

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITÉ FERHAT ABBAS - SETIF

Faculté de Technologie

Département d'Electrotechnique



جامعة فرحات عباس سطيف

كلية التكنولوجيا

قسم : الالكتروتقنية

Mémoire de Master

No. Réf. :/.../2012

Présenté au Département d'électrotechnique

Domaine : Sciences et Technologie

Filière : Automatique

Spécialité : Commande des Processus Industriels

Réalisé par :

M. FOURAR Saddek

Thème

Commande synergétique est floue des systèmes non linéaires.

Soutenu le 11/09/2012 devant la commission d'examen composée de :

KHABER Farid

HARMAS Mohamed N

NECHADI Emira

BOURAHALA Fayçal

M.C.A à l'Université de Sétif

M.C.A à l'Université de Sétif

M.A.A .à l'Université de Sétif

M.A.A à l'Université de Sétif

Président

Encadreur

Examineur

Examineur

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail

A tous les membres de ma famille grande et petite.

A ma mère avec toute mon affection.

A mon père avec toute ma reconnaissance.

A mes frères.

A tous les enseignants qui m'ont aidé de proche ou de loin pour obtenir le diplôme de Master.

A mes collègues NASSIM .D. et ZINO.L et FAROUK.S et ILYASE .S qui m'ont accompagnés pendant le long de cette période pour réaliser ce modeste travail.

A tous mes amis.

A tous les étudiants du département d'électrotechnique, surtout les étudiants de Master 2 Automatique promotion 2012.

A tous ceux qui m'ont aidé, de près ou de loin, même que pour un mot d'encouragement et de gentillesse.

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

A tous ceux qui connaissent SADDEK FOURAR.

SADDEK FOURAR.

Remerciements

Tout d'abord je remercie Dieu le tout puissant de m'avoir donné le courage, la bonne santé, la volonté et la patience durant toutes ces années d'études.

Je tiens à remercier, en tout premier lieu, Dr. HARMAS Mohamed N, mon encadreur.

Pour la confiance qu'il m'a prodigué pour la direction de ce travail, sans jamais cesser de m'encourager et me pousser vers les horizons de la recherche scientifique, pour tout l'aide qu'il m'a apporté durant toutes les étapes de ce travail.

Je remercie également tous les membres du jury pour l'intérêt qu'ils ont porté à mon travail :

- Dr. KHABER Farid
- Mr. NECHADI Emira
- Mr. BOURAHALA Fayçal

Enfin je tiens à exprimer ma reconnaissance à tous mes amis pour le soutien moral et matériel...

Sétif, le 5 /09 /2012

FOURAR Saddek

Sommaire

<i>Chapitre 01</i>	1
SYSTEMES NON LINEAIRES	1
1.1. Introduction	1
1.2. LES SYSTEMES NON LINEAIRES	1
1.2.1. Définition	1
1.2.2. Principe de superposition	1
1.2.3. Classe de systèmes non linéaires	2
1.3. Linéarisation entrée-sortie (LES)	3
1.4. Application 1.1.....	5
1.5. Conclusion	7
<i>Chapitre 02</i>	8
CONCEPT GENERAL DE LA COMMANDE SYNERGETIQUE	8
2.1. Introduction :.....	8
2.2. Élaboration de la commande synergétique	8
2.2.1. Définition des macro-variables Ψ	8
2.2.2. Évolution dynamique de la macro-variable	9
2.2.3. Extraction de la loi de commande	9
2.3. Analyse de la commande synergétique	10
2.4. Commande synergétique d'un pendule inversé	10
2.4.1. Le modèle mathématique	11
2.4.2. Synthèse de la loi de commande	11
2.5. Commande synergétique d'un convertisseur Boost.....	17
2.5.1. Application à un convertisseur DC-DC	17
2.5.2. Modèle mathématique du convertisseur DC-DC Boost	18
2.5.3. Conception de la commande synergétique	20
2.6. Loi de commande synergétique	21
2.6.1. Application 2.4.....	22
2.7. Conclusion	25

<i>Chapitre 03</i>	26
SYSTEME FLOU	26
3.1. Introduction	26
3.1.1. Définition	26
3.1.2. Différents domaines d'application	26
3.2. La commande floue	27
3.3. But de la commande floue	27
3.4. Concept de la logique floue	27
3.5. Les bases de la commande floue	27
3.5.1. Variables linguistiques et ensembles flous	27
3.5.2. Fonctions d'appartenances	27
3.5.3. Opérateurs	28
3.6. La structure d'une commande floue	28
3.6.1. Interface de fuzzification	29
3.6.2. Moteur d'inférence	29
3.6.3. Interface de Déffuzification	30
3.7. Linéarisation Entrée-Sortie Floues (L.E.S.F)	31
3.8. Application à un pendule inversé	33
3.9. Application à un convertisseur DC-DC	36
3.10. Conclusion	38
CONCLUSION GENERALE	39

Liste des Figures

Figure1.1. Schéma bloc d'un système non linéaire	2
Figure 1.2. Représentation entrée-sortie du système (1.2).....	3
Figure 1.3. Représentation du système (2.7).....	4
Figure1.4. Simulation d'un système N-L (1-12)	5
Figure1.5. Le signal de référence $y_m(t)=\sin(t)$	5
Figure1.6. La commande $u(t)$	6
Figure1.7. Le signal de référence $y_m(t)=t^2+5\sin^2(t)$	6
Figure1.8. La commande $u(t)$	7
Figure 2.1. Schéma d'un pendule inversé	10
Figure 2.2. Schéma bloc de la commande d'un pendule inverse sans SIMULINK.....	13
Figure 2.3. Evolution de l'angle $\theta(t)$	13
Figure 2.4. Le signal de commande $u(t)$	13
Figure 2.5. Evolution de la macro variable ψ	14
Figure 2.6. Erreur de position (rad).....	14
Figure 2.7. Evolution de l'angle $\theta(t)$	15
Figure 2.8. Erreur de position (rad).....	15
Figure 2.9. Le signal de commande $u(t)$	15
Figure 2.10. Evolution de la macro variable ψ	16
Figure 2.11. Evolution de l'angle $\theta(t)$	16
Figure 2.12. Erreur de position (rad)	16
Figure 2.13. Le signal de commande $u(t)$	17
Figure 2.14. Evolution de la macro variable ψ	17
Figure 2.15. Schéma d'un convertisseur BOOST	18

Figure 2.16. Schéma avec interrupteur fermé.....	18
Figure 2.17. Schéma avec interrupteur ouvert.....	19
Figure 2.18. Contrôle à structure cascade d'un hacheur survolteur.....	20
Figure 2.19. Interprétation géométrique de la loi de commande.	22
Figure 2.20. Schéma de commande synergétique d'un convertisseur.....	23
Figure 2.21. La tension de sortie V	23
Figure 2.22. Le courant de sortie I	24
Figure 2.23. Signal de commande $u(t)$	24
Figure 2.24. La macro variable ψ	24
Figure 3.1. Structure de base d'un régulateur flou.....	29
Figure 3.2. Transfert entre $-\Delta$ et $e^T PB$	33
Figure 3.3. Evolution de l'angle $\theta(t)$	34
Figure 3.4. Le signal de commande $u(t)$	34
Figure 3.5. Erreur de position (rad).....	34
Figure 3.6. Evolution de l'angle $\theta(t)$	25
Figure 3.7. Le signal de commande $u(t)$	35
Figure 3.8. Erreur de position (rad)	35
Figure 3.9. La fonction hacheur BOOST	36
Figure 3.10. Schéma de commande synergétique floue d'un convertisseur.....	37
Figure 3.11. La tension de sortie V	37
Figure 3.12. Le courant de sortie I	38
Figure 3.13. Signale de commande U	38

Liste des tableaux

Tableau 2.1 : Paramètres du convertisseur DC-DC.....	21
---	----

Listes des Acronymes et Symboles

Symboles

$u(t)$:	Commande du système.
$y(t)$:	sortie du système.
$x(t)$:	Vecteur d'état.
SISO :	Single input single output.
v_e :	La tension d'entrée.
T_s :	Période d'échantillonnage.
x_1 :	Le courant i.
x_2 :	La tension v.
ψ :	Macro variable.
K1 et K2 :	les coefficients constants.
R :	Résistance.
L :	l'inductance.
C :	Capacité.
Δ :	Erreur d'approximation

Depuis quelques années, beaucoup de progrès ont été faits dans le domaine de la commande des systèmes non linéaires. La technique de commande synergétique fait partie de ces nouvelles percées dans ce domaine. Elle a été développée par A. Kolesnikov et elle offre une méthode systématique pour effectuer la conception d'un contrôleur, pour des systèmes non linéaires.

La loi de commande développée par la méthode synergétique contient plusieurs paramètres choisis dans la phase de conception, ces paramètres nécessitent une optimisation pour avoir les meilleures performances du système.

Les contrôleurs flous sont donc supposés fonctionner convenablement dans les situations où les paramètres et les structures du système présentent des incertitudes ou des variations structurelles inconnues. De plus, les procédés dynamiques non linéaires sont souvent très complexes introduisant un grand nombre de paramètres généralement variables.

Ce mémoire est organisé en trois chapitres, après une introduction générale :

Le premier chapitre est consacré aux généralités sur les systèmes non linéaires. On introduit la commande synergétique continue dans le chapitre 2 illustrée par des applications numériques.

Le troisième chapitre est consacré à la commande floue. Suivi d'une conclusion générale.

Chapitre 01

SYSTEMES NON LINEAIRES

1.1. Introduction :

Les outils et techniques de conception pour la commande des systèmes non linéaires peuvent être classés en deux grandes catégories. Dans la première catégorie, la conception de la loi de commande passe essentiellement par deux étapes, dans une première étape il s'agit de transformer, par l'introduction d'une commande dite linéarisant, le système non linéaire en un système linéaire à travers des algorithmes de linéarisation spécifiques, la deuxième étape repose sur l'utilisation des techniques de commande linéaire pour le système ainsi linéarisé. Cette technique est connue sous le nom de *feedback linéarisation* [1]. La deuxième catégorie de commande utilise des algorithmes et des techniques plus adaptées aux systèmes non linéaires, il s'agit de concevoir des contrôleurs non linéaires sans passer par une linéarisation. Différentes approches existent, telles que l'approche adaptative, l'approche floue, l'approche neuronale [2].

1.2. LES SYSTEMES NON LINEAIRES :

1.2.1. Définition :

Un système non linéaire est un système qui ne satisfait pas au principe de superposition, ou dont la production n'est pas proportionnelle à son entrée.

1.2.2. Principe de superposition :

Soient les signaux d'entrée u_1 et u_2 engendrant deux signaux de sorties y_1 et y_2 alors la réponse à la somme des entrées $u = u_1 + u_2$ est la somme des réponses individuelles, et donc $y = y_1 + y_2$.

Un système pourvu d'une entrée u et d'une sortie y obéissant au principe de superposition est un système linéaire. Par conséquent tout système qui n'obéit plus au principe de superposition est un système non linéaire.

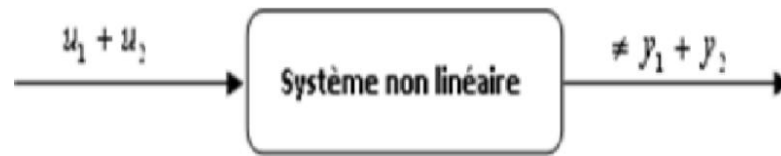


Figure 1.1. Schéma bloc d'un système non linéaire

Les problèmes non linéaires sont d'intérêt pour les automaticiens, physiciens et mathématiciens, car la plupart des systèmes physiques sont intrinsèquement non linéaire dans la nature.

1.2.3. Classe de systèmes non linéaires :

Soit (1. 1) un système non linéaire mono-entrée mono-sortie (SISO) donné par:

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = x_3 \\ \dots\dots\dots \\ \dot{x}_n = f(x_1, \dots, x_n) + g(x_1, \dots, x_n).u \\ y = x_1 \end{array} \right. \quad (1.1)$$

Où $x = [x_1, x_2, \dots, x_n]^T \in R^n$ est le vecteur d'état, et u, y sont respectivement l'entrée et la sortie.

Le système (1.1) est dit dans sa forme canonique compagne en a variable de phase. On peut alors facilement vérifier que :

$$\begin{aligned} y^{(n)} &= f(x) + g(x).u \\ &= f(y, \dot{y}, \dots, y^{(n-1)}) + g(y, \dot{y}, \dots, y^{(n-1)}).u \end{aligned} \quad (1.2)$$

Le vecteur d'état étant composé des dérivées successives de la sortie, la représentation du système (1.2) est illustrée figure (1.2).

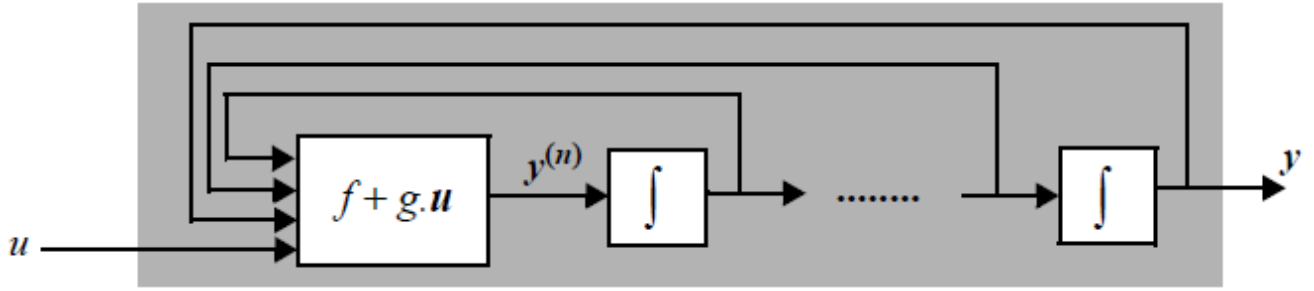


Figure 1.2. Représentation entrée-sortie du système (1.2)

1.3. Linéarisation entrée-sortie (LES) :

Le principe de la (LES) (linéarisation par difféomorphisme et bouclage) consiste à transformer un système non linéaire donné en un système linéaire à l'aide d'un bouclage d'état et d'un changement de coordonnées sur l'état du système [4].

La commande des procédés non linéaires peut être vue sous différentes facettes. On distingue classiquement les problèmes de stabilisation, de régulation, de suivi d'une trajectoire générée par un modèle de référence, ou encore de suivi d'une trajectoire générale. Parmi ces problèmes, nous considérons le cas le plus général du suivi d'une trajectoire désirée.

L'objectif est alors de trouver une loi de commande $\mathbf{u}(\mathbf{t})$ telle que la boucle fermée reste stable et que la sortie du système $\mathbf{y}(\mathbf{t})$ suive la trajectoire désirée $\mathbf{y}_d(\mathbf{t})$. En d'autres termes :

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \mathbf{e}_0(\mathbf{t}) = \lim_{t \rightarrow \infty} [\mathbf{y}_d(\mathbf{t}) - \mathbf{y}(\mathbf{t})] = \mathbf{0} \quad (1.3)$$

avec : $\mathbf{y}(\mathbf{t}) \in Y$

Afin de pouvoir résoudre le problème de suivi de trajectoire, le système non linéaire doit assurer la condition de commandabilité de sortie. Dans le cas continu celle-ci se traduit par:

$$\frac{\partial \mathbf{y}^{[n]}}{\partial \mathbf{u}} = \mathbf{g}(\mathbf{x}) \neq \mathbf{0} \quad (1.4)$$

Le long de la trajectoire désirée $\mathbf{y}_d(\mathbf{t})$.

Le but de cette partie est donc de déterminer, à partir d'une approche (LES), une loi de commande $\mathbf{u}(\mathbf{t})$ capable d'assurer la convergence vers zéro de l'erreur de suivi de trajectoire

$$\mathbf{e}_0(\mathbf{t}) = \mathbf{y}_d(\mathbf{t}) - \mathbf{y}(\mathbf{t})$$

Selon le principe de la (LES), une nouvelle entrée \mathbf{v} est introduite. La loi de commande:

$$\mathbf{u} = \frac{-f(x)}{g(x)} + \frac{1}{g(x)} \mathbf{v} \quad (1.5)$$

Appliquée au système considéré (équation (1.3)), permet d'obtenir :

$$\mathbf{y}^{(n)} = \mathbf{v} \quad (1.6)$$

et donc de linéariser le système initial.

Le système (2.7) illustré à la figure (1.3) est dans une forme canonique. Il est donc asymptotiquement instable.

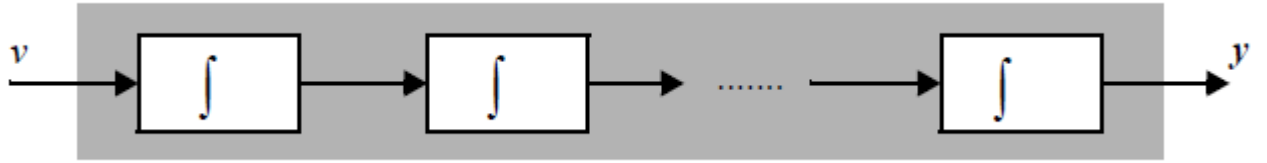


Figure 1.3. Représentation du système (2.7)

Pour résoudre le problème d'instabilité, une stratégie de placement de pôles est utilisée. La nouvelle entrée \mathbf{v} du système linéarisé est alors choisie comme suit:

$$\mathbf{v} = \mathbf{y}_d^{(n)}(t) + \sum_{j=0}^{(n-1)} \mathbf{k}_j [\mathbf{y}_d^{(j)}(t) - \mathbf{y}^{(j)}(t)] = \mathbf{y}_d^{(n)}(t) + \mathbf{k}^T \mathbf{e}(t) \quad (1.7)$$

Où :

$$\mathbf{k}^T = [\mathbf{k}_0, \mathbf{k}_1, \dots, \mathbf{k}_{n-1}] \quad \text{Et} \quad \mathbf{e}(t) = [\mathbf{e}_0(t), \mathbf{e}_1(t), \dots, \mathbf{e}_{n-1}(t)]^T \quad (1.8)$$

Les coefficients : $\mathbf{k}_j, j = 0, \dots, n-1$, sont choisis de façon à ce que le polynôme:

$$\mathbf{s}^n + \mathbf{k}_{n-1}\mathbf{s}^{n-1} + \dots + \mathbf{k}_0 = 0 \quad (1.9)$$

Soit Hurwitzien (racines à partie réelle négative).

Par substitution de (1.8) dans (1.7), on établit l'équation d'erreur suivante:

$$\mathbf{e}_0^{(n)}(t) + \mathbf{k}^T \mathbf{e}(t) = 0 \quad (1.10)$$

Qui prouve la convergence de l'erreur de suivi de trajectoire $\mathbf{e}_0(t)$ vers zéro quant $t \rightarrow \infty$ c'est-à-dire :

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \mathbf{e}_0(t) = 0 \quad (1.11)$$

1.4. Application 1.1: On considère le système suivant :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = x_1 x_2 + x_1 u \end{cases} \quad (1.12)$$

$$y = x_1$$

a) L'état initial : $x_0 = \begin{pmatrix} -2 \\ -1 \end{pmatrix}$

On choisit : $k = [9 \ 5]$ tel que $s^2 + k_1 s + k_2$ soit Hurwitz

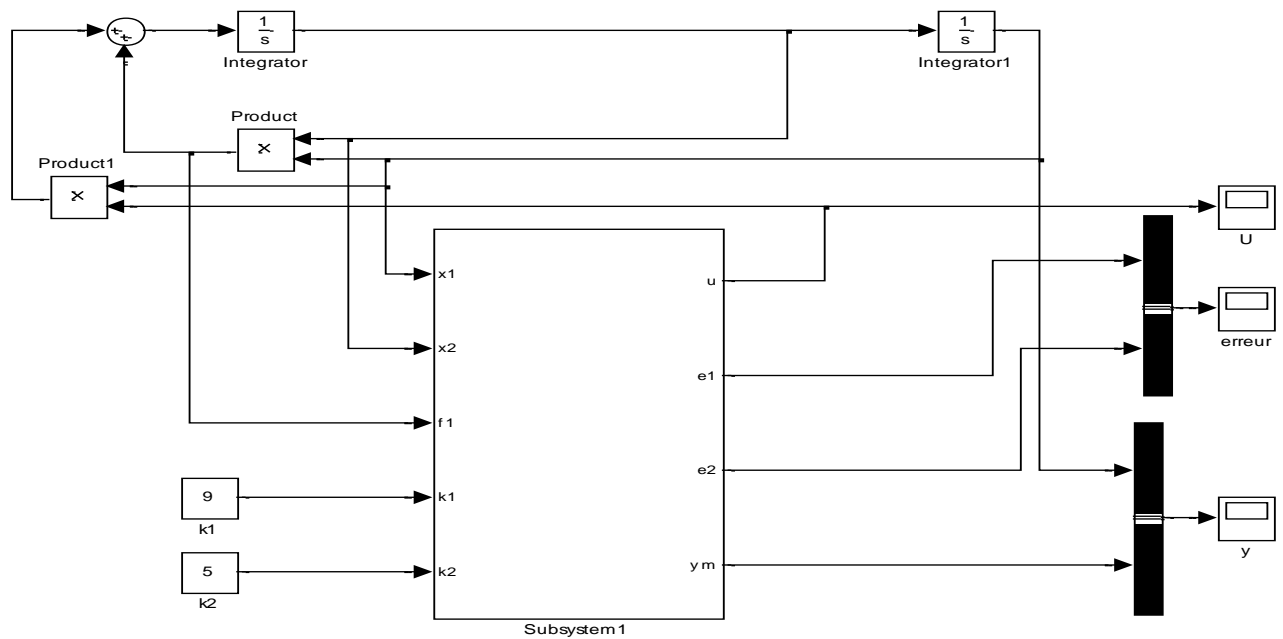


Figure1.4. Simulation d'un système N-L (1-12)

Résultat de la simulation :

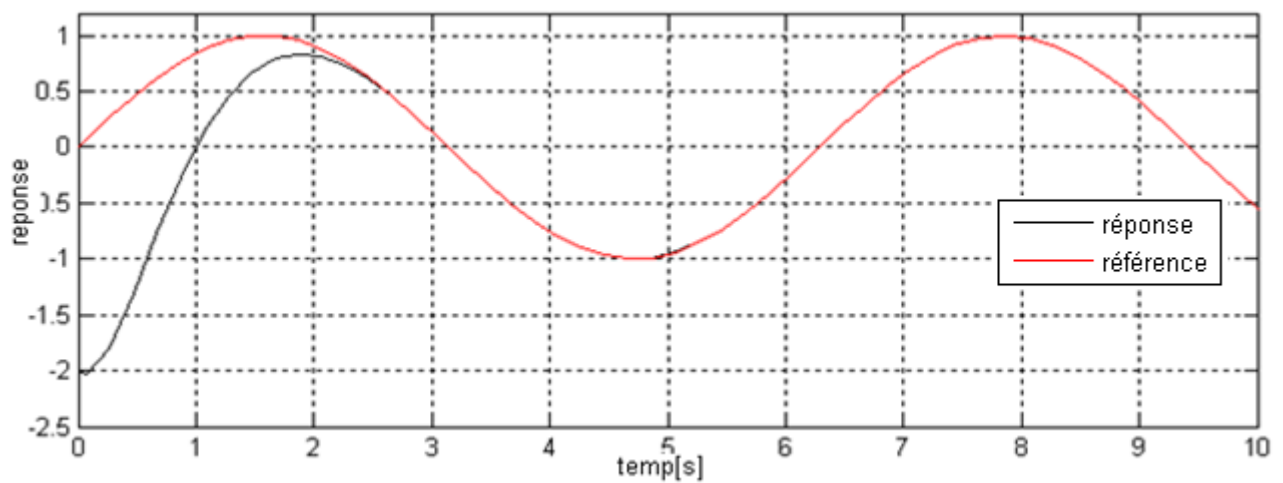


Figure1.5. Le signal de référence : $y_m(t) = \sin(t)$

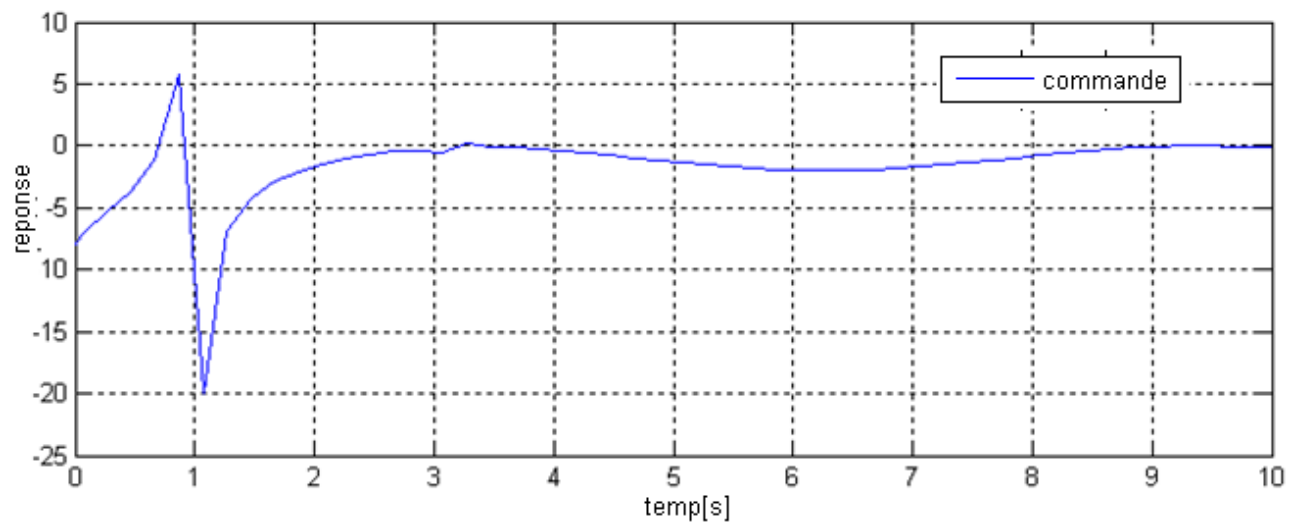


Figure1.6. La commande $u(t)$

b) L'état initial : $x_0 = \begin{pmatrix} 5 \\ -2 \end{pmatrix}$ $y_m(t) = t^2 + 5 \sin^2(t)$

On choisit : $k = [9 \ 5]$

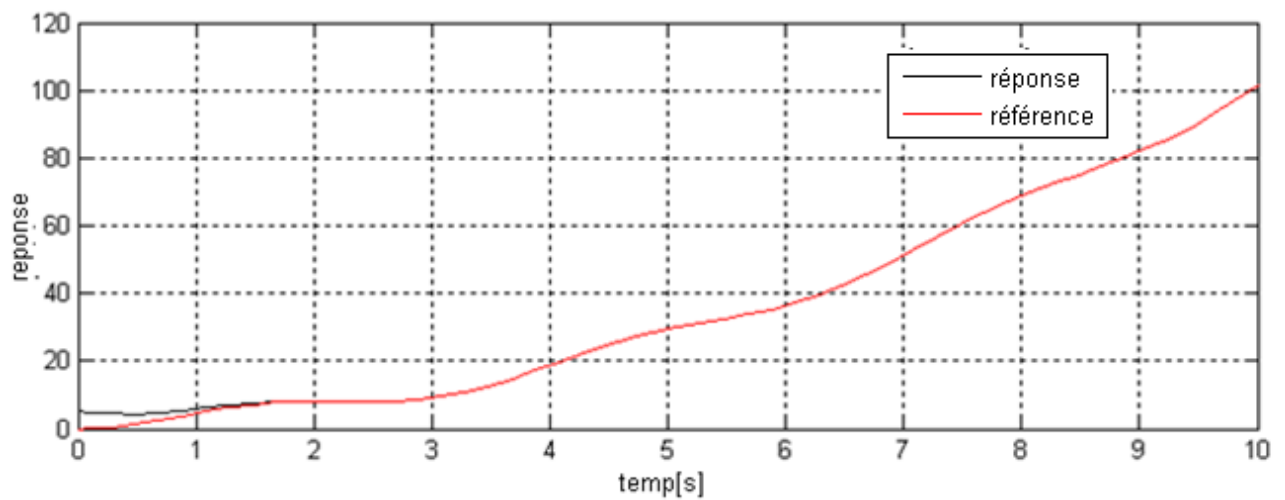


Figure1.7. Le signal de référence : $y_m(t) = t^2 + 5 \sin^2(t)$

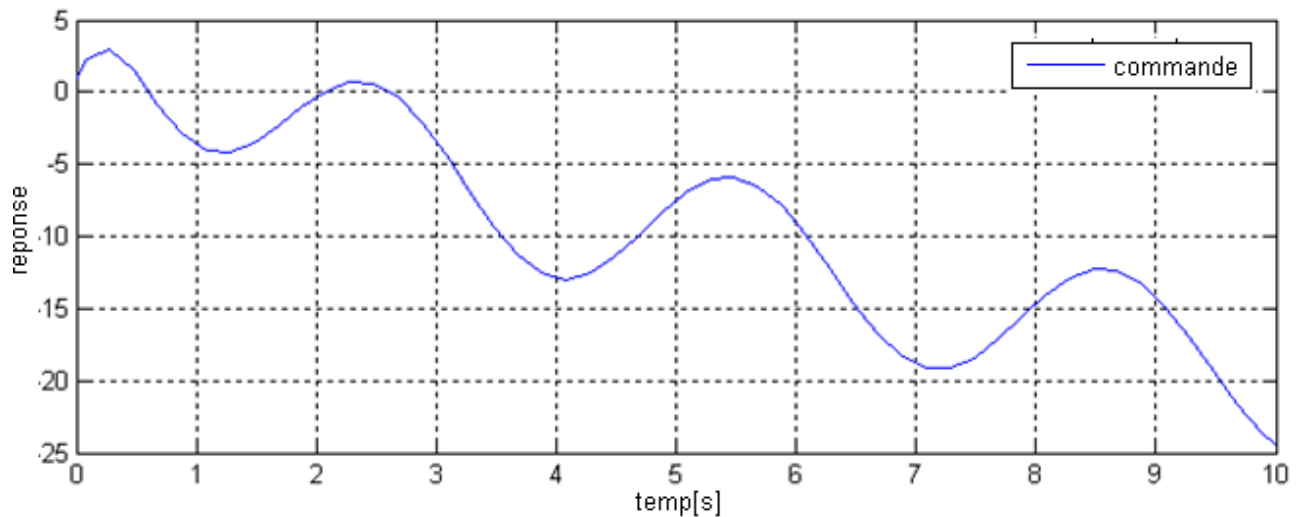


Figure1.8. La commande $u(t)$

1.5. Conclusion :

Dans ce chapitre, la technique de la linéarisation entrée-sortie continue (*LES*) est spécialement utilisée dans le cadre des systèmes non linéaires continus. Une classe de systèmes non linéaires peut être transformée en une classe de systèmes linéaires à travers la technique de la (*LES*). Dans ce cas, le système linéaire transformé peut être commandé par des méthodes classiques de l'automatique linéaire. Une telle transformation n'existe pas toujours, mais lorsqu'elle existe, elle permet de stabiliser le système exactement comme s'il s'agissait d'un système linéaire avec l'utilisation de méthodes courantes. Dans ce chapitre, on suppose que cette transformation (*LES*) existe et qu'elle est capable de conduire l'erreur entre la sortie du système et une trajectoire désirée vers zéro (le système peut suivre physiquement la trajectoire désirée ou encore la trajectoire de référence est reproductible par le système non linéaire).

Chapitre 02

CONCEPT GENERAL DE LA COMMANDE SYNERGETIQUE

2.1. Introduction :

La commande synergétique a été introduite, à l'instar de la commande à structure variable des systèmes, par l'école russe, dont l'un des pionniers est A. Kolesnikov [5] [6]. Elle est utilisée dans des divers domaines technologiques notamment l'électronique de puissance. Nous citerons comme exemples d'applications de cette commande : la conception d'un convertisseur Boost [7], la stabilisation d'un réseau de puissance [8], la stabilisation d'un hélicoptère [9]. Toutefois les ouvrages en russe n'ont apparemment pas ou peu été traduits et la documentation peu disponible rendant la recherche bibliographique ardue.

2.2. Élaboration de la commande synergétique [10] :

L'élaboration de commande synergétique est complètement analytique et peut être résumée dans les trois étapes suivantes :

2.2.1. Définition du vecteur des macro-variables Ψ en fonction des variables d'état :

Pour un système non linéaire décrit par l'équation différentielle

$$\dot{x} = f(x, u) \quad (2.1)$$

Où : $x \in \mathbb{R}^n$ est le vecteur d'état.

$f(.)$ est une fonction non linéaire continue.

$u \in \mathbb{R}^m$ ($m \leq n$) est le vecteur de commande.

La macro variable est alors définie comme suit :

$$\psi(t) = \psi(x, t) \quad (2.2)$$

Où Ψ un vecteur dans \mathbb{R}^k ($0 < k \leq m$).

L'objectif de la commande est de forcer le système à fonctionner dans les variétés définie par :

$$\Psi = 0 \quad (2.3)$$

Le concepteur peut sélectionner la macro variable en fonction des contraintes de commande et des performances désirées. La macro variable est donc un choix dicté par les objectifs désirés dont la plus simple expression est une simple combinaison linéaire de variables d'état.

2.2.2. Évolution dynamique de la macro-variable :

On peut fixer l'évolution dynamique de la macro variable à l'aide de l'équation différentielle :

$$T \dot{\Psi} + \Psi = 0 \quad (2.4)$$

Avec :

T : Une matrice diagonale dans $\mathbb{R}^{k \times k}$ telle que les éléments de diagonal sont positifs ($T_i > 0 \quad i = 1, 2, \dots, k$). La matrice T est un paramètre de conception qui spécifie la vitesse convergence vers la variété définie par (2.3).

On a $T \dot{\Psi} + \Psi = 0$

$$\text{Avec : } \dot{\Psi} = \frac{d\Psi}{dt} = \frac{\partial \Psi}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} = \frac{\partial \Psi}{\partial x} \dot{x} \quad (2.5)$$

$$\text{Alors : } T \frac{\partial \Psi}{\partial x} \dot{x} + \Psi = 0 \quad (2.6)$$

En substituant (2.1) dans (2.5) on trouve :

$$T \frac{\partial \Psi}{\partial x} f(x, u, t) + \Psi = 0$$

D'où on peut donc tirer la loi de commande nécessaire.

2.2.3. Extraction de la loi de commande :

La résolution de l'équation (2.6) pour trouver le vecteur u en fonction de x , t et les éléments de T donne la commande :

$$u = g(x, \psi(x, t), T, t) \quad (2.7)$$

La commande u permet d'assurer les propriétés spécifiées pendant la sélection de la macro variable Ψ (étape 1). Il est à noter que dans ce cas la dynamique du système évoluant sur $\Psi = 0$ est invariant aux perturbations externes et des variations paramétriques du système comme lors de la commande par mode glissant lorsque les trajectoires du système ont atteint la surface de glissement.

2.3. Analyse de la commande synergétique :

A l'aide de l'équation (2.4) on a $T_i \dot{\psi}_i + \psi_i = 0$

Avec ($T_i > 0 \quad i=1,2..k$)

Pour $i=1,2,..,k$; la solution de l'équation (2.4) s'écrivent : $\dot{\psi}_i = -\frac{\psi_i}{T_i}$

Alors Si $\psi_i > 0 \Rightarrow \dot{\psi}_i < 0 \Rightarrow \psi \rightarrow 0$ et Si $\psi_i < 0 \Rightarrow \dot{\psi}_i > 0 \Rightarrow \psi \rightarrow 0$

Ce qui implique que la trajectoire d'état converge vers la variété $\Psi_i = 0$ à partir de n'importe quel état initial. Les solutions de (2.4) sont :

$$\psi_i(t) = \psi_i(t_0) e^{-\frac{t-t_0}{T_i}} \quad (i=1,2..k) \quad (2.8)$$

Où t_0 est le temps initial.

La vitesse de convergence vers les variétés $\Psi=0$ est inversement proportionnelle à la croissance des paramètres T_i .

En général après un temps approximativement égal à $3 T_{\max}$ avec $T_{\max} = \max(T_i)$, $i=1,2,..,k$, le système atteint les variétés $\Psi=0$. On peut aussi montrer facilement que la fonction $V(\Psi) = \Psi^T \Psi$ est une fonction de Lyapounov pour le système.

En vue de tester la commande synergétique sur un système non linéaire, on utilise l'exemple du pendule inversé et un convertisseur DC-DC qui sont des systèmes instables et non linéaire dans la section suivante.

2.4. Commande synergétique d'un pendule inversé :

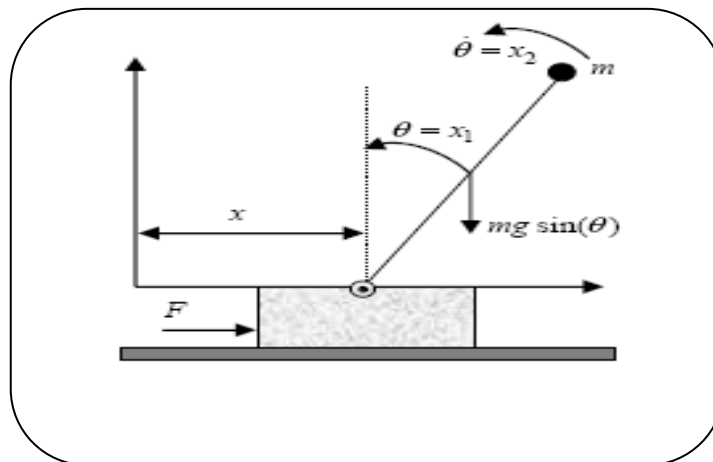


Figure 2.1. Schéma d'un pendule inversé

On désire appliquer ce type de commande à un pendule inversé afin d'en apprécier les performances tant en régulation qu'en poursuite. Le pendule est représenté sous sa forme simplifiée en Figure 2.1. Il est commandé par une force F appliquée au chariot, la grandeur à régler étant la position angulaire θ

2.4.1. Le modèle mathématique :

L'équation dynamique du pendule inversé est donnée par :

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= x_2 \\ \dot{x}_2 &= \frac{g \sin x_1 - \frac{m l x_2^2 \cos x_1 \sin x_1}{M+m}}{l(\frac{4}{3} - \frac{m \cos^2 x_1}{M+m})} + \frac{\frac{\cos x_1}{M+m}}{l(\frac{4}{3} - \frac{m \cos^2 x_1}{M+m})} \cdot u\end{aligned}\quad (2.9)$$

Avec: $x_1 = \theta$ et $x_2 = \dot{\theta}$

$g = 9.8 \text{ m/s}^2$ La gravité universelle.

$M = 1 \text{ Kg}$ La masse du chariot.

$m = 0.1 \text{ Kg}$ La masse du pendule.

$l = 0.5 \text{ m}$ Longueur du pendule.

2.4.2. Synthèse de la loi de commande :

On choisit la macro-variable comme suivante:

$$\Psi = k e_1 + e_2, \quad k > 0 \quad (2.10)$$

Tel que :

$$\begin{cases} e_1 = e = y_m - x_1 \\ e_2 = \dot{e} = \dot{y}_m - \dot{x}_1 \Rightarrow e_2 = \dot{y}_m - x_2 \end{cases}$$

Où, k est une constante positive, y_m est le signal de référence, $x_1 = \theta$ l'angle de pendule, $x_2 = \dot{\theta}$ est la vitesse de pendule.

Sur la variété $\Psi = 0$, alors $\Psi = k e + \dot{e} = 0$

Ce qui implique que $e \rightarrow 0$ lorsque $t \rightarrow \infty$.

En substituant (2.10) dans (2.4) on obtient :

$$\begin{cases} k \dot{e}_1 + \dot{e}_2 = -\frac{1}{T} \cdot \Psi \Rightarrow \dot{e}_2 = -\frac{1}{T} \cdot \Psi - k \dot{e}_1 \\ \dot{e}_2 = \ddot{y}_m - \dot{x}_2 \end{cases} \quad (2.11)$$

A partir de l'équation (2.11) et (2.9), la loi de commande obtenue s'écrit :

$$u = \frac{1}{g(x)} \left(-f(x) + \ddot{y}_m + ke_2 + \frac{1}{T} \Psi \right) \quad (2.12)$$

Les valeurs de : K et T, sont ajustées par la simulation en tenant compte les critères suivant :

- Rapidité de la réponse sans dépassement important.
- La réduction de l'amplitude des oscillations.
- Réduction de l'erreur statique.

La loi de commande (2.12) force la trajectoire d'état du système à satisfaire l'équation (2.4), et donc de converger vers la variété $\Psi = 0$ avec une constante de temps T choisie par le concepteur.

On teste alors l'approche synergétique tant en régulation qu'en poursuite.

2.4.2.1. Application :

Application 2.1 :

a) Cas de régulation $y_m(t) = 0$

Les conditions initiales $x_0 = (\frac{\pi}{8}, 0.2)^T$.

Les paramètres : T=0.0125s

$$k = [9 \ 5]$$

On observe une bonne régulation tant en vitesse qu'en position comme la montre les Figure (2.2) et Figure (2.6).

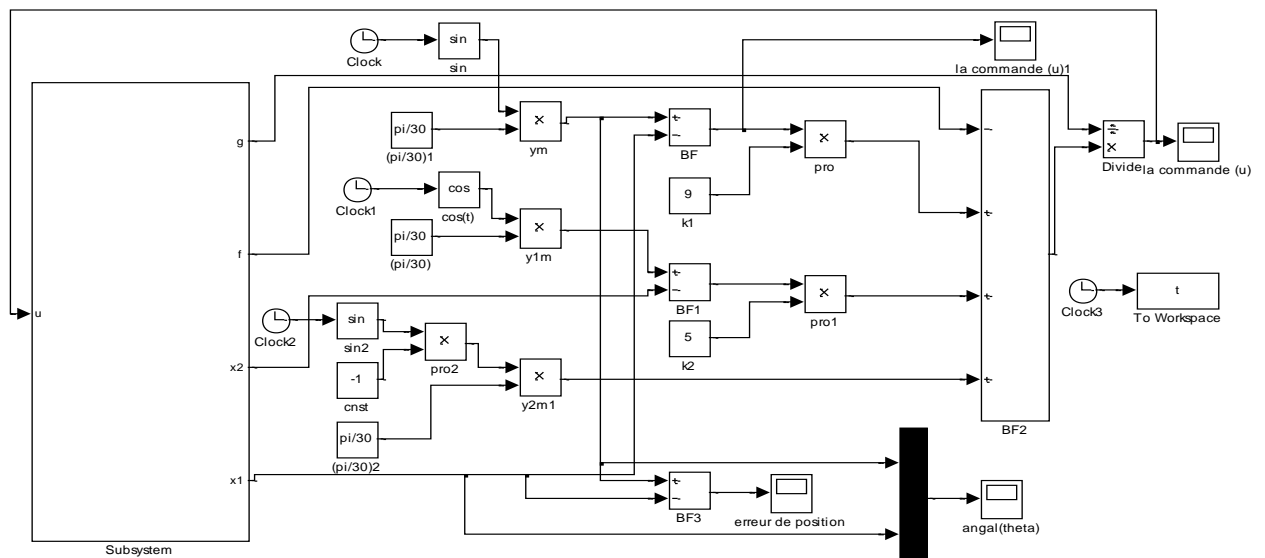


Figure 2.2. Schéma bloc de la commande d'un pendule inverse sans SIMULINK.

❖ Résultats de simulation

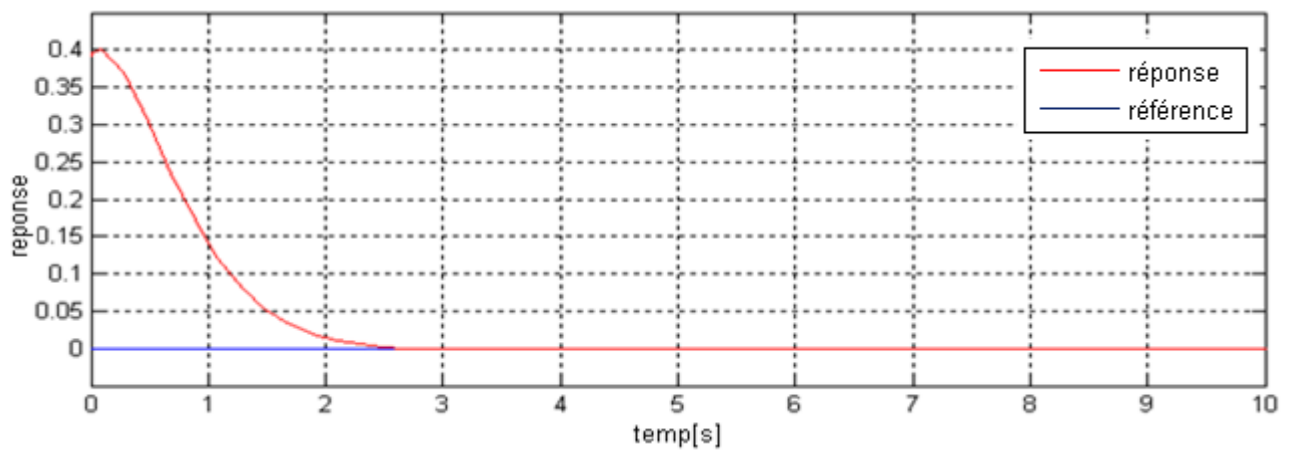


Figure 2.3. Evolution de l'angle $\theta(t)$

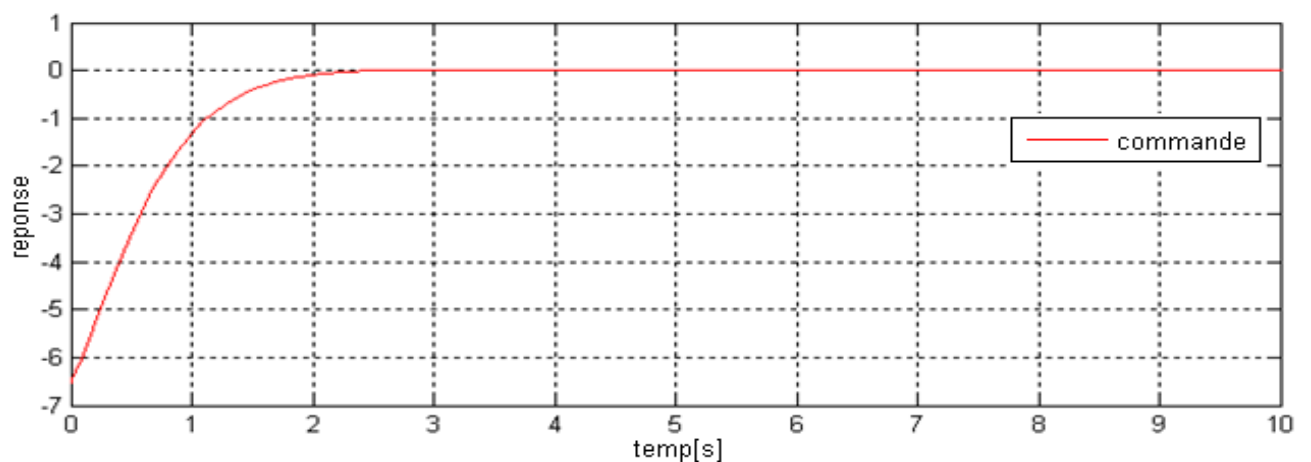


Figure 2.4. Le signal de commande $u(t)$.

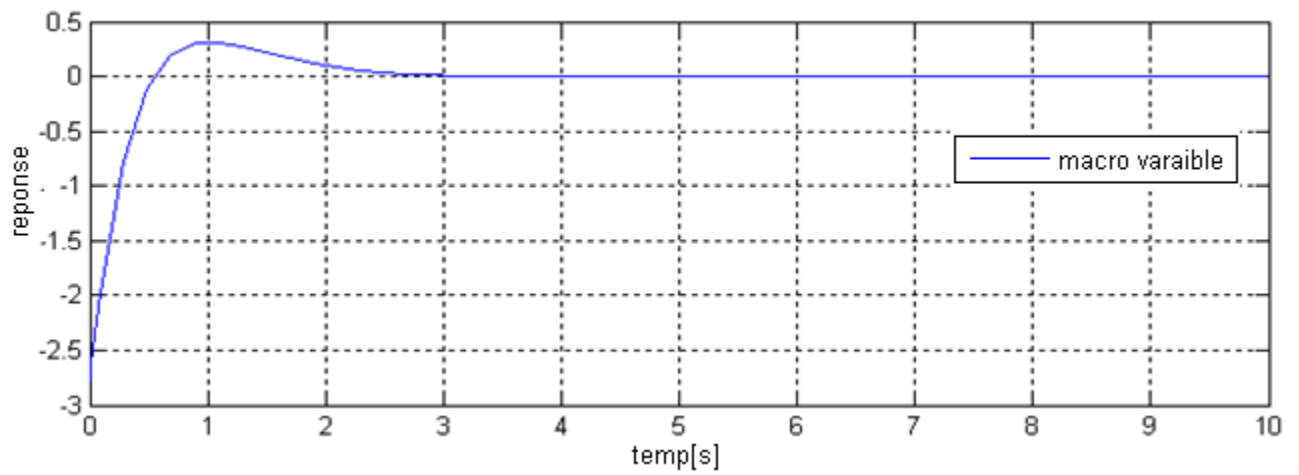


Figure 2.5. Evolution de la macro variable Ψ

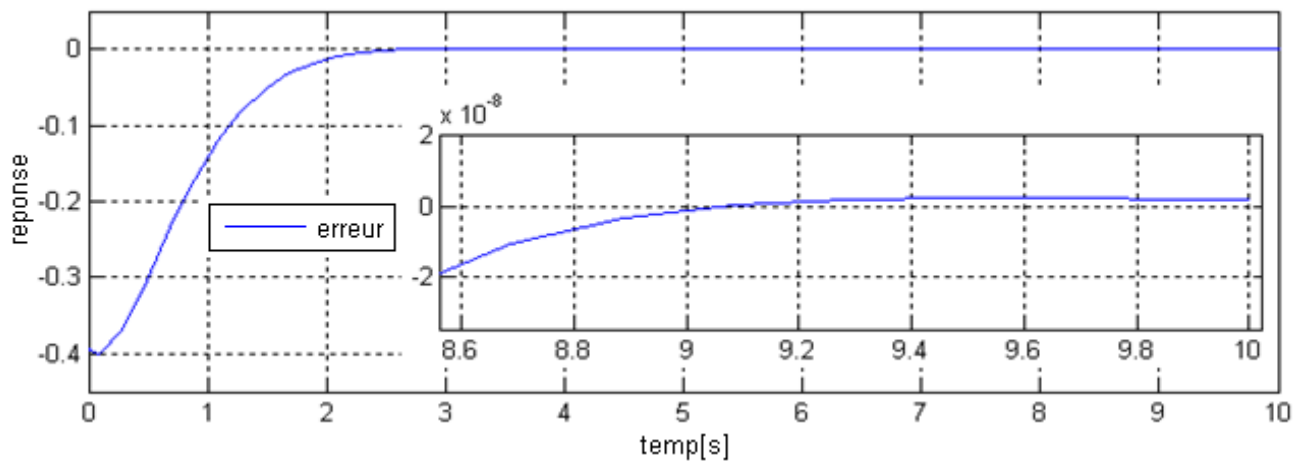


Figure 2.6. Erreur de position (rad)

Application 2.2 :

a) **Cas de poursuite** $y_m(t) = \frac{\pi}{30} \sin(t)$

Les conditions initiales $x_0 = (\frac{\pi}{8}, 0.2)^T$.

Les paramètres synergétiques : $T=0.0125s$.

$$k = [9 \ 5]$$

Les résultats de simulation sont illustrés sur les figures ci-dessous.

❖ Résultats de simulation

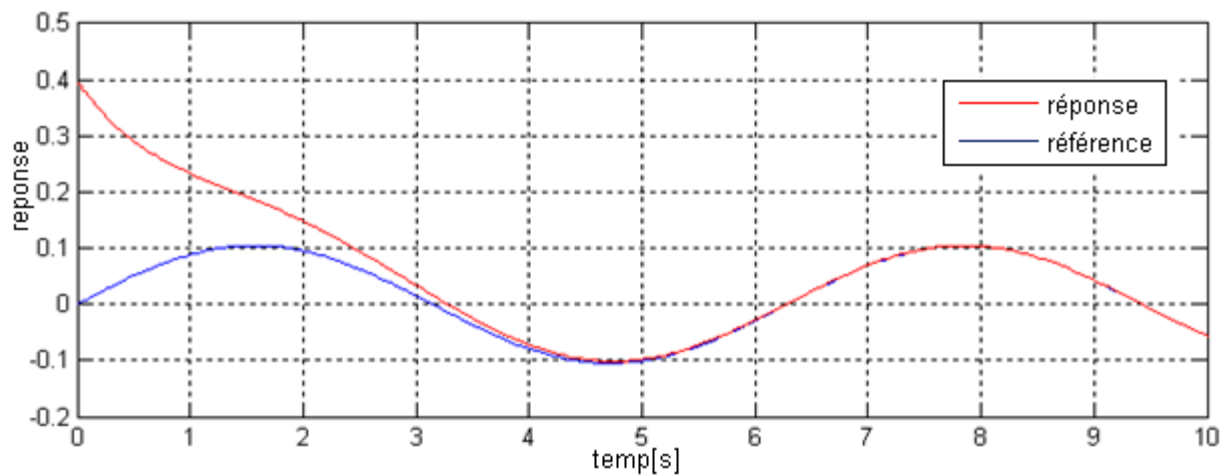
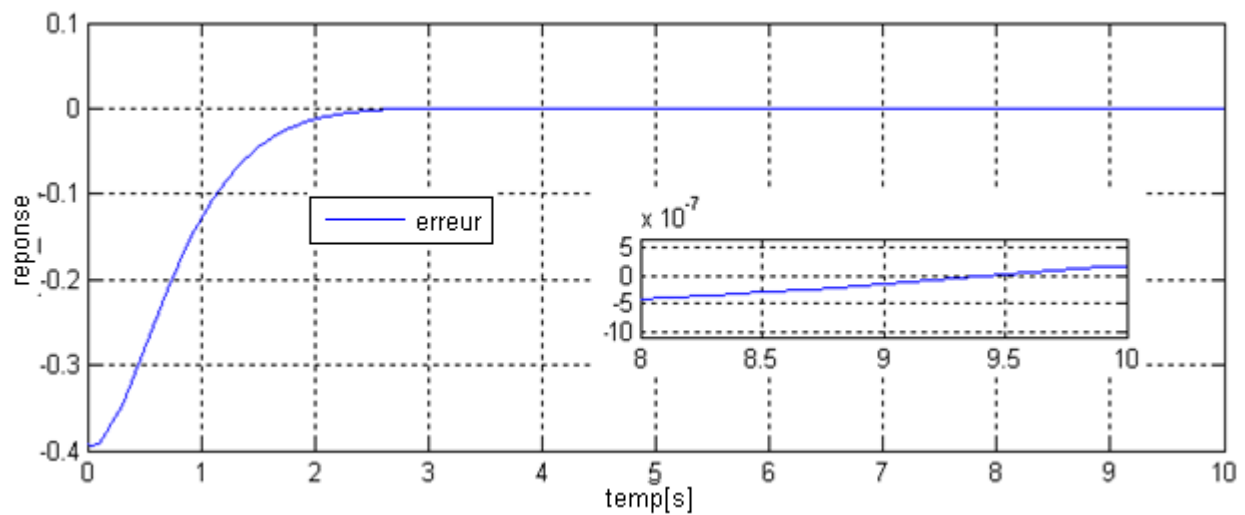
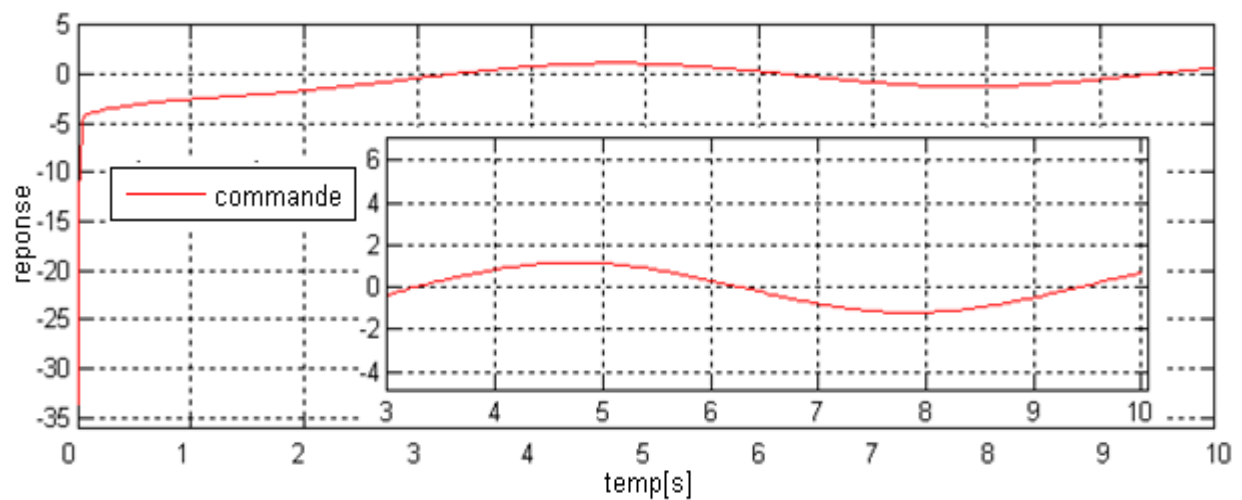
Figure 2.7. Evolution de l'angle $\theta(t)$ 

Figure 2.8. Erreur de position (rad)

Figure 2.9. Le signal de commande $u(t)$

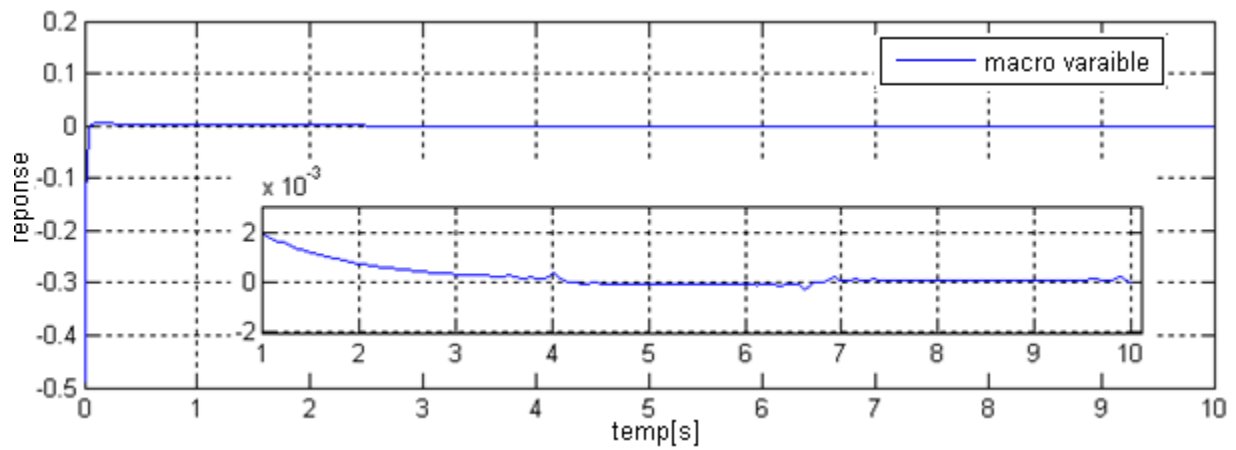


Figure 2.10. Evolution de la macro variable Ψ

Application 2.3:

Même application 1.1 prise en compte de la perturbation d .

Avec
$$\begin{cases} d(t) = 2 & \text{si } 6 < t < 6.5 \\ d(t) = 0 & \text{sinon} \end{cases}$$

Les résultats de simulation sont illustrés sur les figures ci-dessous.

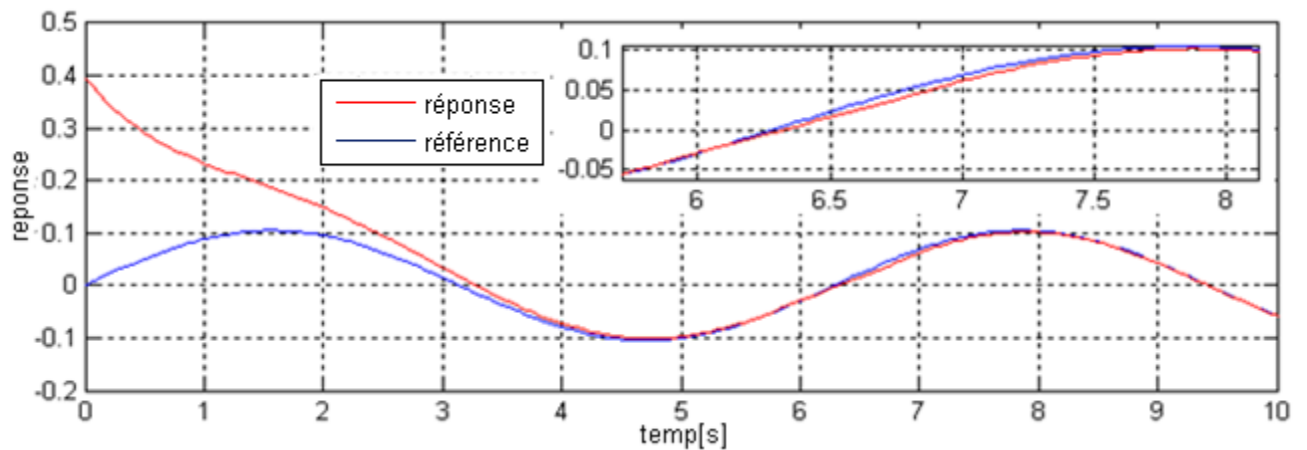


Figure 2.11. Evolution de l'angle $\theta(t)$

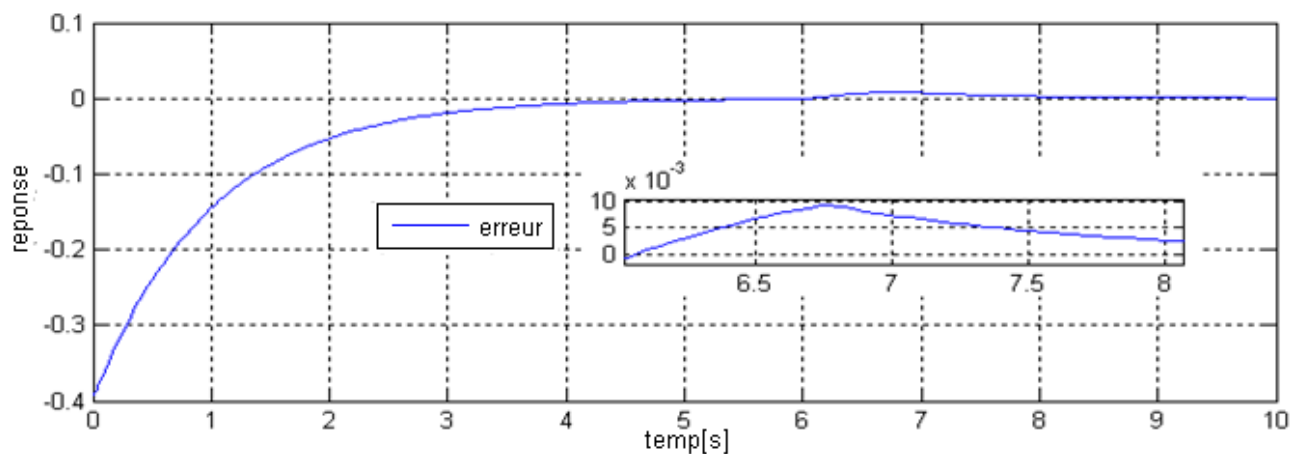


Figure 2.12. Erreur de position (rad)

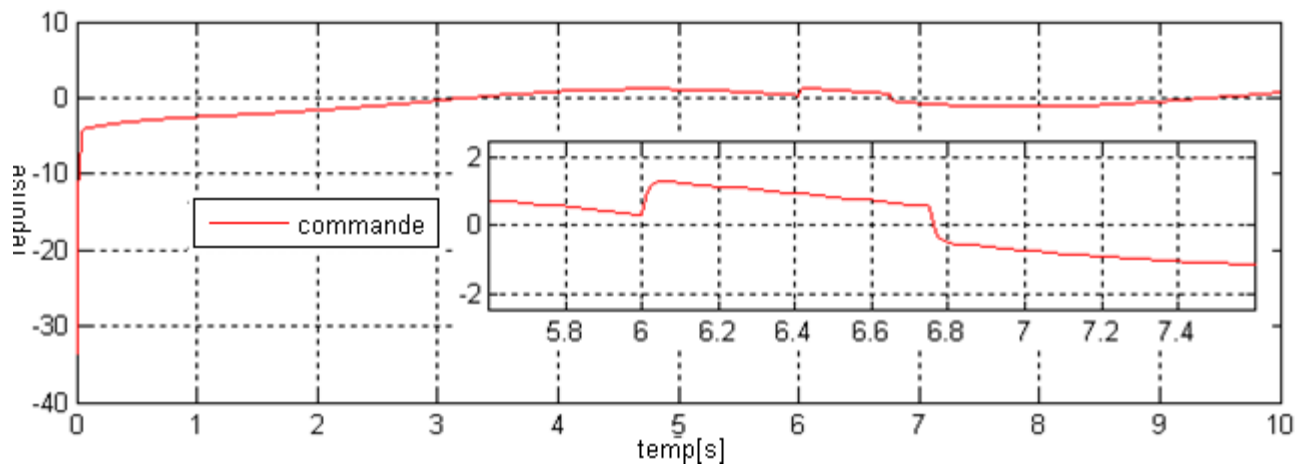


Figure 2.13. Le signal de commande $u(t)$

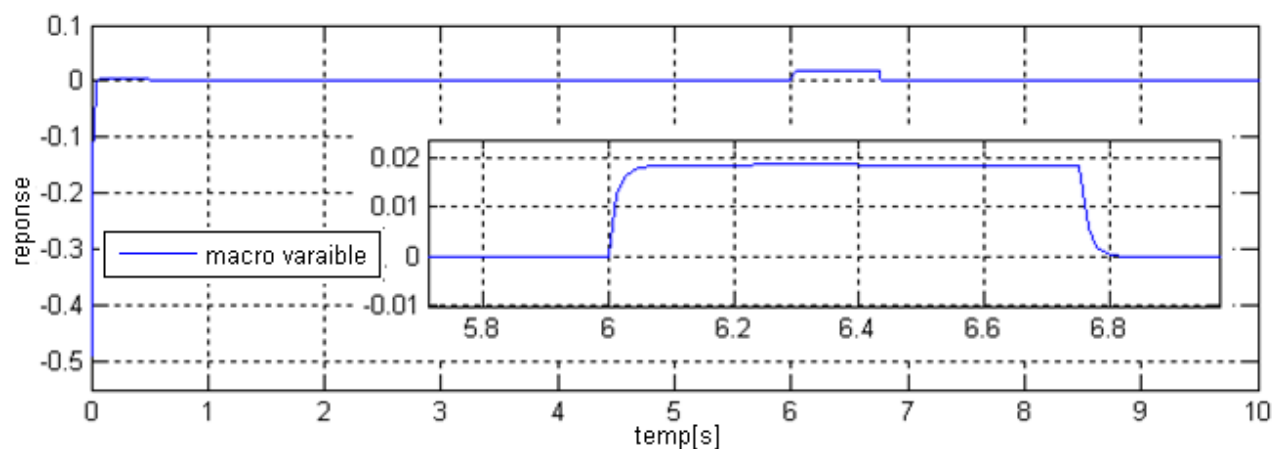


Figure 2.14. Evolution de la macro variable Ψ

Les résultats de simulation obtenus - APPLICATION 2.1 - montrent que la commande synergétique Peut réaliser une bonne poursuite si le modèle est nominal, c'est-à-dire sans perturbations.

Pour les résultats de simulation obtenus - APPLICATION 2.3 - On remarque que malgré la forte perturbation, la commande (2.12) appliquée force la sortie du système à suivre le signal de référence, cette poursuite s'effectue en minimisant l'erreur d'une part, et en assurant la stabilité du système d'autre part.

2.5. Commande synergétique d'un convertisseur Boost [10] :

2.5.1. Application à un convertisseur DC-DC :

L'adaptation des niveaux de tension et de courant des éléments de l'énergie électrique par rapport à un bus continu nécessite un convertisseur statique DC-DC. Parmi les commandes appliquées à un tel convertisseur, on trouve :

- La commande par retour d'état [11], c'est une commande robuste non linéaire basée sur la boucle de courant standard [12].

- La commande par hystérésis programmée, la fréquence du signal de cette commande est constante [13].

Le comportement dynamique de ce convertisseur est décrit par un modèle non linéaire et nécessite une commande robuste et rapide en régime transitoire. Dans cette application on utilisera la commande synergetique, commande robuste appropriée aux convertisseurs statiques [14].

2.5.2. Modèle mathématique du convertisseur DC-DC Boost

Dans notre étude, on fait l'hypothèse que l'on travaille en régime continu, c'est à-dire que le courant dans l'inductance de lissage ne s'annule pas. Le modèle mathématique du convertisseur Boost peut être déduit en appliquant la loi de Kirchhoff dans le cas où l'interrupteur est passant, et dans le cas où il est bloquant [15].

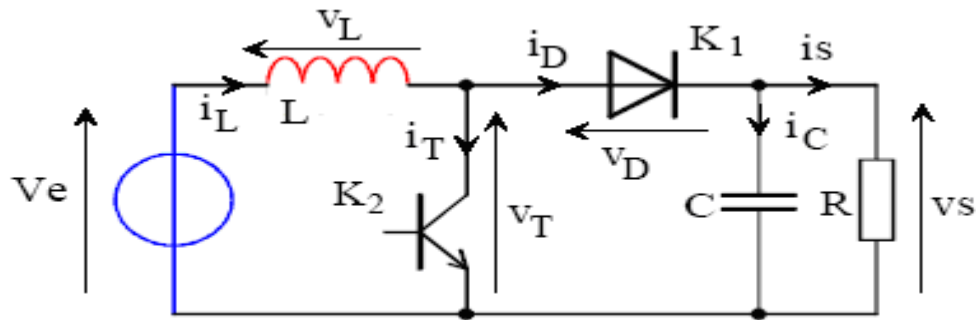


Figure 2.15. Schéma d'un convertisseur BOOST

2.5.2.1. Interrupteur fermé :

Sur l'intervalle $0 \leq t \leq uT$:

L'interrupteur K_2 est fermé, la diode K_1 est bloquée résultant en deux circuits séparés qui fonctionnent simultanément.

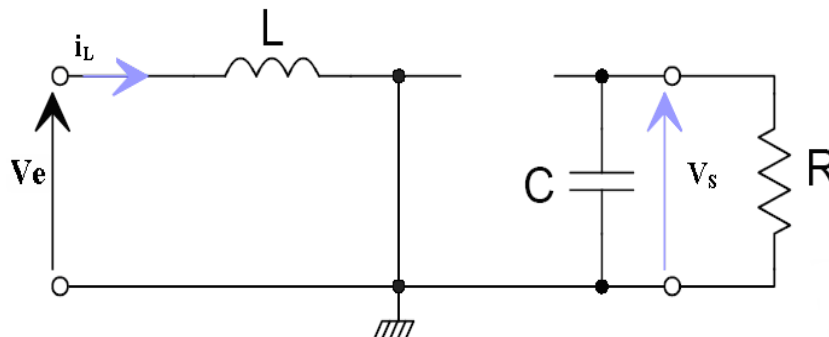


Figure 2.16. Schéma avec interrupteur fermé

Le comportement du convertisseur pour ce cas est décrit par le système d'équation suivant :

$$\begin{cases} C \cdot \frac{dV_s}{dt} = -\frac{V_s}{R} \\ L \cdot \frac{di_L}{dt} = V_e \end{cases} \quad (2.13)$$

2.5.2.2. Interrupteur ouvert :

Sur l'intervalle $uT \leq t \leq T$:

L'interrupteur K_2 est ouvert, la diode K_1 entre en conduction et le circuit équivalent est donné dans le schéma suivant:

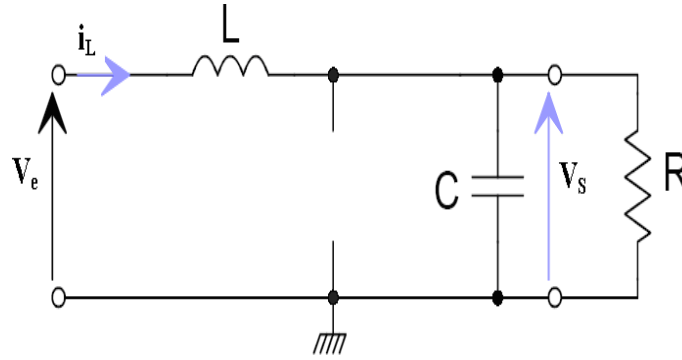


Figure 2.17. Schéma avec interrupteur ouvert.

Le comportement du convertisseur pour ce cas est décrit par le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} C \cdot \frac{dV_s}{dt} = i_L - \frac{V_s}{R} \\ L \cdot \frac{di_L}{dt} = V_e - V_s \end{cases} \quad (2.14)$$

2.5.2.3. Modèle final (combinaison des 2 structures) :

Les équations (2.15) représentent le modèle du convertisseur DC-DC en régime de fonctionnement continu :

$$\begin{cases} C \cdot \frac{dV_s}{dt} = (1 - u) \cdot i_L - \frac{V_s}{R} \\ L \cdot \frac{di_L}{dt} = V_e - (1 - u) \cdot V_s \end{cases} \quad (2.15)$$

Avec u représente l'état de l'interrupteur (rapport cyclique). La loi de commande adoptée pour le contrôle du convertisseur est celle présentée par l'équation (2.16).

$$0 \leq u \leq 1 \quad (2.16)$$

2.5.3. Conception de la commande synergétique :

L'objectif de la commande est de réguler la tension de la sortie V_S à une tension de référence V_{ref} . On peut choisir $\psi = V_S - V_{ref}$ mais pour ce choix on ne peut pas étudier la variation de courant de charge. Une structure cascade est alors adoptée où le problème du contrôle est résolu via deux boucles de contrôle [16].

-une boucle extérieure de tension.

- une boucle interne de courant.

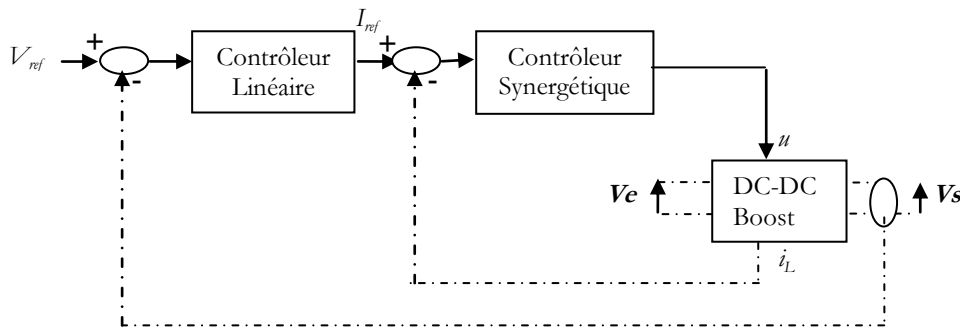


Figure 2.18. Contrôle à structure cascade d'un hacheur survolteur.

Ce principe est justifié par le fait que la dynamique du courant est plus rapide que celle de la tension de sortie [17]. Le contrôle de la tension est réalisé par des techniques de commande linéaire, alors que la commande synergétique intervient dans le contrôle du courant (**Figure 2.18**). La macro-variable de la commande du courant est déduite à partir de la différence entre le courant dans l'inductance de lissage et le courant de référence (2.17) :

$$\psi = i_L - I_{ref} \quad (2.17)$$

Bien que le contrôle de la tension de sortie du hacheur avec une structure en cascade est réalisable. Cette structure présente des inconvénients liés au fait que le contrôleur synergétique pilote d'une manière indirecte la tension. Ceci affecte les performances du contrôle en termes de robustesse et de réponse dynamique. En réalité, dans la structure en cascade, le courant de référence peut être déduit soit à l'aide d'un correcteur PID soit directement à l'aide des mesures du courant de charge et de la tension d'entrée. Dans le premier cas, il est difficile de trouver une méthode standard pour calculer les valeurs des gains du PID, puisque le contrôleur synergétique est non-linéaire. Dans les deux cas, la valeur de courant de référence risque d'être mal estimée. Cette erreur d'estimation se traduira par une erreur statique sur la tension. L'ajout d'un terme en $V_S - V_{ref}$ dans la macro-variable réduit l'influence d'une erreur de I_{ref} sur l'erreur statique de la tension. En d'autres termes, ce contrôleur doit agir simultanément sur toutes les variables d'état, ce qui rend la dynamique du

système plus rapide. C'est pour ces raisons qu'on propose d'étudier un mode de contrôle basé sur une macro-variable faisant intervenir toutes les variables d'état. L'expression de la macro-variable sera :

$$\psi = k_1(V_s - V_{ref}) + k_2(i_L - I_{ref}) \quad (2.18)$$

2.6. Loi de commande synergétique

Pour la synthèse du contrôleur, nous employons le modèle du convertisseur Boost en régime de fonctionnement continu, les équations d'états du convertisseur sont données en (2.19) :

$$\begin{cases} \dot{x}_1(t) = -\frac{x_2}{L}(1-u) + \frac{1}{L}v_e \\ \dot{x}_2(t) = \frac{x_1}{C}(1-u) - \frac{x_2}{RC} \end{cases} \quad (2.19)$$

$$0 \leq u \leq 1 \quad (2.20)$$

Où x_1 représente le courant de l'inducteur, x_2 la tension de condensateur, et u le rapport cyclique. Notre objectif est d'obtenir une loi de commande $u(x_1, x_2)$ en fonction des variables d'état x_1, x_2 , qui fournit les valeurs exigées de la tension de rendement du convertisseur $x_2 = x_{2ref}$, et pour différents modes d'opération le courant $x_1 = x_{1ref}$, la limitation (2.20) sur le rapport cyclique devant aussi être satisfaite. Nous employons le procédé décrit ci-dessus pour trouver $u(x_1, x_2)$. La première étape est le choix de la macro-variable. En général le macro-variable peut être n'importe quelle fonction des variables d'état permettant d'achever les performances désirées. Nous limiterons notre recherche à une macro-variable linéaire fonction des variables d'état donnée par :

$$\psi = (x_2 - x_{2ref}) + k(x_1 - x_{1ref}) \quad (2.21)$$

La substitution de ψ de (2.21) dans (2.4) permet d'écrire:

$$T(\dot{x}_2 + k\dot{x}_1) + (x_2 - x_{2ref}) + k(x_1 - x_{1ref}) = 0 \quad (2.22)$$

Maintenant, substituant les dérivés \dot{x}_1 et \dot{x}_2 de (2.19) dans (2.22) donnant la loi de commande suivante :

$$u = 1 - \frac{[\frac{k}{L}v_e - \frac{x_2}{RC} + \frac{x_2 - x_{2ref}}{T} + k\frac{x_1 - x_{1ref}}{T}]}{[\frac{x_1}{C} - \frac{k}{L}x_2]} \quad (2.23)$$

La loi de commande (2.23) force la trajectoire des variables d'état à satisfaire (2.4).

Selon cette équation, le système converge vers la macro-variable $\psi = 0$ avec une constante de temps T et y demeure durant toute la période. Ainsi, à partir de ce moment-là, la trajectoire d'état

satisfait(2.24).

$$\psi = (x_2 - x_{2ref}) + k(x_1 - x_{1ref}) = 0 \quad (2.24)$$

Cette équation établit une dépendance linéaire entre les deux variables d'état x_1 et x_2 , réduisant de ce fait d'un l'ordre du système. En se déplaçant sur cette macro-variable, la trajectoire converge vers l'état d'équilibre du convertisseur: $x_1 = x_{1ref}$, $x_2 = x_{2ref}$. Une interprétation géométrique de la loi de commande dans le plan de phase est montrée dans la Figure (2.9).

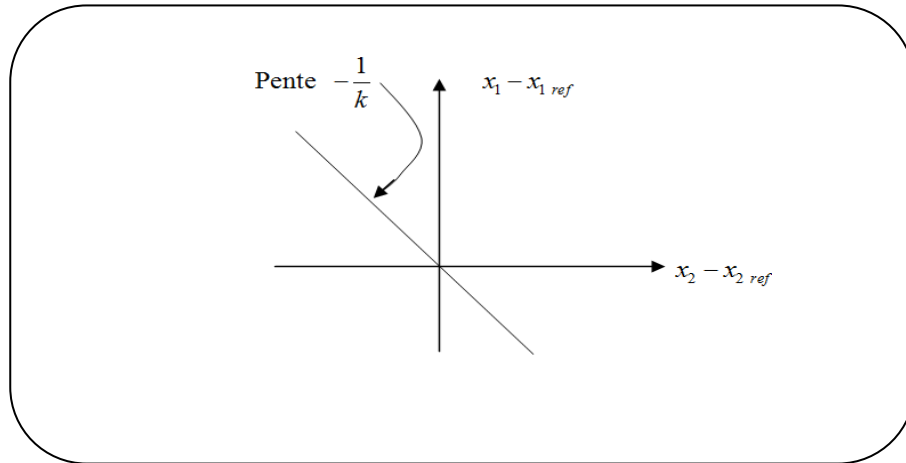


Figure 2.19. Interprétation géométrique de la loi de commande.

Le point d'équilibre est l'origine, où l'erreur converge vers zéro, La commande (2.23) représente une ligne droite passant par l'origine avec une pente $-1/k$. Le point de fonctionnement du système converge vers la ligne droite et se déplace alors le long de cette ligne jusqu'à l'origine.

2.6.1. Application 2.4:

Tableau 2.1: Paramètres du convertisseur DC-DC

Ve	12V	Tension d'entrée
L	46μH	Inductance d'entrée
C	1360μF	Capacité de sortie
R	35Ω	Résistance de charge

Les résultats de simulation sont illustrés par les figures suivantes : pour une condition initiale $x_0 = [20 \ 33]^T$ pour une référence $[40V \ 0 \ A]$.

Les paramètres synergétiques : $T=0.0125 \ s$.

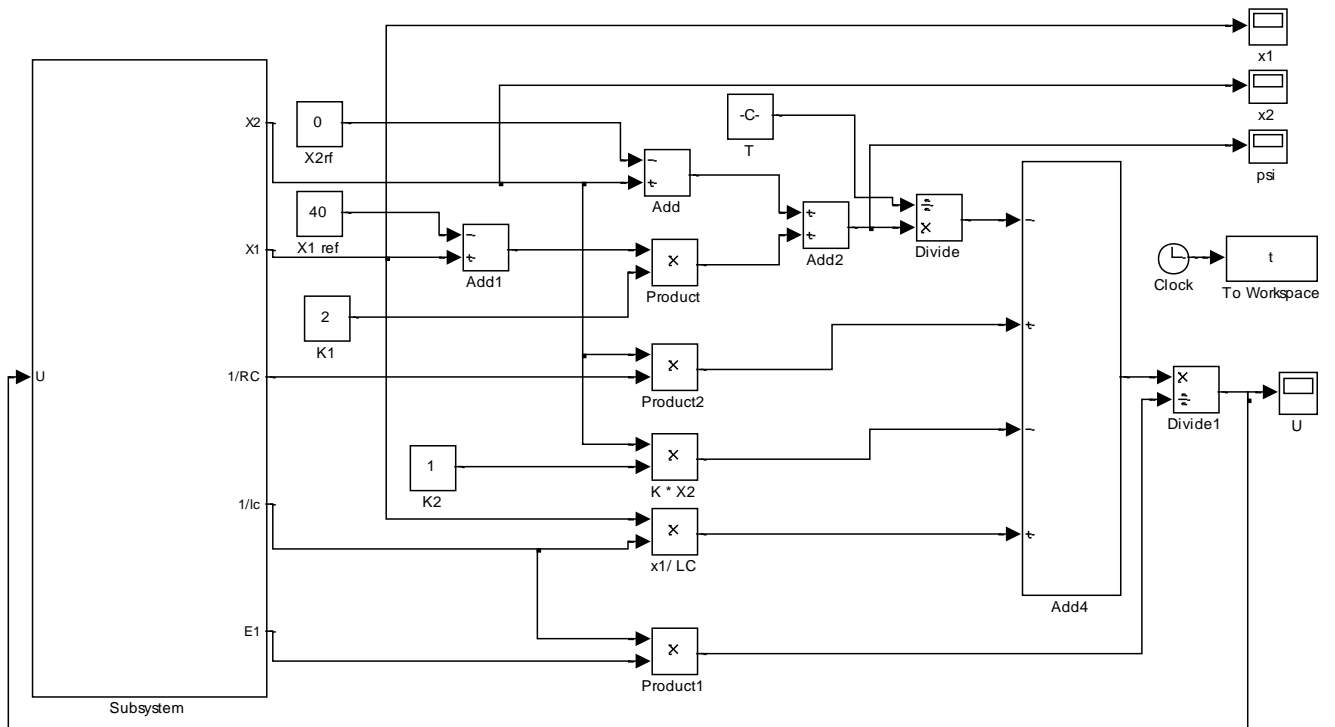


Figure 2.20. Schéma de commande synergétique d'un convertisseur.

❖ Résultats de la simulation

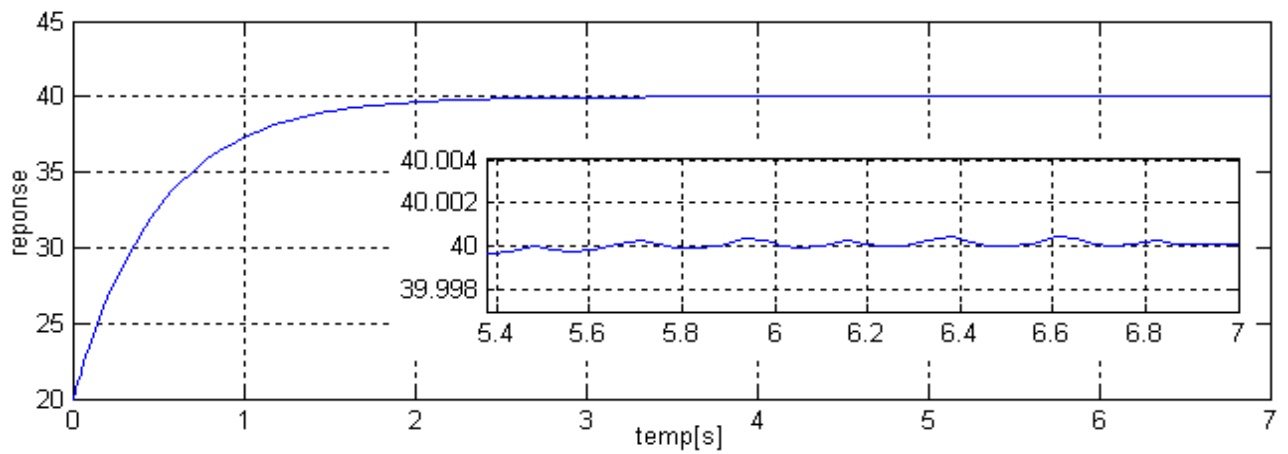


Figure 2.21. La tension de sortie V

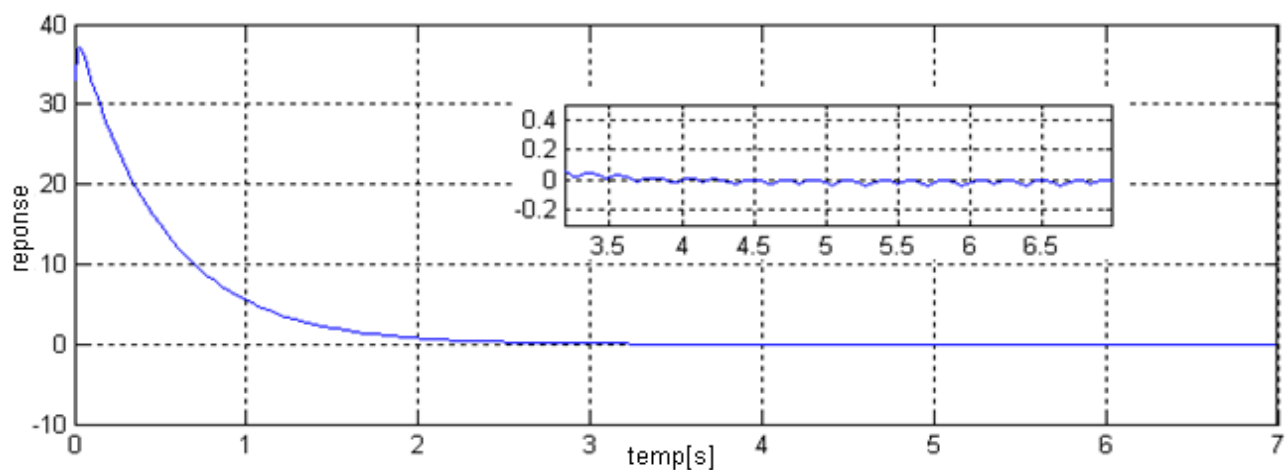


Figure 2.22. Le courant de sortie I

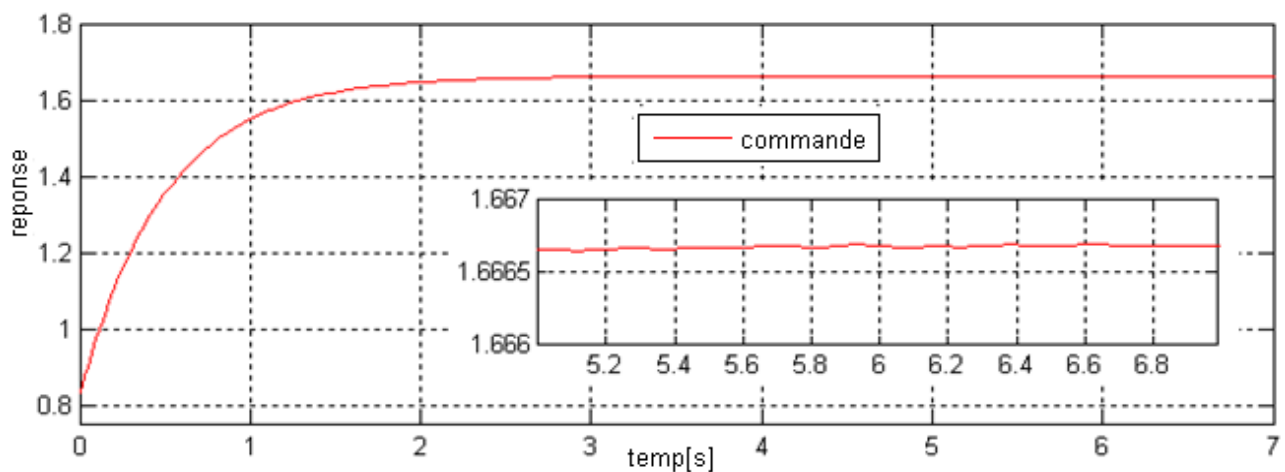


Figure 2.23. Signal de commande U

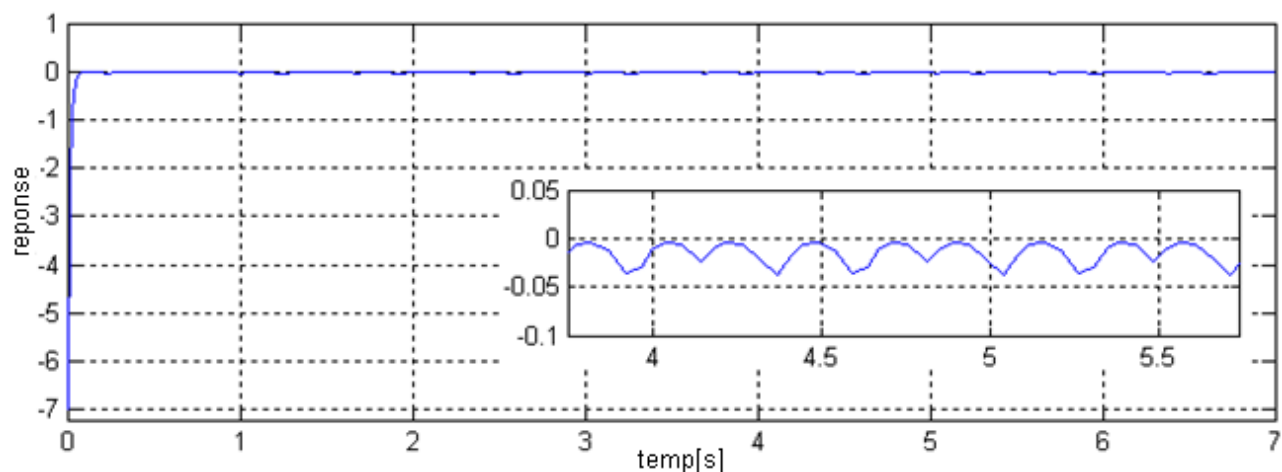


Figure 2.24. La macro variable ψ

Nous remarquons que malgré la position initiale choisie loin de la trajectoire désirée, la commande synergétique permet d'atteindre les performances de poursuite désirées et garantit la stabilité et la robustesse du système bouclé.

2.7. Conclusion :

Dans ce chapitre, on a présenté l'élaboration de commandes synergétique en régulation d'un pendule inversé et d'un convertisseur DC-DC Boost

Il apparait selon les résultats de simulation que la commande synergétique qui ne présente aucun broutement dans le signal de commande.

Chapitre 03

SYSTEME FLOU

3.1. Introduction :

L'utilisation de la logique floue dans la commande des systèmes nécessite d'avoir des connaissances approfondies sur cette théorie et son utilisation dans la commande, d'où la nécessité de présenter quelques bases générales de la logique floue : Théorie des ensembles flous, les relations floues, principe de réglage par logique floue ainsi que la structure de commande par logique floue des systèmes multi-variables.

La logique floue est à l'image de logique binaire, clairement et logiquement étayée à l'aide de théorie mathématique [18]. Elle est apparue en 1965 avec la publication par LOTFI ZADEH d'un article intitulé « les ensembles flous » [19].

La logique floue permet de manipuler des symboles et d'inférer des actions en utilisant des règles logiques à partir des prémisses imprécises ou incertaines [20].

En 1975 Mamdani a développé à partir de quelques principes de la logique floue une stratégie de contrôle de procédé [21], par la suite ces travaux ont été repris, et les techniques utilisées dans les réalisations récentes sont issues [22].

3.1.1. Définition :

Logique floue : « logique qui substitue à la logique binaire une logique fondée sur des variables pouvant prendre, outre les valeurs « vrai » ou « faux », les valeurs intermédiaires « vrai » ou « faux » avec une certaine probabilité ». [23]

3.1.2. Les différents domaines d'application :

- Aide à la décision, au diagnostic. (Domaine médical, orientation professionnelle...) .
- Base de données. (Objets flous et/ou requêtes floues).
- Reconnaissance de forme.
- Agrégation multicritère et optimisation.
- Commande floue de systèmes.

3.2. La commande floue :

Les applications industrielles basées sur cette technique ont commencé en Europe au début des années 1980 avec le contrôle d'un four à ciment [18], pour déboucher sur le célèbre boom de la logique floue au Japon au début des années 1990 dans les secteurs industriels (l'énergie – les transports – l'aérospatial – la robotique....etc.) [19].

3.3. But de la commande floue :

La commande floue a pour but de traiter des problèmes de commande classique de processus à partir uniquement de connaissances de comportement que les spécialistes du procédé doivent formuler sous forme linguistique (floue).

3.4. Les concepts de la logique floue :

Ce rapport permet de considérer des classes d'objets dont les frontières ne sont pas clairement déterminées, par l'introduction d'une fonction caractéristique (fonctions d'appartenance des objets à la classe) prenant des valeurs courantes entre 0 et 1, contrairement aux ensembles «booléens», dont la fonction caractéristique ne prend que deux valeurs possibles 0 et 1.

3.5. Les bases de la commande floue :

3.5.1. Variables linguistiques et ensembles flous :

La description imprécise d'une certaine situation, d'un phénomène ou d'une grandeur physique ne peut se faire que par des expressions relatives ou floues. Ces différentes classes d'expressions floues dites ensembles flous forment ce qu'on appelle des variables linguistiques. Afin de pouvoir traiter numériquement ces variables linguistiques qui sont normalisées généralement sur un intervalle bien déterminé appelé univers de discours, il faut les soumettre à une définition mathématique à base de fonctions d'appartenance qui montrent le degré de vérification de ces variables linguistiques relativement aux différents sous-ensembles flous de la même classe.

3.5.2. Fonctions d'appartenances :

Dans ce contexte on associe à chaque valeur de la variable linguistique une fonction d'appartenance désignée par $\mu_A(x)$, qui sera désignée par le degré ou le facteur d'appartenance. Il est à noter que l'ensemble des éléments de x pour lesquels $\mu_A(x) > 0$, est appelé «support de A». Le plus souvent, on utilise pour les fonctions d'appartenance les fonctions suivantes [19] :

- **Fonction triangulaire** : Elle est définie par trois paramètres $\{a, b, c\}$ qui déterminent les coordonnées des trois sommets.

$$\mu(x) = \max \left(\min \left(\frac{x-a}{b-a}, \frac{c-x}{c-b} \right), 0 \right) \quad (3.1)$$

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

$$\mu(x) = \max \left(\min \left(\frac{x-a}{b-a}, 1, \frac{c-x}{c-d} \right), 0 \right) \quad (3.2)$$

- **Fonction gaussienne** : Elle est définie par deux paramètres $\{\sigma, m\}$:

$$\mu(x) = \exp \left(-\frac{(x-m)^2}{2\sigma^2} \right) \quad (3.3)$$

- **Fonction sigmoïdale** : Elle est définie par deux paramètres $\{a, c\}$:

$$\mu(x) = \frac{1}{1+\exp(-a(x-c))} \quad (3.4)$$

3.5.3. Opérateurs :

Ces opérateurs permettent d'écrire des combinaisons logiques entre notions floues, c'est-à-dire de faire des calculs sur des degrés de vérité. Comme pour la logique classique, on peut définir des opérateurs ET, OU, négation.

Choix des opérateurs : Il existe de nombreuses variantes dans ces opérateurs (cf. annexe). Cependant, les plus répandus sont ceux dits « de Zadeh » décrits ci-dessous.

Dans ce qui suit, le degré de vérité d'une proposition **A** sera noté $\mu(\mathbf{A})$.

Intersection : L'opérateur logique correspondant à l'intersection d'ensembles est le **ET**.

Le degré de vérité de la proposition « A ET B » est le minimum des degrés de vérité de **A** et de **B**

$$\mu(\mathbf{A \ ET \ B}) = \min(\mu(\mathbf{A}), \mu(\mathbf{B}))$$

Union : L'opérateur logique correspondant à l'union d'ensembles est le **OU**. Le degré de vérité de la proposition « A OU B » est le maximum des degrés de vérité de **A** et de **B** :

$$\mu(\mathbf{A \ OU \ B}) = \max(\mu(\mathbf{A}), \mu(\mathbf{B}))$$

Complément : L'opérateur logique correspondant au complément d'un ensemble est la négation.

$$\mu(\mathbf{NON \ A}) = 1 - \mu(\mathbf{A})$$

3.6. La structure d'une commande floue :

La structure conventionnelle d'une commande floue est présentée par (Figure 3.1). Elle est composée de quatre blocs distincts dont les définitions sont données ci-dessous :

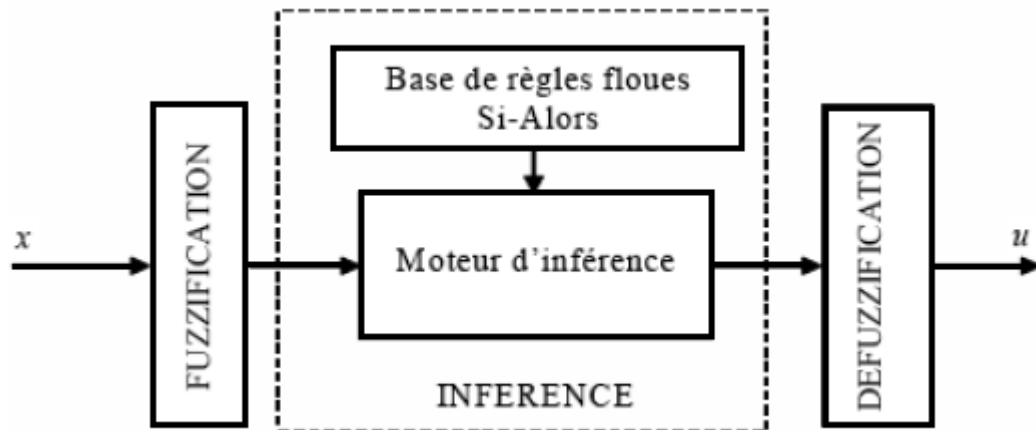


Figure 3.1. Structure de base d'un régulateur flou

3.6.1. Interface de fuzzification :

La fuzzification est réalisée dans l'interface d'entrée du contrôleur flou. Durant cette phase, les informations issues du système sont tout d'abord normalisées. Ensuite, les données normalisées sont transformées en qualifications linguistiques, en utilisant des règles sémantiques définies par un expert.

3.6.2. Moteur d'inférence :

L'inférence floue est le processus de formulation de la relation entre les entrées et les sorties par logique floue. Cette relation offre une base avec laquelle la décision est prise par le système flou. L'inférence floue fait appel alors aux concepts expliqués dans les sections précédents. A savoir : Fonctions d'appartenance, les opérateurs flous et les règles floues.

Nous distinguons une variété importante d'inférences floues, mais nous nous contentons d'en présenter quatre types. L'inférence de Max-min (mamdani), Max-prod, Som-prod et de Sugeno.

Les quatre inférences diffèrent par la manière de déterminer des sorties. Pour le réglage par logique floue, on utilise en généralement une des méthodes suivantes :

- **Méthode d'inférence MAX-MIN (Méthode de MAMDANI) :**

C'est la méthode la plus universelle mais qui n'est guère applicable en raison du temps de calcul très long.

Cette méthode réalise, au niveau de la condition, l'opérateur "ET" par la fonction du "Min" et l'opérateur "OU" par la fonction "Max", la conclusion dans chaque règle, introduite par "ALORS", lie le facteur d'appartenance de la condition avec la fonction d'appartenance de la

variable de sortie par l'opérateur **ET**, réalisé dans le cas présent par la fonction "**Min**". Enfin l'opérateur **OU** qui lie les différentes règles est réalisé par la fonction "**Max**".

La dénomination de cette méthode, dite **Max-Min** ou "**implication de Mamdani**", est due à la façon de réaliser les opérateurs "**ALORS**" et "**OU**" de l'inférence. [23]

$$\text{SI } (x_1 \text{ est } A_{i1}) \text{ et } \dots \text{ et } (x_m \text{ est } A_{im}) \text{ ALORS } (y \text{ est } f_1, \dots, f_m)$$

Dans laquelle x_1, \dots, x_m et y sont des éléments des univers du discours x_1, \dots, x_m , et A_{i1}, \dots, A_{im} sont des termes linguistiques sur ces mêmes univers du discours. f_1, \dots, f_m sont également des quantités floues sur l'univers du discours y

- **Méthode d'inférence MAX-PRODUIT (Méthode de LARSEN) :**

La méthode d'inférence Min-Produit est réalisée, au niveau de condition, l'opérateur « et » par la formation du produit. la condition dans chaque règle, introduite par « alors » est réalisé par la formation du produit. L'opérateur « OU » qui lie les différents règles, est réalisé par la formation du maximum [23].

- **Méthode d'inférence SOMME-PRODUIT :**

Cette méthode est la plus utilisée car son temps de calcul est court. Dans ce cas, l'opérateur "ET" est réalisé par le Produit, de même que la conclusion "ALORS", tandis que l'opérateur "OU" est réalisé par la valeur moyenne des degrés d'appartenances intervenant dans l'inférence.

- **Méthode d'inférence SUGENO :**

Sugeno a proposé une méthode d'inférence floue qui garantit la continuité de la sortie [24]. Cette méthode d'inférence s'avère très efficace dans des applications faisant intervenir à la fois des techniques linéaires, d'optimisation et adaptatives. Dans l'inférence de Sugeno, les règles floues sont exprimées de la façon suivante :

$$\text{SI } (x_1 \text{ est } A_{i1}) \text{ et } \dots \text{ et } (x_m \text{ est } A_{im}) \text{ ALORS } y = f_i(x_1, \dots, x_m)$$

Dans laquelle x_1, \dots, x_m et y sont des éléments des univers du discours x_1, \dots, x_m et A_{i1}, \dots, A_{im} sont des termes linguistiques sur ces mêmes univers du discours. y est une fonction de x_1, \dots, x_m .

3.6.3. Interface de Déffuzification :

La commande nécessitant un signal précis, il faudra donc transformer la fonction d'appartenance résultante obtenue à la sortie du moteur d'inférence en une valeur précise. Cette opération est appelée défuzzification. Parmi les méthodes utilisées dans la littérature [25], [26], on peut citer:

1. Le centre de gravité

2. La méthode de la hauteur
3. La méthode de la hauteur modifiée
4. La méthode de la valeur maximum
5. La méthode de la moyenne des centres

Dans ce travail, on utilisera le centre de gravité [25] qui permet d'exprimer analytiquement la sortie du système flou, de simplifier sa mise en œuvre et de réduire le temps de calcul. Dans ce cas, la sortie du système flou de type Takagi-Sugeno est donnée par :

$$\mathbf{u} = \frac{\sum_{j=1}^m c^j \prod_{i=1}^n \mu_i^j}{\sum_{j=1}^m \prod_{i=1}^n \mu_i^j} \quad (3.5)$$

Où n et m sont respectivement le nombre d'entrées et celui de règles floues utilisées.

3.7. Linéarisation Entrée-Sortie Floue (L.E.S.F)

La mise en place de l'approche (L.E.S.F) présentée nécessite la connaissance de $f(\mathbf{x})$ et $g(\mathbf{x})$. Ces fonctions étant inconnues, elles seront approximées par un système flou que l'on suppose dans un premier temps disponible. Par la suite, une méthode d'identification en ligne du modèle flou sera proposée. Pour représenter les deux fonctions non linéaires $f(\mathbf{x})$ et $g(\mathbf{x})$. Par des systèmes flous de Takagi-Sugeno à conclusion constante, la stratégie choisie consiste à utiliser deux bases de règles distinctes pour approximer indépendamment les fonctions $f(\mathbf{x})$ et $g(\mathbf{x})$. Celles-ci dépendant toutes les deux du vecteur d'état \mathbf{x} , les mêmes structures de base de règles sont utilisées et seuls les paramètres de conclusion diffèrent. Les deux fonctions non linéaires sont représentées par deux systèmes flous de Takagi-Sugeno à conclusion constante dont les deux sorties respectives sont $f(\mathbf{x})$ et $g(\mathbf{x})$. Les deux systèmes flous sont alors représentés par des collections de règles de la forme suivante:

$$\text{Si } x_1 \text{ est } A_1^{i_1} \text{ et ... et } x_n \text{ est } A_n^{i_n} \text{ Alors } \hat{f}(i_1, \dots, i_n) = \theta_f^{(i_1, \dots, i_n)} \quad (3.6)$$

$$\text{Si } x_1 \text{ est } A_1^{i_1} \text{ et ... et } x_n \text{ est } A_n^{i_n} \text{ Alors } \hat{g}(i_1, \dots, i_n) = \theta_g^{(i_1, \dots, i_n)} \quad (3.7)$$

Les sorties générées par les systèmes flous représentés par (3.6) (3.7) sont respectivement:

$$\hat{f}(\mathbf{x}, \theta_f) = \xi(\mathbf{x}) \theta_f^T \quad (3.8)$$

$$\hat{g}(\mathbf{x}, \theta_g) = \xi(\mathbf{x}) \theta_g^T \quad (3.9)$$

Où θ_f^T et θ_g^T sont les vecteurs de paramètres ajustés ou adaptés et $\xi(\mathbf{x})$ le vecteur des degrés de validité des prémisses de règles.

Les fonctions non linéaires $f(\mathbf{x})$ et $g(\mathbf{x})$ peuvent être réécrites comme suit:

$$f(\mathbf{x}) = \hat{f}(\mathbf{x}) + \Delta_{\hat{f}}(\mathbf{x}) \quad (3.10)$$

$$g(x) = \hat{g}(x) + \Delta_{\hat{g}}(x) \quad (3.11)$$

Avec $|\Delta_{\hat{f}}(x)| \leq \Delta_{\hat{f}}^0$ et $|\Delta_{\hat{g}}(x)| \leq \Delta_{\hat{g}}^0$. Où $\Delta_{\hat{f}}$ et $\Delta_{\hat{g}}$, bornée par $\Delta_{\hat{f}}^0$ et $\Delta_{\hat{g}}^0$, sont les erreurs d'approximation floue minimales atteignables avec le nombre de règles choisi. $\hat{f}(x)$ et $\hat{g}(x)$ sont alors les approximations floues optimales de $f(x)$ et $g(x)$.

Selon les équations (3.10) et (3.11) la sortie globale (1.3) peut être écrite comme suit :

$$\begin{aligned} y^{(n)} &= \hat{f}(x) + \hat{g}(x) \cdot u_c + \Delta \\ &= \xi(x) \Theta_f^T + \xi(x) \Theta_g^T u_c + \Delta \end{aligned} \quad (3.12)$$

Où u_c La loi de commande (**L.E.S.F**) est choisie comme suit:

$$u_c = \frac{-\hat{f}(x)}{\hat{g}(x)} + \frac{1}{\hat{g}(x)} v \quad (3.13)$$

et Où $\hat{f}(x)$ et $\hat{g}(x)$, données par (3.10) et (3.11) sont les approximations floues de $f(x)$ et $g(x)$. et $\Delta = \Delta_{\hat{f}(x)} + \Delta_{\hat{g}(x)} \cdot u$ est bornée par Δ_0 donc $\Delta = (\hat{f}(x) - f(x)) + (\hat{g}(x) - g(x)) \cdot u_c$

Dans un premier temps, nous allons calculer la (**L.E.S.F**) à partir du modèle nominal. Ensuite, différentes méthodes seront proposées pour compenser l'erreur d'approximation afin d'assurer la robustesse.

Par substitution de la loi de commande (3.13) dans (1.3) l'équation dynamique d'erreur de suivi (1.11) devient:

$$e_0^{(n)}(t) + k^T e(t) = -\Delta \quad (3.14)$$

Où Δ est bornée par Δ_0 c.-à-d. $|\Delta| \leq \Delta_0$.

Dans une forme matricielle, l'équation (II.9) peut être réécrite comme suit:

$$\dot{e} = Ae - B\Delta \quad (3.15)$$

Avec :

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ -k_0 & -k_1 & -k_2 & \dots & -k_{n-1} \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \dots \\ 1 \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

L'équation d'erreur (3.15) n'assure pas la convergence de $e_0(t)$ vers zéro. Cependant, en présence des incertitudes représentées par Δ , le système (3.15) restent stable. Cette stabilité est assurée via le lemme suivant:

- **Lemme :** Soit P une matrice symétrique définie positive, solution de l'équation de Lyapunov:

$$PA + A^T P = -Q \quad (3.17)$$

Où Q est une matrice symétrique définie positive.

Si le transfert entre $-\Delta$ et $e^T PB$ est dissipatif et Δ est bornée alors le système entrée-sortie est stable. (Voir figure 2.2).

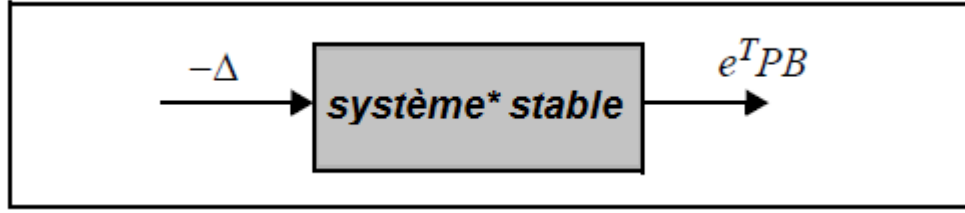


Figure 3.2. Transfert entre $-\Delta$ et $e^T PB$

- **Démonstration :** Pour exploiter ce lemme, il faut montrer que le **système*** précédant est effectivement dissipatif [27] Pour cela, nous prenons la fonction quadratique suivante:

$$V = \frac{1}{2} e^T \cdot P \cdot e \quad (3.18)$$

Par dérivation de l'équation (3.18), on trouve:

$$\dot{V} = \frac{1}{2} (\dot{e}^T \cdot P \cdot e + e^T \cdot P \cdot \dot{e}) \quad (3.19)$$

Par substitution de l'équation dynamique d'erreur (3.15) dans (3.19) , on obtient:

$$\dot{V} = -\frac{1}{2} \cdot e^T \cdot Q \cdot e - e^T \cdot P \cdot B \cdot \Delta \quad (3.20)$$

3.8. Application à un pendule inversé

On applique l'algorithme proposé à un pendule inversé dans le but de suivre une trajectoire de référence sinusoïdale.

Il est clair que les équations dynamiques d'un pendule inversé est de la forme de (1.1), donc nos contrôleurs synergétique peuvent être appliqués à ce système. On prend comme signal de référence : $y(t) = \frac{\pi}{30} \sin(t)$

Les conditions initiales $x_0 = (\frac{\pi}{8}, 0.2)^T$.

- **Application 3.1 :** Les résultats de simulation avec erreur.

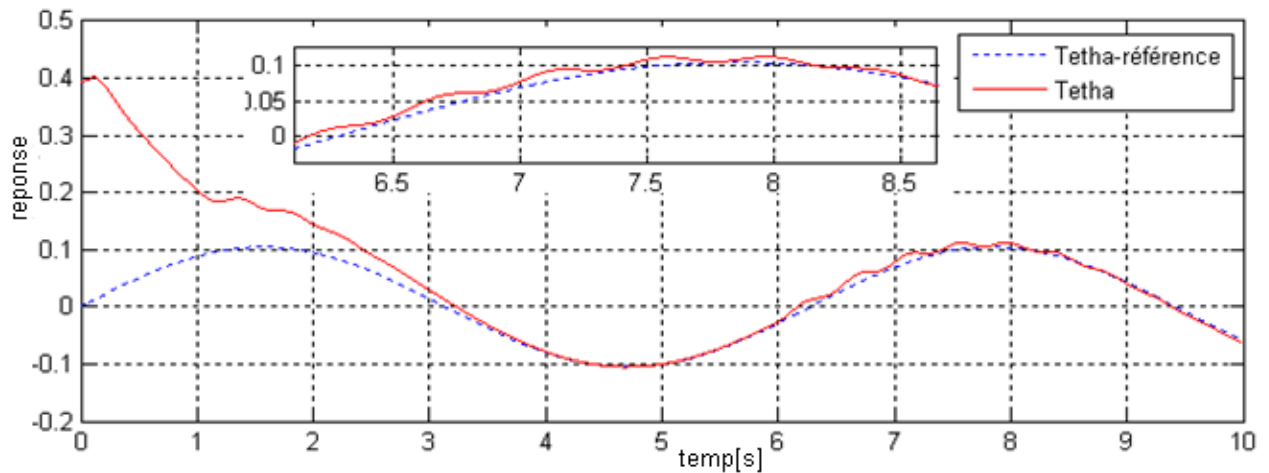


Figure 3.3. Evolution de l'angle $\theta(t)$

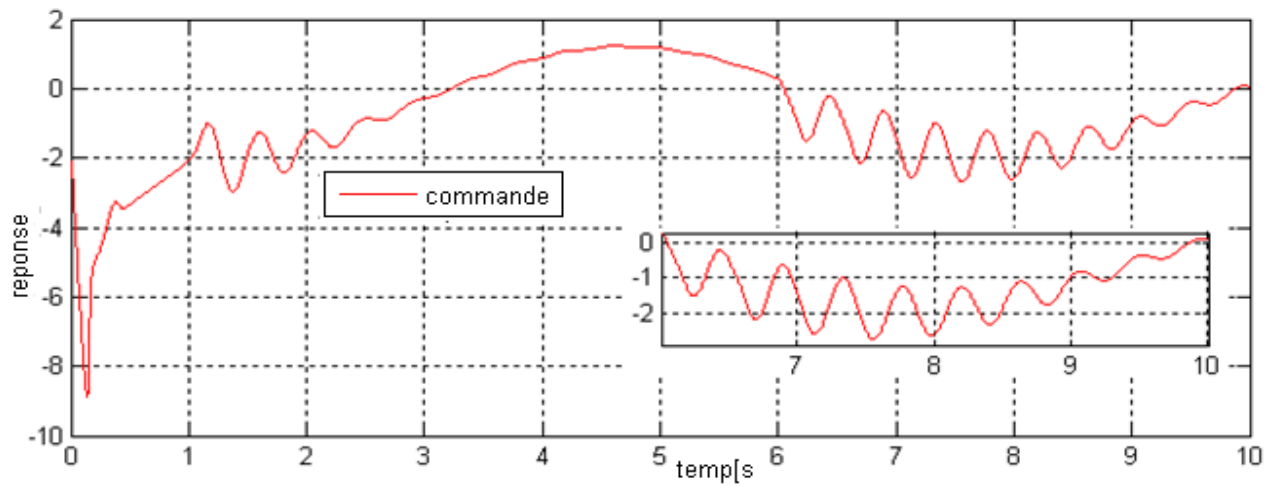


Figure 3.4. Le signal de commande $u(t)$

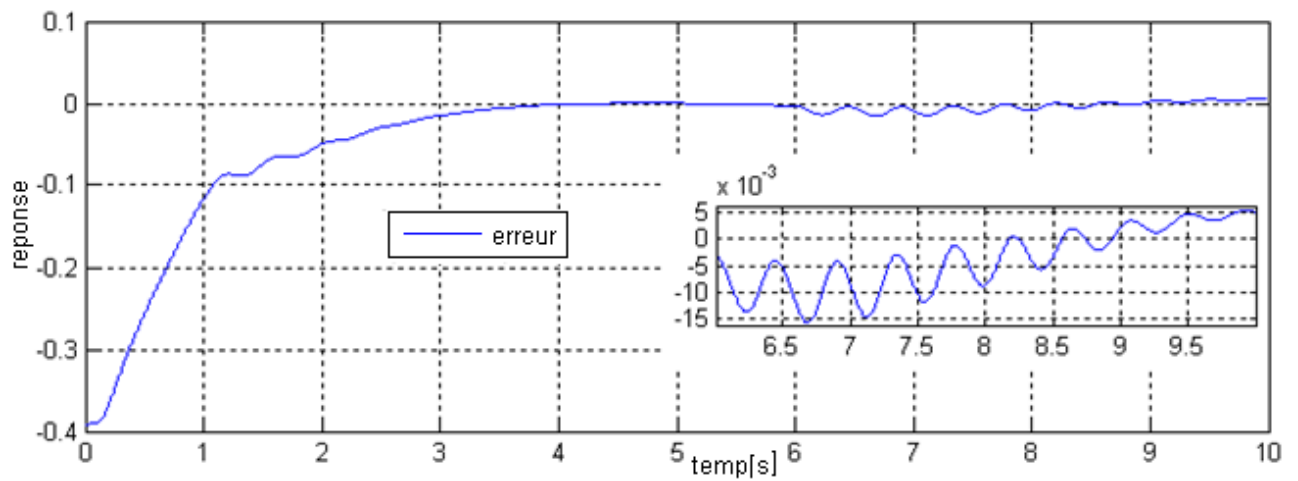


Figure 3.5. Erreur de position (rad)

• **Application 3.2 :** Les résultats de simulation simple

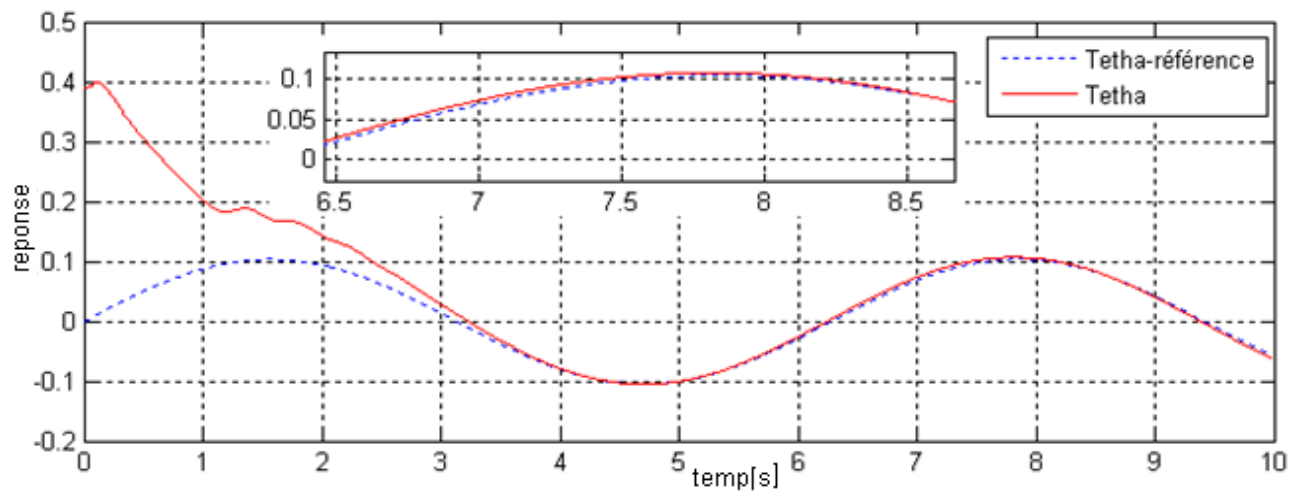


Figure 3.6. Evolution de l'angle $\theta(t)$

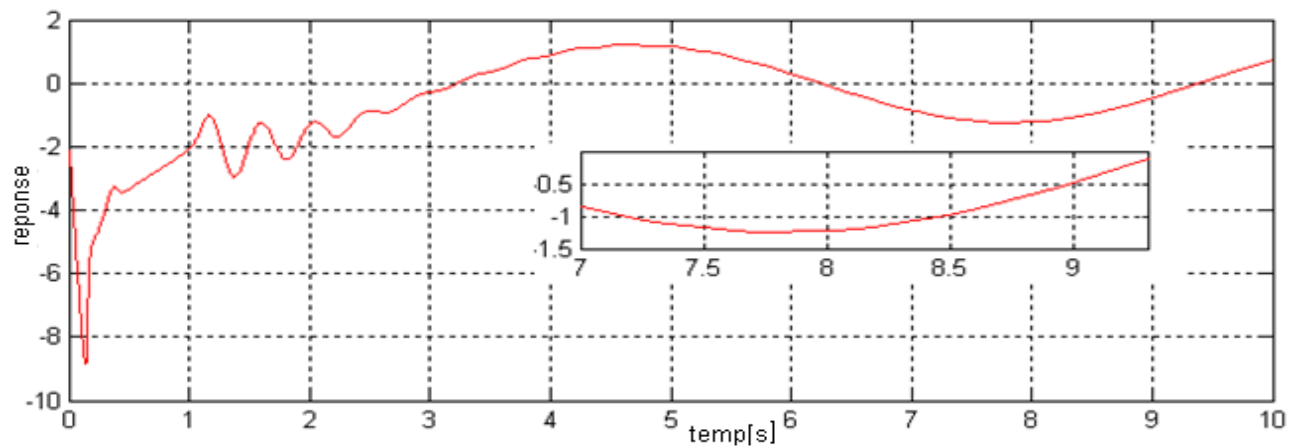


Figure 3.7. Le signal de commande $u(t)$

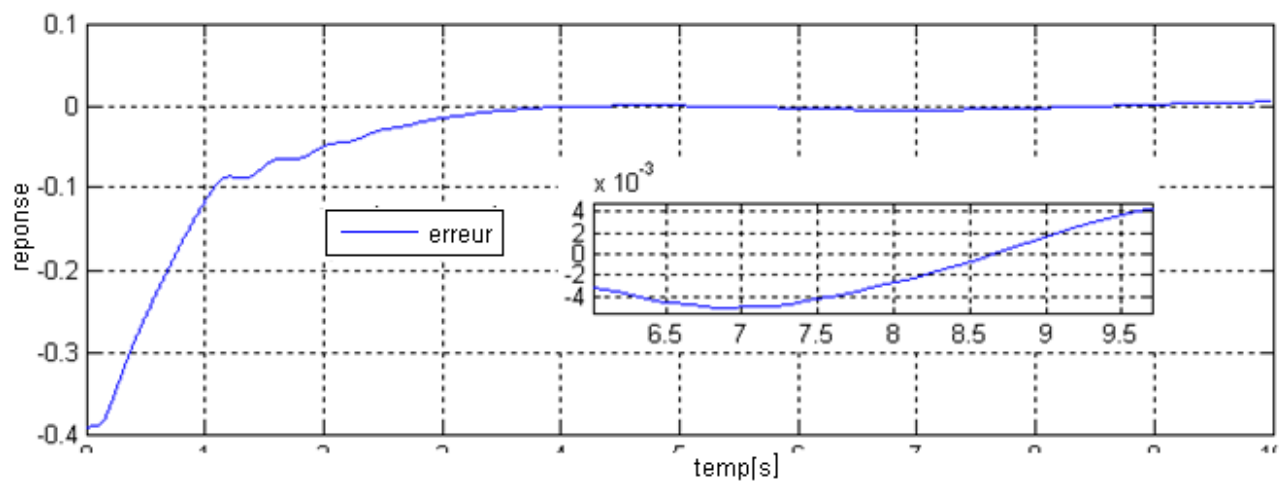


Figure 3.8. Erreur de position (rad)

Les résultats de simulation obtenus - APPLICATION 3.1 - montrent que le contrôleur flou Peut réaliser une bonne poursuite si le modèle est nominal.

Pour les résultats de simulation obtenus - APPLICATION 3.2 - malheureusement, la loi de commande (3.13) n'assure pas la robustesse de la structure de commande proposée vis-à-vis des incertitudes représentées par les perturbations.

3.9. Application à un convertisseur DC-DC :

APPLICATION 3.3

On désire appliquer ce type de commande à un système non linéaire «convertisseur DC-DC».

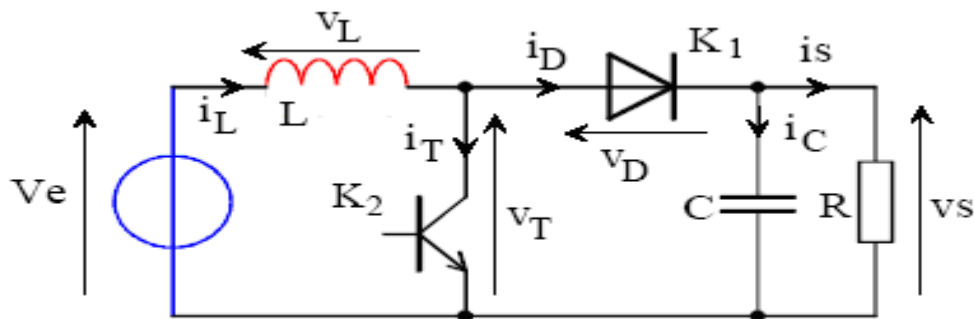


Figure 3.9. La fonction hacheur BOOST

Tableau 3.1: Paramètres du convertisseur DC-DC

Ve	12V	Tension d'entrée
L	46μH	Inductance d'entrée
C	1360μF	Capacité de sortie
R	35Ω	Résistance de charge

Les résultats de simulation sont illustrés par les figures suivantes : pour une condition initiale $x_0 = [20 \ 33]^T$ pour une référence $[40V \ 0 \ A]$.

Les paramètres synergétiques : $T=0.0125 \ s$.

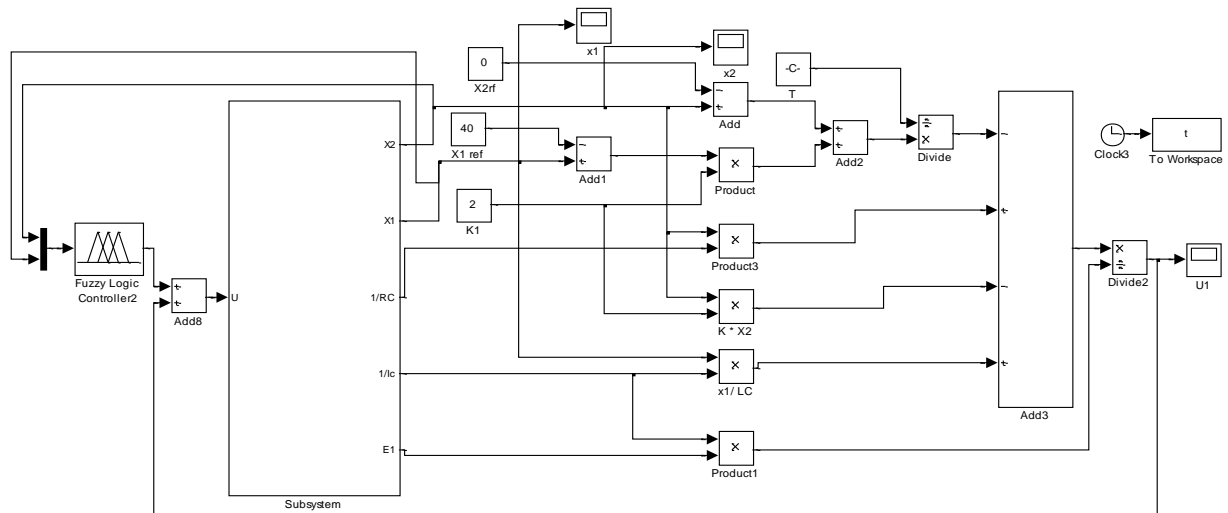


Figure 3.10. Schéma de la commande synergétique floue d'un convertisseur.

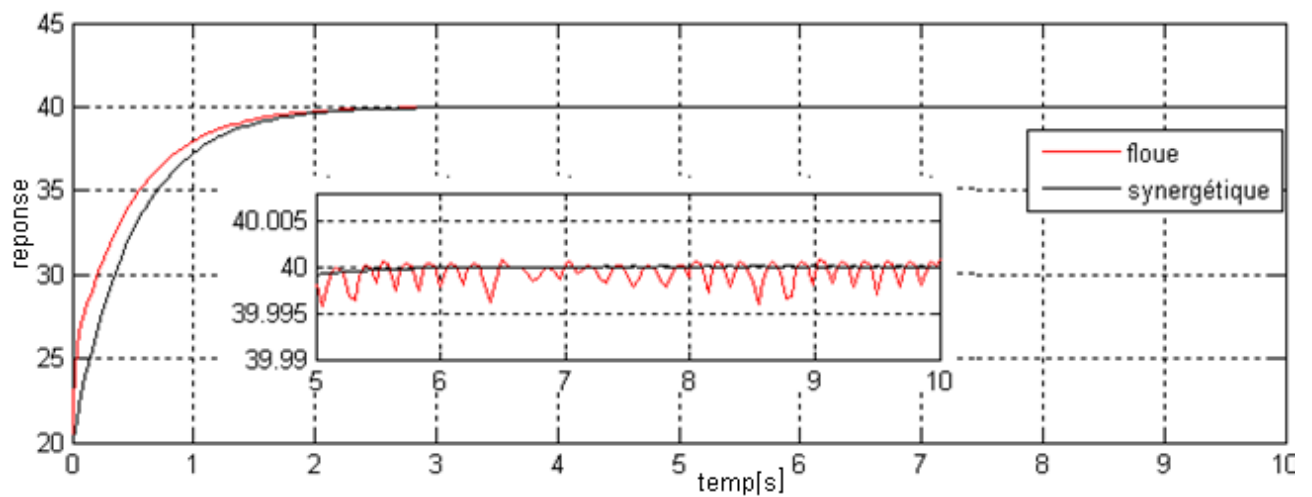


Figure 3.11. La tension de sortie

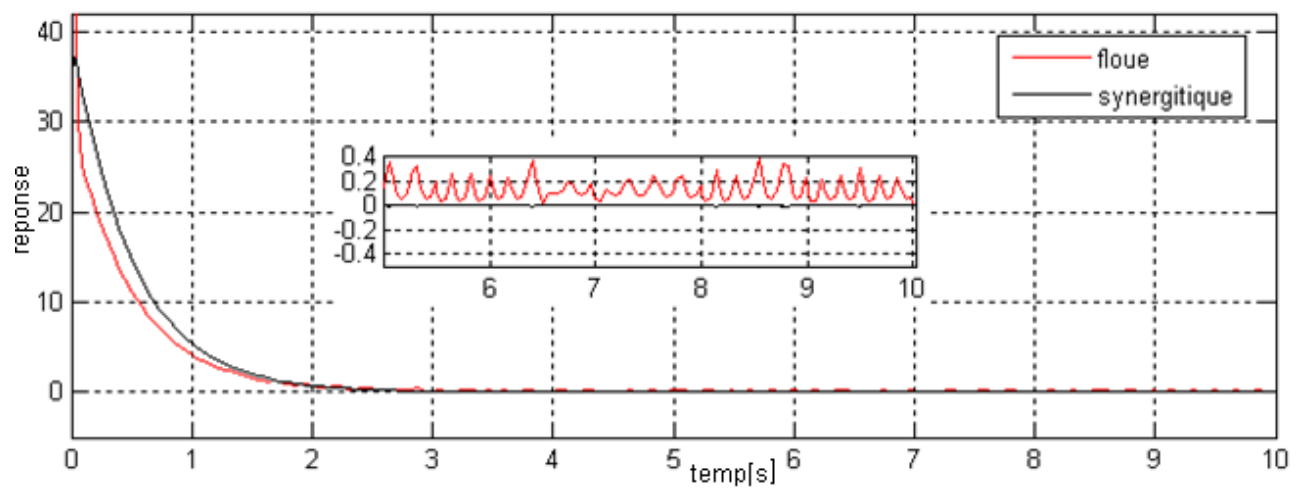


Figure 3.12. Le courant de sortie

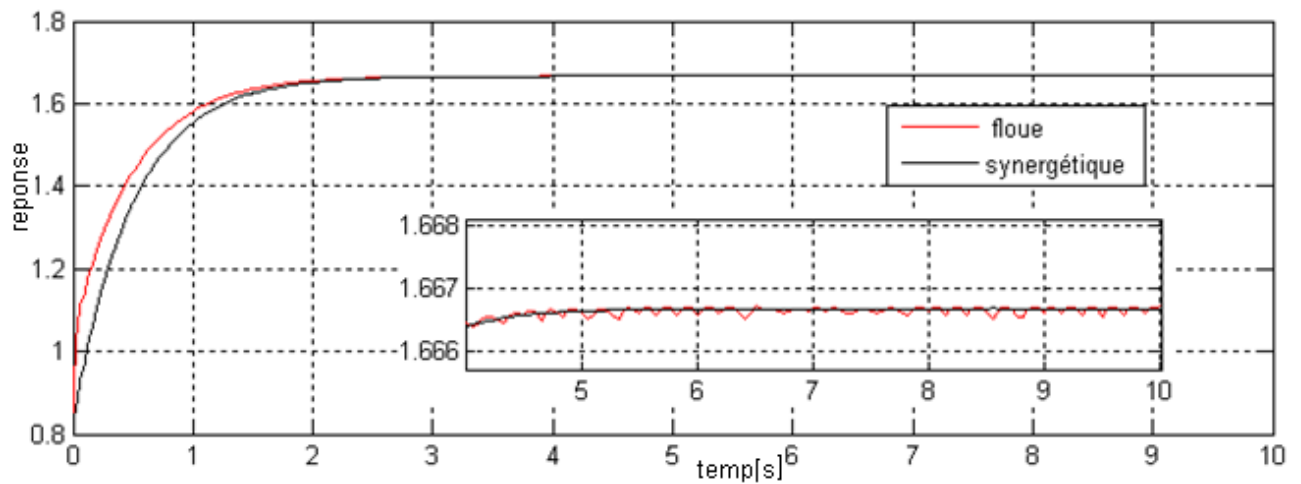


Figure 3.13. Signale de commande U

En remarque que malgré la commande synergétique est robuste, la commande floue est plus robuste.

3.10. Conclusion :

Dans ce chapitre, nous nous sommes intéressés à la robustification de la commande floue d'une classe des systèmes non linéaires incertains à l'aide de l'approche synergétique. Concernant cette approche, on a considéré d'abord qu'un modèle est disponible. Celui-ci peut être obtenu par l'exploitation d'informations linguistiques décrivant le comportement dynamique du système sous forme des règles « Si Alors ».

CONCLUSION GENERALE

Dans ce mémoire, l'objectif de commande est la résolution d'un problème de suivi de trajectoire. Afin de résoudre ce problème, nous avons supposé qu'il existe un système inverse capable de fournir une commande qui, appliquée au système non linéaire, conduit à une convergence vers zéro de l'erreur de suivi de trajectoire.

Le travail entrepris dans le cadre de ce mémoire est réalisé en trois chapitres. Dans le premier chapitre nous avons présenté les théories de base des systèmes non linéaires où plusieurs points ont été traités. Définition et classe de système non linéaire ainsi que la linéarisation entrée-sortie.

Le second chapitre s'intéresse à une étude sur la commande synergétique, par d'autres termes, sa définition et les différents types existants de ce dernier. Puis, une application sur une pendule inversé et convertisseur DC-DC. Les résultats de simulation obtenus montrent que la commande synergétique peut réaliser une bonne poursuite, malgré la forte perturbation et la position initiale choisie loin de la trajectoire désirée.

Dans le troisième chapitre nous avons développé la commande floue. Pour contrôler des systèmes non linéaires incertains (SISO). Les résultats de simulation obtenus montrent que le contrôleur flou peut réaliser une bonne poursuite dans le modèle nominal, et un modèle perturbé.

Finalement Ce mémoire étant une petite partie d'un sujet de recherche entamé au sein de notre département

Références Bibliographiques

- [1] : R. Marino et P. Tomei, "Nonlinear control design", Prentice-Hall, Europe, 1995.
- [2] : J.J.E. Slotine et W. Li, "Applied Nonlinear Control", Prentice-Hall, Englewoods Cliffs, New-Jersey, 1991.
- [3] : Isidori A. « Nonlinear Control System: an Introduction », Spring Verlage, 1985.
- [4] : Fossard A.J. et Normand-Cyrot D., « Systemes non linéaires ». Tome 3: Commande, Ouvrage collectif réalisé dans le cadre du groupe non linéaire DRET/AFCET, Eds Masson, 1993.
- [5] : A. A. Kolesnikov, "Synergetic Control Theory", Energoatomizdat, Moscow, Taganrog, 1994.
- [6] : A. A. Kolesnikov, et. al., "Modern applied control theory: Synergetic Approach in Control Theory", TSURE press, Taganrog, 2000.
- [7] : A. Kolesnikov, G. Veselov, A. Kolesnikov, A. Monti, F. Ponci, E. Santi and R. Dougal "Synergetic synthesis of dc-dc boost converter controllers: theory and experimental analysis, " Proc. IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC'02), Dallas, Texas, pp. 409-415, March 10-14, 2002
- [8] : Z. Jiang , Design of Power System Stabilizers Using Synergetic Control Theory, Elec. Power Syst. Res. 79 (6) (2009)
- [9] : Nusawardhana.S. H. Zak, and W.A. Crossley, Discrete-Time Synergetic Optimal Control of Nonlinear Systems. Journal of Guidance, Control and Dynamics, Vol. 31, No. 6, pp. 1561-1574, Nov.-Dec. 2008.
- [10] : Q. Wang, Juichao and T. Li. Analysis of the synergetic control based on variable structure and application of power electronics. School of Electronic and Information, South China University of Technology, Guangzhou 510641, China
- [11] : Ramon L., L. Martinez-Salamero "Linear state-feedback control of a boost converter for large-signal stability" IEEE, vol.48, Issue: 4, pp. 418-424, April 2001.
- [12] : H. Silva and Duhan B., "Robust Nonlinear Control for boost converter" IEEE, Transactions on Power Electronics, vol.10, No.6, November 1995.
- [13] : Yan-Fei Liu and Paresh C. S. "Large-Signal Modeling of Hysteretic Current-Programmed converters" IEEE Transactions on Power Electronics, vol.11, No.3, May 1996.
- [14] : I.Kondratiev, Santi .E, Dougal R. A., Veselov G., " Synergetic Control for m-Parallel Connected DC-DC Buck Converters ", Proceedings of IEEE Power Electronics Specialists Conference, Vol. 1, PP. 182-188, june 2004.
- [15] : Robert W. Erickson " Fundamentals of power electronics", Edition Kluwer Academic Publishers, 1999.
- [16] : Utkin. V.I., "Sliding Mode Control in Electromechanical Systems", Press, 1999:
- [17] : KlirG. J. and Yuan B., "Fuzzy sets, Fuzzy Logic, and Fuzzy Systems: Selected papers by Lotfi A. Zadeh, "Advances in Fuzzy Systems, Application and theory, vol. 6, 1996.
- [18] : J.Lvern « La logique floue : Concepts et définitions » Electronique radio plan N°541, pp11-18,1992.
- [19] : H.Buhler " Réglage par logique floue " Presses polytechniques romandes, 1994.
- [20] : D.Driankov, H.Hellendoorn and M.Reinfrank "An introduction to fuzzy control" Springer-VERLAG, 1996
- [21] : M.Jamshidi, N.Vadiee and T.J.Ross "Fuzzy logic and control (software and Hardware applications)"

PRENTICE-HALL, 1993.

- [22] : Huguenin, Eiaj, "logique floue" CH-2610 Saint-Imier, 2004
- [23] : Meunier.B. "la logique floue et ces applications" addisowesley france , 1995
- [24] : T. Takagi et M. Sugeno. « Derivation of fuzzy control rules from human operator's control action », Marseilles, France, 1983.
- [25] : K. V. Passino, S. Yurkovich, Fuzzy Control, Addison Wesley Longman, 1998.
- [26] : H. Ying, Fuzzy control and modeling , analytical fundations and applications, IEEE Press, NJ, 2000
- [27] : J.J.E. Slotine et W. Li, « Applied Nonlinear Control », Prentice-Hall, Englewoods, 1991.

Résumé :

Dans le présent travail, nous proposons une méthodologie de mise en œuvre d'une commande synergétique floue appliquée à un système non linéaire incertain mono-entrée mono-sorties (SISO) en présence de perturbations externes. Cette commande qui s'applique sur la pendule inversé et convertisseur DC-DC La première commande appliquée c'est la commande synergétique. Pour obtenir plus performance, nous proposons une deuxième commande, c'est la commande par logique floue. La validation de notre approche a été faite sur un pendule inversé et convertisseur DC-DC. Les résultats de simulation de test de ces commandes vont nous montrer leurs performances et robustesses.

Mots Clés : Pendule inversé, convertisseur DC-DC, logique floue, système non linéaire, retour d'état.

Abstract:

In this work, we propose a methodology for implementation of fuzzy control applied to a synergistic system nonlinear uncertain single-input single-output (SISO) in the presence of external disturbances. This command will be applied to the inverted pendulum and DC-DC converter the first command is the command used synergistically. For more performance, we propose a second order, is the fuzzy logic control. The validation of our approach was performed on an inverted pendulum and DC-DC converter. The results of simulation test these commands will show us their performance and robustness.

Key Words : Inverted pendulum, DC-DC converter, fuzzy logic, nonlinear system, state feedback.