

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

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



UNIVERSITE MOHAMED SEDDIK BENYAHIA JIJEL

Faculté des sciences et de la technologie

Département d'automatique

N° :/2022

MEMOIRE DE MASTER

DOMAINE: Sciences et Technologies

FILIERE: Automatique

SPECIALITE: Automatique et informatique industrielle

Thème

**COMMANDE ADAPTATIVE FLOUE DES SYSTEME NON LINÉAIRE
AVEC CONTRAINTE
APPLICATION SUR LA SUSPENSION AUTOMOBILE**

Présenté Par : Mr. BOUKRIKA Zakaria

Encadré Par : Mme. A. ZIBRA

Mr. BOUSSANDEL Tarek

Date de soutenance: 01/07/2024

Jury de Soutenance

Président :Mr. F. BOUAKRIF

Univ MSB Jijel

Encadreur :Mme. A. ZIBRA

Univ MSB Jijel

Examineur :Mme. H. BOUDJEDIR

Univ MSB Jijel

Promotion : 2023 /2024

Remerciement

Nous remercions Allah le tout puissant, pour nous avoir donné le courage, la patience, la volonté et la force nécessaire pour affronter toutes les difficultés et les obstacles qui se sont hissés au travers de notre chemin, durant toutes nos années études.

Nous remercions nos parents qui nous ont aidés et cru en nous et nous ont soutenus dans notre vie.

Ainsi, nous tenons également à exprimer nos vifs remerciements à notre encadreuse Dr. Aicha Zibra pour le suivi continué tout le long de la réalisation de ce mémoire, et qui n'a pas cessé de nous donner des conseils et des remarques.

Nos remerciements vont aussi à tous les enseignants du département d'automatique.

Dédicaces

- ❖ *Je dédie ce travail aux deux plus chères personnes au monde, mes parents, pour tout leur amour, encouragements, conseils, sacrifices, et patience.*
- ❖ *Je le dédie bien sur à mes frères, mes sœurs, et à toute la famille.*
- ❖ *A tous mes amis de la promotion 2023/2024 Automatique et Informatique Industrielle.*
- ❖ *A mon cher ami : ZAKARIA*

TAREK

Dédicaces

- ❖ *Je dédie ce travail aux deux plus chères personnes au monde, mes parents, pour tout leur amour, encouragements, conseils, sacrifices, et patience.*
- ❖ *Je le dédie bien sur à mes frères, mes sœurs, et à toute la famille.*
- ❖ *A tous mes amis de la promotion 2023/2024 Automatique et Informatique Industrielle.*
- ❖ *A mon cher ami : TAREK*

ZAKARIA

Table des Matières

Table des Matières

Introduction Générale	1
-----------------------------	---

Chapitre 1

La logique floue

1.1 Introduction à la logique floue.....	4
1.2 Historique de la logique floue	4
1.3 Application de la logique floue	5
1.3.1 Contrôle des systèmes	5
1.3.2 Traitement de l'information et de l'image.....	5
1.3.3 Prise de décision médicale.....	6
1.4 Avantages et inconvénients de la logique floue	6
1.4.1 Avantages	6
1.4.2 Les inconvénients	7
1.5 Conceptions de la logique floue	7
1.5.1 Ensembles flous	7
1.5.2 Sous-ensembles flous.....	8
1.5.3 Fonction d'appartenance.....	8
1.5.4 Caractéristiques d'un sous-ensemble flou	9
1.5.5 Opérations de base sur les ensembles flous	10
1.5.6 Variable linguistique.....	11
1.6 La structure de base d'un système flou	11
1.7 Système flou de Takagi-Sugeno	13
1.8 Théorème d'approximation universelle.....	14
1.9 Conclusion.....	14

Chapitre 2

Généralités sur la suspension

2.1 Introduction	17
2.2 Eléments de la suspension	17
2.2.1 Les Ressorts	17
2.2.2 Amortisseurs	18
2.2.3 Barres anti-roulis	18
2.2.4 Bras de suspension.....	19
2.2.5 Le pneu	20
2.3 Rôle de la suspension	20
2.4 Critère d'évaluation de la performance de la suspension du véhicule	20
2.4.1 Le confort	20
2.4.2 La tenue de route	20
2.5 Types de suspension	21
2.5.1 Suspension passive	21
2.5.2 Suspension semi-active.....	21
2.5.3 La suspension active	22
2.6 Les différents mouvements du véhicule	23
2.7 Modélisation de la suspension des véhicules	24
2.7.1 Modèle d'un quart de véhicule	24
2.7.2 Modèle d'un demi-véhicule.....	27
2.8 Simulation en boucle ouverte	30
2.9 Conclusion	33

Chapitre 3

Command adaptative floue indirecte

3.1 Introduction	36
3.2 Stabilité de Lyapunov	37
3.2.1 Définition d'une fonction de lyapunov.....	37
3.2.2 Méthode directe de lyapunov	37
3.2.3 Lemme de Barblat	38
3.3 Commande Adaptative	39
3.4 Commande adaptative floue	40
3.4.1 Commande adaptative floue directe	40
3.4.2 Commande adaptative floue indirecte	41
3.5 Conception de la Commande Adaptative Floue Indirecte.....	41
3.5.1 Objectif	42
3.5.2 Calcul d'erreur	42
3.5.3 Approximation Non Linéaire par les Systèmes Flous	44
3.5.4 Calcul des erreurs d'approximation.....	45
3.5.5 Loi de commande	45
3.5.6 Démonstration de la stabilité	48
3.6 commande adaptative floue d'un demi-véhicule.....	51
3.7 Résultats de simulation.....	53
3.8 Conclusion.....	60

Chapitre 4

Commande adaptative floue indirecte avec saturation

4.1 Introduction	62
4.2 La saturation	62
4.2.1 Effets de la saturation sur la commande adaptative	63
4.2.2 Solutions pour remédier à la saturation	64
4.3 Commande adaptative floue d'un demi-véhicule avec saturation	64
4.3.1 Objectif	66
4.3.2 Calcul de l'erreur	66
4.3.3 Approximation Non Linéaire par les Systèmes Flous	67
4.3.4 Loi de commande	68
4.3.5 Démonstration de la stabilité	70
4.4 Résultats de simulation	72
4.5 Commande Adaptative Floue Indirecte avec saturation inconnue	76
4.6 Démonstration de la stabilité	79
4.7 Résultats de simulation	82
4.8 Conclusion	85

Liste des Figures

Liste des figures

Chapitre 1

Figure 1.1	Formes des fonctions d'appartenance usuelles	9
Figure 1.2	Structure de base d'un système flou.....	12

Chapitre 2

Figure 2.1	Exemple de ressort	18
Figure 2.2	Amortisseur hydraulique	18
Figure 2.3	La barre anti-roulis	19
Figure 2.4	Bras de suspension.....	19
Figure 2.5	Suspension passive	21
Figure 2.6	Suspension semi-active	22
Figure 2.7	Suspension active	22
Figure 2.8	Différents mouvements du véhicule.....	24
Figure 2.9	Modèle d'un quart de véhicule	25
Figure 2.10	Modèle d'un demi-véhicule.....	28
Figure 2.11	Profile du la route	31
Figure 2.12	Déplacement vertical de la carrosserie du véhicule z_c	32
Figure 2.13	Rotation de la carrosserie du véhicule selon y (tangage)	32
Figure 2.14	Déplacement vertical de la roue avant z_1	32
Figure 2.15	Déplacement vertical de la roue arrière z_2	33

Chapitre 3

Figure 3.1	Principe de la commande adaptative	39
Figure 3.2	Commande adaptative floue directe	41

Figure 3.3	Commande adaptative floue indirect.....	41
Figure 3.4	Déplacement vertical de la carrosserie du véhicule z_c	54
Figure 3.5	Rotation de la carrosserie du véhicule selon y (tangage)	54
Figure 3.6	Déplacement vertical de la roue avant z_1	55
Figure 3.7	Déplacement vertical de la roue arrière z_2	55
Figure 3.8	Signal de commande U_z	55
Figure 3.9	Signal de commande u_φ	56
Figure 3.10	Signal de commande U_1	56
Figure 3.11	Signal de commande U_2	56

Figure Avec saturation.

Figure 3.12	Déplacement vertical de la carrosserie du véhicule z_c	57
Figure 3.13	Rotation de la carrosserie du véhicule selon y (tangage)	57
Figure 3.14	Déplacement vertical de la roue avant z_1	58
Figure 3.15	Déplacement vertical de la roue arrière z_2	58
Figure 3.16	Signal de commande U_z	58
Figure 3.17	Signal de commande u_φ	59
Figure 3.18	Signal de commande U_1	59
Figure 3.19	Signal de commande U_2	59

Chapitre 4

Figure 4.1	Fonction de saturation	63
Figure 4.2	Déplacement vertical de la carrosserie du véhicule z_c	73
Figure 4.3	Rotation de la carrosserie du véhicule selon y (tangage)	73
Figure 4.4	Déplacement vertical de la roue avant z_1	73
Figure 4.5	Déplacement vertical de la roue arrière z_2	74
Figure 4.6	signal de commande U_z	74

Figure 4.7	signal de commande U_{fi}	74
Figure 4.8	signal de commande U_1	75
Figure 4.9	signal de commande U_2	75
Figure Avec saturation inconnu.		
Figure 4.10	Déplacement vertical de la carrosserie du véhicule z_c	83
Figure 4.11	Rotation de la carrosserie du véhicule selon y (tangage)	83
Figure 4.12	Déplacement vertical de la roue avant z_1	83
Figure 4.13	Déplacement vertical de la roue arrière z_2	84
Figure 4.14	signal de commande U_1	84
Figure 4.15	signal de commande U_2	84
Figure 4.16	signal de commande U_z	85
Figure 4.17	signal de commande U_{fi}	85

Liste des tableaux

Liste des tableaux

Tableau 2.1	paramètres de simulation du modèle demi véhicule	30
--------------------	--	----

Introduction général

Introduction générale

Ces dernières années, le domaine de la commande des véhicules a connu un développement très important. Ou plusieurs exigence supplémentaire du coté de confort et de maniabilité de la conduit sont requis.

Du fait que, les systèmes de suspension sont l'élément essentiels dans les véhicules responsable sur l'isolation des irrégularité de la chaussée, des bosses, des vibration et de garantir des caractéristique de mouvement supérieur pour les roues les chercheurs on donnés une grande importance à la commande de ces systèmes de suspension.

Dans le contexte des systèmes de suspension des véhicules, les paramètres du système peuvent souvent être inconnus ou varier de manière imprévisible en raison des conditions de conduite changeantes et des caractéristiques du véhicule. La commande adaptative joue un rôle crucial dans l'estimation de ces paramètres et la compensation des performances du système, permettant une conduite plus stable et confortable.

Aujourd'hui, la logique floue est largement utilisée dans de nombreux domaines, notamment les systèmes de contrôle, le traitement de l'information, la reconnaissance de formes, la prise de décision médicale et la finance, entre autres. Elle continue d'offrir une approche flexible et puissante pour modéliser et raisonner sur l'incertitude dans des situations du monde réel.

Dans notre travail, la logique floue intervient au niveau de l'approximation des non-linéarités inconnues dans les systèmes de suspension, ces approximations sont par la suite utilisées pour calculer la commande, pour réaliser finalement une commande adaptative floue indirecte.

Dans le domaine des systèmes de contrôle automatique, la saturation désigne le phénomène par lequel un composant atteint ses limites maximales ou minimales de fonctionnement. Ce phénomène, souvent rencontré dans les actionneurs, capteurs et contrôleurs, peut entraîner des comportements non linéaires et des performances dégradées. La gestion de la saturation est cruciale pour maintenir la stabilité et l'efficacité des systèmes de contrôle.

Comme mentionné précédemment, la saturation est un phénomène inévitable dans la plupart des systèmes, y compris les systèmes de suspension. Nous abordons ce problème en proposant des modifications de la loi de commande et du mécanisme d'adaptation, garantissant ainsi des performances et une robustesse même en présence de saturations.

Notre travail, vise à concevoir une commande adaptative indirecte floue d'un demi véhicule dont l'objectif est de stabiliser le mouvement verticale et de tangage du véhicule en présence des non linéarités inconnues et de la saturation des actionneur . le mémoire est organisé en quatre chapitre :

Chapitre 1 : dans ce chapitre, nous explorons les fondements de la logique floue, son historique, ses multiples applications, ainsi que ses avantages et inconvénients. Nous détaillons également la conception de systèmes flous, la structure de base de ces systèmes, et le modèle de Takagi-Sugeno, particulièrement pertinent pour des applications pratiques [1].

Chapitre 2 cette partie, traite du rôle crucial de la suspension dans les véhicules, notamment en termes de confort de conduite. le chapitre commence par une introduction générale aux éléments de la suspension, ensuite, il explore le rôle de la suspension et les critères d'évaluation de ses performance, en mettant l'accent sur le confort et la tenue de route. Une modélisation détaillée d'un demi-véhicule, est présentée et validée par un test de simulation.

Chapitre 3 ce chapitre est consacré à l'implémentation d'une commande adaptative floue dont l'objectif est l'optimisation des performances des systèmes de suspension en termes de confort et de sécurités. Le schéma de commande proposé est validé par un test de simulation sous MATLAB, et la stabilité est prouvée par la méthode da Lyapunov

Chapitre 4 finalement, dans ce dernier chapitre, on reprend le même schéma de commande flou adaptative mais dans cette partie on prend en compte la présence de la saturation à l'entrée du systèmes cette caractéristique inévitable en pratique peut causée des dégradation néfaste sur les performances de la commande. Une approche pour compenser cette saturation est incluse dans deux cas, cas de caractéristique de saturation connue et cas inconnue, tous la solution sont validés par un test de simulation et une preuve de stabilité adéquate [14].

Chapitre 1
La logique Floue

1.1. Introduction à la Logique Floue

La logique floue, également appelée logique incertaine, est une branche de la logique qui s'attaque à la représentation et au traitement de l'incertitude et de la vagueness. Contrairement à la logique classique binaire, qui traite les propositions comme étant soit vraies, soit fausses, la logique floue permet la représentation de degrés de vérité entre 0 et 1. Cette caractéristique fondamentale de la logique floue offre une flexibilité permettant de modéliser des concepts et des situations du monde réel qui ne peuvent pas être facilement définis de manière précise [1]. La logique floue a émergé dans les années 1960, avec les travaux révolutionnaires du professeur Lotfi A. Zadeh à l'Université de Californie à Berkeley. Zadeh a introduit le concept d'ensembles flous, où les éléments peuvent appartenir à un ensemble avec des degrés d'appartenance plutôt que de manière binaire. Cette approche a ouvert la voie à une nouvelle manière de raisonner sur des concepts incertains et vagues, qui sont omniprésents dans de nombreux domaines de la connaissance et de l'expérience humaine.

1.2. Historique de la logique floue

La logique floue, a émergé dans les années 60 en réponse à la nécessité de modéliser et de raisonner sur des concepts et des situations du monde réel où les frontières entre vrai et faux sont floues. Si le travail pionnier de Lotfi A. Zadeh a été essentiel pour formaliser la logique floue, d'autres chercheurs ont également apporté des contributions significatives au développement de cette discipline.

Durant les années 70 et 80, des chercheurs comme Ebrahim Mamdani, qui a développé le célèbre contrôleur flou, et Lotfi Zadeh, avec son concept d'ensembles flous et de logique floue, ont joué des rôles cruciaux dans la popularisation de la logique floue dans le domaine des systèmes de contrôle. Leurs travaux ont ouvert de nouvelles voies pour l'application pratique de la logique floue dans des domaines tels que la robotique et les systèmes de contrôle.

Dans les décennies suivantes, la logique floue a continué à évoluer, avec des contributions de divers domaines, notamment l'intelligence artificielle, les systèmes experts, la théorie des jeux et les processus de prise de décision. Des chercheurs comme Bart Kosko

ont également contribué à la popularisation de la logique floue au-delà des cercles académiques, notamment avec des ouvrages tels que "Fuzzy Thinking: The New Science of Fuzzy Logic".

Aujourd'hui, la logique floue est largement utilisée dans de nombreux domaines, notamment les systèmes de contrôle, le traitement de l'information, la reconnaissance de formes, la prise de décision médicale, la finance, et bien d'autres encore. Elle continue d'offrir une approche flexible et puissante pour modéliser et raisonner sur l'incertitude dans des situations du monde réel.

1.3. Applications de la Logique Floue

La logique floue offre une multitude d'applications dans divers domaines en raison de sa capacité à modéliser et à raisonner sur des situations complexes et imprécises. Voici une analyse détaillée de quelques-unes de ses applications les plus importantes :

1.3.1. Contrôle des Systèmes

La logique floue est largement utilisée dans le domaine du contrôle des systèmes pour sa capacité à gérer des situations où les relations entre les variables sont vagues ou incertaines. Les contrôleurs flous permettent de concevoir des systèmes de contrôle adaptatifs et robustes, capables de s'adapter à des conditions changeantes. Ils sont couramment utilisés dans les systèmes d'automatisation industriel, tels que les systèmes de climatisation, les systèmes de freinage automobile, et les systèmes de direction assistée. Les travaux de Ebrahim Mamdani et de Lotfi Zadeh ont jeté les bases théoriques du contrôle flou dans les années 70 [2].

1.3.2. Traitement de l'Information et de l'Image

La logique floue est appliquée avec succès dans le traitement de l'information et de l'image pour sa capacité à gérer des données incertaines ou ambiguës. Elle est utilisée dans des applications telles que la reconnaissance de formes, la classification d'images, la compression de données et le filtrage du signal. Les techniques floues permettent de traiter efficacement des données complexes et de prendre des décisions robustes dans des environnements bruités. Les travaux de Jerry M. Mendel dans son livre "Uncertain Rule-

Based Fuzzy Logic Systems: Introduction and New Directions" offrent une perspective approfondie sur l'application de la logique floue dans le traitement de l'information [3].

1.3.3. Prise de Décision Médicale

La logique floue est devenue un outil précieux dans le domaine médical pour aider à la prise de décision dans des situations où les données sont souvent incomplètes ou incertaines. Elle est appliquée dans les systèmes d'aide au diagnostic, la modélisation de l'état de santé des patients, la planification de traitements personnalisés, et la gestion des risques. Les techniques floues permettent aux professionnels de la santé de prendre des décisions éclairées en tenant compte de l'incertitude inhérente aux données médicales. Les travaux de Hung T. Nguyen et Elbert A. Walker dans leur livre "A First Course in Fuzzy Logic" fournissent des exemples concrets d'applications de la logique floue dans le domaine médical [4].

Ces exemples détaillés illustrent la polyvalence et l'efficacité de la logique floue dans la résolution de problèmes complexes et dans la prise de décision dans un large éventail de domaines d'application.

1.4. Avantages et Inconvénients de la Logique Floue

1.4.1. Les avantages

- **Modélisation de l'Incertainité**

La logique floue est une méthode efficace pour modéliser des situations où les données sont imprécises ou incertaines, ce qui la rend adaptée à de nombreux domaines d'application réels où il est difficile d'obtenir une précision absolue.

- **Flexibilité**

Contrairement à la logique binaire traditionnelle, la logique floue offre la possibilité de manipuler des valeurs continues allant de 0 à 1, ce qui permet une grande souplesse dans la représentation et le raisonnement sur des concepts flous ou ambigus.

- **Intuitivité**

La logique floue utilise des règles linguistiques et des variables linguistiques, ce qui les rend plus intuitifs à concevoir, à comprendre et à interpréter que les modèles mathématiques complexes.

- **Robustesse**

Les systèmes utilisant la logique floue présentent souvent une plus grande résistance face aux variations de données et aux perturbations environnementales, ce qui les rend adaptés à des environnements réels complexes et dynamiques.

1.4.2. Les inconvénients

- **Interprétation subjective**

La logique floue s'appuie sur des concepts linguistiques tels que "très chaud" ou "assez rapide", ce qui peut rendre son interprétation subjective et subjective en fonction du contexte, ce qui peut parfois entraîner des résultats imprécis.

- **Complexité**

La complexité peut se manifester lorsque les systèmes basés sur la logique floue impliquent un grand nombre de variables et de règles, ce qui peut compliquer leur conception, leur mise en place et leur maintenance

- **Sensibilité aux paramètres**

Les résultats des systèmes flous peuvent être fortement influencés par le choix des fonctions d'appartenance, des opérateurs flous et d'autres paramètres, ce qui demande une expertise approfondie afin d'obtenir des résultats optimaux.

- **Calcul intensif**

Les algorithmes utilisés pour traiter les données floues peuvent nécessiter un calcul plus élevé que leurs équivalents classiques, ce qui peut entraîner des délais de calcul plus longs et une utilisation plus importante des ressources informatiques.

1.5. Concept de la Logique floue

1.5.1. Ensembles flous

Les ensembles flous permettent une gradation de l'appartenance, à la différence des ensembles classiques qui définissent une appartenance nette (un élément est soit dans l'ensemble, soit hors de l'ensemble). Tous les éléments ont une valeur d'appartenance allant de 0 à 1.

1.5.2. Sous-ensembles flous

Dans un univers de discours U , G est un sous-ensemble flou qui se distingue par une fonction d'appartenance qui varie de 0 à 1, contrairement au sous-ensemble booléen qui prend deux valeurs 0 ou 1.

1.5.3. Fonction d'appartenance

Une application de B dans $[0,1]$ se produit dans une partie floue A de B . Le degré de validité de la proposition " x appartient à A " pour chaque élément x de B est représenté par cette application, connue sous le nom de fonction d'appartenance et notée μ_A . Si $\mu_A(x) = 1$, l'objet x est propre à A , et si $\mu_A(x) = 0$, il n'est pas propre à A . La valeur de la fonction d'appartenance $\mu_A(x)$ pour un élément x est connue sous le nom de degré d'appartenance de l'élément x au sous-ensemble A . les fonction d'appartenance peuvent prendre les formes suivantes (figure 1.1) :

- **Fonction triangulaire** : définie par les paramètres $\{a, b, c\}$:

$$\mu_F(x) = \max \left[\min \left(\frac{x-a}{b-a}, 1, \frac{c-x}{c-b} \right), 0 \right] \quad (1.1)$$

- **Fonction trapézoïdale** : définie par les paramètres $\{a, b, c, d\}$:

$$\mu_F(x) = \max \left[\min \left(\frac{x-a}{b-a}, 1, \frac{d-x}{d-c} \right), 0 \right] \quad (1.2)$$

- **Fonction gaussienne** : définie par les paramètres $\{\sigma, m\}$:

$$\mu_F(x) = \exp \left[-\frac{(x-m)^2}{2\sigma^2} \right] \quad (1.3)$$

- **Fonction sigmoïdale** : définie par les paramètres $\{a, c\}$:

$$\mu_F(x) = \frac{1}{1 + \exp(a - (x - c))} \quad (1.4)$$

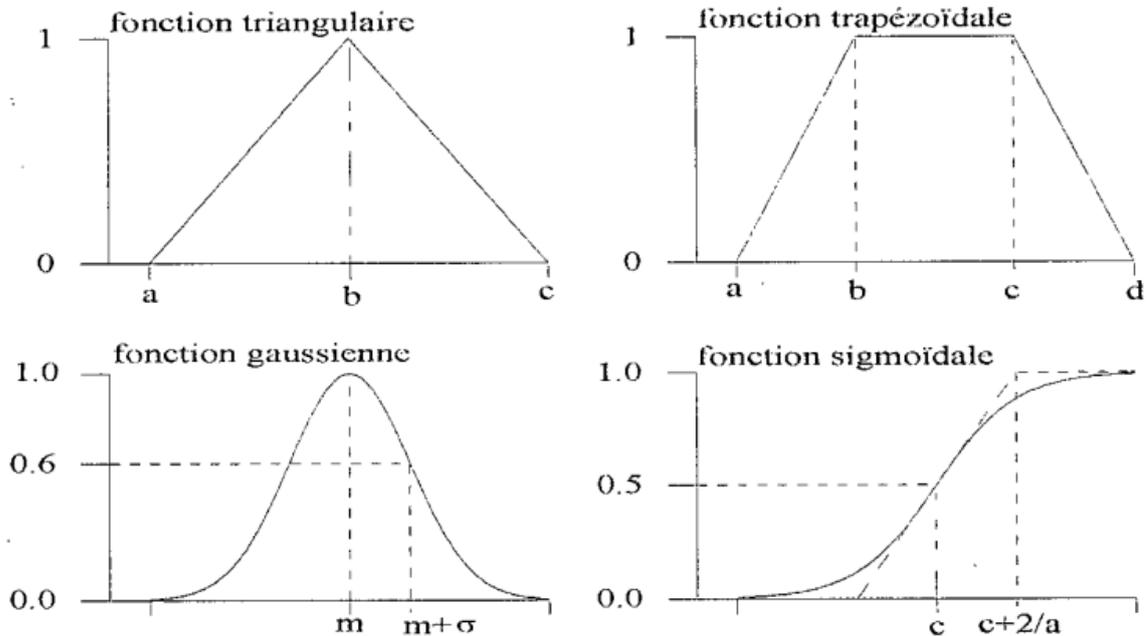


Figure 1.1. Formes des fonctions d'appartenance usuelles.

1.5.4. Caractéristiques d'un sous-ensemble flou

- **Le noyau** : d'une partie floue A comprend tous les éléments qui sont entièrement associés à A , c'est-à-dire dont le degré d'appartenance à A est de 1.

$$n(A) = \{x \in B / \mu_A(x) = 1\} \quad (1.5)$$

- **Le support** : d'un élément flou A comprend tous les éléments qui appartiennent, même très peu, à A , c'est-à-dire dont le degré d'appartenance à A est différent de 0.

$$supp(A) = \{x \in B / \mu_A(x) > 0\} \quad (1.6)$$

- **La hauteur** d'un sous-ensemble flou A de E est définie par

$$h(A) = \sup\{\mu_A(x) / x \in B\} \quad (1.7)$$

L'ensemble des α -coupes de la sous-partie floue A de B peut également être défini comme ce qui suit. Le sous-ensemble net (classique) des éléments ayant un degré d'appartenance supérieur ou égal à α est appelé une α -coupe d'un ensemble flou A .

$$\alpha - coup(A) = \{x \in B / \mu_A(x) \geq \alpha\} \quad (1.8)$$

- **La cardinalité** Quand U est fini, le sous-ensemble flou G de U est également caractérisé par sa cardinalité, qui représente le degré global avec lequel les éléments de U sont apparentés à G .

1.5.5. Opérations de base sur les ensembles flous

Les principes fondamentaux de la logique floue sont semblables à ceux de la logique booléenne classique (et en fait, la logique floue en est une extension), mais elles sont basées sur la notion de degrés de vérité, et non pas simplement sur vrai ou faux. Les opérations de base en logique floue sont les suivantes :

Soient A et B deux ensembles flous définis sur l'ensemble X :

- **Complément** : le complément de A noté \bar{A} est défini par :

$$\forall x \in X, \mu_{\bar{A}}(x) = 1 - \mu_A(x) \quad (1.9)$$

- **Intersection** : elle est généralement notée par $A \cap B$, et définie comme suit :

$$\mu_{A \cap B}(x) = \min(\mu_A(x), \mu_B(x)) \quad (1.10)$$

- **Union** : pour deux ensembles flous A et B sur le même univers de discours X , leur union, notée $A \cup B$ est définie comme suit :

$$\mu_{A \cup B}(x) = \max(\mu_A(x), \mu_B(x)) \quad (1.11)$$

- **Inclusion :** pour deux ensembles flous A et B sur le même univers de discours X , notée $A \subset B$ définie par :

$$\forall x \in X, \mu_A (x) \leq \mu_B (x) \quad (1.12)$$

- **Egalité flou :** les ensembles flous A et B sont égaux si :

$$\forall x \in X, \mu_A (x) = \mu_B (x) \quad (1.13)$$

1.5.6. Variables linguistiques

Les variables linguistiques, qui ne sont pas numériques, sont utilisées pour représenter les connaissances imprécises ou vagues d'une variable dont la valeur précise peut être inconnue. Dans un langage naturel ou artificiel, elles décrivent les états (ou les situations) des phénomènes (ou des procédés) à l'aide de mots, de phrases ou d'expressions. Par exemple, la variable linguistique "température" peut être incluse dans les ensembles flous "froid", "tiède" ou "chaud". [5]

1.6. la structure de base d'un système flou [6]

Un système flou est un système qui repose sur des connaissances spécifiques et qui comprend quatre modules principaux : la base de règles, la fuzzification, le moteur d'inférence et la défuzzification, La structure de base d'un système flou généralement présentés dans la figure (1.2) :

- **Base des règles floues :** Le système est composé de règles qui définissent les liens entre les variables d'entrée et de sortie.
Chaque règle se présente sous la forme d'une structure "SI... ALORS..." qui repose sur des connaissances approfondies ou des données empiriques.

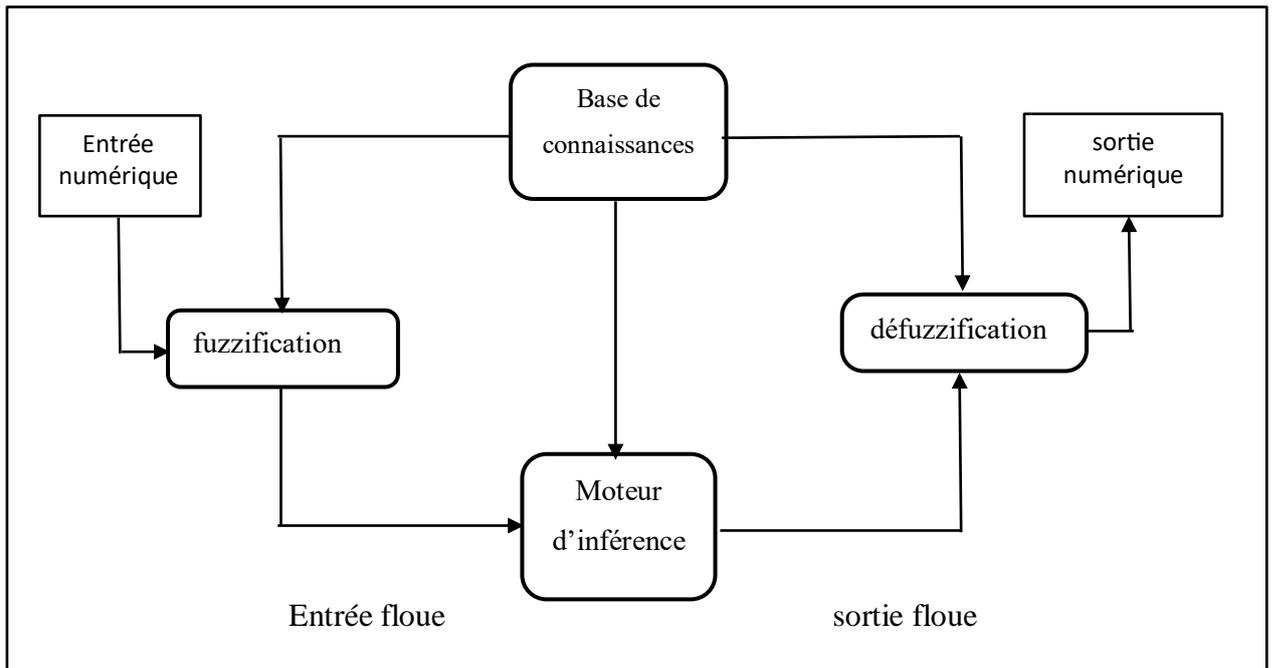


Figure 1.2. structure de base d'un système flou.

- **Fuzzification** : La méthode de transformation des valeurs d'entrée précises en ensembles flous. Souvent, les informations du monde réel sont inexactes et peuvent être mieux représentées par des ensembles flous.

Analyse le degré à l'quel chaque valeur d'entrée est associée à chaque ensemble flou associé.
- **Défuzzification** : Conversion des ensembles flous en valeurs de sortie précises. Transforme les résultats du système flou en valeurs accessibles aux utilisateurs ou aux systèmes connexes.

On peut utiliser des techniques comme le centre de gravité ou le maximum afin de déterminer une valeur de sortie précise.
- **Moteur d'inférence** : Caractéristique qui gère les règles floues et détermine les valeurs de sortie en se basant sur les valeurs d'entrée.

Élabore des conclusions à partir des données fournies en utilisant des règles floues.

Il est possible d'utiliser divers moteurs, comme ceux qui reposent sur la logique floue de Mamdani ou de Takagi-Sugeno.

1.7. Système flou de Takagi-Sugeno

La méthode de Takagi-Sugeno (T-S) est une méthode de modélisation floue qui élargit la méthode de Mamdani en offrant des résultats non flous dans les règles. Plutôt que de générer des ensembles de sortie flous, les règles T-S génèrent des fonctions d'appartenance équilibrées [6].

Soit x représente les entrées du système flou tel que $x = [x_1 \cdots x_n]^T$, et y représente sa sortie. Dans X_i il y a m_i ensembles flous F_i^j pour chaque x_i , donc pour chaque $x_i \in X_i$ il y a au moins un degré d'appartenance $m_{F_i^j}(x_i) \neq 0$, ou $i=1, 2, \dots, n_i$ et $j= 1, 2, \dots, m_i$. la base de règles du système flou comporte $N = \prod_{i=1}^n m_i$ règle floues sur la forme :

$$R_K : \text{Si } x_i \text{ est } \check{F}_1^k \text{ et } \dots \text{ et } x_n \text{ est } \check{F}_n^k \text{ Alors } y = f_k(x) \text{ (k= 1, \dots, N)}$$

La fonction numérique $f_k(x)$ est représentée dans l'espace de sortie. En règle générale, $f_k(x)$ est une fonction polynomiale en fonction des variables d'entrée, mais elle peut également être une fonction arbitraire suffisamment pour décrire correctement le comportement du système étudié. Si la fonction $f_k(x)$ est linéaire, i.e.

$$f_k(x) = a_0^k + \sum_{i=1}^n a_i^k x_i \quad (1.14)$$

Dans ce cas, il s'agit d'un système confus de Takagi-Sugeno d'ordre un (TS1), et pour $f_k(x) = a_0^k$ c'est un système d'ordre zéro (TS0), Nous pouvons obtenir directement la sortie totale y du système flou sans passer par la défuzzification en calculant la moyenne pondérée suivante :

$$y(x) = \frac{\sum_{k=1}^N \mu_k(x) f_k(x)}{\sum_{k=1}^N \mu_k(x)} \quad (1.15)$$

Avec

$$\mu_k(x) = \prod_{i=1}^n \mu_{\tilde{F}_i^k}(x_i), \tilde{F}_1^k \in \tilde{F}_i^1, \dots, \tilde{F}_i^{m_i} \quad (1.16)$$

Qui représente le degré de confiance ou d'activation de la règle R_k .

On peut écrit la sortie sous la forme :

$$y(x) = w^T(x) \cdot \theta \quad (1.17)$$

Avec : $\theta = [a^1, \dots, a^N]^T$: vecteur des paramètres de la partie conclusion des règles floues

$w(x) = [w_1(x), \dots, w_N(x)]^T$: vecteur des fonctions floues de base, dans lequel chaque composante est données par :

$$w_k(x) = \frac{\mu_k(x)}{\sum_{k=1}^N \mu_k(x)}, k = 1, \dots, N \quad (1.18)$$

Dans notre situation, nous nous concentrons sur les modèles flous de Takagi-Sugeno avec une conclusion constante, c'est-à-dire les systèmes flous de Takagi-Sugeno à ordre zéro. La sortie du système flou de TSO (1.12) est limitée à la forme réduite (1.14) dans le reste de l'étude.

Les labels sont caractérisés à l'aide de fonctions d'appartenances sigmoïdales (1.4), ce choix étant motivé par leur expression mathématique compacte et leur manipulation facile.

1.8. Théorème d'approximation universels

Soit $f(x)$ une fonction non linéaire définie sur un ensemble compact Ω . Pour toute constante ε positive, il existe un système flou $y(x)$ de la forme (1.17) tel que :[20]

$$\sup_{x \in \Omega} |f(x) - y(x)| < \varepsilon$$

1.9. conclusion

La logique floue est un outil puissant pour modéliser des connaissances imprécises et incertaines, grâce à ses capacités d'approximation. Les systèmes flous, comme ceux de Mamdani et de Takagi-Sugeno, se distinguent par la nature symbolique ou algébrique de leurs règles de conclusion.

Toutefois, l'utilisation de règles non précises peut introduire des erreurs significatives. Il est donc essentiel de prêter une attention particulière lors de la phase de test afin de détecter et corriger les éventuelles anomalies du système.

Chapitre 2

Généralités sur la suspension

2.1. Introduction

La suspension automobile est l'un des aspects les plus cruciaux de la conception d'un véhicule, agissant comme le lien vital entre la route et le châssis. En effet, elle joue un rôle essentiel dans le confort, la tenue de route et la sécurité des occupants.

La suspension d'un véhicule comprend divers composants tels que les ressorts, les amortisseurs, les bras de suspension et les barres stabilisatrices, qui travaillent ensemble pour absorber les chocs, maintenir la stabilité dans les virages et assurer une conduite souple, quelle que soit la surface de la route. Cette technologie complexe a évolué au fil des décennies pour répondre aux demandes croissantes en matière de performances, de sécurité et de confort, et reste au cœur de l'ingénierie automobile moderne.

Dans ce chapitre, on s'intéresse à la représentation des généralités sur la suspension des véhicules, et se termine par une modélisation d'un demi véhicule.

2.2. Eléments de la suspension [7]

La suspension automobile, comprend plusieurs composants essentiels qui travaillent ensemble pour assurer un confort de conduite, une tenue de route optimale et une sécurité accrue. Voici une présentation des principaux éléments de la suspension :

2.2.1. Les Ressorts

Les ressorts sont des composants fondamentaux de la suspension chargés de supporter le poids du véhicule et d'absorber les chocs de la route.

- **Fonctionnement** : Lorsque le véhicule roule sur une surface inégale, les ressorts compriment ou se dilatent pour absorber les chocs et maintenir une conduite confortable.
- **Types de ressorts** : Les ressorts hélicoïdaux sont couramment utilisés dans les voitures de tourisme, tandis que les ressorts à lames sont souvent utilisés dans les camions et les véhicules utilitaires en raison de leur capacité à supporter des charges plus importantes.



Figure 2.1. Exemple de ressort

2.2.2. Amortisseurs

Les amortisseurs, également appelés absorbeurs de chocs, contrôlent les mouvements de rebond et de compression des ressorts.

Fonctionnement : Lorsque le ressort se comprime, l'amortisseur dissipe l'énergie cinétique en convertissant le mouvement de va-et-vient en chaleur, qui est dissipée dans l'air environnant.

Types d'amortisseurs : Les amortisseurs hydrauliques sont les plus couramment utilisés pour leur simplicité et leur efficacité, bien qu'il existe également des variantes à gaz et à fluide magnétique offrant des performances améliorées.



Figure 2.2. Amortisseur hydraulique

2.2.3. Barres anti-roulis

Les barres anti-roulis, ou barres stabilisatrices, réduisent le roulis latéral du véhicule lors de virages en transférant la charge d'un côté à l'autre.

Fonctionnement : Lorsque le véhicule prend un virage, la barre anti-roulis se tord, exerçant une force opposée sur la suspension pour minimiser le roulis et maintenir la stabilité.

Installation : Elles sont généralement montées entre les essieux avant et arrière et sont souvent complétées par des biellettes de connexion pour assurer une stabilité optimale.

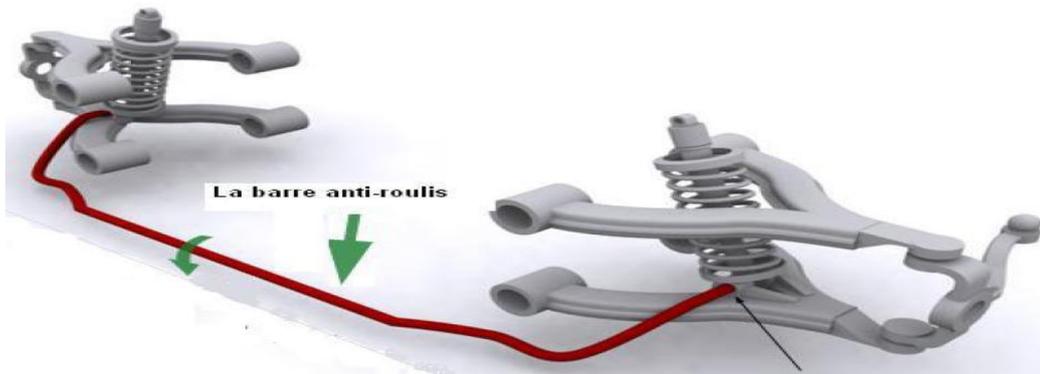


Figure 2.3. La barre anti-roulis

2.2.4. Bras de suspension

Les bras de suspension relient les roues au châssis du véhicule et permettent le mouvement vertical des roues tout en maintenant la géométrie correcte de la suspension.

Fonctionnement : Lorsque le véhicule roule sur une surface irrégulière, les bras de suspension se déplacent pour permettre aux roues de monter et de descendre tout en maintenant un alignement correct pour une conduite stable.

Types de bras : Les bras de suspension peuvent être supérieurs ou inférieurs et peuvent être configurés de manière transversale ou longitudinale en fonction de la conception du véhicule.



Figure 2.4. Bras de suspension

2.2.5. Le pneu

Le pneu, monté sur une jante, a pour fonction principale d'assurer l'adhérence. En se déformant, il joue également un rôle similaire à celui d'un amortisseur. Cet élément est crucial pour maîtriser le comportement d'un véhicule, car il transmet les forces longitudinales nécessaires à l'accélération et au freinage, ainsi que les forces latérales permettant de tourner.

2.3. Rôle de la suspension

La suspension est essentielle pour la sécurité et la tenue de route d'un véhicule. En contact direct avec la route, elle influence la stabilité, la direction et le comportement général du véhicule. Comprendre son fonctionnement et réaliser des diagnostics précis sont donc indispensables pour garantir la sécurité et le confort des occupants.

2.4. Critère d'évaluation des performances de la suspension véhicule

Pour évaluer les performances des divers systèmes de suspension, plusieurs critères sont définis pour mesurer le confort de conduite et la stabilité sur la route.

2.4.1. Le confort

L'objectif principal des suspensions automobiles consiste à réduire les perturbations engendrées par les défauts de la route et, idéalement, à éliminer les vibrations néfastes pour le véhicule et les passagers, afin de garantir un confort et un bien-être accrus des passagers dans le véhicule.

2.4.2. La tenue de route

La suspension d'un véhicule joue un rôle essentiel dans les critères d'évaluation de sa tenue de route. Elle désigne la capacité du véhicule à maintenir une trajectoire stable et prévisible, surtout lors des virages, des accélérations ou des freinages brusques. Une bonne tenue de route assure que les pneus restent en contact optimal avec la surface de la route, ce qui améliore la sécurité et le contrôle du véhicule. Les systèmes de suspension jouent un rôle clé en absorbant les irrégularités de la route et en minimisant les mouvements indésirables du châssis, garantissant ainsi une conduite plus précise et réactive.

2.5. Types de suspension [7]

2.5.1. Suspension passive

La suspension passive est le type le plus traditionnel et le plus simple. Elle utilise des composants fixes comme des ressorts hélicoïdaux et des amortisseurs pour absorber les chocs et vibrations. Les caractéristiques de la suspension passive sont définies de manière fixe lors de la conception du véhicule et ne peuvent pas s'adapter aux conditions de conduite changeantes en temps réel. Elle offre un compromis entre confort et tenue de route, mais peut être limitée dans sa capacité à optimiser les deux simultanément.

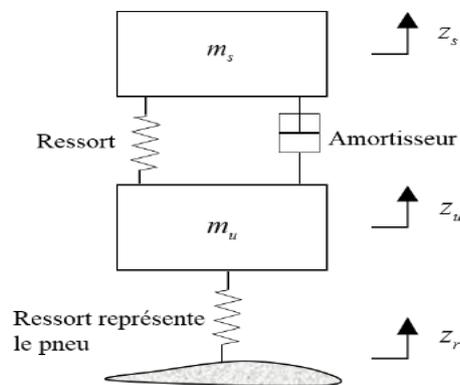


Figure 2.5. Suspension passive.

m_s Et m_u représentent, respectivement la masse suspendue et non suspendue (châssis et la roue)

z_s , z_u et z_r sont le déplacement de la caisse, de la roue et le profil de la route (Perturbation)

2.5.2. Suspension semi-active

La suspension semi-active améliore les performances de la suspension passive en ajoutant la capacité de modifier les caractéristiques des amortisseurs en temps réel. Cela est généralement réalisé en utilisant des amortisseurs à contrôle électronique qui peuvent ajuster leur taux d'amortissement en fonction des conditions de la route et des comportements de conduite. Bien que la suspension semi-active ne puisse pas ajouter de l'énergie au système

comme une suspension active, elle permet une adaptation dynamique qui améliore le confort et la tenue de route par rapport à une suspension passive.

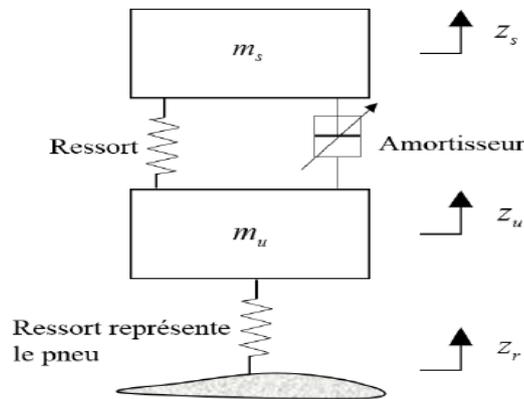


Figure 2.6. Suspension semi-active.

2.5.3. La suspension active

La suspension active est le système le plus avancé, utilisant des capteurs, des actionneurs et un système de contrôle électronique pour ajuster en continu les caractéristiques de la suspension. Contrairement aux suspensions passives et semi-actives, les suspensions actives peuvent ajouter ou retirer de l'énergie au système pour contrôler les mouvements de la carrosserie de manière proactive. Cela permet d'optimiser simultanément le confort et la tenue de route en réagissant instantanément aux changements de la surface de la route et aux conditions de conduite.

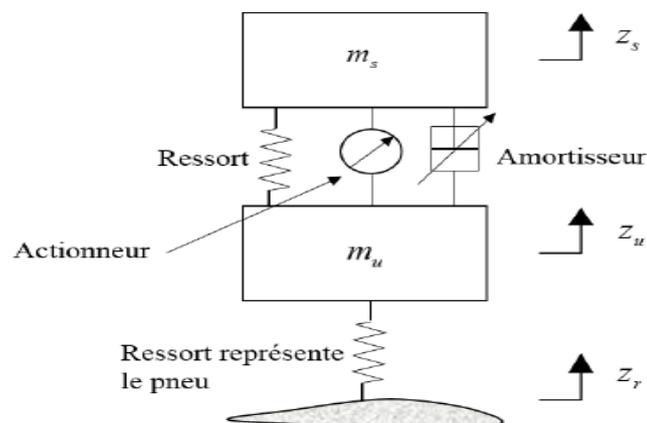


Figure 2.7. Suspension active.

2.6. Les différents mouvements du véhicule [8]

Le véhicule automobile représenté sur la figure (2.8) est un système complexe possédant six degrés de liberté, constitués par un ensemble de rotations et de translations de la caisse qui est considérée comme une masse suspendue. Le système d'axes par rapport auquel sont définis les différents mouvements du véhicule est le repère orthonormé direct R (G, x, y, z) de la figure (2.9) L'origine de ce repère est prise au centre de gravité du véhicule.

Translation

- **Déplacement longitudinal (x)** : La translation sur l'axe x caractérise le déplacement longitudinal du véhicule.
- **Déplacement latéral (y)** : Le déplacement latéral se fait selon l'axe y .
- **Déplacement vertical (z)** : La translation sur l'axe z permet le mouvement vertical de la caisse du véhicule par l'intermédiaire de ses suspensions.

Rotation

- **Roulis (ϕ)** : Le roulis est dû à des oscillations autour de l'axe x , phénomène en particulier ressenti lorsque le véhicule se déplace dans un virage.
- **Tangage (θ)** : Le tangage est produit par des mouvements angulaires autour de l'axe y , phénomène qui intervient lors des phases d'accélération et de freinage.
- **Lacet (ψ)** : Le lacet correspond à une rotation autour de l'axe z , typiquement observée lorsque le véhicule change de direction.

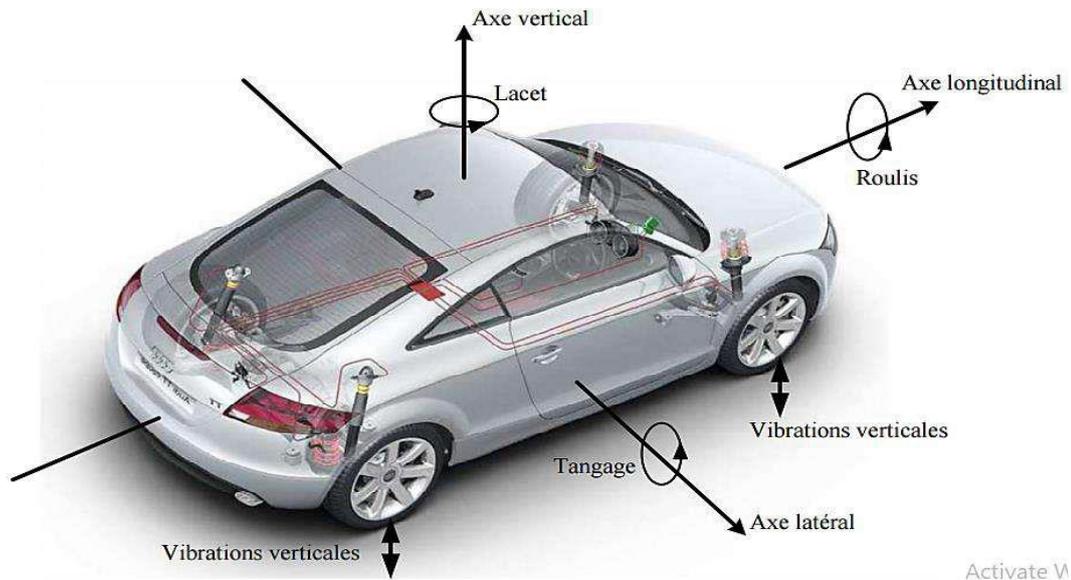


Figure 2.8. Différents mouvements du véhicule.

2.7. Modélisation de la suspension des véhicules

La modélisation de la suspension des véhicules est essentielle pour optimiser le confort et la stabilité. En utilisant des modèles mathématiques et des simulations avancées, les ingénieurs conçoivent des systèmes qui gèrent efficacement les forces de la route. Des facteurs tels que la masse, la rigidité des ressorts et l'amortissement sont pris en compte pour créer des suspensions adaptées à diverses conditions de conduite, assurant ainsi une expérience de conduite sûre et agréable. On utilisera deux modèles comme support :

- Modèle quart de véhicule.
- Modèle demi-véhicule.

2.7.1. Modèle d'un quart de véhicule [9]

Le modèle le plus basique est le quart de véhicule, qui se concentre uniquement sur le déplacement vertical de la caisse. Cependant, pour évaluer le confort, il est insuffisant de ne considérer que le mouvement vertical de la caisse sans prendre en compte celui de la roue. Ainsi, le modèle à un degré de liberté (1ddl) prend en compte le déplacement vertical de la caisse mais néglige celui de la roue. Malgré sa simplicité, ce modèle est souvent utilisé comme référence pour étudier le comportement vertical de la caisse. Il comprend une masse

représentant celle de la caisse, reliée au sol par un ressort simple, un ensemble ressort-amortisseur, ou un ressort-amortisseur en parallèle avec un actionneur.

Si l'on veut étudier la tenue de route, il est nécessaire de considérer également le mouvement vertical de la roue. Cela conduit au modèle à deux degrés de liberté (2ddl), plus compliqué mais plus représentatif du système voir figure (2.9).

Dans cette section, nous développons le modèle de quart de véhicule à deux degrés de liberté, Il se compose de deux masses distinctes : la masse non-suspendue m_u représentant le pneu, la jante, le porte-moyeu et la moitié des bras de suspension, et la masse suspendue m_s représentant la masse du châssis supportée par la roue en question.

Le pneu est représenté par un ressort linéaire de constante k_t situé entre la masse non-suspendue et la route, avec un amortissement négligeable. La suspension proprement dite se compose d'un ressort en parallèle avec un amortisseur linéaire de constantes k_s et b_c . L'actionneur applique une force u entre les masses suspendues et non suspendues.

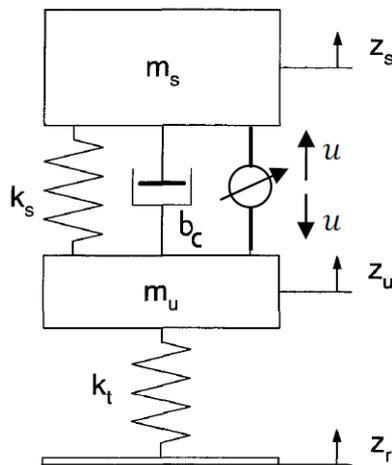


Figure 2.9 Modèle d'un quart de véhicule.

L'application de la 2ème loi de Newton $m\ddot{x} = \sum F_i$ sur le modèle quart de véhicule représenté

dans la Figure (2.9), donne les équations du mouvement suivantes :

$$\begin{aligned} m_s \ddot{z}_s &= -f_k - f_b + u \\ m_u \ddot{z}_u &= f_k + f_b - f_t - u \end{aligned} \quad (2.1)$$

f_k : Effort exercé par le ressort suspension.

f_b : Effort exercé par l'amortisseur.

f_t : Effort exercé par le pneu.

m_s : La masse suspendue (c.à.d. quart de la masse posée sur les suspensions).

m_u : La masse non suspendue (c.à.d. la masse des pièces mécaniques constituant
L'assemblage de la roue).

z_s : Le déplacement vertical de m_s autour de sa position statique.

z_u : Le déplacement vertical de m_u autour de sa position statique.

z_r : Représente le profil vertical du sol.

u : La force générée par l'actionneur.

Les forces (f_k, f_b, f_t), sont données par :

$$\begin{aligned} f_k &= k_s (z_s - z_u) \\ f_b &= b_c (\dot{z}_s - \dot{z}_u) \\ f_t &= k_t (z_u - z_r) \end{aligned} \quad (2.2)$$

En remplaçant (2.2) dans l'équation du mouvement (2.1) :

$$\begin{aligned} m_s \ddot{z}_s &= -k_s (z_s - z_u) - b_c (\dot{z}_s - \dot{z}_u) + u \\ m_u \ddot{z}_u &= k_s (z_s - z_u) + b_c (\dot{z}_s - \dot{z}_u) - k_t (z_u - z_r) - u \end{aligned} \quad (2.3)$$

D'où :

$$\begin{aligned} \ddot{z}_s &= \frac{1}{m_s} [-k_s (z_s - z_u) - b_c (\dot{z}_s - \dot{z}_u) + u] \\ \ddot{z}_u &= \frac{1}{m_u} [k_s (z_s - z_u) + b_c (\dot{z}_s - \dot{z}_u) - k_t (z_u - z_r) - u] \end{aligned} \quad (2.4)$$

Les représentations d'état sont nombreuses et varient selon le choix des variables d'état, par exemple un choix de variable comme :

$$x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} z_s \\ z_u \\ \dot{z}_s \\ \dot{z}_u \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

Avec :

$z_r = w$, entrée perturbatrice, on aura le modèle suivante :

$$\dot{x} = Ax + B_1 w + B_2 u \quad (2.6)$$

Avec les matrices suivantes :

$$A = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ -\frac{k_s}{m_s} & \frac{k_s}{m_s} & -\frac{b_c}{m_s} & \frac{b_c}{m_s} \\ \frac{k_s}{m_u} & -\frac{(k_s + k_t)}{m_u} & \frac{b_c}{m_u} & -\frac{b_c}{m_u} \end{pmatrix}, \quad B_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ \frac{k_t}{m_u} \end{bmatrix}, \quad B_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{1}{m_s} \\ -\frac{1}{m_u} \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

Remarque :

On peut obtenir un modèle non linéaire au ressort :

$$\begin{aligned} f_k &= k_s(z_s - z_u) + p_s(z_s - z_u)^3 \\ f_b &= b_c(\dot{z}_s - \dot{z}_u) \end{aligned} \quad (2.8)$$

2.7.2. Modèle d'un demi-véhicule [10]

Si l'on s'intéresse aux mouvements verticaux et au tangage, on optera pour un modèle demi-véhicule de type bicyclette. Ce modèle combine deux quarts de véhicule connectés par un châssis homogène et est utilisé pour prendre en compte, en plus des mouvements verticaux, les mouvements de tangage de la caisse. Ce modèle offre une vue latérale d'un véhicule figure (2.10). La suspension entre la masse de la caisse et la masse de la roue avant (ou arrière) est représentée par un ressort, un amortisseur et un actionneur. Les deux roues sont modélisées par des ressorts et amortisseurs simples.

Dans ce modèle, M et I représentent la masse suspendue du véhicule et son moment d'inertie. Les masses non suspendues des roues avant et arrière sont notées m_f et m_r ,

respectivement. Les distances entre la suspension avant et arrière et le centre de gravité du véhicule sont désignées par a et b . Les variables z_c et φ correspondent au déplacement vertical et au tangage du châssis, respectivement. Les déplacements verticaux des roues avant et arrière (masses non suspendues) sont notés z_1 et z_2 , tandis que z_{01} et z_{02} représentent le profil de la route sous chaque roue avant et arrière, respectivement (entrées perturbatrices).

Les forces des ressorts et les forces d'amortissement de la suspension avant et arrière sont notées : F_{sf} et F_{sr} , F_{df} et F_{dr} , respectivement. Les forces des ressorts et des amortisseurs

des pneus avant et arrière sont désignées par F_{tf} et F_{tr} , F_{bf} et F_{br} , respectivement.

Enfin, les forces produites par chaque actionneur sont notées u_1 et u_2 .

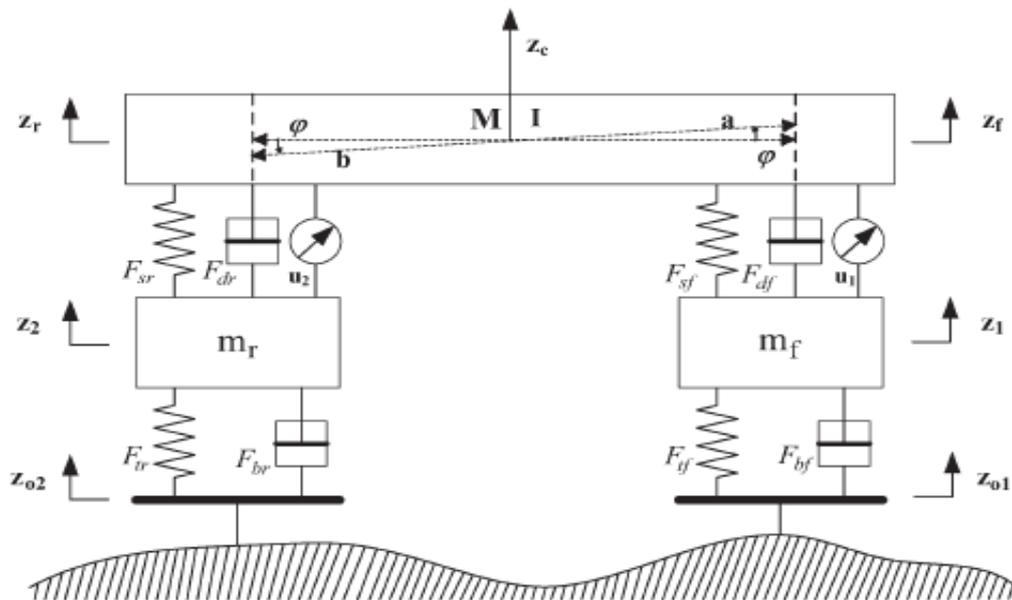


Figure 2.10. Modèle d'un demi-véhicule.

Par l'application de la 2ème loi de Newton :

$$m\ddot{x} = \sum F_i \tag{2.9}$$

$$J\ddot{\theta} = \sum M_i \tag{2.10}$$

Les équations dynamiques de la masse suspendue et non suspendue sont données par :

$$\begin{aligned}
 M \ddot{z}_c + F_{df} + F_{dr} + F_{sf} + F_{sr} &= u_z \\
 I \ddot{\varphi} + a(F_{df} + F_{sf}) - b(F_{dr} + F_{sr}) &= u_\varphi \\
 m_f \ddot{z}_1 - F_{sf} - F_{df} + F_{tf} + F_{bf} &= -u_1 \\
 m_r \ddot{z}_2 - F_{sr} - F_{dr} + F_{tr} + F_{br} &= u_2
 \end{aligned} \tag{2.11}$$

Avec :

$$\begin{aligned}
 u_z &= u_1 + u_2 \\
 u_\varphi &= au_1 - bu_2
 \end{aligned} \tag{2.12}$$

Les formules des forces appliquées sont données par :

$$F_{sf} = k_{f1} \Delta y_f + k_{nf1} \Delta y_f^3 \quad F_{sr} = k_{r1} \Delta y_r + k_{nr1} \Delta y_r^3$$

$$F_{df} = \begin{cases} b_{e1} \Delta \dot{y}_f \\ b_{c1} \Delta \dot{y}_f \end{cases} \quad F_{dr} = \begin{cases} b_{e2} \Delta \dot{y}_r \\ b_{c2} \Delta \dot{y}_r \end{cases}$$

$$F_{tf} = k_{f2} (z_1 - z_{01}) \quad F_{tr} = k_{r2} (z_2 - z_{02})$$

$$F_{bf} = b_{f2} (\dot{z}_1 - \dot{z}_{01}) \quad F_{br} = b_{r2} (\dot{z}_2 - \dot{z}_{02})$$

Où : k_{f1} , k_{nf1} et k_{r1} , k_{nr1} sont les coefficients de rigidités avant et arrière respectivement, k_{f2} , k_{r2} , b_{f2} , b_{r2} sont les coefficients de rigidité et d'amortissement des pneumatiques, b_{ei} et b_{ci} ($i = 1,2$) les coefficient d'extension et de compression des amortisseurs, Δy_f et Δy_r sont donné par :

$$\begin{cases} \Delta y_f = z_c + a \sin \varphi - z_1 \\ \Delta y_r = z_c - b \sin \varphi - z_2 \end{cases}$$

En choisissant les variables d'état suivantes :

$$\begin{aligned}
 x_1 &= z_c & x_2 &= \dot{z}_c & x_3 &= \varphi & x_4 &= \dot{\varphi} \\
 x_5 &= z_1 & x_6 &= \dot{z}_1 & x_7 &= z_2 & x_8 &= \dot{z}_2 \\
 x &= [x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4 \ x_5 \ x_6 \ x_7 \ x_8]^T
 \end{aligned}$$

Les équations dynamiques (2.11) peuvent être réécrites sous la forme suivante :

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = \frac{1}{M}(-F_{df} - F_{dr} - F_{sf} - F_{sr} + u_z) \\ \dot{x}_3 = x_4 \\ \dot{x}_4 = \frac{1}{I}(-a(F_{df} + F_{sf}) + b(F_{dr} + F_{sr}) + u_\varphi) \\ \dot{x}_5 = x_6 \\ \dot{x}_6 = \frac{1}{m_f}(-F_{sf} + F_{df} - F_{tf} - F_{bf} - u_1) \\ \dot{x}_7 = x_8 \\ \dot{x}_8 = \frac{1}{m_r}(F_{sr} + F_{dr} - F_{tr} - F_{br} - u_2) \end{array} \right. \quad (2.13)$$

2.8. Simulation en boucle ouverte

Pour vérifier le comportement temporel en boucle ouverte de demi véhicule, un test de simulation est effectué sur le modèle décrit précédemment par la présentation (2.13). une perturbation de type dos-d'âne est considéré comme une perturbation de sinusoïde ou l'amplitude et la largeur dépend de ralentisseur, lorsque l'avant de la caisse passe par cette dos-d'âne, la représentation de la perturbation de la partie Z_{01} peut-être modélisée comme suit :

$$z_{01} = \begin{cases} \frac{h_b[1 - \cos(8\pi t)]}{2}, & 1 \leq t \leq 1.25 \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases}$$

Avec h_b la hauteur du ralentisseur, on prend $h_b = 0.1 \text{ m}$.

La roue arrière passe par ce ralentisseur avec un retard $(a + b/V)$, V la vitesse du véhicule le profile de la route pour cette simulation est présenté par la figure (2.11) :

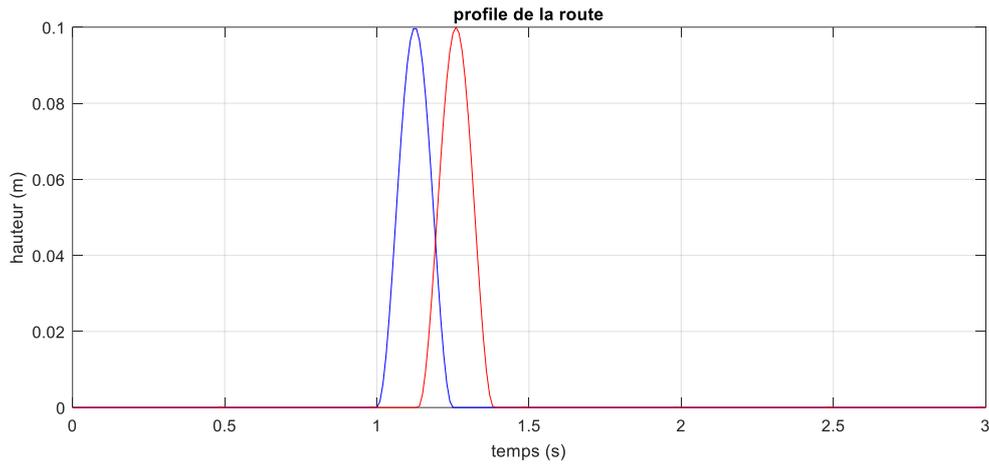


Figure 2.11. Profile de la route.

Les paramètres du modèle de demi-véhicule utilisé dans la simulation sont indiqués dans le tableau 2.1.

Paramètres	Valeurs	Paramètres	Valeurs
M	1200 kg	b_{f2}	1500 Ns/m
$m_f = m_r$	100 kg	b_{r2}	2000 Ns/m
I	600 kgm^2	b_e	1500 Ns/m
$k_{f1} = k_{r1}$	15000 N/m	b_c	1200 Ns/m
$k_{nf1} = k_{nr1}$	1000 N/m	a	1.2 m
k_{f2}	200000 N/m	b	1.5 m
k_{r2}	150000 N/m	v	20 m/s

Tableau 2.1. Paramètres de simulation du modèle demi véhicule [10].

Nous avons fait une simulation avec les conditions initiales : $x = [0.1, 0, 0.05, 0, 0, 0, 0, 0]$

Les résultats de simulation en boucle ouverte de cette véhicule sont présentés sur les figures (2.12) à (2.15).

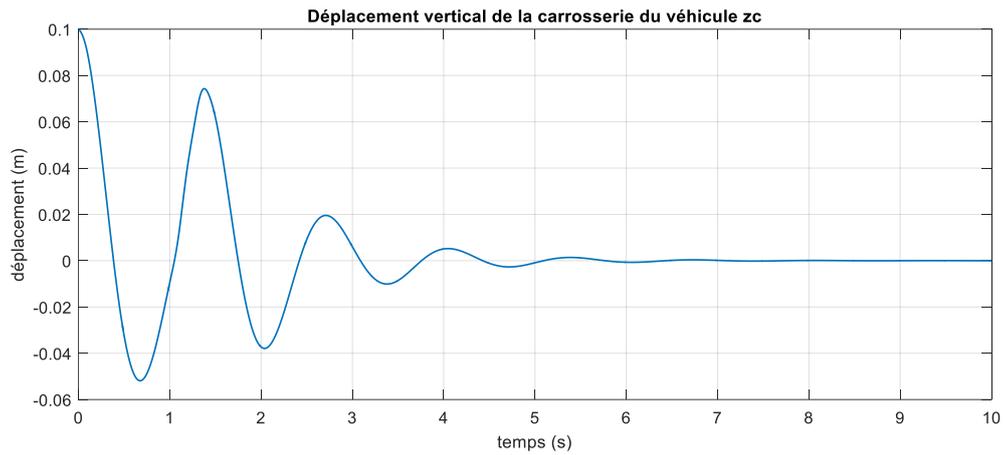


Figure 2.12. Déplacement vertical de la carrosserie du véhicule z_c .

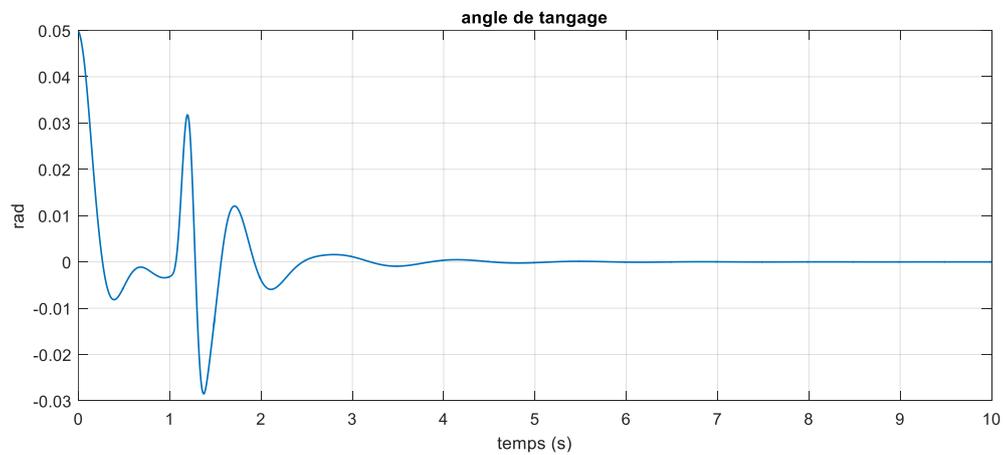


Figure 2.13. Rotation de la carrosserie du véhicule selon y (tangage).

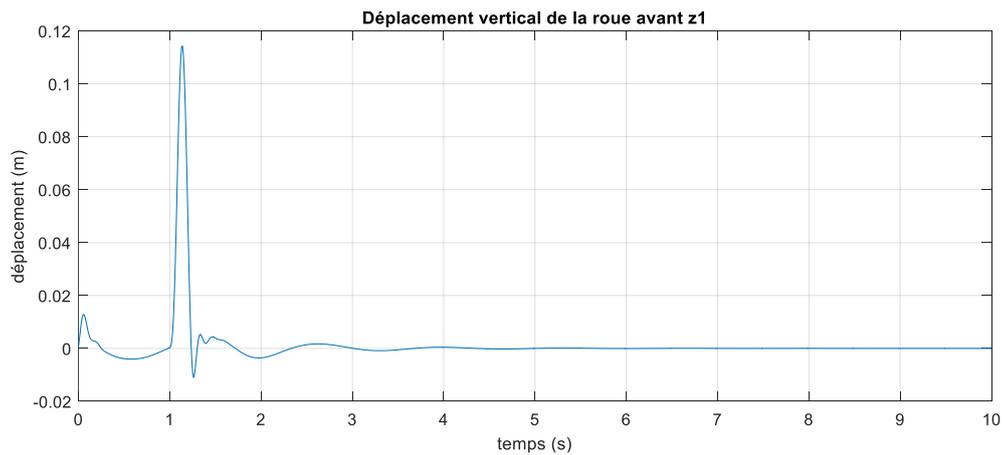


Figure 2.14. Déplacement vertical de la roue avant z_1 .

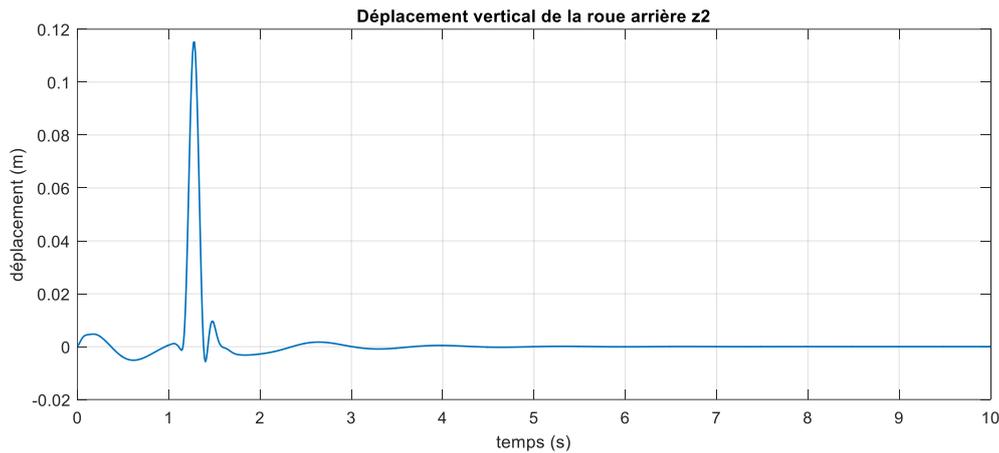


Figure 2.15. Déplacement vertical de la roue arrière z2.

Les résultats de la simulation montrent :

- **Stabilité :** Le système de suspension est naturellement stable, revenant à son état d'équilibre après une perturbation.
- **Oscillations initiales :** Des oscillations sont observées au démarrage du véhicule et persiste après le passage par les dos-d'âne.
- **Temps de réponse :** Le temps de réponse est insatisfaisant, car les oscillations prolongent le temps nécessaire pour atteindre la stabilité.
- **Dépassement et rétablissement :** Le système présente un dépassement significatif et un temps de rétablissement long, affectant les performances.
- **Performances globales :** Les performances globales sont jugées insatisfaisantes en raison du dépassement et du temps de rétablissement prolongé.

2.9. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons donné une vue d'ensemble sur le système de suspension automobile en détaillant tous ses éléments constitutifs et les mouvements du véhicule.

Nous avons présenté les performances d'une suspension, traditionnellement évaluées en termes de confort et de tenue de route, en ajoutant d'autres critères influents dans le

domaine de l'automatique et de l'industrie automobile. Par la suite, nous avons modélisé le système de suspension d'un demi-véhicule le chapitre conclu par une simulation en boucle ouverte.

Cette simulation nous a permis de juger les performances comme insatisfaisantes, dans la suite de ce travail on va synthétiser un schéma de commande pour l'amélioration de ces performances.

Chapitre 3

Commande adaptative floue indirecte

3.1 Introduction

La commande adaptative est née dans les années 50 pour contrôler des processus sous des conditions variables. Les théories de la commande, telles que l'approche d'état et la stabilité, ont enrichi ce domaine dans les années 60. Les méthodes d'estimation introduites dans les années 70 ont amélioré la précision des régulateurs. L'évolution de la microélectronique au début des années 80 a permis l'implémentation pratique de ces régulateurs sur des systèmes à microprocesseurs, élargissant ainsi leur application.

La commande adaptative est une technique utilisée pour ajuster les paramètres d'un système de commande en temps réel afin de faire face aux changements dans la dynamique du système ou l'environnement. Lorsque les dynamiques du système sont complexes, incertaines ou non linéaires, les méthodes de commande adaptative traditionnelles peuvent ne pas être suffisantes. Dans ces cas, la logique floue, avec sa capacité à gérer l'imprécision et l'incertitude, devient un outil précieux. La commande adaptative floue indirecte combine les principes de la commande adaptative et de la logique floue pour créer un système de commande robuste capable de gérer des systèmes complexes et incertains.

Dans les systèmes de suspension, la connaissance exacte des paramètres du modèle, comme la masse, les inerties et les coefficients de raideur des ressorts et amortisseurs, est une tâche très difficile, voire parfois impossible. De ce fait, il est intéressant de faire appel à une technique de commande adaptative robuste pour ce genre de système.

Dans ce chapitre, on s'intéresse à la synthèse d'une commande adaptative floue pour les systèmes de suspension d'un demi-véhicule afin de satisfaire les performances de confort et de tenue de route. Pour ce faire, on commence par le développement de la commande proposée avec une preuve de stabilité adéquate, puis on passe à l'application de cette commande sur le système de suspension, et on valide par un test de simulation.

3.2. Stabilité de Lyapunov

Alors que le problème de stabilité est très simple pour les systèmes linéaires, tant en ce qui concerne la définition de la stabilité que les conditions de stabilité, il n'en est pas de même pour les systèmes non linéaires. La seule théorie générale de la stabilité des systèmes dynamiques est la théorie de Lyapunov, à laquelle l'utilisation des variables d'état donne une forme particulièrement satisfaisante.

3.2.1. Définition d'une fonction de Lyapunov [11][12]

Pour un système dynamique autonome $\dot{x} = f(x)$ avec $x \in \mathfrak{R}^n$, il y a une fonction V où $V: \mathfrak{R}^n \rightarrow \mathfrak{R}$ est appelé fonction de Lyapunov si elle satisfait les conditions suivantes :

1. $V(x)$ est continue et définie positive : $V(x) > 0$ pour $x \neq 0$ et $V(0) = 0$.
2. La dérivée de $V(x)$ le long des trajectoires du système,

$$\dot{V}(x) = \frac{dV}{dt} = \nabla V \cdot f(x), \text{ est définie négative: } \dot{V}(x) < 0 \text{ pour } x \neq 0.$$

3.2.2. Méthode directe de Lyapunov

En théorie de la stabilité des systèmes dynamiques, la méthode directe de Lyapunov joue un rôle essentiel. Elle permet d'étudier la stabilité d'un système sans avoir à résoudre ses équations différentielles de manière explicite. Le principe de cette méthode est de créer une fonction de Lyapunov, une fonction scalaire qui diminue au fur et à mesure des trajectoires du système.

Théorème :

Considérons un système dynamique d'écrit par $\dot{x} = f(x)$ avec $x \in \mathfrak{R}^n$, une fonction $f(x)$ c'est la fonction dynamique de système .

Stabilité : si une fonction $V(x)$ existe pour laquelle $V(x)$ est définie positive et $\dot{V}(x) \leq 0$ Pour tout x dans un voisinage de l'origine, alors l'origine $x = 0$ est stable [11].

Stabilité asymptotique : si une fonction de Lyapunov $V(x)$ existe pour laquelle $V(x)$ est définie positive, $\dot{V}(x) < 0$ pour tout x dans un voisinage de l'origine, et $V(x)$ est une fonction de Lyapunov décroissant le long des trajectoires, alors l'origine $x=0$ est asymptotiquement stable [12].

Instabilité : si une fonction de Lyapunov $V(x)$ existe pour laquelle $V(x)$ est définie positive, mais $\dot{V}(x) > 0$ pour tout x dans un voisinage de l'origine, alors l'origine $x=0$ est instable [13].

3.2.3. Lemme de Barblat [12]

Le lemme de Barblat est un phénomène mathématique qui est particulièrement bénéfique pour étudier la stabilité des systèmes en mouvement. Ce lemme fournit des conditions pour qu'une fonction converge vers zéro lorsque le temps tend vers l'infini.

- **Lemme**

Soit $f : [0, \infty] \rightarrow \mathfrak{R}$ une fonction uniformément continue. si l'intégrale impropre :

$$\int_0^{\infty} f(t) dt \quad (3.1)$$

Existe et finie, alors :

$$\lim_{t \rightarrow \infty} f(t) = 0 \quad (3.2)$$

- **Théorème** : si une fonction scalaire $V(x)$ de classe C^1 vérifie les conditions suivantes :

1. $V(0) = 0$
2. $V(x) > 0 \quad \forall x \neq 0$
3. $\lim_{\|x\| \rightarrow \infty} V(x) = \infty$ ($V(x)$ est radialement non bornée)
4. $\dot{V}(x) \leq 0 \quad \forall x$
5. $\dot{V}(x)$ est uniformément continue (ou $\ddot{V}(x)$ existe et est bornée).

Alors, $\dot{V}(x) \rightarrow 0$ quand $t \rightarrow \infty$

3.3. Commande Adaptative

La commande adaptative repose sur la modélisation en temps réel des paramètres du contrôleur afin de compenser les variations ou les incertitudes des paramètres du système. En général, on procède à l'utilisation de lois d'adaptation qui modifient les paramètres du contrôleur en fonction de l'erreur de contrôle.

On définit la commande adaptative comme une commande qui permet au régulateur de s'ajuster lui-même aux modifications du processus. Par conséquent, la commande adaptative vise à ajuster automatiquement les boucles de commande en ligne et en régulant les paramètres, afin de garantir ou de maintenir un niveau de performances donné, même lorsque les paramètres du procédé à commander varient dans le temps (en général, la minimisation de l'erreur qui se produit entre la consigne et la sortie [15]). On peut aussi considérer un système adaptatif comme une structure à deux boucles, une boucle principale classique qui tient compte des variations des signaux d'entrée et de sortie, et une boucle secondaire qui réagit aux variations des paramètres du processus : c'est elle qui fait le système adaptatif.

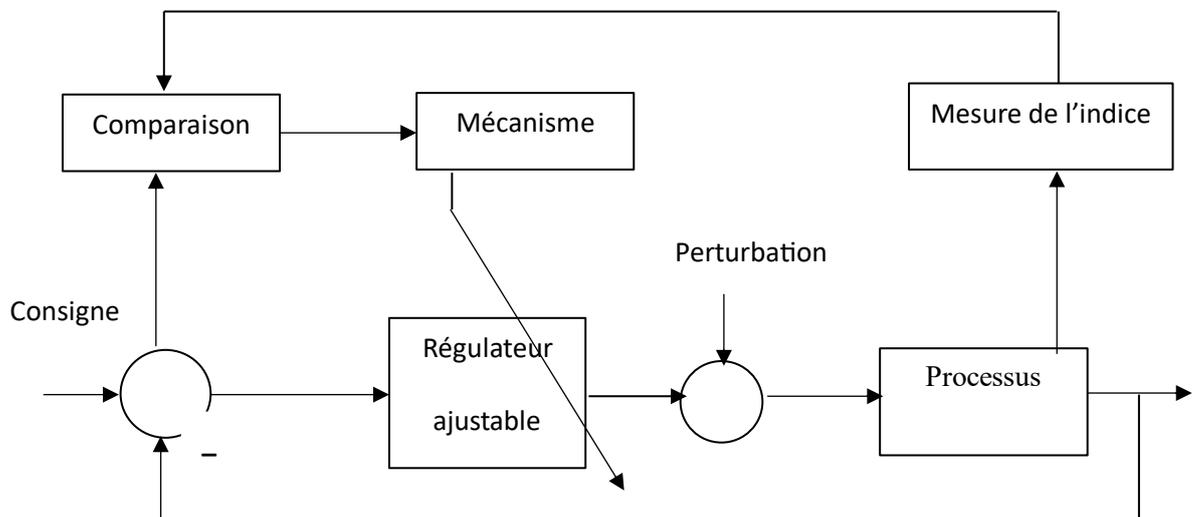


Figure 3.1. principe de la commande adaptative.

Il existe plusieurs types de commande adaptative, chacun avec des caractéristiques et des applications spécifiques. Les principaux types sont :

- Commande Adaptative par Modèle de Référence (MRAC-Model Reference Adaptive Control)
- Commande Adaptative Auto-adjustable (Self-Tuning Regulators-STR)
- Approximation des stratégies de commande optimale stochastique «Duale ».

La synthèse d'adaptation est un défi majeur dans la réalisation de systèmes adaptatifs. Les premiers algorithmes étaient basés sur des méthodes de gradient [16], aboutissant à deux techniques principales :

- Commande adaptative directe : Les paramètres du régulateur sont ajustés en une seule étape.
- Commande adaptative indirecte : L'adaptation des paramètres se fait en deux étapes : estimation des dynamiques du système, puis calcul du régulateur à partir de cette estimation.

La théorie de la logique floue a mené à la commande adaptative floue, exploitant des informations linguistiques sur le modèle du système ou sur la commande. Les premiers travaux dans ce domaine ont été réalisés par Wang [22].

3.4. Commande adaptative floue

En se basant sur le théorème d'approximation universel et grâce aux travaux de Wang 1994 la logique floue a connu une grande application dans la commande adaptative. Et comme tous les schémas de commande adaptative, la technique floue peut se diviser en 2 catégories.

3.4.1. Commande adaptative floue directe

Nous l'appelons ainsi car il y a un ajustement direct de paramètres. Cette approche repose sur le raisonnement suivant: Étant donné la structure du modèle du système (supposée connue) et la stratégie de commande choisie, on peut en déduire la structure du régulateur capable de reparamétriser l'ensemble système plus le régulateur, identifions directement ces paramètres et utilisons ces estimées dans le régulateur.

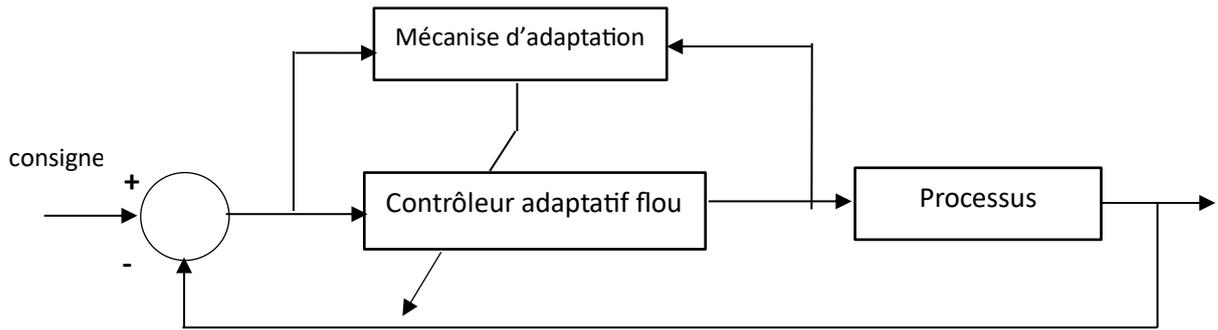


Figure 3.2. Commande adaptative floue directe.

3.4.2. Commande adaptative floue indirecte

Dans cette approche, le modèle du processus est d'abord approximé à l'aide de systèmes adaptatifs flous, puis la loi de commande est synthétisée à partir du modèle estimé, et c'est le schéma adopter dans notre travaille .

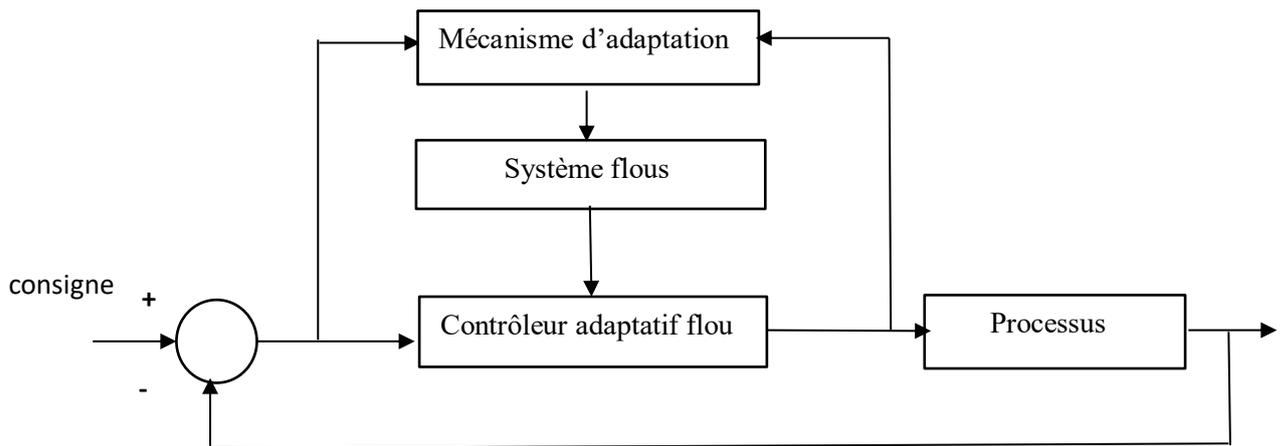


Figure 3.3. Commande adaptative floue indirecte.

3.5. Conception de la commande adaptative floue indirecte

Considérons un système non linéaire monovariante régi par les équations suivantes :

$$\begin{cases} \dot{x}_i = x_{i+1}, i = 1, \dots, n-1 \\ \dot{x}_n = f(x) + g(x)u \\ y = x_1 \end{cases} \quad (3.3)$$

Il est préférable de passer d'une représentation d'état à une représentation entrée-sortie afin de mettre en évidence la relation directe entre la sortie et la commande, afin de faciliter la synthèse d'une loi de commande. Après ça il est essentiel de dériver la sortie du système jusqu'à ce que l'entrée se manifeste, ce qui donne :

$$y^{(n)} = f(x) + g(x)u \quad (3.4)$$

Où $x = [x_1, \dots, x_n]^T \in \mathfrak{R}^n$ c'est le vecteur d'état, $u \in \mathfrak{R}$ l'entrée de commande de système, et $y \in \mathfrak{R}$ la sortie, $f(x)$ et $g(x)$ sont des fonctions non linéaire continues inconnue.

Supposition 3.1 : le gain de commande $g(x) \neq 0 \forall x$, et $g(x) \geq g > 0$ avec g un constante donnée.

Supposition 3.2 : x le vecteur d'état est mesurable .

Supposition 3.3 : La trajectoire désirée $y_d(t)$ et ses dérivées jusqu'à l'ordre n sont connues et bornées.

3.5.1. Objectif

1. Assurer que la sortie du système suive une trajectoire désirée malgré les non-linéarités et les incertitudes.
2. Garantir la stabilité du système en boucle fermée en assurant la bornitude des signaux.

3.5.2. Calcul d'erreur

L'erreur de poursuite $e(t)$ est définie comme la différence entre la sortie désirée $y_d(t)$ et la sortie réelle $y(t)$ du système :

$$e(t) = y_d(t) - y(t) \quad (3.5)$$

L'application des lois de commande nécessite la résolution des équations de Lyapunov et de Riccati, ce qui peut engendrer des problèmes numériques, en particulier pour les systèmes de grande taille. Pour éviter cette situation, il est possible de substituer la formulation de l'erreur de poursuite par une expression du premier ordre d'une surface de glissement.

$$s = \left(\frac{d}{dt} + \lambda \right)^{n-1} e(t), \lambda > 0 \quad (3.6)$$

La forme de l'erreur filtrée est intéressante dans le sens où le problème de poursuite de $y_d(t)$ peut être remplacé par celui de stabilisation du premier ordre en s . En effet, pour $s = 0$, la formule devient une équation différentielle linéaire avec $e = 0$ comme solution unique, ainsi que pour ses dérivées jusqu'à l'ordre $(n - 1)$. De plus, la bornitude du signal $s(t)$ par une constante ϕ entraîne la bornitude de l'erreur $e(t)$ et de ses dérivées. En particulier, nous pouvons écrire [19] :

$$\left| e^{(j)}(t) \right| \leq 2^j \lambda^{j-n+1} \phi, j = 0, \dots, n-1 \quad (3.7)$$

Cette relation montre que les dérivées de l'erreur jusqu'à l'ordre $(n - 1)$ sont bornées par une fonction dépendant de ϕ , λ et de l'ordre de la dérivée j . Cette bornitude assure la stabilité du système et permet de garantir que l'erreur de poursuite et ses dérivées restent dans des limites acceptables, contribuant ainsi à la robustesse de la solution proposée pour la stabilisation.

La dérivée de (3.6) le long de (3.4) est écrite :

$$\dot{s} = v - f(x) - g(x)u \quad (3.8)$$

Avec

$$v = y_d^{(n)} + \alpha_{n-1} e^{(n-1)} + \dots + \alpha_1 \dot{e} \quad (3.9)$$

Où

$$\alpha_j = \frac{(n-1)!}{(n-j)!(j-1)!} \lambda^{(n-1)}, j=1, \dots, n-1 \quad (3.10)$$

3.5.3. Approximation Non Linéaire par les Systèmes Flous [18]

Les fonctions non linéaires inconnues du système sont approximées par des systèmes flous. Comme suit (voir chapitre 1) :

$$\hat{f}(x, \theta_f) = w_f^T(x) \theta_f \quad (3.11)$$

$$\hat{g}(x, \theta_g) = w_g^T(x) \theta_g \quad (3.12)$$

où $w_f(x)$ et $w_g(x)$ vecteurs de fonctions de base floues et θ_f, θ_g vecteurs de paramètres ajustables .

Les fonctions $f(x)$ et $g(x)$ peuvent être exprimées sous la forme suivante :

$$f(x) = \hat{f}(x, \theta_f^*) + \varepsilon_f(x) \quad (3.13)$$

$$g(x) = \hat{g}(x, \theta_g^*) + \varepsilon_g(x) \quad (3.14)$$

Où ε_f et ε_g sont des erreurs d'approximations floues résultent de la représentation des fonctions $f(x)$ et $g(x)$ par des système flous et θ_f^*, θ_g^* sont respectivement les paramètres optimaux de θ_f et θ_g où :

$$\theta_f^* = \arg \min_{\theta_f} \left\{ \text{Sup}_x |f(x) - \hat{f}(x, \theta_f)| \right\} \quad (3.15)$$

$$\theta_g^* = \arg \min_{\theta_g} \left\{ \text{Sup}_x |g(x) - \hat{g}(x, \theta_g)| \right\} \quad (3.16)$$

Ces constantes artificielles sont des constantes inconnues qui ont été introduites exclusivement dans le but d'étudier théoriquement la stabilité de l'algorithme de commande.

En effet, il n'est pas indispensable de connaître leurs valeurs pour appliquer les lois de commande adaptatives.

3.5.4. calcul des erreurs d'approximation

Les erreurs d'approximation des fonctions $f(x)$ et $g(x)$ sont définies comme suit :

$$f(x) - \hat{f}(x, \theta_f) = w_f^T(x) \tilde{\theta}_f + \varepsilon_f(x) \quad (3.17)$$

$$g(x) - \hat{g}(x, \theta_g) = w_g^T(x) \tilde{\theta}_g + \varepsilon_g(x) \quad (3.18)$$

Avec

$$\tilde{\theta}_f = \theta_f^* - \theta_f \quad (3.19)$$

$$\tilde{\theta}_g = \theta_g^* - \theta_g \quad (3.20)$$

Avec $\tilde{\theta}_f$ et $\tilde{\theta}_g$ sont des erreurs d'estimation paramétrique, ε_f et ε_g sont supposées être bornées par des valeurs positives :

$$|\varepsilon_f(x)| \leq \bar{\varepsilon}_f \quad (3.21)$$

$$|\varepsilon_g(x)| \leq \bar{\varepsilon}_g \quad (3.22)$$

$\bar{\varepsilon}_f$ et $\bar{\varepsilon}_g$ sont les limites maximales des erreurs d'approximation floues qui peuvent être atteintes en utilisant les systèmes flous sélectionnés.

3.5.5. Loi de commande

La loi de commande est conçue pour compenser les dynamiques non linéaires, tout en assurant la stabilité et les performance du système. L'objectif est de minimiser l'erreur de poursuite $e(t)$ définie comme la différence entre l'état réel $y(t)$ et la sortie de référence $y_d(t)$

Dans ce travail $f(x)$ et $g(x)$ sont complètement inconnues et seront remplacées par leurs approximations $\hat{f}(x, \theta_f)$, $\hat{g}(x, \theta_g)$.

la loi de commande s'écrit :

$$u_a = \frac{1}{\hat{g}(x, \theta_g)} (-\hat{f}(x, \theta_f) + v + ks) \quad (3.23)$$

Cette loi de commande ne peut pas garantir la stabilité du système bouclé par ce qu'il existe toujours des erreurs d'approximation causées par la limitation des règles, alors pratiquement les erreurs ne peuvent pas être complètement nulles, ce problème peut être traité on ajoute un terme de robustification en mode de glissement u_r .

$$u_r = \frac{1}{g} (\hat{\varepsilon}_f + \hat{\varepsilon}_g |u_a|) \text{sgn}(s) \quad (3.24)$$

Où :

$$u = u_a + u_r \quad (3.25)$$

Où :

$\hat{\varepsilon}_f$ et $\hat{\varepsilon}_g$ sont les estimées de $\bar{\varepsilon}_f$ et $\bar{\varepsilon}_g$ respectivement.

$\text{Sgn}(s)$ est la fonction signe, définie :

$$\text{sgn}(s) = \begin{cases} +1, & s > 0 \\ 0 & s = 0 \\ -1, & s < 0 \end{cases} \quad (3.26)$$

3.5.6 Loi d'adaptation

Pour l'adaptation des vecteurs des paramètres inconnus θ_f et θ_g , nous suggérons l'utilisation de la loi d'adaptation avec projection. Afin d'assurer la bornitude des paramètres

ajustés et aussi éviter la singularité de la commande lorsque $\hat{g}(x, \theta_g)$ passe par zéro. Par la suite la supposition suivante devient nécessaire

Supposition: θ_f^* et θ_g^* sont bornés :

$$\|\theta_f^*\| \leq M_f$$

$$g_{li} < \theta_{gi}^* < g_{ui}, i = 1, \dots, P_g$$

Avec M_f, g_{li}, g_{ui} des paramètres donnés.

Les lois d'adaptations avec projection pour θ_f sont :

$$\dot{\theta}_f = -\eta_f w_f(x) s - \phi_f \quad (3.27)$$

Où $\eta_f > 0$ le gain d'adaptation et ϕ_f est définie comme suit :

$$\phi_f = \begin{cases} 0 & \text{Si } \|\theta_f\| < M_f \\ \eta_f \rho_f \frac{|w_f^T(x) \theta_f s|}{\theta_f^T \theta_f} \theta_f & \text{Sinon} \end{cases} \quad (3.28)$$

Avec $\rho_f \geq 1$

Pour θ_g , l'algorithme de projection qui garantit la condition $\hat{g}(x, \theta_g) \neq 0$, prend la forme suivante [19] :

$$\dot{\theta}_g = -\eta_g w_g(x) u_a s + \phi_g \quad (3.29)$$

Avec $\eta_g > 0$ le gain d'adaptation et ϕ_g est définie par :

$$\phi_{gi} = \begin{cases} 0 & \text{Si } g_{li} < \theta_{gi} < g_{ui} \\ \eta_g \rho_g \operatorname{sgn}(\tilde{\theta}_{gi}) |w_{gi}(x) u_a s| & \text{Sinon} \end{cases} \quad (3.30)$$

Où : $\rho_g \geq 1$

Les erreurs d'approximation sont calculées par lois suivantes :

$$\dot{\hat{\varepsilon}}_f = \gamma_f |s| \quad (3.31)$$

$$\dot{\hat{\varepsilon}}_g = \gamma_g |s u_a| \quad (3.32)$$

3.5.7. Démonstration de la stabilité

En utilisant l'équation (3.23) , \dot{s} devient :

$$\dot{s} = -ks - (f(x) - \hat{f}(x, \theta_f)) - (g(x) - \hat{g}(x, \theta_g)) u_a - g(x) u_r \quad (3.33)$$

Avec (3.17) et (3.18) \dot{s} devient :

$$\dot{s} = -ks - w_f^T(x) \tilde{\theta}_f - w_g^T(x) \tilde{\theta}_g u_a - g(x) u_r - \varepsilon_f(x) - \varepsilon_g(x) u_a \quad (3.34)$$

pour la démonstration de $\|\theta_f\| \leq M_f$, considérons la fonction candidate suivante :

$$V_f = \frac{1}{2} \theta_f^T \theta_f \quad (3.35)$$

D'où

$$\dot{V}_f = \theta_f^T \dot{\theta}_f \quad (3.36)$$

En utilisant (3.27) et (3.28) \dot{V}_f devient :

$$\dot{V}_f = -\eta_f \theta_f^T w_f(x) s - \theta_f^T \phi_f \quad (3.37)$$

Lorsque $\|\theta_f\| = M_f$, en utilise (3.28) \dot{V}_f devient :

$$\dot{V}_f \leq -\eta_f(\rho_f - 1)|\theta_f^T w_f(x)s| \quad (3.38)$$

Avec : $\rho_f \geq 1$, il vient $\dot{V}_f \leq 0$. On assure donc que $\|\theta_f\| \leq M_f$ est toujours vérifiée.

Pour de démontrer que les paramètre estimés θ_{gi} vérifient toujours $g_{li} \leq \theta_{gi} \leq g_{ui}$, considérons la fonction suivante :

$$V_{gi} = \frac{1}{2}\tilde{\theta}_{gi}^2 \quad (3.39)$$

D'où

$$\dot{V}_{gi} = -\tilde{\theta}_{gi}^2 \dot{\theta}_{gi} \quad (3.40)$$

Lorsque θ_{gi} n'est pas entre les bornes prévus, i.e. , ne vérifie pas l'intégralité

$g_{li} \leq \theta_{gi} \leq g_{ui}$, en utilisant les équations (3.29) et (3.30), (3.40) devient :

$$\dot{V}_{gi} \leq -\eta_g(\rho_g - 1)|\tilde{\theta}_{gi}||w_{gi}(x)u_a s| \quad (3.41)$$

Si $\rho_g \geq 1$, donc $\dot{V}_{gi} \leq 0$ et on peut conclure que $g_{li} \leq \theta_{gi} \leq g_{ui}$ est satisfait.

On considère la fonction de Lyapunov suivante pour la démonstration de la stabilité du système bouclé :

$$V = \frac{1}{2}s^2 + \frac{1}{2\eta_f}\tilde{\theta}_f^T \tilde{\theta}_f + \frac{1}{2\eta_g}\tilde{\theta}_g^T \tilde{\theta}_g + \frac{1}{2\gamma_f}\tilde{\varepsilon}_f^2 + \frac{1}{2\gamma_g}\tilde{\varepsilon}_g^2 \quad (3.42)$$

Avec : $\tilde{\varepsilon}_f = \bar{\varepsilon}_f - \hat{\varepsilon}_f$ et $\tilde{\varepsilon}_g = \bar{\varepsilon}_g - \hat{\varepsilon}_g$

La dérivée temporelle de V est donnée par :

$$\dot{V} = s\dot{s} + \frac{1}{\eta_f}\tilde{\theta}_f^T \dot{\theta}_f + \frac{1}{\eta_g}\tilde{\theta}_g^T \dot{\theta}_g + \frac{1}{\gamma_f}\dot{\varepsilon}_f \hat{\varepsilon}_f + \frac{1}{\gamma_g}\dot{\varepsilon}_g \hat{\varepsilon}_g \quad (3.43)$$

En utilisant (3.34) , \dot{V} devient :

$$\dot{V} = -ks^2 + \dot{V}_\theta + \dot{V}_2 \quad (3.44)$$

Avec :

$$\dot{V}_\theta = -\tilde{\theta}_f^T \left[sw_f(x) + \frac{1}{\eta_f} \dot{\theta}_f \right] - \tilde{\theta}_g^T \left[sw_g(x)u_a + \frac{1}{\eta_g} \dot{\theta}_g \right] \quad (3.48)$$

$$\dot{V}_2 = -sg(x)u_r - s\varepsilon_f(x) - s\varepsilon_g(x)u_a - \frac{1}{\gamma_f} \tilde{\varepsilon}_f \hat{\varepsilon}_f - \frac{1}{\gamma_g} \tilde{\varepsilon}_g \hat{\varepsilon}_g \quad (3.49)$$

Après avoir utilisé les deux loi d'adaptation (3.27) et (3.29) dans \dot{V}_θ , sa forme devient :

$$\dot{V}_\theta = \tilde{\theta}_f^T \phi_f - \theta_g^T \phi_g \quad (3.50)$$

En utilisant (3.21) et (3.22) , \dot{V}_2 peut-être bornée comme suite :

$$\dot{V}_2 \leq -sg(x)u_r + |s|\bar{\varepsilon}_f + |su_a|\bar{\varepsilon}_g - \frac{1}{\gamma_f} (\bar{\varepsilon}_f - \hat{\varepsilon}_f) \hat{\varepsilon}_f - \frac{1}{\gamma_g} (\bar{\varepsilon}_g - \hat{\varepsilon}_g) \hat{\varepsilon}_g \quad (3.51)$$

A partir de (3.31) et (3.32) , \dot{V}_2 devient :

$$\dot{V}_2 \leq -sg(x)u_r + |s|\hat{\varepsilon}_f + |su_a|\hat{\varepsilon}_g \quad (3.52)$$

En appliquant (3.25) et le fait que $g(x) \geq g > 0$, il vient :

$$\dot{V}_2 \leq -(g(x)/g)(|s|\hat{\varepsilon}_f + |su_a|\hat{\varepsilon}_g) + |s|\hat{\varepsilon}_f + |su_a|\hat{\varepsilon}_g \leq 0 \quad (3.53)$$

Des résultats (3.48) jusqu'à (3.53) , \dot{V} devient :

$$\dot{V} = -ks^2 + \tilde{\theta}_f^T \Phi_f - \tilde{\theta}_g^T \Phi_g \quad (3.54)$$

Donc , on démontre que $\tilde{\theta}_f^T \Phi_f \leq 0$. Lorsque $\|\theta_f\| \leq M_f$, $\phi = 0$,la relation est juste ,mais quand $\|\theta_f\| = M_f$,puisque $\|\theta_f^*\| < M_f$ on a :

$$2\theta_f^T \theta_f = \|\theta_f^*\|^2 - \|\theta_f\|^2 - \|\theta_f^* - \theta_f\|^2 \leq 0 \quad (3.55)$$

D'où :

$$\tilde{\theta}_f^T \Phi_f = \tilde{\theta}_f^T \theta_f \frac{|w_f^T(x)\theta_f s|}{\theta_f^T \theta_f} \leq 0 \quad (3.56)$$

De la même manière , on peut démontrer que $\tilde{\theta}_g^T \Phi_g$.

A partir des résultats ci-dessus , (3.54) devient :

$$\dot{V} \leq -ks^2 \quad (3.57)$$

Alors, s'après la théorème de barbalat [13] , $s(t) \rightarrow 0$ quand $t \rightarrow \infty$. et par résultat, l'erreur de poursuite et ses dérivées jusqu'à l'ordre n-1 convergent vers zéro.

3.6. Commande adaptative floue d'un demi-véhicule

Dans cette section, nous allons appliquer le schéma de commande floue adaptative développé dans la section précédente sur le système de demi-véhicule défini dans le chapitre 2. Ce genre de système présente un foyer très intéressant pour l'application des commandes adaptatives en raison des incertitudes paramétriques dues à la méconnaissance exacte des coefficients des ressorts et amortisseurs, ainsi qu'au changement fréquent du nombre de passagers et de la charge utile, qui provoque une variation de la masse et des inerties.

Généralement, l'objectif de commande dans les systèmes de suspension (demi-véhicule) repose sur la stabilisation du mouvement angulaire (mouvement de tangage) sous l'effet des perturbations présentées par le profil de la route. Cet objectif permet de garantir un bon confort durant la conduite du véhicule. Une tenue de route idéale peut être obtenue par un écart minimal entre le déplacement vertical de la roue et celui de la route. Pour stabiliser le mouvement vertical de la caisse z_c , les équations de ce mouvement définies dans le modèle (2.13) peuvent être réécrites sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = f_z(x) + g_z(x)u_z \\ y = x_1 \end{cases} \quad (3.58)$$

Avec f_z g_z , sont supposées inconnues.

Notre objectif est de calculer une loi de commande adaptative floue u_z à partir du schéma détaillé dans la section précédente (3.23), (3.24), (3.25), (3.27), (3.29), (3.31), (3.32) qui assure que la sortie $y = z_c$ suit une trajectoire de référence $y_d = x_{1r}$, égale à la valeur

effective des déplacements de la masse non suspendue au centre de gravité du véhicule, donnée par

$$x_{1r} = \frac{az_1 + bz_2}{a + b} \quad (3.59)$$

Ce choix est idéal afin de préserver les limites de l'espace de travail de la suspension (une référence nulle impose des contraintes agressives sur la suspension).

Les suppositions 3.2 et 3.3 sont satisfaites du fait que les déplacements verticaux et angulaires, ainsi que leurs vitesses, sont mesurables et par conséquent, la référence et ses dérivées sont connues et bornées. La supposition 3.1 est validée par la considération que le poids du véhicule est toujours borné par :

$$M_{\min} < M < M_{\max} \quad (3.60)$$

Avec M_{\min} , M_{\max} sont les bornes inférieure et supérieure supposé connu.

Pour l'atténuation du mouvement de tangage, on reprend la même démarche ; considérant les équations du tangage définies dans (2.13) :

$$\begin{cases} \dot{x}_3 = x_4 \\ \dot{x}_4 = f_\varphi(x) + g_\varphi(x)u_\varphi \\ y = x_3 \end{cases} \quad (3.61)$$

Avec $f_\varphi(x)$ et $g_\varphi(x)$ sont supposés inconnues.

L'objectif est de calculer une loi de commande adaptative floue u_φ (3.23 à 3.32) qui assure l'annulation du mouvement de tangage $y_d = 0$. La supposition 3.1 est validée parce que l'inertie du véhicule est bornée comme suit :

$$I_{\min} < I < I_{\max} \quad (3.62)$$

I_{\min} et I_{\max} les bornes inférieure et supérieure de l'inertie du véhicule, qui sont connues.

Après le calcul de u_z et u_φ par le schéma proposé ; nous calculons u_1 et u_2 a partir des équations (2.12) par :

$$\begin{cases} u_1 = \frac{bu_z + u_\varphi}{a+b} \\ u_2 = \frac{bu_z + u_\varphi}{a+b} \end{cases} \quad (3.63)$$

Remarque : pour voir la preuve de stabilité de la dynamique de zéros des états x_5, x_6, x_7, x_8 veiller consulter [9].

3.7 Résultats de simulation

Afin de prouver l'efficacité du schéma de commande proposé dans l'amélioration des performances des système de suspension nous effectuons un test de simulation sur le model (3.58) et (3.61).

l'objectif et de forcer la sortie du système (3.58) à suivre x_{1r} pour le déplacement vertical de la caisse z_c et de forcer le tangage à 0 pour le déplacement angulaire φ .

Les systèmes flous utilisés dans l'approximation des incertitudes possèdent comme entrée les variables x_1 et x_2 pour le contrôleur du déplacement verticale u_z et les variables x_3 et x_4 pour le contrôleur du tangage u_φ .

Pour chaque variable d'entrée x_i ($i=1$ et 2 ou 3 et 4) on définit sept fonction d'appartenance de la forme :

$$\begin{aligned} \mu_{F_i^1} &= \frac{1}{1+\exp(5(x_i+0.6))}, \quad \mu_{F_i^2} = \frac{1}{\exp(x_i+0.4)^2}, \quad \mu_{F_i^3} = \frac{1}{\exp(x_i+0.2)^2} \\ \mu_{F_i^4} &= \frac{1}{\exp(x_i)^2}, \quad \mu_{F_i^5} = \frac{1}{\exp(x_i-0.2)^2}, \quad \mu_{F_i^6} = \frac{1}{\exp(x_i-0.4)^2}, \quad \mu_{F_i^7} = \frac{1}{1+\exp(-5(x_i-0.6))} \end{aligned}$$

Les condition initiales sont : $x_1(0) = 10 \text{ cm}, x_3(0) = 0.05 \text{ rad}$ le reste est nulle .

Les paramètres de synthèse choisis sont :

- Contrôleur u_z : $k_z = 50$, $\lambda_z = 5$, $\eta_{f_z} = 40$, $\rho_{f_z} = 5$, $\gamma_{f_z} = 0.1$, $g_{li_z} = 1/1300$, $g_{ui_z} = 1/1000$, $M_{f_z} = 5$, $g_z = 0.0001$.
- Contrôleur u_φ : $k_\varphi = 50$, $\lambda_\varphi = 5$, $\eta_{g_\varphi} = 40$, $\rho_{g_\varphi} = 5$, $\gamma_{f_\varphi} = 0.1$, $g_{li_\varphi} = 1/700$, $g_{ui_\varphi} = 1/500$, $M_{f_\varphi} = 5$, $g_\varphi = 0.0001$.

Les valeurs initiales des paramètres d'adaptation sont : $\theta_{f_z}(0) = 0$, $\theta_{f_\varphi}(0) = 0$, $\theta_{g_z}(0) = 0.0007$, $\theta_{g_\varphi}(0) = 0.0015$, $\varepsilon_f(0) = 0$, $\varepsilon_g(0) = 0$ pour les deux contrôleur.

Les résultats de simulation sont affichés sur les figures (3.4) à (3.11)

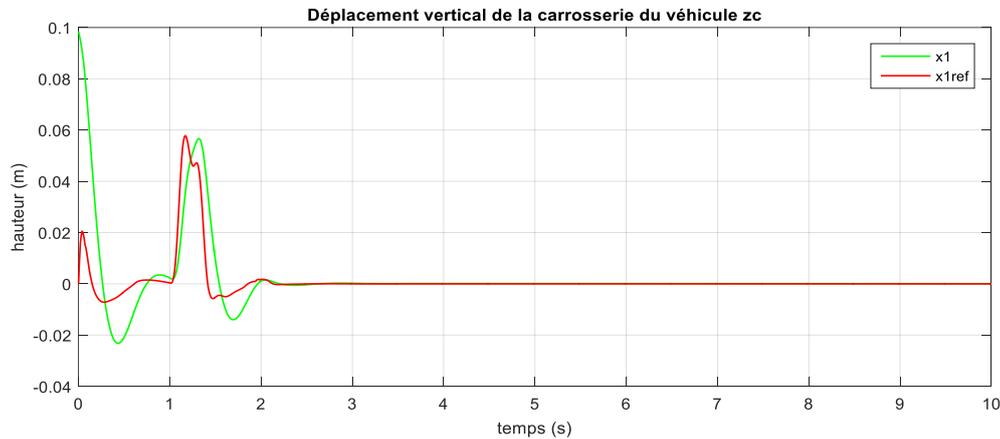


Figure 3.4 Déplacement vertical de la carrosserie du véhicule.

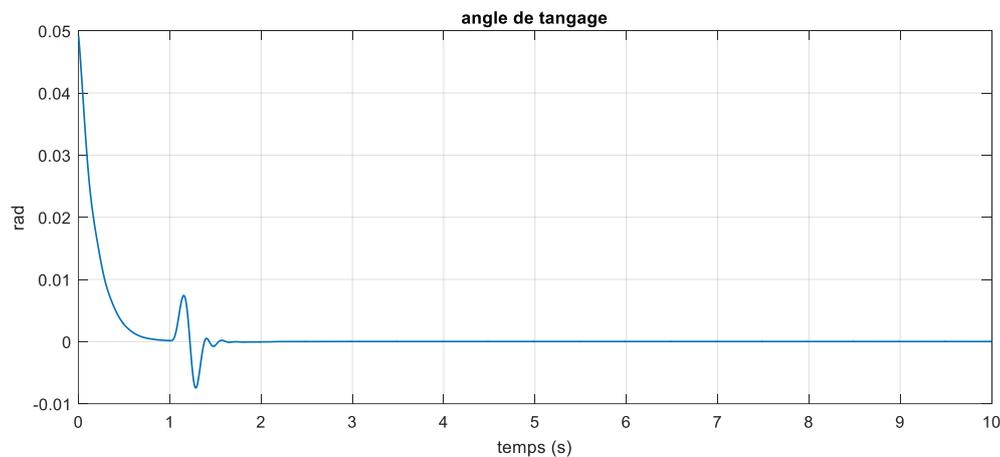


Figure 3.5 Rotation de la carrosserie du véhicule (tangage) φ .

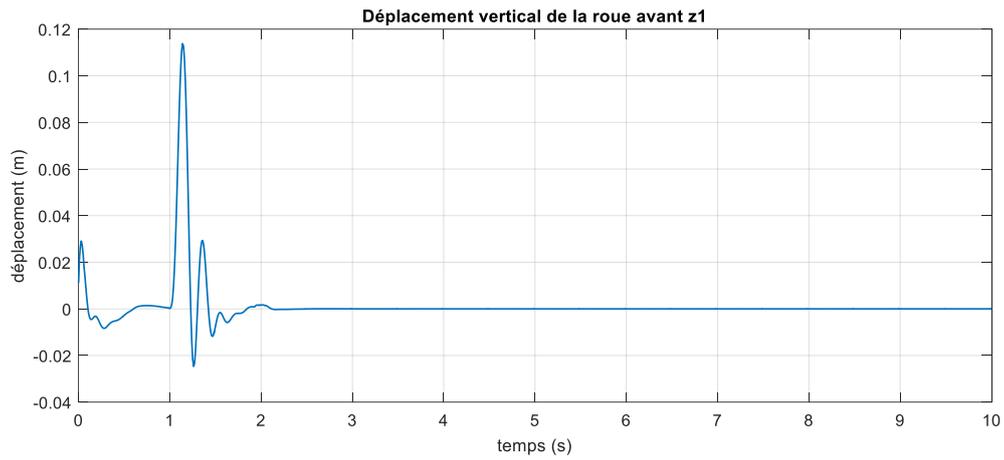


Figure 3.6. déplacement vertical de la roue avant z1.

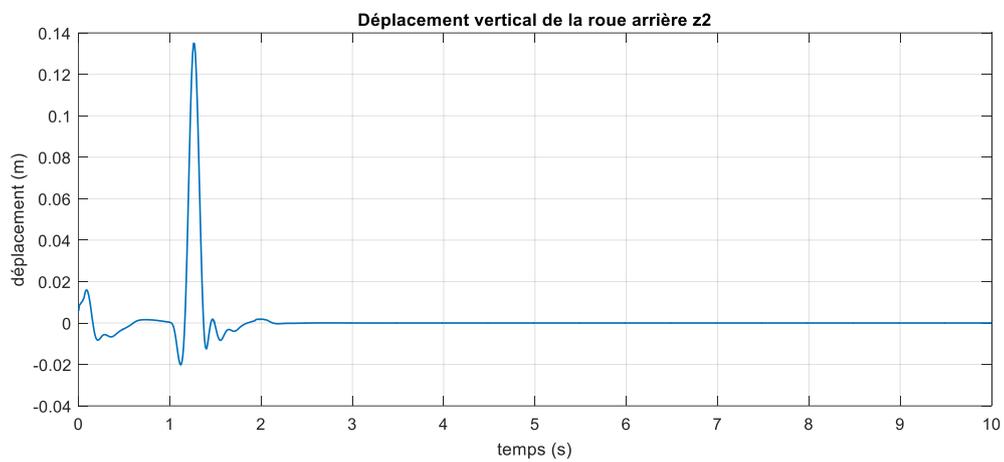


Figure 3.7. Déplacement vertical de la roue arrière z2.

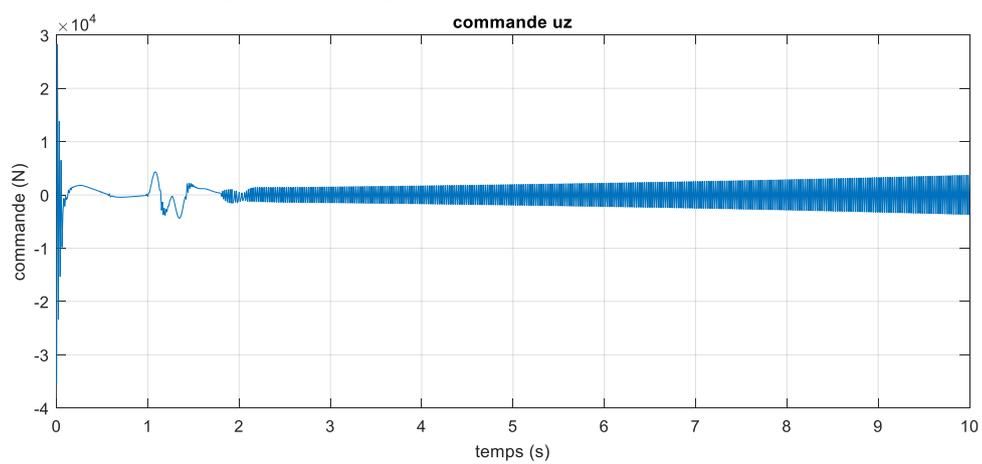


Figure 3.8. signal de commande u_z .

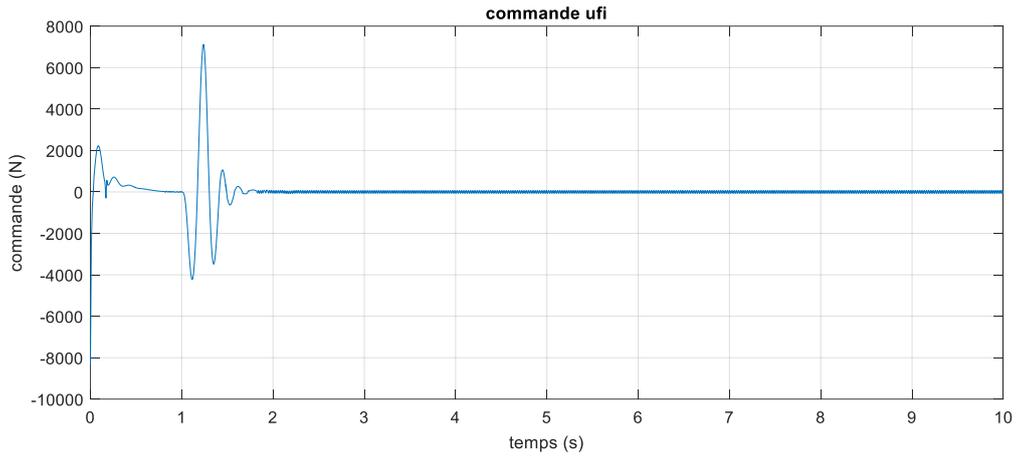


Figure 3.9. signal de commande u_φ .

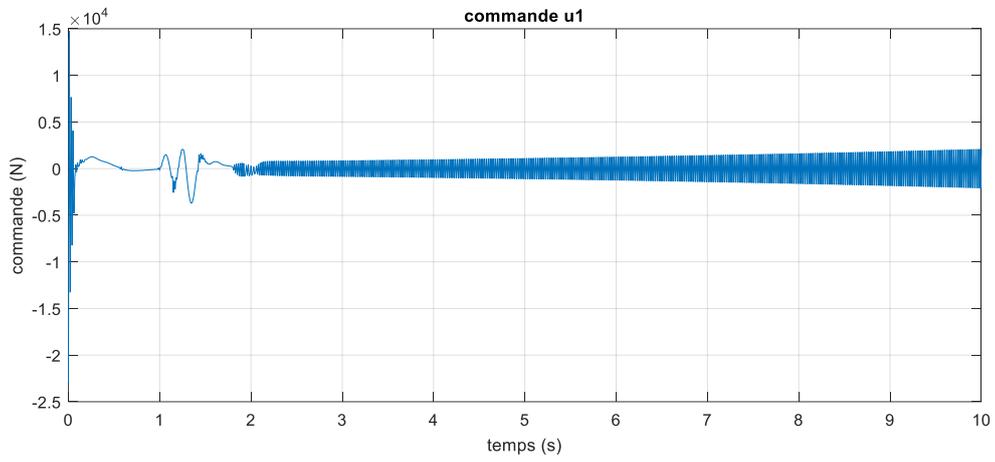


Figure 3.10. signal de commande u_1 .

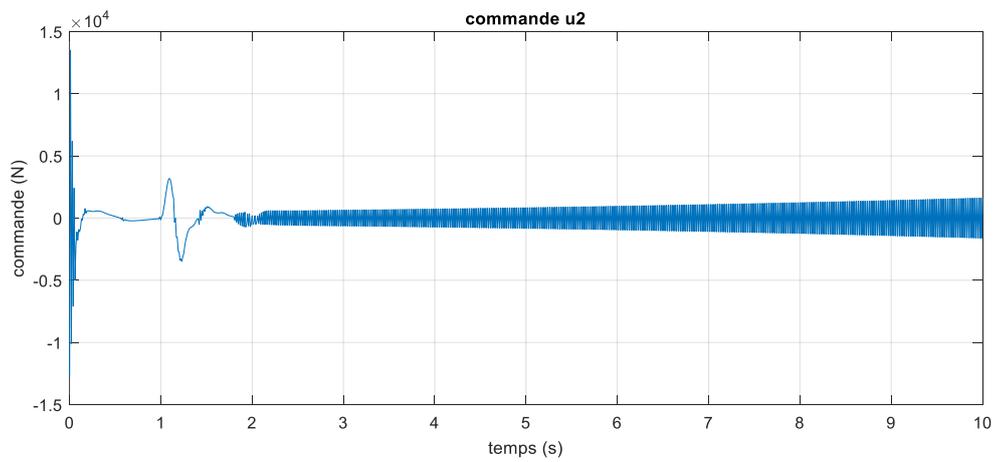


Figure 3.11. signal de commande u_2 .

On remarque que le déplacement verticale suit sa trajectoire de référence avec des dépassement réduit, la perturbation du au ralentisseur a l'instant $t = 1s$ est rapidement compensé finalement le mouvement prend la valeur zéros rapidement.

Même chose pour le tangage on remarque une très bonne compensation de la perturbation et une atténuation très rapide du mouvement on comparent à la simulation en boucle ouvert, ce qui prouve l'efficacité de la commande proposée.

Néanmoins au niveau du signal de commande u_1 et u_2 on remarque des grandes pique au démarrage, la chose qui peut être néfaste soit pour le système au pour les actionneur pour cela on propose d'imposer une saturation à l'actionneur comme mesure de sécurité soit pour protéger le système ou bien pour l'actionneur eux même.

Après la saturation de la commande u_1 et u_2 a la valeur maximale égale à 1500 N, les résultats de simulations sont présents sur les figures (3.12) à (3.16).

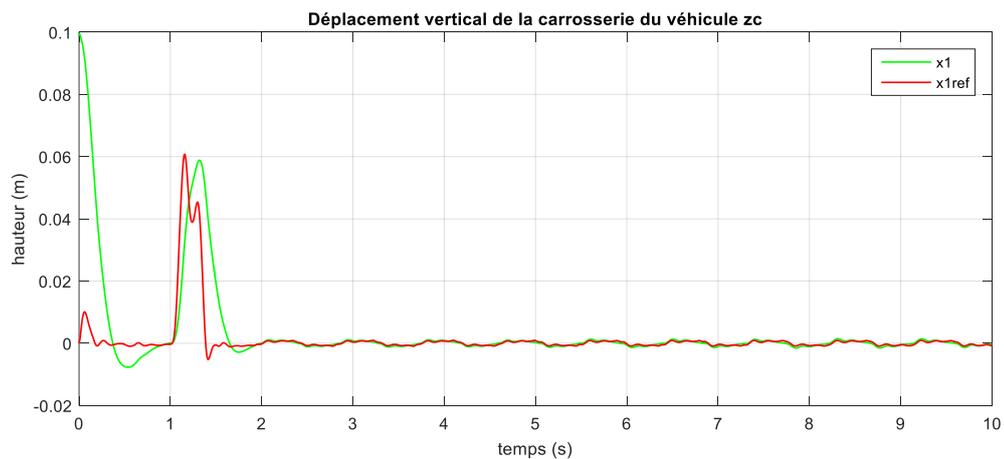


Figure 3.12. Déplacement vertical de la carrosserie du véhicule avec saturation .

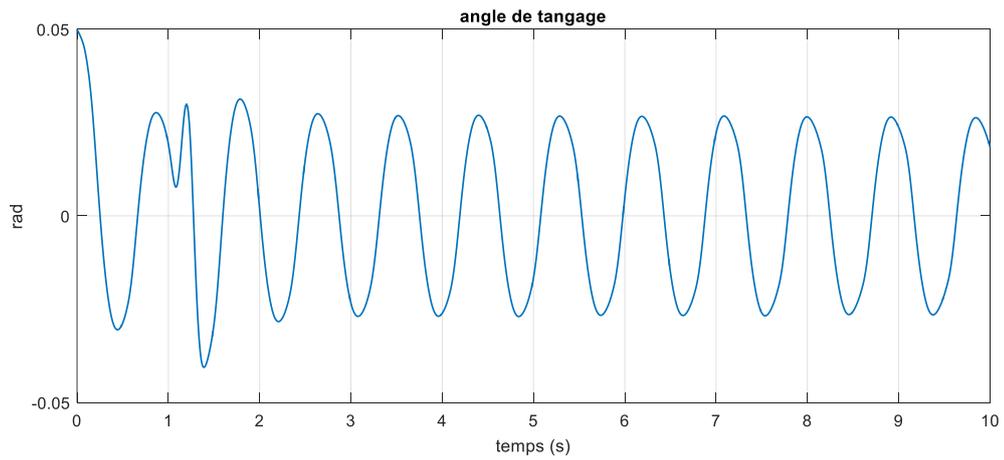


Figure 3.13. Rotation de la carrosserie du véhicule (tangage) φ avec saturation.

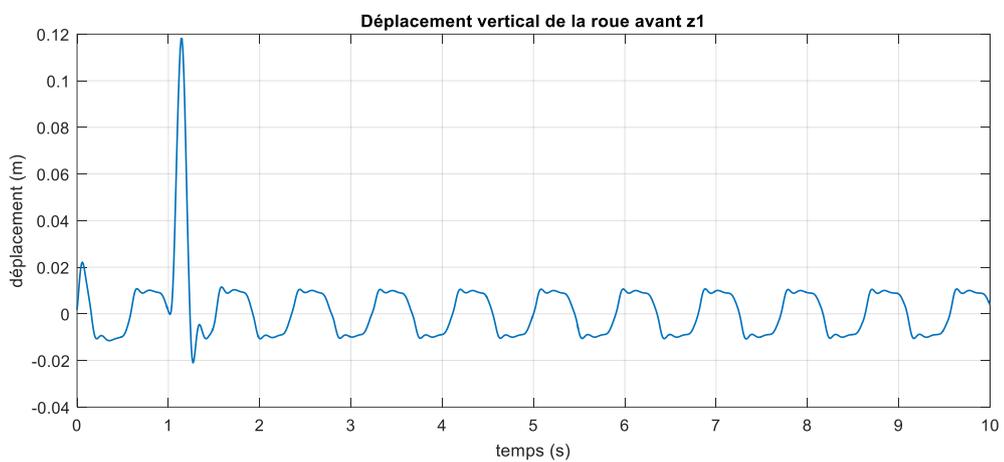


Figure 3.14. Déplacement vertical de la roue avant z1 avec saturation.

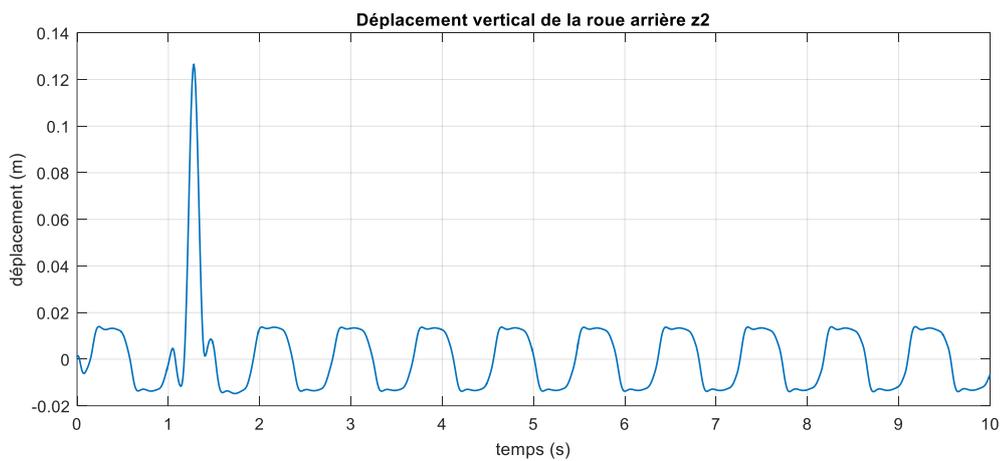


Figure 3.15. Déplacement vertical de la roue arrière z2 avec saturation.

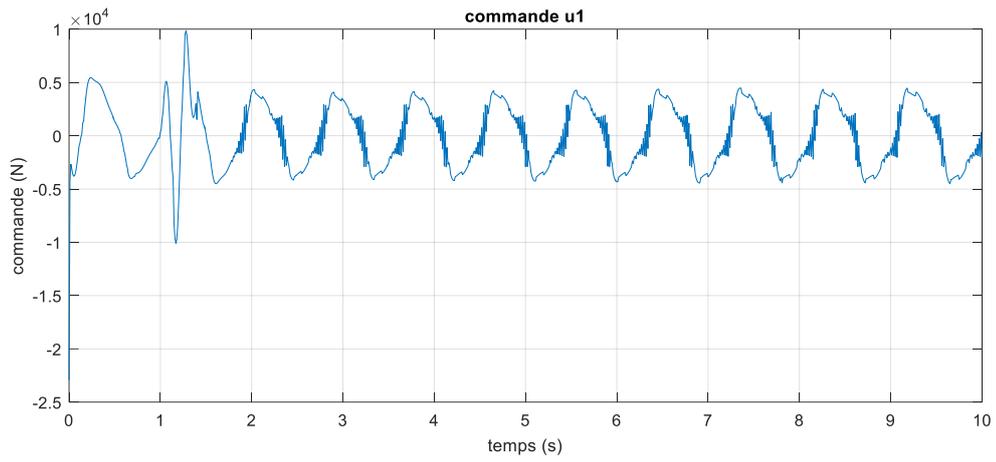


Figure 3.16. signal de commande u_1 avec saturation

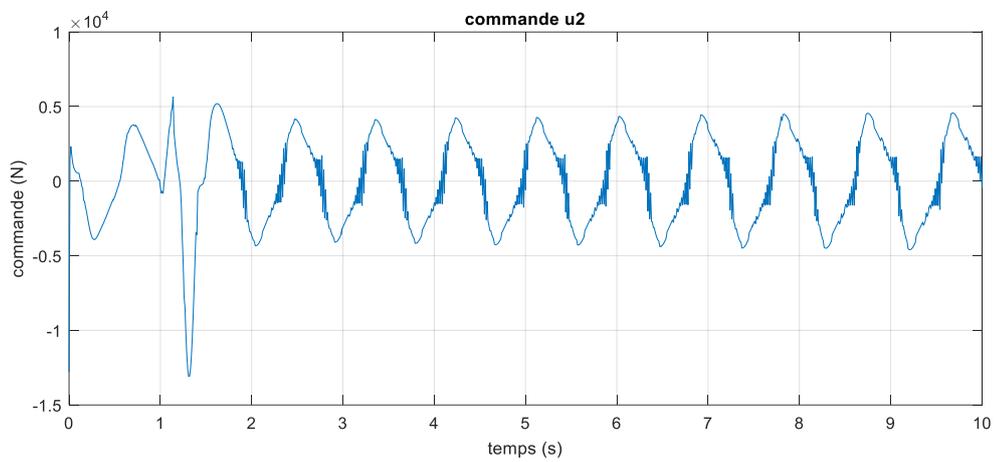


Figure 3.17. signal de commande u_2 avec saturation.

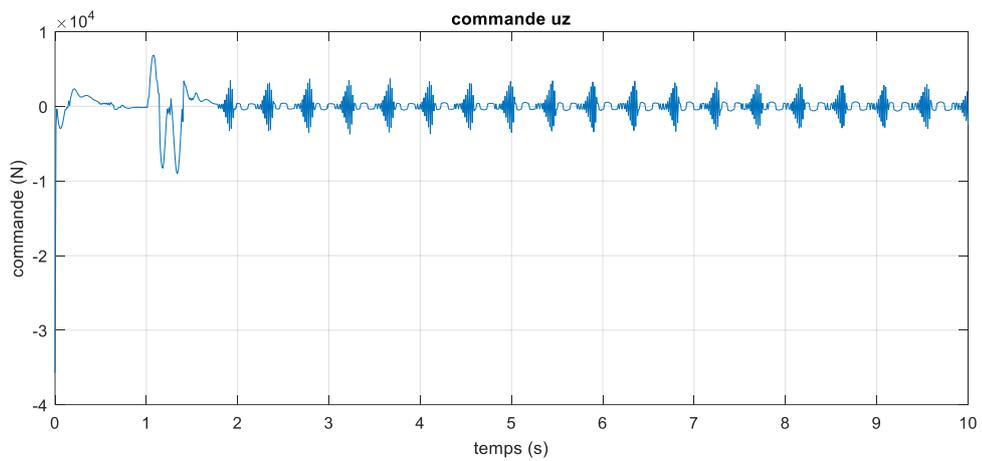


Figure 3.18. signal de commande u_z avec saturation.

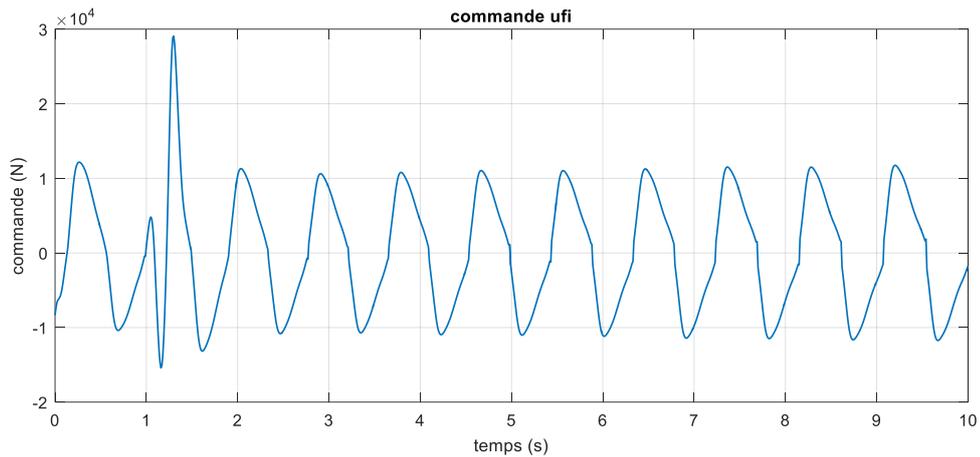


Figure 3.19. signal de commande u_φ avec saturation.

Les résultats de simulation avec saturation montrent que le système ne maintient pas des performances satisfaisantes, et prend des comportements similaires à ceux de la boucle ouverte. Cela met en évidence la nécessité de la prise en compte de ces limitations lors de la synthèse des schémas de commande parce que la négligence de cette caractéristique durant le calcul de la commande cause des dégradations significatives des performances des systèmes. Les solutions d'amélioration des performances en présence de la saturation seront le but du chapitre suivant.

3.8 conclusion

Ce chapitre a présenté une approche de commande adaptative floue pour la commande des systèmes de suspension non linéaire et incertain, les incertitudes dans les systèmes de suspension reviennent à la nature variable de ce genre de systèmes du point de vue de la variation des charges et des vitesses et de la composition mécanique de ces systèmes.

Le schéma est validé par un test de simulation qui a prouvé l'efficacité de la commande proposée, et relève le défi de l'exigence de limitation des signaux de commande qui provoque une dégradation des performances. La récupération des performances en présence de saturation de commande sera l'objet de notre prochain chapitre.

Chapitre 4

Commande adaptative floue indirecte avec
saturation

4.1. Introduction

La saturation est une caractéristique commune et problématique dans les systèmes de suspension, en particulier lorsqu'ils impliquent des actionneurs physiques. Les limitations dues à la saturation peuvent causer des dégradations importantes des performances du système de commande et même mener à l'instabilité, surtout dans les systèmes non linéaires complexes. La saturation se manifeste sous deux formes principales : les limitations d'amplitude et de vitesse des entrées, souvent dues à des contraintes physiques des actionneurs ou à des restrictions imposées pour protéger le système.

Dans le contexte de la commande adaptative floue appliquée à un système de suspension, la saturation complique encore davantage la conception des lois de commande. L'adaptation continue des paramètres en présence de saturation peut introduire des erreurs significatives, dégradant ainsi les performances du système. Il est donc crucial de développer des stratégies de commande robustes qui tiennent compte de ces contraintes.

Cependant, dans de nombreux cas pratiques, les limites exactes de saturation peuvent être mal définies ou complètement inconnues. Cette "saturation inconnue" pose des défis supplémentaires, en particulier pour les systèmes de commande floue adaptative. Ces systèmes ajustent leurs paramètres en temps réel pour s'adapter aux variations des conditions du système, mais l'incertitude sur les limites de saturation complique cette adaptation.

Dans ce contexte, ce chapitre explore l'application d'une commande floue adaptative sur un modèle de suspension de demi-véhicule avec saturation connue et inconnue. L'objectif est de développer des stratégies de contrôle capables de gérer efficacement les non-linéarités et les incertitudes liées à la saturation, assurant ainsi un confort et une stabilité optimaux du véhicule.

4.2. La saturation

Dans les systèmes de suspension, la saturation est une caractéristique essentielle qui doit être prise en compte pour garantir la stabilité optimale et des performances du système. Lorsque les actionneurs atteignent leurs limites maximales ou minimales, cela peut avoir un

impact considérable sur le fonctionnement du système de commande. La saturation d'amplitude et la saturation de vitesse sont les deux principales catégories de saturation.

La saturation d'amplitude limite la valeur maximale que peut atteindre le signal de commande. Par exemple, si un actionneur ne peut produire qu'une force maximale de F_{max} , toute commande exigeant une force supérieure à cette limite sera tronquée à F_{max} , sur l'autre côté, la saturation de vitesse restreint le taux de variation du signal de commande. Cela implique qu'un actionneur ne peut pas réagir immédiatement à des modifications rapides du signal de commande, ce qui entraîne un retard ou une diminution de la réponse du système.

Mathématiquement, on peut décrire la saturation en d'amplitude en utilisant la fonction suivante (figure 4.1)

$$sat(u) = \begin{cases} u_{max}sign(u) & Si \quad |u| > u_{max} \\ u & Si \quad |u| \leq u_{max} \end{cases} \quad (4.1)$$

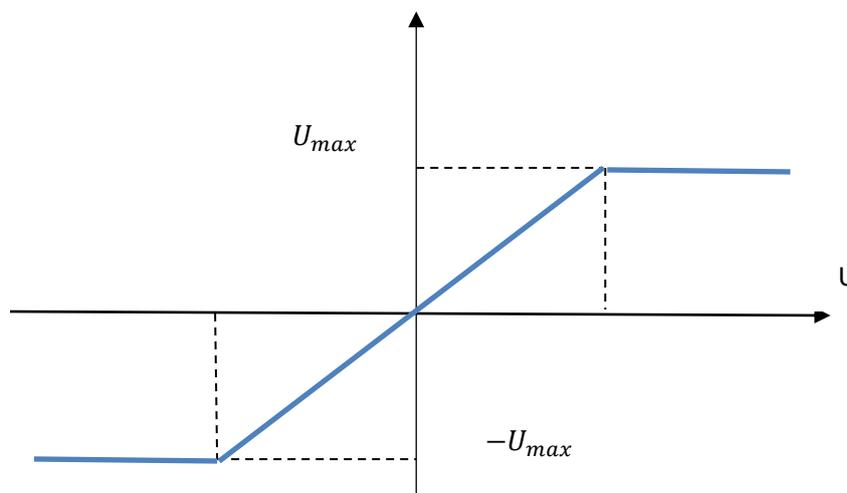


Figure 4.1. Fonction de saturation

Remarque : la saturation $sat(u)$ sera notée $\sigma(u)$ dans le reste de travail.

4.2.1. Effets de la saturation sur la commande adaptative

Lorsqu'un système atteint la saturation, il fonctionne en boucle ouverte jusqu'à ce que le signal de commande revienne dans la zone linéaire. Durant cette période, le système

ne bénéficie pas d'une régulation efficace, ce qui peut entraîner une dégradation accrue des performances et une augmentation de l'erreur. Pour un système de suspension, cela pourrait se traduire par un confort de conduite réduit et une réponse inadéquate aux perturbations de la route.

4.2.2. Solutions pour remédier à la saturation

Pour atténuer les effets indésirables de la saturation dans les systèmes de commande adaptative, plusieurs approches peuvent être envisagées. L'une des solutions consiste à arrêter l'adaptation des paramètres durant la saturation. Cette méthode, bien qu'efficace pour stabiliser le système, pose des défis en termes de démonstration de la stabilité globale. Alternativement, la modification de la loi de commande pour inclure des termes qui compensent l'effet de la saturation peut également être une solution viable. Cette approche nécessite cependant une modélisation précise des limites de saturation et une adaptation dynamique en temps réel pour s'assurer que les performances du système ne se détériorent pas.

Pour cela dans notre travail, plus que la modification de la loi de commande on remplace le signal d'erreur utilisé dans l'adaptation par une nouvelle erreur qui prend en compte l'erreur de poursuite et l'écart d'entre le signal de commande fourni par le contrôleur et celui appliqué au système.

4.3. Commande adaptative floue d'un demi-véhicule avec saturation

Dans cette partie, notre objectif est de donner un contrôleur adaptative floue qui assure une commande performante du mouvement vertical z_c et de tangage φ . Malgré les limitations imposées sur les actionneur.

Les équations de mouvement vertical et de tangage vu dans le chapitre précédent (3.58) et (3.61) sont reformulées dans le cas de saturation des commande comme suit :

Pour le mouvement vertical z_c :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = f_z(x) + g_z(x)\sigma(u_z) \\ y = x_1 \end{cases} \quad (4.2)$$

- Pour le mouvement de tangage φ :

$$\begin{cases} \dot{x}_3 = x_4 \\ \dot{x}_4 = f_\varphi(x) + g_\varphi(x)\sigma(u_\varphi) \\ y = x_3 \end{cases} \quad (4.3)$$

Avec $\sigma(u_z)$ et $\sigma(u_\varphi)$ sont respectivement les fonctions de saturations de u_z et u_φ .

L'objectif est de synthétiser une commande u_z et u_φ , malgré la présence de la saturation et des incertitudes sur le système, soit capable de forcer le déplacement z_c à suivre sa référence x_{1r} et d'annuler le mouvement de tangage.

Dans ce qui suit on va développer un schéma de commande unifié qui sera utilisée pour le calcul de u_z et u_φ , et par la suite u_1 et u_2 , Pour ce faire on suppose un système d'ordre général de la forme :

$$\begin{cases} \dot{x}_i = x_{i+1} & i = 1, \dots, n-1 \\ \dot{x}_n = f(x) + g(x)\sigma(u) \\ y = x_1 \end{cases} \quad (4.4)$$

Et qui peut être écrit sous la forme suivante :

$$y^{(n)} = f(x) + g(x)\sigma(u) \quad (4.5)$$

Où $x = [x_1, \dots, x_n]^T \in \mathfrak{R}^n$ c'est le vecteur d'état, $u \in \mathfrak{R}$ l'entrée de commande de système, et $y \in \mathfrak{R}$ la sortie, $f(x)$ et $g(x)$ sont des fonctions non linéaires continues incertaines, $\sigma(u)$ est la fonction de saturation de la commande.

Par la suite, les suppositions suivantes sont nécessaires.

Supposition 1 : Le gain de contrôle $g(x)$ est non nul, borné et de signe connu. Sans perte de généralité, nous supposons $g(x) > 0$.

Supposition 2 : Le vecteur d'état x est supposé disponible pour la mesure.

Supposition 3 : La trajectoire désirée $y_d(t)$ est une fonction connue et bornée du temps, avec des dérivées connues et bornées jusqu'à l'ordre n .

4.3.1 Objectif

L'objectif du contrôle est de concevoir un contrôleur adaptatif utilisant des systèmes flous pour le système (4.4) de telle sorte que la sortie $y(t)$ suive un signal de référence souhaité $y_d(t)$ réalisable, tout en maintenant tous les signaux du système en boucle fermée bornés malgré la contrainte d'entrée de saturation inconnue.

4.3.2 Calcul de l'erreur

soit l'erreur de suivi par :

$$e(t) = y_d(t) - y(t) \quad (4.6)$$

La surface de glissement est :

$$s = \left(\frac{d}{dt} + \lambda \right)^{n-1} e(t) \quad , \lambda > 0 \quad (4.7)$$

À partir de (3.7), $s(t) = 0$ représente une équation différentielle linéaire dont la solution implique que l'erreur de suivi $e(t)$ converge vers zéro. De plus, des bornes sur $s(t)$ peuvent être directement traduites en bornes sur $e(t)$.

Par conséquent, l'objectif de contrôle devient la conception d'un contrôleur adaptatif pour maintenir $s(t)$ à zéro. La dérivée temporelle de $s(t)$ est donnée par :

$$\dot{s} = v - f(x) - g(x) \sigma(u) \quad (4.8)$$

Avec :

$$v = y_d^{(n)} + \alpha_{n-1} e^{(n-1)} + \dots + \alpha_1 \dot{e} \quad (4.9)$$

Où :

$$\alpha_j = \frac{(n-1)!}{(n-j)!(j-1)!} \lambda^{(n-1)}, \quad j = 1, \dots, n-1 \quad (4.10)$$

4.3.3 Approximation Non Linéaire par les Systèmes Flous

Dans notre cas, nous avons remplacé les fonctions $f(x)$ et $g(x)$ supposées inconnues par leurs approximations floues $\hat{f}(x)$ et $\hat{g}(x)$, définies comme suit :

$$\hat{f}(x) = w_f^T(x) \theta_f \quad (4.11)$$

$$\hat{g}(x) = w_g^T(x) \theta_g \quad (4.12)$$

Où θ_f et θ_g sont les vecteurs des paramètres à estimer, $w_f(x)$ et $w_g(x)$ sont les vecteurs des fonctions de base floues supposés convenablement choisis par l'utilisateur.

θ_f^* , θ_g^* sont respectivement les paramètres optimaux de θ_f et θ_g , qui satisfont :

$$f(x) = w_f^T(x) \theta_f^* + \varepsilon_f(x) \quad (4.13)$$

$$g(x) = w_g^T(x) \theta_g^* + \varepsilon_g(x) \quad (4.14)$$

Ainsi, nous pouvons écrire :

$$f(x) - \hat{f}(x) = w_f^T(x) \tilde{\theta}_f + \varepsilon_f(x) \quad (4.15)$$

$$g(x) - \hat{g}(x) = w_g^T(x) \tilde{\theta}_g + \varepsilon_g(x) \quad (4.16)$$

Où : $\tilde{\theta}_f = \theta_f^* - \theta_f$ et $\tilde{\theta}_g = \theta_g^* - \theta_g$, sont des erreurs d'estimation paramétrique, ε_f et ε_g sont les erreurs d'approximation.

Puisque les vecteurs de paramètres optimaux θ_f^* et θ_g^* sont inconnus, nous utilisons leurs estimations $\hat{\theta}_f$ et $\hat{\theta}_g$ respectivement.

Supposition 4: les erreurs d'approximations sont bornées par des constantes positives inconnues.

$$|\varepsilon_f(x)| \leq \bar{\varepsilon}_f, |\varepsilon_g(x)| \leq \bar{\varepsilon}_g$$

A partir de cette supposition et du fait que le signal de commande généré par l'actionneur est borné on peut faire la supposition suivante :

$$|\bar{\varepsilon}_f + \bar{\varepsilon}_g u| \leq \bar{\varepsilon}$$

Avec $\bar{\varepsilon}$ constante positive inconnue.

4.3.4. Loi de commande

L'utilisation d'un schéma de commande de la forme (3.23-3.30), ne peut pas garantir les performances désirées à cause de la saturation du signal de commande.

Pour résoudre ce problème deux solutions sont combinées :

- Modification de la loi de commande afin de générer une commande non saturée.
- Isolation de la composante de l'erreur due à la saturation dans les lois d'adaptations des paramètres.

La loi de commande choisie est [19] :

$$u = \frac{1}{\hat{g}(x, \theta_g)} \left(-\hat{f}(x, \theta_f) + v + ks + u_r + u_{sat} \right) \quad (4.17)$$

Avec u_{sat} Un terme ajouté pour assurer la bornitude du signal de commande définie comme suit :

$$u_{sat} = \begin{cases} \left(\hat{g}(x, \theta_g) \right) (u_{\max} - u_n) & \text{si } u_n > u_{\max} \\ 0 & \text{si } u_{\min} < u_n < u_{\max} \\ \left(\hat{g}(x, \theta_g) \right) (u_{\min} - u_n) & \text{si } u_n < u_{\min} \end{cases} \quad (4.18)$$

Où

$$u_n = \frac{1}{\hat{g}(x, \theta_g)} \left(-\hat{f}(x, \theta_f) + v + ks + u_r \right) \quad (4.19)$$

u_r le terme de robustesse sera défini plus tard.

Afin d'assurer la stabilité et des performances meilleurs en présence de saturation, on introduit une nouvelle grandeur z , qui présente la composant de l'erreur due à la saturation [22] tel que :

$$\dot{z} = -kz - u_{sat} \quad (4.20)$$

le nouveau signal d'erreur, qui sera utilisé dans la suite pour l'adaptation et porte une information sur l'erreur s et sur la saturation z , s'écrit par :

$$\bar{\chi} = s - z \quad (4.21)$$

On garde les même lois d'adaptation vu dans le chapitre 3 sauf qu'on remplace le signal d'erreur s par $\bar{\chi}$.

$$\dot{\theta}_f = -\eta_f w_f(x) \bar{\chi} - \phi_f \quad (4.22)$$

Où $\eta_f > 0$ le gain d'adaptation et ϕ_f est définie comme suit :

$$\phi_f = \begin{cases} 0 & \text{Si } \|\theta_f\| < M_f \\ \eta_f \rho_f \frac{|w_f^T(x) \theta_f \bar{\chi}|}{\theta_f^T \theta_f} \theta_f & \text{Sinon} \end{cases} \quad (4.23)$$

Avec $\rho_f \geq 1$

De même pour θ_g :

$$\dot{\theta}_g = -\eta_g w_g(x) u_a \bar{\chi} + \phi_g \quad (4.24)$$

Avec $\eta_g > 0$ le gain d'adaptation et ϕ_g est définie comme :

$$\phi_{gi} = \begin{cases} 0 & \text{Si } g_{li} < \theta_{gi} < g_{ui} \\ \eta_g \rho_g \operatorname{sgn}(\tilde{\theta}_{gi}) |w_{gi}(x) u_a \bar{\chi}| & \text{Sinon} \end{cases} \quad (4.25)$$

Où : $\rho_g \geq 1$.

La borne supérieure de l'approximation est :

$$\dot{\hat{\varepsilon}} = \gamma |\bar{\chi}| \quad (4.26)$$

Où $\gamma > 0$

Donc le terme robuste est formulé comme suit :

$$u_r = \hat{\varepsilon} \operatorname{sign}(\bar{\chi}) \quad (4.27)$$

4.3.5. Démonstration de la stabilité

Soit la fonction de Lyapunov :

$$V = \frac{1}{2} \bar{\chi}^2 + \frac{1}{2\eta_f} \tilde{\theta}_f^T \tilde{\theta}_f + \frac{1}{2\eta_g} \tilde{\theta}_g^T \tilde{\theta}_g + \frac{1}{2\gamma} \tilde{\varepsilon} \hat{\varepsilon} \quad (4.28)$$

Avec $\tilde{\varepsilon}_f = \bar{\varepsilon} - \hat{\varepsilon}$.

La dérivée temporelle de V est donnée par :

$$\dot{V} = \bar{\chi} \dot{\bar{\chi}} - \frac{1}{\eta_f} \tilde{\theta}_f^T \dot{\tilde{\theta}}_f + \frac{1}{\eta_g} \tilde{\theta}_g^T \dot{\tilde{\theta}}_g + \frac{1}{\gamma} \tilde{\varepsilon} \dot{\hat{\varepsilon}} \quad (4.29)$$

La dynamique de $\dot{\chi}$ est donnée par :

$$\dot{\chi} = \dot{s} - \dot{z} \quad (4.30)$$

Utilisant (4.8) et (4.20), l'équation (4.30) peut être réécrite comme suit :

$$\dot{\chi} = kz + u_{sat} + v - f(x) - g(x)\sigma(u) \quad (4.31)$$

Suit à l'ajoute dans la loi de commande d'un terme additif qui assure que le signal de commande reste non saturé, on peut dire que $\sigma(u) = u$. Ainsi, l'équation (4.31) peut se réécrire comme suit :

$$\dot{\chi} = kz + u_{sat} + v - f(x) - g(x)u \quad (4.32)$$

Ajoutant et retranchant le terme $\hat{g}(x, \theta_g)u$ on aura :

$$\dot{\chi} = kz + u_{sat} + v - f(x) - (g(x) - \hat{g}(x, \theta_g))u - \hat{g}(x, \theta_g)u \quad (4.33)$$

Remplaçant par (4.15) , (4.16) et (4.17) dans (4.33) on obtient :

$$\dot{\chi} = -k\bar{\chi} + u_r - w_f^T(x)\tilde{\theta}_f - w_g^T(x)\tilde{\theta}_g u - \varepsilon(x) \quad (4.34)$$

Avec $\varepsilon(x) = \varepsilon_f(x) + \varepsilon_g(x)u$.

Ainsi, (4.29) devient :

$$\dot{V} = -k\bar{\chi}^2 + u_r\bar{\chi} - \varepsilon(x)\bar{\chi} - \frac{1}{\gamma}\dot{\varepsilon}\dot{\varepsilon} + \dot{V}_\theta \quad (4.35)$$

Avec

$$\dot{V}_\theta = -\tilde{\theta}_f^T \left[\bar{\chi}w_f(x) + \frac{1}{\eta_f}\dot{\theta}_f \right] - \tilde{\theta}_g^T \left[\bar{\chi}w_g(x)u + \frac{1}{\eta_g}\dot{\theta}_g \right] \quad (4.36)$$

Utilisons (4.22) et (4.24) dans l'expression de \dot{V}_θ , on trouve :

$$\dot{V}_\theta \leq 0 \quad (4.37)$$

Alors \dot{V} devient :

$$\dot{V} \leq -k\bar{\chi}^2 + u_r\bar{\chi} - \varepsilon(x)\bar{\chi} - \frac{1}{\gamma}\varepsilon\dot{\varepsilon} \quad (4.38)$$

Remplaçant par (4.26), il devient :

$$\dot{V} \leq -k\bar{\chi}^2 + u_r\bar{\chi} - \varepsilon(x)\bar{\chi} - \varepsilon|\bar{\chi}| \quad (4.39)$$

De (4.27) \dot{V} peut-être borné comme suit :

$$\dot{V} \leq -k\bar{\chi}^2 - \varepsilon|\bar{\chi}| - \varepsilon|\bar{\chi}| + \varepsilon|\bar{\chi}| + \varepsilon|\bar{\chi}| \quad (4.40)$$

Alors :

$$\dot{V} \leq -k\bar{\chi}^2 \quad (4.41)$$

D'après l'équation (4.41) et en appliquant le lemme de Barbalat [21], on peut conclure que $\bar{\chi}(t) \rightarrow 0$ lorsque $t \rightarrow \infty$. Si la poursuite de la trajectoire de référence est réalisée par un signal de commande non saturé, c'est-à-dire que $\bar{\chi}(t) \rightarrow s(t)$ lorsque $t \rightarrow \infty$, alors l'erreur de poursuite et ses dérivées jusqu'à l'ordre $n - 1$ convergent vers zéro lorsque $t \rightarrow \infty$.

4.4. Résultats de simulation

Pour valider le schéma proposée on effectue de nouveau le test de simulation, sur le système de demi-véhicule vu dans le chapitre précédent, en considérant une limitation sur le signal de commande $u_{1\max} = 1500N$ et $u_{2\max} = 1500N$.

Dans l'approximation des fonction inconnues, les système floue utilisé sont les mêmes utilisée dans les simulations précédente.

Les condition initiales sont : $x_1(0) = 10 \text{ cm}$, $x_3(0) = 0.05 \text{ rad}$ le reste est nulle .

Les paramètres de synthèse choisis sont :

- Contrôleur u_z : $k_z = 50$, $\lambda_z = 5$, $\eta_{f_z} = 10^{-6}$, $\rho_{f_z} = 0.1$, $\rho_{g_z} = 0.1$ $\gamma_{f_z} = 15$, $g_{li_z} = 1/1300$, $g_{ui_z} = 1/1000$, $M_{f_z} = 5$, $g_z = 0.0001$.

- Contrôleur u_φ : $k_\varphi = 90$, $\lambda_\varphi = 5$, $\eta_{g_\varphi} = 0.1$, $\rho_{f_\varphi} = 1.1$, $\rho_{g_\varphi} = 1.1$, $\gamma_{f_\varphi} = 20$,
 $g_{ii_\varphi} = 1/700$, $g_{ui_\varphi} = 1/500$, $M_{f_\varphi} = 5$, $g_\varphi = 0.0001$.

Les valeurs initiale des paramètres d'adaptation sont : $\theta_f(0) = 0.007$, $\theta_g(0) = 0.0015$,
 $\varepsilon_f(0) = 0$, $\varepsilon_g(0) = 0$ pour les deux contrôleur .

Les résultats de simulation sont affichés sur les figures (4.2) à (4.9)

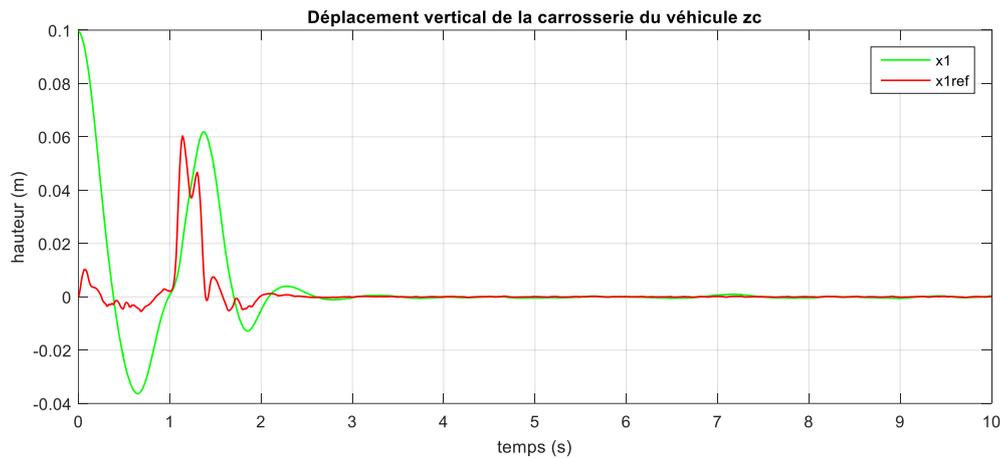


Figure 4.2. Déplacement vertical de la carrosserie du véhicule avec saturation .

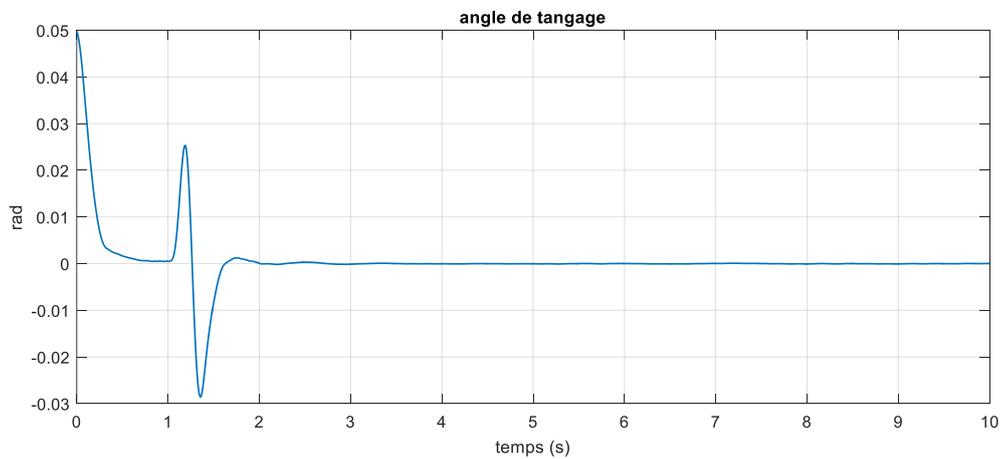


Figure 4.3. Rotation de la carrosserie du véhicule (tangage) φ avec saturation.

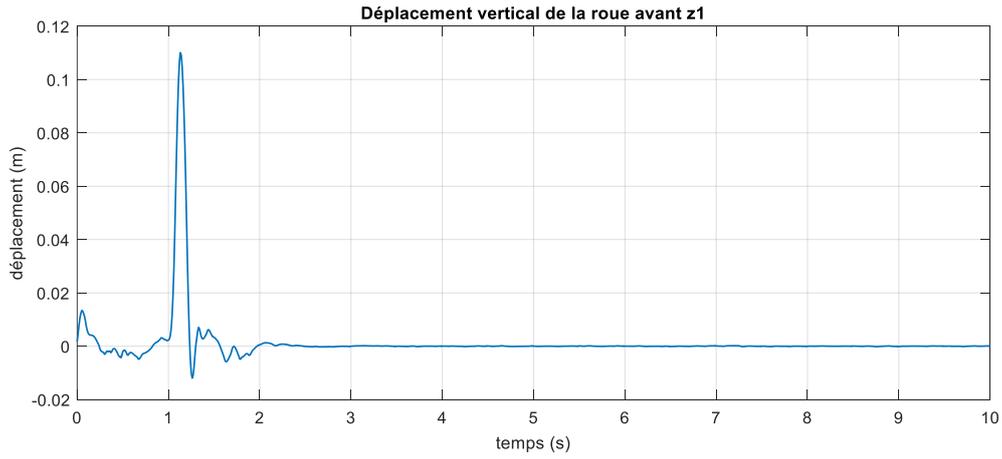


Figure 4.4. Déplacement vertical de la roue avant z1 avec saturation.

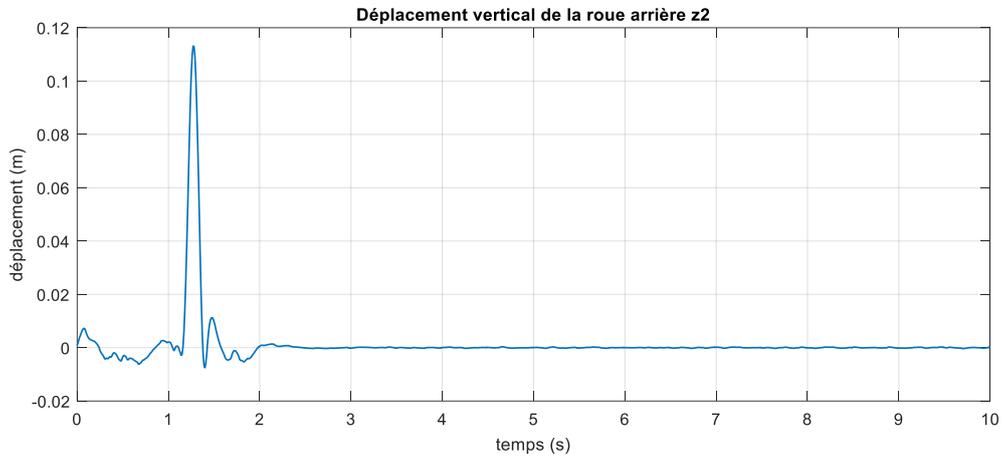


Figure 4.5. Déplacement vertical de la roue arrière z2 avec saturation.

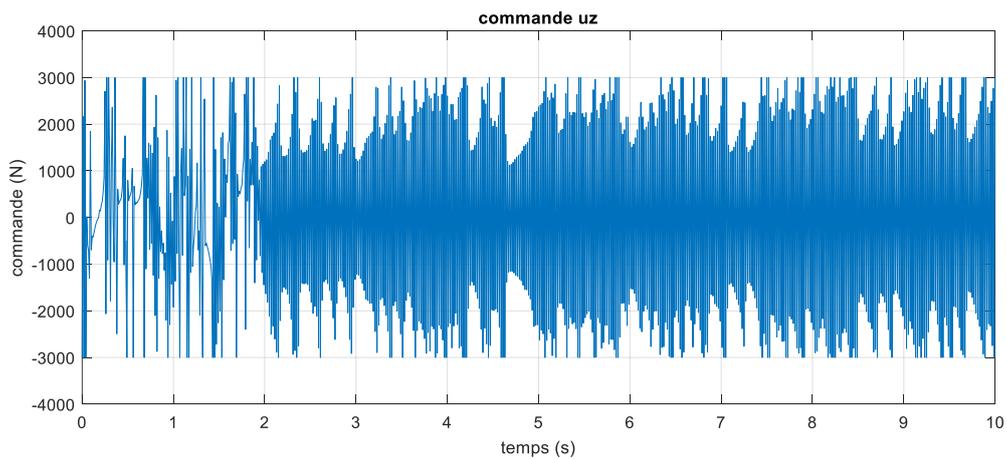


Figure 4.6. signal de commande u_z avec saturation.

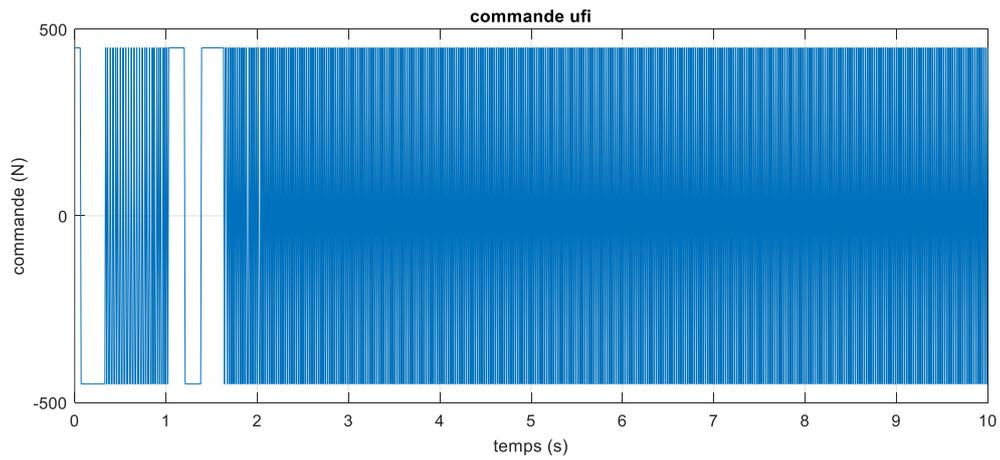


Figure 4.7. signal de commande u_φ avec saturation.

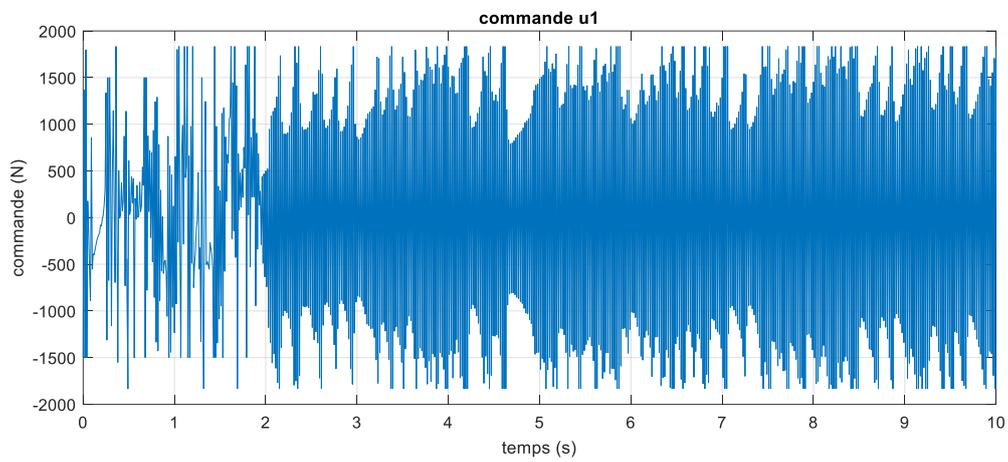


Figure 4.8. signal de commande u_1 avec saturation

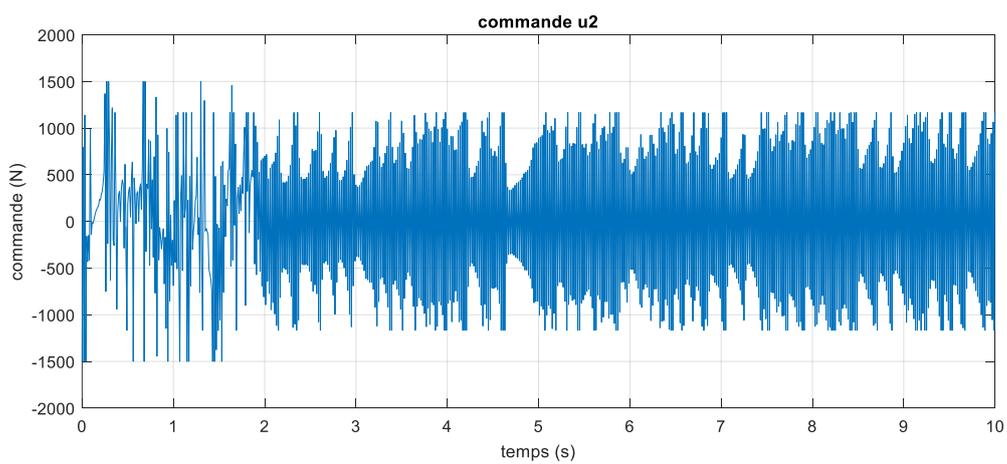


Figure 4.9. signal de commande u_2 avec saturation.

A partir des figure (4.2) à (4.9) , on remarque que la commande proposé à permet de récupérer les performances de commande en termes de temps de rétablissement au bien des dépassements, avec un signal de commande qui ne dépasse plus les valeur maximales de l'actionneurs, ce qui valide les solutions choisis.

En réalité l'information sur les limitations des actionneurs ne sont pas toujours disponible. Ce qui relève un autre défi qui est la conception d'une commande capable de compenser l'effet de la saturation sans connaissance exacte de ces caractéristiques (saturation inconnue).ce problème sera résolu dans la section suivant.

4.5 Commande adaptative floue indirecte avec saturation inconnue [20]

La caractéristique statique de l'actionneur n'est pas toujours connue lors de traitement comme le cas dans la section précédente. La méconnaissance de la caractéristique entrée-sortie de l'actionneur est souvent rencontrer dans la pratique et rend la résolution de ce problème encore plus délicat .

Dans cette section on s'intéresse à l'élaboration d'une loi de commande adaptative floue pour un système soumis à des non linéarités inconnues sur l'entrée.

La solution préconisé est basé sur le principe de la compensation de la partie éliminé par la saturation, notez par $\tau(u)$:

$$\tau(u) = \sigma(u) - u = \begin{cases} u_{\max} - u & \text{si } u \geq u_{\max} \\ 0 & \text{si } |u| < u_{\max} \\ -u_{\max} - u & \text{si } u \leq -u_{\max} \end{cases} \quad (4.42)$$

La compensation est basée sur la nouvelle valeur quantifiant l'effet de la saturation comme déjà vue dans la section précédente :

$$\dot{z} = -k z - g(x)(\sigma(u) - u) \quad (4.43)$$

À partir de l'équation (4.42), on peut écrire :

$$\dot{z} = -k z - g(x)\tau(u) \quad (4.44)$$

Où bien :

$$\Delta(x, u) = g(x)\tau(u) \quad (4.45)$$

Du fait que $g(x)$ et $\tau(u)$ sont inconnues, la fonction $\Delta(x, u)$ est inconnues, on propose de l'approximer par un système floue de la forme :

$$\hat{\Delta}(\xi, \theta_{\Delta}) = w_{\Delta}^T(\xi)\theta_{\Delta} \quad (4.46)$$

Où θ_{Δ} est le vecteur des paramètres à estimer, $w_{\Delta}^T(\xi)$ est le vecteur de fonctions de base floues supposés convenablement choisis par l'utilisateur, ξ vecteur d'entrée du système flou, il se compose d'une combinaison des variable d'état ou des erreurs de poursuite et de la commande u .

soit θ_{Δ}^* est le vecteur des paramètres optimaux de θ_{Δ} , qui satisfait :

$$\Delta(x, u) = w_{\Delta}^T(\xi)\theta_{\Delta}^* + \varepsilon_{\Delta}(\xi) \quad (4.47)$$

ε_{Δ} est l'erreurs d'approximation floue supposé bornée par une constante $\bar{\varepsilon}_{\Delta}$ inconnue

$$|\varepsilon_{\Delta}(\xi)| < \bar{\varepsilon}_{\Delta} \quad (4.48)$$

Ainsi, nous pouvons écrire :

$$\Delta(x, u) - \hat{\Delta}(\xi, \theta_{\Delta}) = w_{\Delta}^T(\xi)\tilde{\theta}_{\Delta} + \varepsilon_{\Delta}(\xi) \quad (4.49)$$

Où : $\tilde{\theta}_{\Delta} = \theta_{\Delta}^* - \theta_{\Delta}$, est l'erreurs d'estimation paramétrique.

Si on remplace le terme $\Delta(x, u)$ par son approximation floue $\hat{\Delta}(\xi, \theta_{\Delta})$ dans (4.44), on obtient :

$$\dot{z} = -kz - \hat{\Delta}(\xi, \theta_{\Delta}) \quad (4.50)$$

Considérons la loi de commande suivante :

$$u = \frac{1}{\hat{g}(x, \theta_g)} (-\hat{f}(x, \theta_f) + v + k s + u_r) \quad (4.51)$$

Où k est une constante positive, u_r est le terme de robustesse dont le but est d'atténuer l'effet des erreurs d'approximation floues, s'écrit :

$$u_r = (\hat{\varepsilon}_f + \hat{\varepsilon}_\Delta + \hat{\varepsilon}_g |u_c|) \text{sgn}(\bar{x}) \quad (4.52)$$

Où :

$$u_c = \frac{1}{\hat{g}(x, \theta_g)} (-\hat{f}(x, \theta_f) + v + k s) \quad (4.53)$$

$\hat{\varepsilon}_f$, $\hat{\varepsilon}_\Delta$ et $\hat{\varepsilon}_g$ sont respectivement les estimées de $\bar{\varepsilon}_f$, $\bar{\varepsilon}_\Delta$ et $\bar{\varepsilon}_g$.

\bar{x} est l'erreur modifiée définie par :

$$\bar{x} = s - z \quad (4.54)$$

Les lois d'adaptation par projection sont données par :

$$\dot{\theta}_\Delta = -\eta_\Delta w_\Delta(z) \bar{x} \quad (4.55)$$

$$\dot{\theta}_f = -\eta_f w_f(x) \bar{x} - \phi_f \quad (4.56)$$

$$\dot{\theta}_g = -\eta_g w_g(x) u \bar{x} - \phi_g \quad (4.57)$$

Avec $\eta_\Delta > 0$, $\eta_f > 0$ et $\eta_g > 0$, ϕ_f et ϕ_g sont respectivement données par :

$$\phi_f = \begin{cases} 0 & \text{si } \|\theta_f\| < M_f \\ \eta_f \rho_f \frac{|w_f^T(x) \theta_f \bar{x}|}{\theta_f^T \theta_f} \theta_f & \text{Sinon} \end{cases} \quad (4.58)$$

$$\phi_{gi} = \begin{cases} 0 & \text{Si } g_{li} < \theta_{gi} < g_{ui} \\ \eta_g \rho_g \operatorname{sgn}(\tilde{\theta}_{gi}) |w_{gi}(x)u\bar{x}| & \text{Sinon} \end{cases} \quad (4.59)$$

Avec $\rho_g \geq 1$, $\rho_f \geq 1$.

Les erreurs d'approximation sont calculées à partir des loi suivantes :

$$\dot{\hat{\varepsilon}}_{\Delta} = \delta_{\Delta} |\bar{x}| \quad (4.60)$$

$$\dot{\hat{\varepsilon}}_f = \delta_f |\bar{x}| \quad (4.61)$$

$$\dot{\hat{\varepsilon}}_g = \delta_g |u_c| |\bar{x}| \quad (4.62)$$

Avec $\delta_{\Delta} > 0$, $\delta_f > 0$ et $\delta_g > 0$.

4.6. Démonstration de la stabilité [21]

Pour l'analyse de la stabilité de la structure de commande proposée, on choisit la fonction

de Lyapunov suivante :

$$V = \frac{1}{2} \bar{x}^2 + \frac{1}{2\eta_f} \tilde{\theta}_f^T \tilde{\theta}_f + \frac{1}{2\eta_{\Delta}} \tilde{\theta}_{\Delta}^T \tilde{\theta}_{\Delta} + \frac{1}{2\eta_g} \tilde{\theta}_g^T \tilde{\theta}_g + \frac{a}{2\delta_f} \tilde{\varepsilon}_f^2 + \frac{a}{2\delta_{\Delta}} \tilde{\varepsilon}_{\Delta}^2 + \frac{a}{2\delta_g} \tilde{\varepsilon}_g^2 \quad (4.63)$$

Avec $\eta_f, \eta_{\Delta}, \eta_g, \delta_f, \delta_{\Delta}, \delta_g, a > 0$, $\tilde{\varepsilon}_f = \varepsilon_f^* - \hat{\varepsilon}_f$, $\tilde{\varepsilon}_{\Delta} = \varepsilon_{\Delta}^* - \hat{\varepsilon}_{\Delta}$, $\tilde{\varepsilon}_g = \varepsilon_g^* - \hat{\varepsilon}_g$, et :

$$\varepsilon_f^* = \frac{\bar{\varepsilon}_f}{\alpha} \quad (4.64)$$

$$\varepsilon_{\Delta}^* = \frac{\bar{\varepsilon}_{\Delta}}{\alpha} \quad (4.65)$$

$$\varepsilon_g^* = \frac{\bar{\varepsilon}_g}{\alpha} \quad (4.66)$$

La dérivée temporelle de V est donnée par :

$$\dot{V} = \bar{x} \dot{\bar{x}} - \frac{1}{\eta_f} \tilde{\theta}_f^T \dot{\theta}_f - \frac{1}{\eta_\Delta} \tilde{\theta}_\Delta^T \dot{\theta}_\Delta - \frac{1}{\eta_g} \tilde{\theta}_g^T \dot{\theta}_g + \dot{V}_\varepsilon \quad (4.67)$$

Avec :

$$\dot{V}_\varepsilon = -\frac{\alpha}{\delta_f} \tilde{\varepsilon}_f \dot{\hat{\varepsilon}}_f - \frac{\alpha}{\delta_\Delta} \tilde{\varepsilon}_\Delta \dot{\hat{\varepsilon}}_\Delta - \frac{\alpha}{\delta_g} \tilde{\varepsilon}_g \dot{\hat{\varepsilon}}_g \quad (4.68)$$

La dynamique de \bar{x} le long de (4.8) et (4.50) est :

$$\dot{\bar{x}} = k z + v - f(x) - g(x) \sigma(u) + \hat{\Delta}(\xi, \theta_\Delta) \quad (4.69)$$

A partir de (4.42) et (4.45), (4.69) peut se récrire comme suit :

$$\dot{\bar{x}} = k z + v - f(x) - g(x) u - (\Delta(x, u) - \hat{\Delta}(\xi, \theta_\Delta)) \quad (4.70)$$

En ajoutant et en retranchant le terme $\hat{g}(x, \theta_g) u$ au côté droit de l'équation (4.70), on aura:

$$\dot{\bar{x}} = k z + v - f(x) - \hat{g}(x, \theta_g) u - (g(x) - \hat{g}(x, \theta_g)) u - (\Delta(x, u) - \hat{\Delta}(\xi, \theta_\Delta)) \quad (4.71)$$

Remplaçons par la loi de commande (4.51) dans (4.71) et utilisons (4.15), (4.16) et (4.49), On trouve :

$$\dot{\bar{x}} = -k \bar{x} - u_r - (w_f^T(x) \tilde{\theta}_f + \varepsilon_f(x)) - (w_\Delta^T(\xi) \tilde{\theta}_\Delta + \varepsilon_\Delta(\xi)) - (w_g^T(x) \tilde{\theta}_g + \varepsilon_g(x)) u \quad (4.72)$$

Par la suite, cette dynamique est utilisée dans la dérivé de V , d'où il vient :

$$\dot{V} = -k \bar{x}^2 - u_r \bar{x} - (\varepsilon_f(x) + \varepsilon_\Delta(\xi) + \varepsilon_g(x) u) \bar{x} + \dot{V}_\theta + \dot{V}_\varepsilon \quad (4.73)$$

Avec :

$$\dot{V}_\theta = -\tilde{\theta}_f^T \left(w_f(x) \bar{x} + \frac{\dot{\theta}_f}{\eta_f} \right) - \tilde{\theta}_\Delta^T \left(w_\Delta(\xi) \bar{x} + \frac{\dot{\theta}_\Delta}{\eta_\Delta} \right) - \tilde{\theta}_g^T \left(w_g(x) \bar{x} u + \frac{\dot{\theta}_g}{\eta_g} \right) \quad (4.74)$$

En remplaçant les lois d'adaptation (4.55), (4.56) et (4.57) dans (4.74), on aura :

$$\dot{V}_\theta = \tilde{\theta}_f^T \frac{\varphi_f}{\eta_f} - \tilde{\theta}_g^T \frac{\varphi_g}{\eta_g} \quad (4.75)$$

\dot{V} peut-être exprimé comme suit :

$$\dot{V} \leq -k \bar{x}^2 - u_r \bar{x} - (\varepsilon_f(x) + \varepsilon_\Delta(\xi) + \varepsilon_g(x)u) \bar{x} + \dot{V}_\varepsilon \quad (4.76)$$

la dynamique de la fonction de Lyapunov peut être bornée comme suit :

$$\dot{V} \leq -k \bar{x}^2 - u_r \bar{x} + \bar{\varepsilon}_f |\bar{x}| + \bar{\varepsilon}_\Delta |\bar{x}| + \bar{\varepsilon}_g |u_c| |\bar{x}| + \bar{\varepsilon}_g \frac{|\bar{x}| |u_r|}{\hat{g}(x, \theta_g)} + \dot{V}_\varepsilon \quad (4.77)$$

Dans ce qui suit, les suppositions suivantes seront utiles dans l'analyse de la stabilité.

Supposition 5 : on suppose que le produit :

$$u_r \bar{x} \geq 0 \quad (4.78)$$

Supposition 6 : on suppose que :

$$0 < \alpha < \left(1 - \frac{\bar{\varepsilon}_g}{\hat{g}(x, \theta_g)} \right) < 1 \quad (4.79)$$

En se basant sur les deux suppositions (5) et (6) , l'équation (4.77) peut être reformulée

comme suit :

$$\dot{V} \leq -k \bar{x}^2 - \alpha u_r \bar{x} + \bar{\varepsilon}_f |\bar{x}| + \bar{\varepsilon}_\Delta |\bar{x}| + \bar{\varepsilon}_g |u_c| |\bar{x}| + \dot{V}_\varepsilon \quad (4.80)$$

Utilisons les lois d'ajustement (4.60),(4.61) et (4.62), et le terme robuste défini dans (4.52) nous obtenons :

$$\begin{aligned} \dot{V} \leq & -k \bar{x} - \alpha(\hat{\varepsilon}_f + \hat{\varepsilon}_\Delta + \hat{\varepsilon}_g |u_c|) |\bar{x}| + \bar{\varepsilon}_f |\bar{x}| + \bar{\varepsilon}_\Delta |\bar{x}| + \bar{\varepsilon}_g |u_c| |\bar{x}| - \alpha(\varepsilon_f^* - \hat{\varepsilon}_f) |\bar{x}| \\ & - \alpha(\varepsilon_\Delta^* - \hat{\varepsilon}_\Delta) |\bar{x}| - \alpha(\varepsilon_g^* - \hat{\varepsilon}_g) |u_c| |\bar{x}| \end{aligned} \quad (4.81)$$

Substituons (4.64), (4.65) et (4.66), on obtient :

$$\dot{V} \leq -k \bar{x}^2 \quad (4.82)$$

Cela démontre la stabilité de la stratégie de commande proposée. En appliquant le Lemme de Barbalat et à condition que la poursuite soit effectuée par un signal de commande non saturé ($z(t) \rightarrow 0$), on obtient que $s(t) \rightarrow 0$ lorsque $t \rightarrow \infty$. Ainsi, l'erreur de poursuite $e(t)$ et ses dérivées jusqu'à l'ordre $(n-1)$ convergent vers zéro.

4.7. Résultats de simulation

Pour tester les performances de schéma de commande développé, nous considérons de nouveau la commande de demi-véhicule. Avec les mêmes objectifs et les mêmes conditions initial pour l'approximation floue de la fonction $\Delta(x, u)$ on utilise un système floue qui possède comme entrée le vecteur $z = [e, u]$ et ont associé à chaque variable d'entrée sept fonction d'appartenance sigmoïde déjà utilisé dans les simulations précédentes.

Dans l'approximation des fonction inconnues, les système floue utilisé sont les mêmes utilisée dans le chapitre précédent.

Les condition initiales sont :: $x_1(0) = 10 \text{ cm}$, $x_3(0) = 0.05 \text{ rad}$ le reste est nulle .

Les paramètres de synthèse choisis sont :

- Contrôleur u_z : $k_z = 50$, $\lambda_z = 10$, $\eta_{zf} = 10^{-7}$, $\rho_{zf} = 1.1$, $\gamma_{zf} = 15$, $\gamma_{zg} = 15$, $\gamma_{z\Delta} = 15$, $g_{li} = 1/1300$, $g_{ui} = 1/1000$, $M_f = 10$, $g = 0.0001$.
- Contrôleur u_φ : $k_z = 50$, $\lambda_z = 10$, $\eta_{\varphi g} = 10^{-7}$, $\rho_{\varphi g} = 1.1$, $\gamma_{\varphi f} = 10^{-3}$, $\gamma_{\varphi g} = 15$, $\gamma_{\varphi\Delta} = 10^{-3}$, $g_{li} = 1/700$, $g_{ui} = 1/500$, $M_f = 5$.

Les valeurs initiale des paramètres d'adaptation sont : $\theta_f(0) = 0.007$, $\theta_g(0) = 0.0015$, $\varepsilon_f(0) = 0$, $\varepsilon_g(0) = 0$, $\varepsilon_\Delta(0) = 0$ pour les deux contrôleur .

Les résultats de simulation sont affichés sur les figures (4.10) a (4.17) .

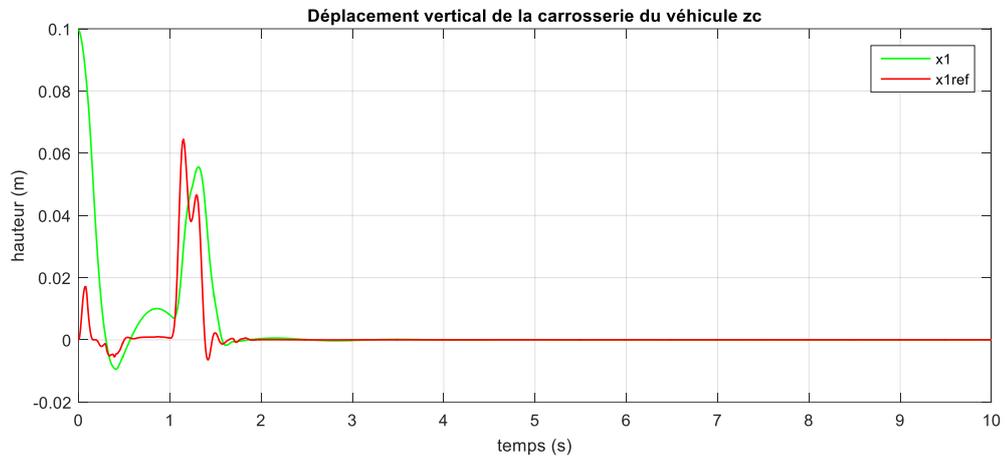


Figure 4.10. Déplacement vertical de la carrosserie du véhicule z_c .

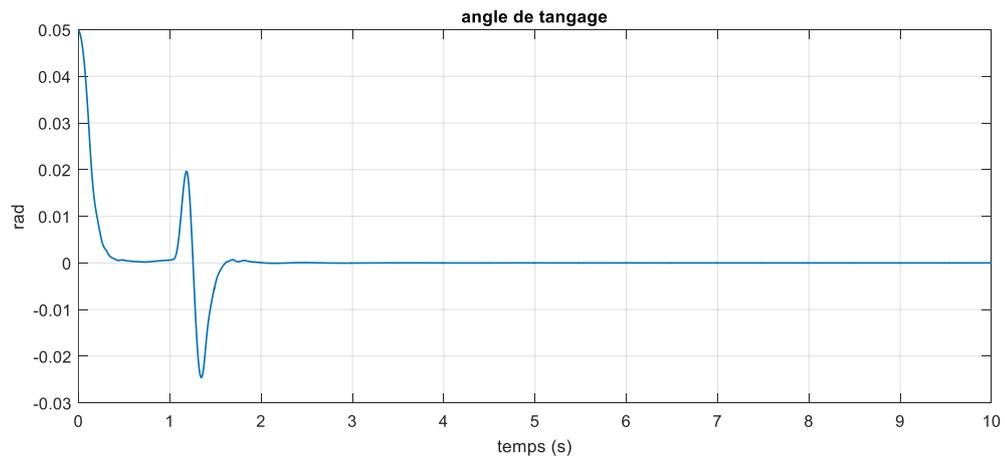


Figure 4.11. Rotation de la carrosserie du véhicule selon y (tangage φ).

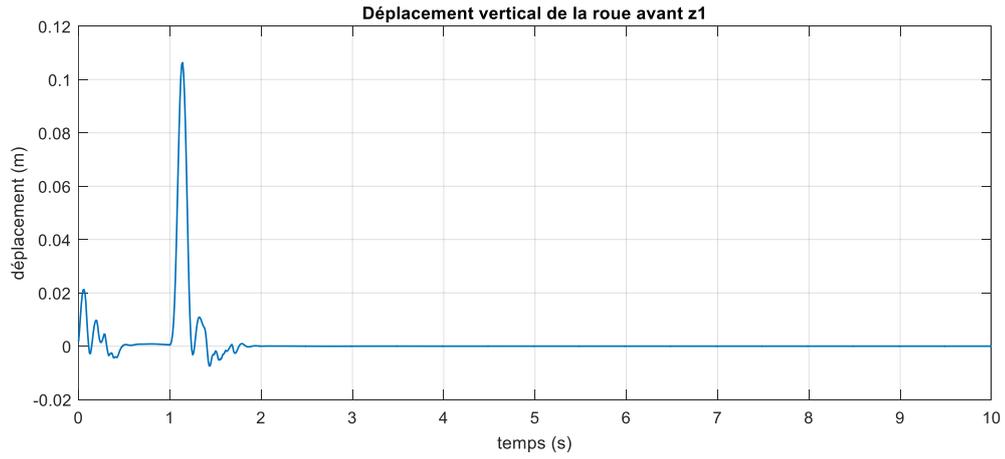


Figure 4.12. Déplacement vertical de la roue avant z1.

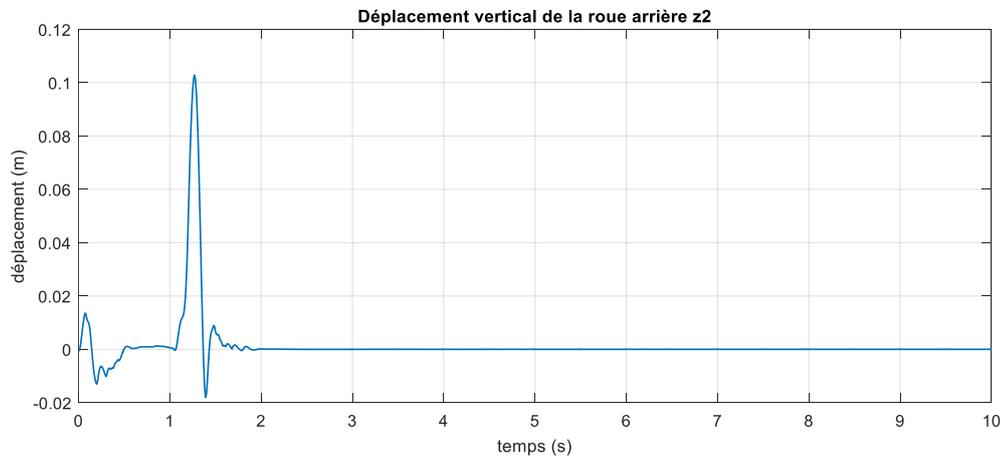


Figure 4.13. Déplacement vertical de la roue avant z2.

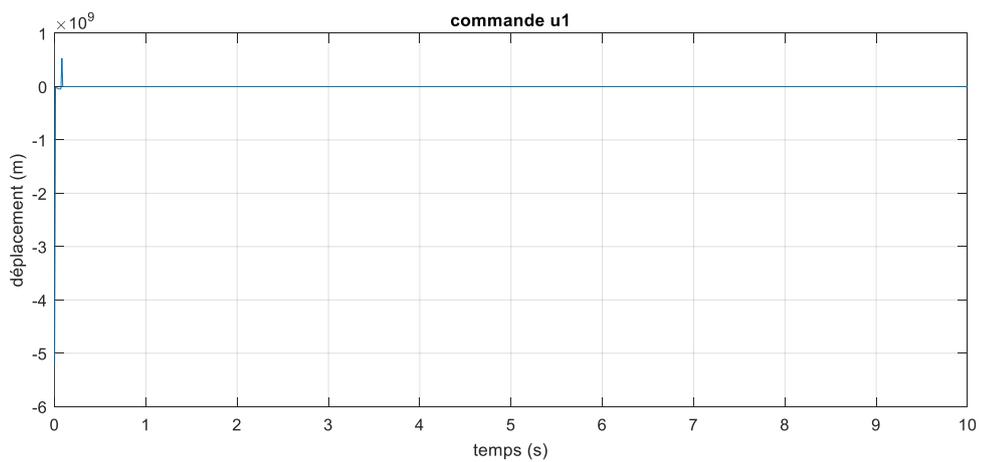
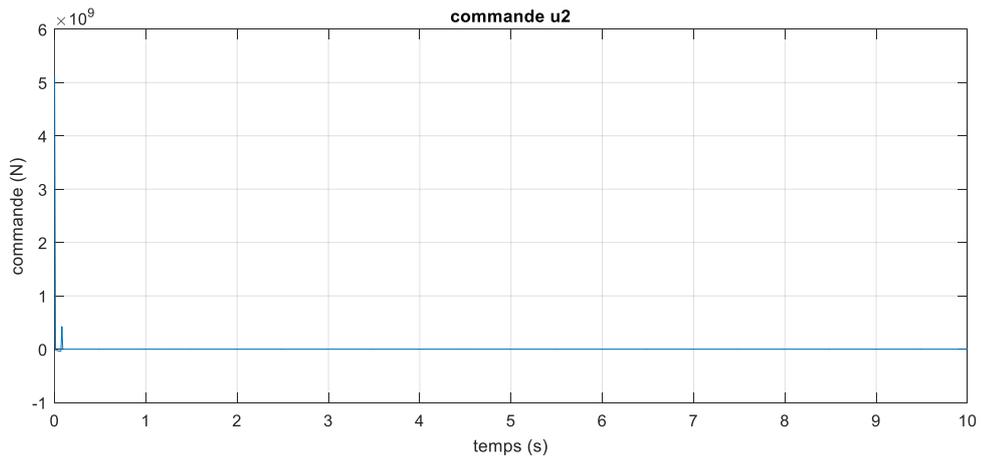
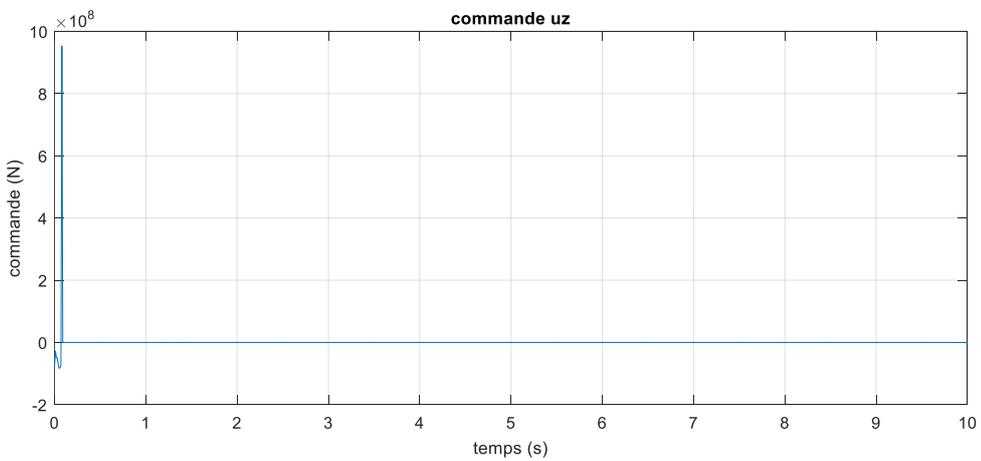
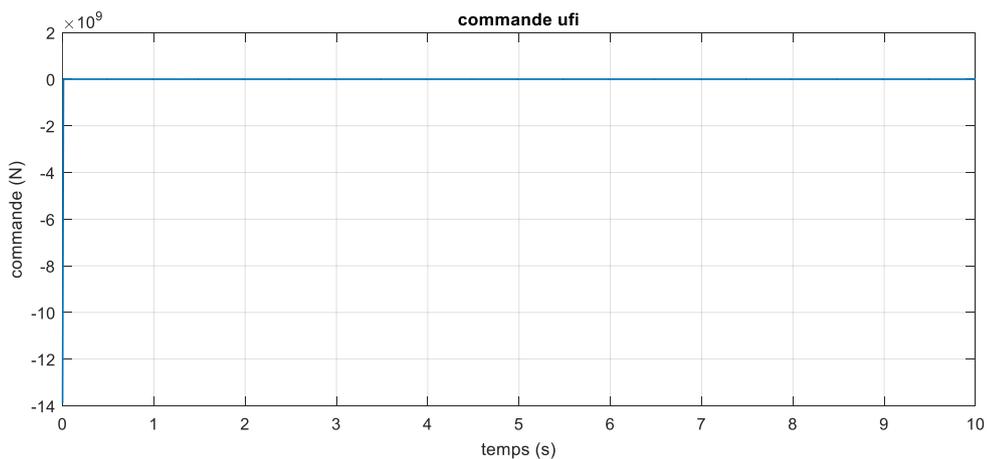


Figure 4.14. signal de commande avant u1.

**Figure 4.15.** signal de commande avant u_2 **Figure 4.16.** signal de commande avant u_z .**Figure 4.17.** signal de commande avant u_{fi} .

De ces résultats on remarque une bonne poursuite du mouvement verticale avec une bonne régulation a zéro du tangage . en parallèle on remarque une petite dégradation des performances (dépassement, temps de réponse) par rapport au cas des bornes connu de saturation.

On remarque aussi qu'il y a des piques au démarrage au niveau du signal généré par le contrôleur, ce qui reste un problème à résoudre pour cette technique de compensation malgré son efficacité pour garder la poursuite et le performance.

4.8. conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présentés des techniques de commande adaptative floue avec la prise en charge de la présence de la saturation à l'entrée du système de suspension, cette caractéristique qui impose des dégradation important au niveau de la stabilité et des performances, ces surtout dans la commande adaptative pour cela les solutions ont été basé sur la modification du signal d'erreur utilisé dans les loi d'adaptation tous les schéma sont validé par des test de simulation.

Conclusion général

Conclusion générale

Le travail présenté dans ce mémoire démontre l'importance de la commande adaptative floue pour les systèmes de suspension de véhicules. En permettant l'estimation des paramètres inconnus et la compensation des performances, cette approche contribue de manière significative à améliorer la stabilité et le confort de conduite.

La saturation, un problème inévitable dans les systèmes de contrôle, a été abordée en modifiant la loi de commande et en ajoutant un terme compensatoire. Cette solution garantit que le système peut gérer efficacement les saturations connues et inconnues tout en maintenant une performance robuste.

Pour valider l'efficacité de notre approche, trois tests de simulation ont été réalisés. Le premier test en boucle ouverte a permis d'évaluer le comportement du système sans intervention de commande. Le deuxième test en boucle fermée a démontré l'efficacité de la commande adaptative floue en mode glissant pour la gestion de la dynamique du système de suspension. Enfin, le troisième test a évalué les performances du système en présence de saturation, confirmant la robustesse et la stabilité de notre méthode face à des saturations connues et inconnues.

Les résultats de simulation ont prouvé l'efficacité de la commande adaptative floue dans l'amélioration des performances des systèmes de suspension du véhicules en présence de perturbations, d'incertitudes et des contraintes sur l'entrée du système que ce soit connu ou inconnu.

Références bibliographies

- [1] L.A, Zadeh. « Fuzzy sets », Information and Control, vol. 8, no. 3, 1965, pp.338-353.
- [2] Mamdani, H,Ebrahim and S, Assilian. « An experiment in linguistic synthesis with a fuzzy logic controller », International Journal of Man-Machine Studies, vol. 7, no. 1, 1975, pp. 1-13.
- [3] J.M, Mendel. « Uncertain Rule-Based Fuzzy Logic Systems: Introduction and New directions », 1st edition, Upper Saddle River: Prentice Hall, 2001, 624 pages.
- [4] N,guyen, T.Hung and, E.A, Walker. « A First Course in Fuzzy Logic ». 3rd edition, Boca Raton: CRC Press, 2006, 432 pages.
- [5] Kh,Saidi. « Commande adaptative floue d'un système non-linéaire (Application: pendule inversé) », mémoire de master, Université Mouloud Mammeri, 2015.
- [6] S, Labiod. « Contribution à la Commande Adaptative Floue des Systèmes Non Linéaires », thèse de doctorat , École Nationale Polytechnique, 2005.
- [7] W.F, Milliken. and D.L, Milliken. « Race Car Vehicle Dynamics », Society of Automotive Engineers, Inc , 1995.
- [8] M. Oudghiri, « Commande multi-modèles tolérante aux défauts : Application au contrôle de la dynamique d'un véhicule automobile », Thèse de Doctorat, Université de Picardie Jules Verne, 2008.
- [9] B. Abderrahime, H. Omar, «Commande par Backstepping adaptative d'un système de suspension active avec saturation à l'entrée », Mémoire de Master, Université Mohammed Seddik Benyahia, Jijel, 2019.
- [10]S. Weichao et al, « Saturated Adaptative Robust Control for Active Suspension Systems », IEEE Transactions on Industrial Electronics.vol. 60, no.9, pp. 3889-3896, 2012.
- [11] H.K. Khalil, « Nonlinear Systems », 3rd edition, Prentice Hall, 2002.

- [12] S. Sastry, « Nonlinear Systems: Analysis, Stability, and Control », Springer, 1999.
- [13] J.J.E. Slotine, and W. Li, « Applied Nonlinear Control », Prentice Hall, 1991.
- [14] J.P. LaSalle, and S. Lefschetz, « Stability by Liapunov's Direct Method with Applications », Academic Press, 1961.
- [15] S. Ladaci, « Contribution à la commande adaptative d'ordre fractionnaire », Thèse de doctorat ES Sciences, Université Mentouri, Constantine, Algérie, 2007.
- [16] T. Hiyama, « Application of rule-based stabilizing controller to electrical power system », IEEE Proceedings, 136(pt. C, no. 3), 175-181, 1989.
- [17] R. Boukazzoula, « Commande floue d'une classe de systèmes non linéaires : application au problème de suivi de trajectoire », Thèse de doctorat, Université de Savoie, 2000.
- [18] M. Sugeno, and G.T. Kang, « Fuzzy identification of systems and its applications to modeling and control », IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, 15, 116-132, 1985.
- [19] S. Labiod, M.S. Boucherit, and T.M. Guerra, « Commande adaptative floue d'une classe de systèmes non linéaires monovariabiles », In Rencontres Francophones sur la Logique Floue et ses Applications (pp. 169-176). Tours, France, November, 2003.
- [20] A. Zibra, «Stable Adaptive Fuzzy Control for a Class of Uncertain Nonlinear Systems with Unknown Saturation Input Constraint », Université de Béjaia , October, 2009.
- [21] A. Zibra, « Commande adaptative floue des systèmes non linéaires avec saturation des commandes », Mémoire de magister, Université Abderrahmane mira-bejaia-,2009.
- [22] WANG, Li-Xin. Adaptive fuzzy systems and control: design and stability analysis. Prentice-Hall, Inc., 1994.

Résumé:

Ce travail examine les applications du contrôleur adaptatif flou indirecte pour les systèmes de suspension des véhicules avec des modèles non linéaires incertains soumis à des saturations à l'entrée. Le problème de saturation a été traité par la modification des lois de commande et la modification du signal d'erreur utilisé dans les lois d'adaptation. Deux cas sont traités celui de saturation connue et saturation inconnue. L'analyse de stabilité est faite à base de la méthode directe de Lyapunov. Les schémas de commande proposés ont été validés par des tests de simulation numérique.

Mots-clés:

Commande adaptative, systèmes flous, systèmes non linéaires, stabilité de Lyapunov, saturation des actionneurs, suspension des véhicules.

Abstract:

This work examines the applications of indirect adaptive fuzzy control for vehicle suspension systems with uncertain nonlinear models subjected to input saturations. The saturation problem is addressed by modifying the control laws and the error signal used in the adaptation laws. Two cases are considered: known saturation and unknown saturation. The stability analysis is based on the direct Lyapunov method. The proposed control schemes have been validated through numerical simulation tests.

Keywords: Adaptive control, fuzzy systems, nonlinear systems, Lyapunov stability, actuator saturation, vehicle suspension.

ملخص:

تدرس هذه الدراسة تطبيقات التحكم الضبابي التكيفي غير المباشر لأنظمة تعليق المركبات ذات النماذج غير الخطية غير المؤكدة التي تتعرض لتشبع في المدخلات. تم معالجة مشكلة التشبع من خلال تعديل قوانين التحكم وتعديل إشارة الخطأ المستخدمة في قوانين التكيف. تم النظر في حالتين: التشبع المعروف والتشبع غير المعروف. يتم تحليل الاستقرار بناءً على طريقة ليابونوف المباشرة. تم التحقق من صحة مخططات التحكم المقترحة من خلال اختبارات المحاكاة العددية.

الكلمات المفتاحية: التحكم التكيفي، الأنظمة الضبابية، الأنظمة غير الخطية، استقرار ليابونوف، تشبع المشغلات، تعليق المركبات