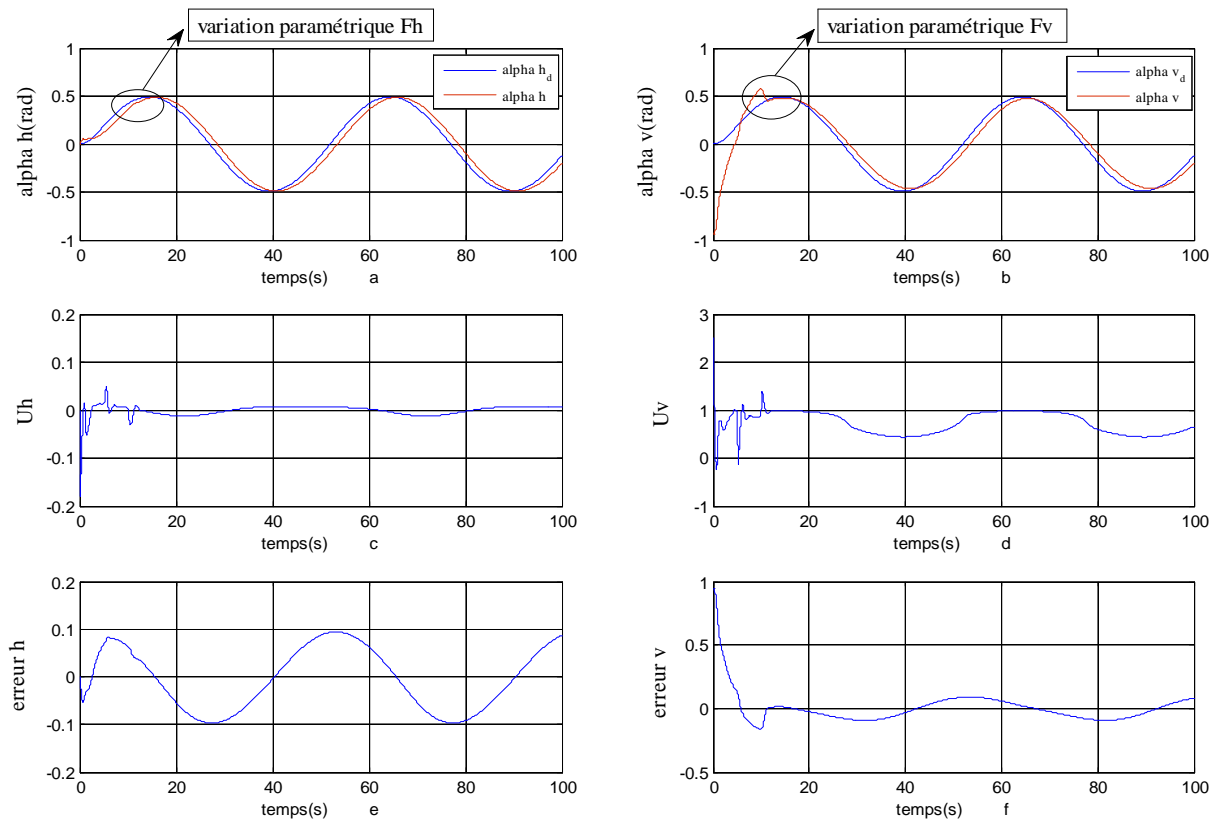


Figure V.3 : stabilisation en présence de variation paramétrique, signal sinusoïdal

2. commande par modes de glissement

Les figures (V.4 jusque V.9) confirment la robustesse de la commande à structure variable vis-à-vis des variations paramétriques.

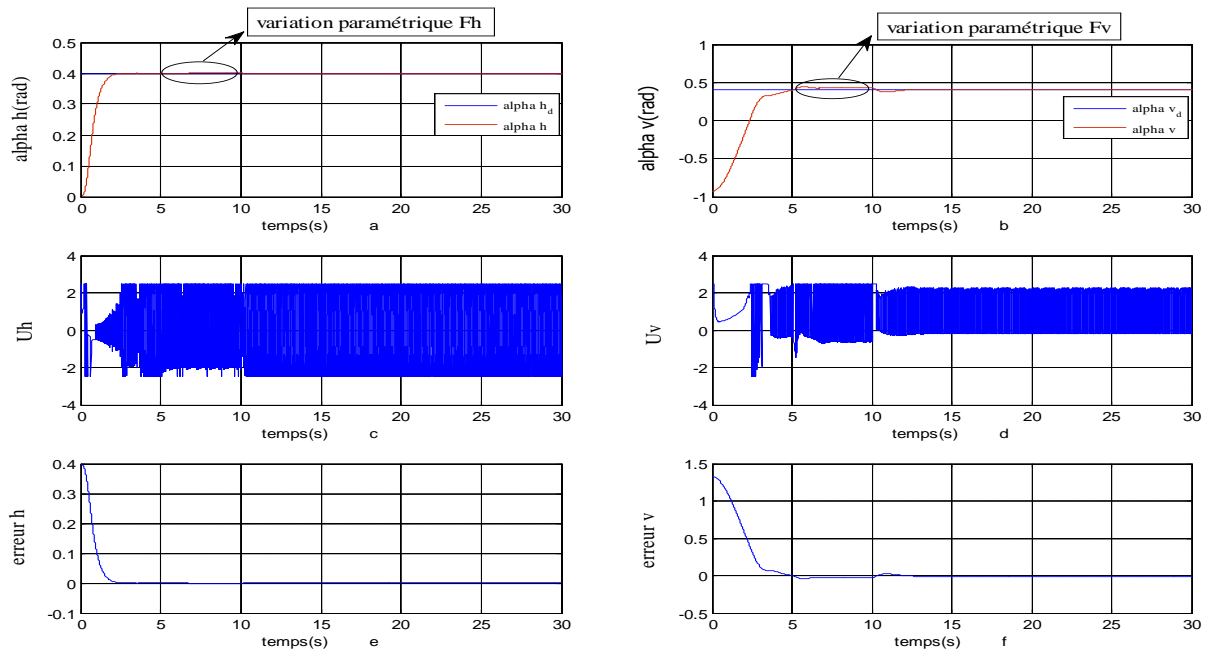


Figure V.4 : stabilisation en présence de variation paramétrique avec une fonction d'attractivité :

-k sign(s) Signal constante

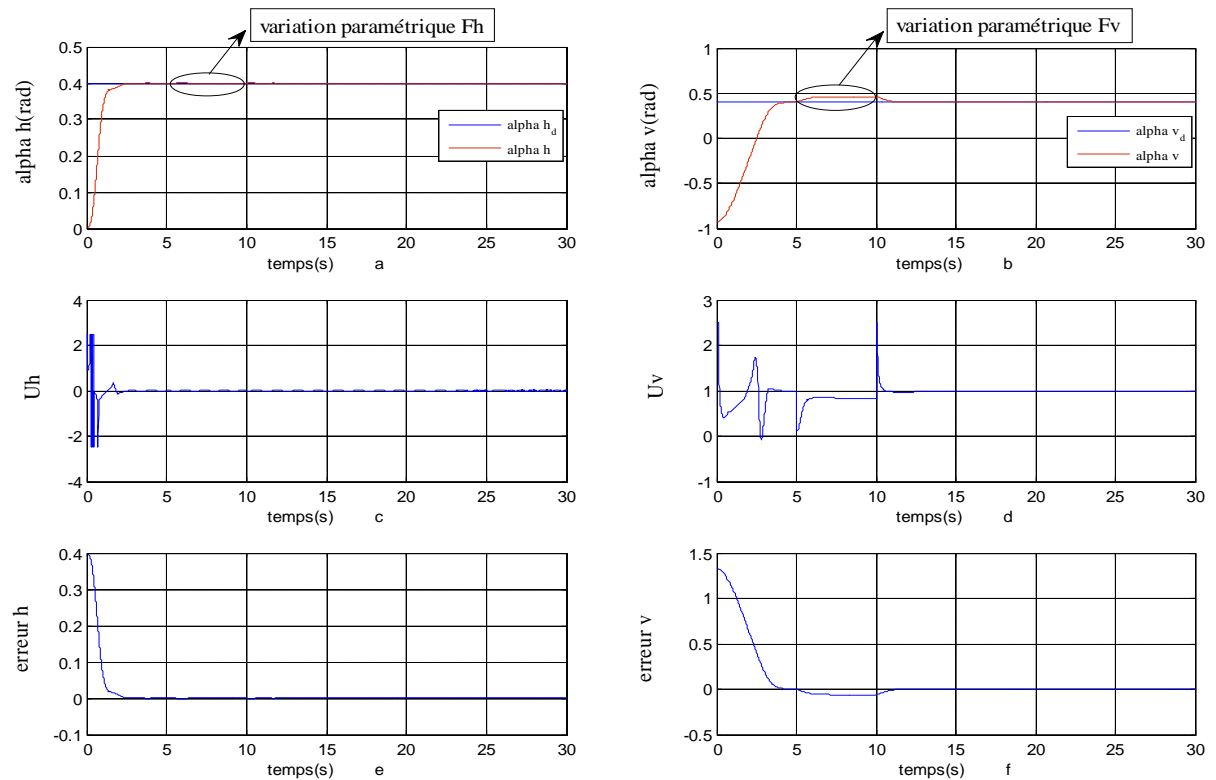


Figure V.5 : stabilisation en présence de variation paramétrique avec une fonction d'attractivité : sat(s)

Signal constante

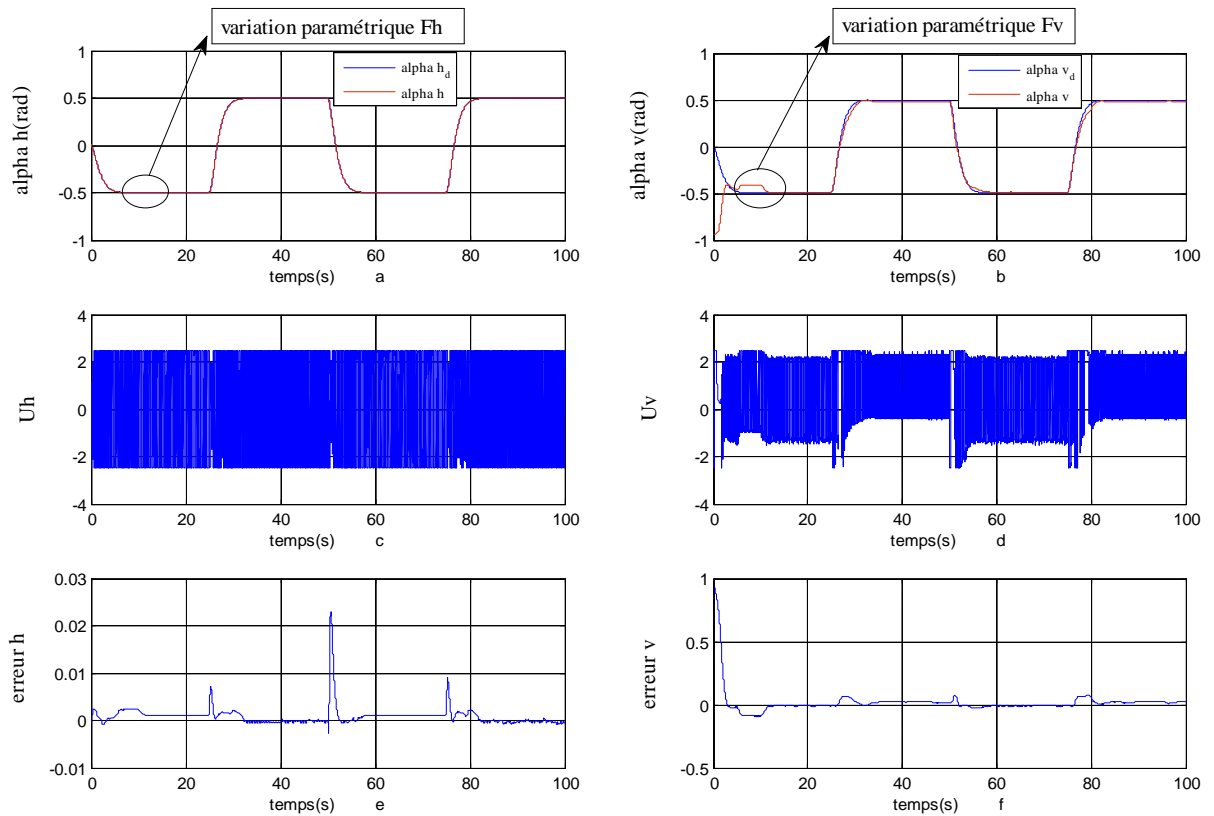


Figure V.6 : stabilisation en présence de variation paramétrique avec une fonction d'attractivité :

-k sign(s) Signal carré

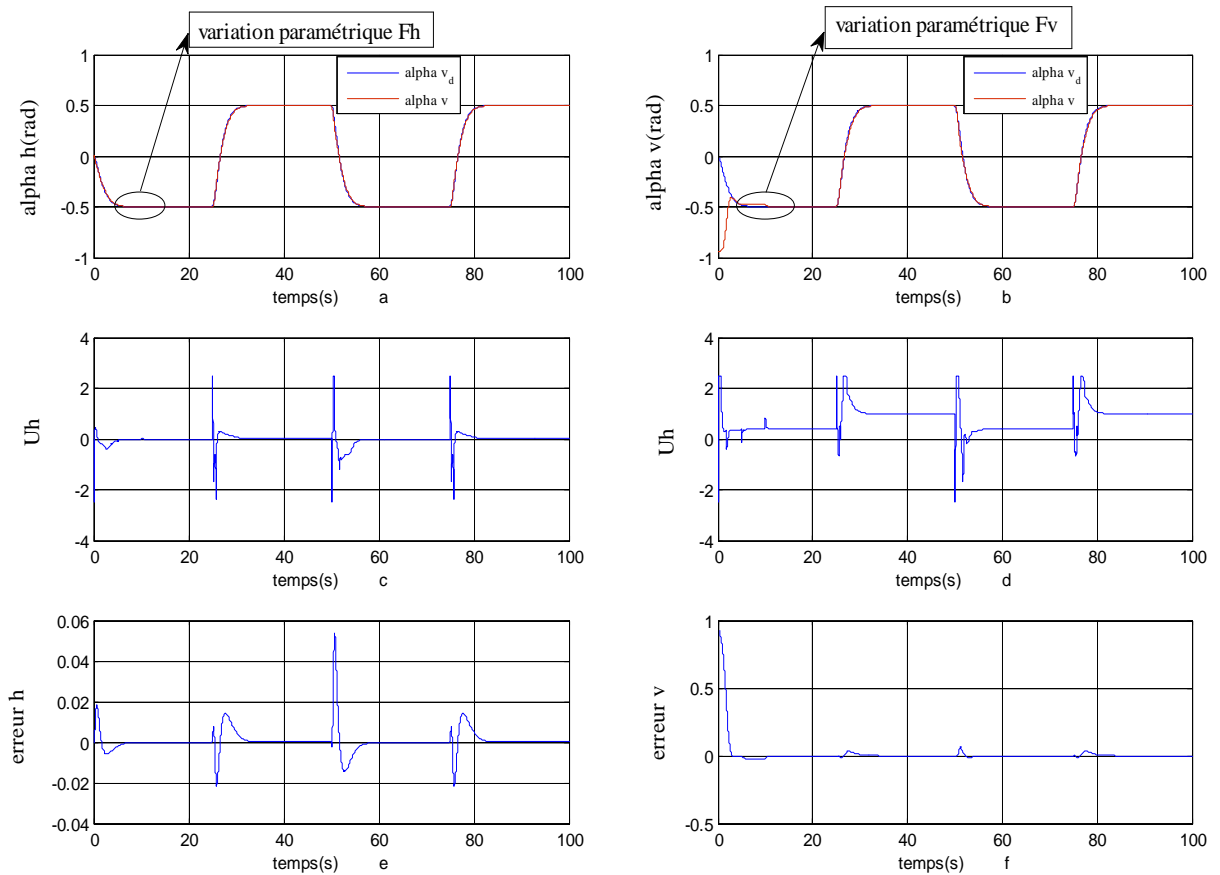


Figure V.7: stabilisation en présence de variation paramétrique avec une fonction d'attractivité : sat(s) Signal carré

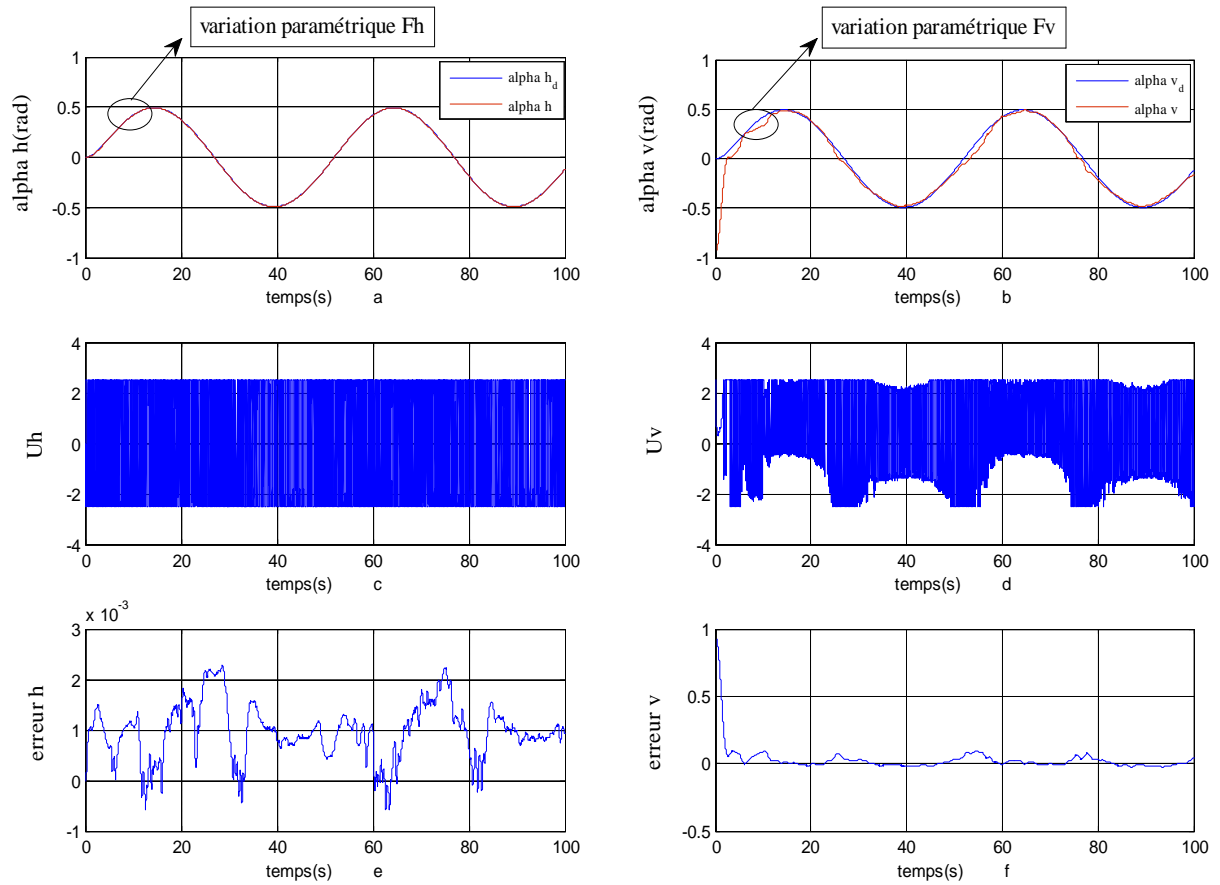


Figure V.8 : stabilisation en présence de variation paramétrique avec une fonction d'attractivité : $-k \text{ sign}(s)$ Signal sinusoïdal

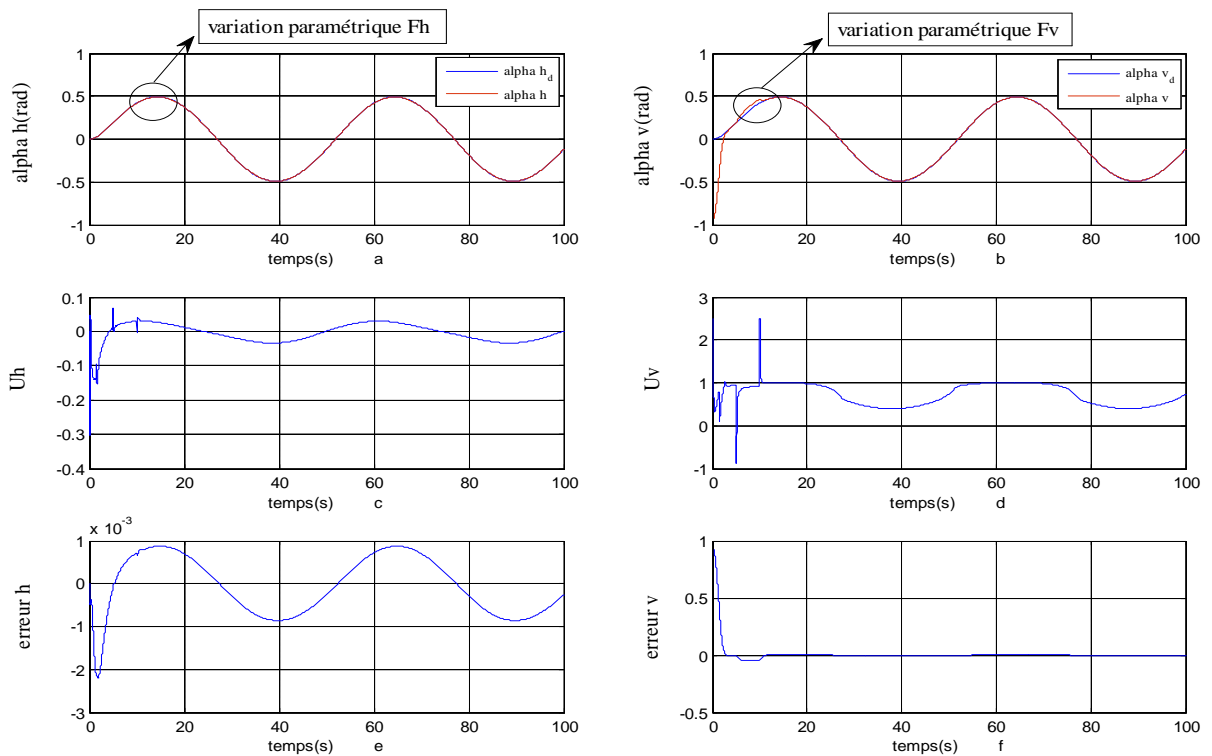


Figure V.9 : stabilisation en présence de variation paramétrique avec une fonction d'attractivité : $\text{sat}(s)$ Signal sinusoïdal

L'objectif visé par la première partie dans ce chapitre est d'examiner les différentes lois de commandes synthétisées dans ce document et ceci dans les mêmes conditions. Cette comparaison s'est faite selon deux voies : quantitative et qualitative. Pour mettre en évidence les performances de chaque loi de commande, en terme de l'erreur résultante et la valeur de la commande nécessaire pour exécuter une telle commande (Tableaux V.1). Ensuite, nous nous sommes intéressés à la variation paramétrique caractérisant ces trois grandeurs (la sortie du système, la commande et l'erreur).

Pour notre simulateur d'hélicoptère (Tableaux V.1), nous constatons que la commande par modes de glissements avec fonction (*sat*) les deux critères gardent les valeurs les plus faibles, $J_1 = 1.4403 \cdot 10^{-5}$ et $J_2 = 106.4499$. Les figures (V.5, V.7 et V.9) montrent la sortie de système et la commande appliquée et l'erreur de la commande par mode de glissement avec l'injection des variations paramétriques. Dans celle-ci, nous remarquons qu'elle est lisse par rapport aux autres lois de commandes appliquées, et l'effet du broutement est minimal.

La Commande par linéarisation entrée sortie n'est pas robuste vis-à-vis des perturbations extérieures comme il est indiqué dans la figure (V.2 b). La commande par mode de glissement manifeste une robustesse vis-à-vis des perturbations exogènes et des erreurs de modélisation comme indique les figures (V.4, V.5, V.6, V.7, V.8, V.9).

V.3 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les études comparatives entre les différentes lois de commandes. Nous avons vu que la commande par bouclage linéaire n'a pas donné de bons résultats, et limitée en robustesse, nous avons vu aussi que l'introduction d'une structure variable, rend le régulateur robuste vis-à-vis des variations paramétriques. Et l'utilisation de la commande par mode de glissement avec la fonction saturation permet d'éliminer le phénomène du chattering et d'augmenter la robustesse tout en diminuant l'énergie de la commande.

Conclusion générale

Par ces travaux, nous avons abordé un thème d'actualité dans le domaine de la commande des systèmes complexes, nous avons présenté les différentes techniques de commande des systèmes physiques non linéaires que nous avons appliquées au TRMS.

Le TRMS est un système complexe non linéaire, multi variables, instable en boucle ouverte notamment en mode de vol de simulateur d'hélicoptère et présente une dynamique fortement couplée. Le problème traité consiste à garantir en premier lieu la stabilité de ce dernier ainsi que la poursuite de référence avec plus au moins des performances acceptables vis-à-vis du milieu de navigation.

Dans ce travail, nous avons synthétisé différentes lois de commande en utilisant deux techniques de commande non linéaire dont le but est d'assurer le performance du système ainsi que la poursuite de trajectoires et comparaison entre les deux techniques . La première technique utilisée est la commande par linéarisation entrée sortie. La deuxième technique utilisée est la commande par mode de glissement .

Les résultats obtenus montrent le bon fonctionnement des lois de commande proposées à travers les performances enregistrées, aussi bien pour les simulations effectuées sur le modèle dynamique du TRMS.

A l'issue de ces travaux, ce mémoire ouvre de nouvelles perspectives de recherche parmi lesquelles nous citons :

- Application de nouvelles techniques de commande sur le simulateur d'hélicoptère .
- Généraliser l'étude des lois de commande proposées pour le cas discret ou échantillonné.
- la combinaison de la commande non linéaire avec la commande intelligente(logique floue ,algorithme génétique, ect) .
- Utilisation des algorithmes d'optimisations pour la détermination des différents paramètres de la loi de commande.

Bibliographie

- [01] « Histoire d'hélicoptère » www.helicoptere.net
- [02] **H. ABDESLEM, L. BENALLEGUE** «*synthèse et implémentation pratique de lois de commande hybrides multi-contrôleurs. application au simulateur d'hélicoptère,* » PROJET DE FIN D'ETUDES, ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE D'ALGER, JUIN 2008.
- [03] **A. BENCHAAABANE** «*commandes hybrides neuro -glissantes et neuro floues-glissantes appliquées au simulateur d'hélicoptère TRMS,* » Mémoire de Magister, ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE D'ALGER, JUIN 2011.
- [04] **H. AIOUANI, D. BOUDJATIT** «*commande hybride tolérante aux défauts application au simulateur d'hélicoptère TRMS,* » PROJET DE FIN D'ETUDES, ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE D'ALGER, JUIN 2009.
- [05] **M. N. HADJALI, Z. MOUSSAOUI** «*Commande à base d'observateurs d'état. Application au simulateur d'hélicoptère TRMS,* » PROJET DE FIN D'ETUDES, ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE D'ALGER, JUIN 2010.
- [06] **F. FARAH, F. HACHID,** «*synthèse et implémentation pratique de lois de commandes non linéaires : application a un simulateur d'hélicoptère,* » PROJET DE FIN D'ETUDES, ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE D'ALGER, JUIN 2005.
- [07] **FEEDBACK,** «*twin rotor mimo system: advanced teaching manual 1*», 33-007-4M5, FEEDBACK INSTRUMENTS LTD, PARK ROAD, CROW BOROUGH, E. SUSSEX, TN6 2QR, UK.
- [08] **C.W. Tao , et al,** «*design of a parallel distributed fuzzy LQR controller for the twin rotor multi-input multi-output system* » *FUZZY sets and systems* ,2009,
- [09] **A. Rahideh, et al** «*Dynamic modelling of a TRMS using analytical and empirical approaches*» *Control Engineering Practice*, 2007.
- [10] **P. Wen, et al** «*Decoupling control of a twin rotor MIMO system using robust deadbeat control technique*» *IET control theory and application*, 2008, Vol. 2, No. 11, pp. 999–1007.

BIBLIOGRAPHIE

- [11] **Y.H .Chang, et al** “*A Novel Fuzzy Sliding and Fuzzy Integral Sliding Controller for the Twin Rotor Multi-Input Multi-Output System*” IEEE Xplore. Restrictions apply, 2010.
- [12] **Rodolphe Sepulchre**, 2001-2002, Analyse des systèmes et introduction à leurs synthèses
- [13] **S A .AMAMRA** « *commande par réseaux de neurones d’une machine asynchrone avec linéarisation hybride,*» MEMOIRE DE MAGISTER , ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE D’ALGER, 2005
- [14] **ALBERTO ISIDORI**, 3RD EDITION, 2003, NONLINEAR CONTROL SYSTEMS (COMMUNICATIONS AND CONTROL ENGINEERING SERIES)
- [15] **A L.BENYOUNES** «*synthese de lois de commande par feedback linearization et backstepping pour un uav de type quadrotor ,*» MEMOIRE DE MASTER , UNIVERSITE DE M’SILA , 2011
- [16] **M Z. GHELLAB** « *commande a structure variable appliquée au simulateur de vol d’hélicoptère,*» MEMOIRE DE MAGISTER , ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE D’ALGER, 2010
- [17] **M .ALMA, B.ATIK** «*Commande à base d’observateurs d’état non linéaires d’un simulateur d’hélicoptère,* » PROJET DE FIN D’ETUDES, ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE D’ALGER, JUIN 2006.
- [18] **M. Boubakir Ahcene** «*Méthodes de commande par mode de glissement appliquées au bras manipulateur et au système hydraulique CE105 à réservoirs couplés,*» MEMOIRE DE MAGISTER , Ecole Militaire Polytechnique, 2007.

annexe

Les paramètres du TRMS sont donnés par le tableau suivant .

<i>Paramètres</i>	<i>Description</i>	<i>Valeur numérique</i>
m_{tr}	masse du rotor secondaire	0.206 [Kg]
m_{mr}	masse du rotor principal	0.228 [Kg]
m_{cb}	masse du contrepoids	0.068 [Kg]
m_t	masse de la partie secondaire de la tige	0.0155[Kg]
m_m	masse de la partie principale de la tige	0.0145 [Kg]
m_b	masse de la tige du contrepoids	0.022 [Kg]
m_{ts}	masse de l'hélice secondaire	0.165 [Kg]
m_{ms}	masse de l'hélice principale	0.225 [Kg]
l_t	longueur de la partie secondaire de la tige	0.25 [m]
l_m	longueur de la partie principale de la tige	0.24 [m]
l_b	longueur de la tige du contrepoids	0.26 [m]
l_{cb}	distance entre le contrepoids et l'articulation	0.13 [m]
r_{ms}	rayon de l'hélice principale	0.155 [m]
r_{ts}	rayon de l'hélice secondaire	0.10 [m]
K_v	Constante	0.00545371
K_h	Constante	0.0095
T_{mr}	Constante du temps du moteur principal	1.432
T_{tr}	Constante du temps du moteur secondaire	0.3842
K_{mr}	Gain statique du moteur principal	1
K_{tr}	Gain statique du moteur secondaire	1
g	L'accélération gravitationnelle	9.81 [rad/s ²]

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLÔME
DE MASTER EN GENIE ELECTRIQUE

SPECIALITE: AUTOMATIQUE

Proposé et dirigé par : Mr. Bachir BENDJAIMA

Mr. Samir ZEGHLACHE

Présenté par : NAIDJI Omar

Thème :

**Commande à structure variable appliquée
au simulateur de vol d'hélicoptère**

Résumé :

Dans ce travail; on s'intéresse à la synthèse des différentes stratégies de commande non linéaire (commande par linéarisation entrée sortie et commande par mode de glissant) pour stabiliser Le modèle analytique d'un simulateur de vol d'hélicoptère (TRMS) appliquées en mode découplé et couplé qui est un système multivariable et non linéaire avec un couplage important et dynamique instable en boucle ouverte . Enfin, un étude comparative entre les différentes commandes est proposée.

Mots Clés :

simulateur de vol d'hélicoptère (TRMS), modèle analytique, commande non linéaire, linéarisation entrée sortie, Mode de glissant.

N ° d'ordre :17