

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université Mouloud MAMMERRI de Tizi-Ouzou



Faculté de Génie Electrique et d'Informatique
Département d'Automatique

PROJET DE FIN D'ETUDES

En vue de l'obtention du diplôme

D'INGENIEUR D'ETAT EN AUTOMATIQUE

Thème

**Commande synergétique d'un convertisseur
Statique**

Proposé par :

Mr. DJENOUNNE SAID

Présenté par :

Mlle. BALEH LITICIA

Mlle. MOKRANI DJEDJIGA

Dirigé par :

Mr. DJENOUNNE SAID

Soutenu le : 13/09/2011.

Promotion 2011

REMERCIEMENTS

On tient à remercier tout le corps professoral pour avoir ; contribué à notre formation ; et veillé sur notre orientation pour le meilleur essor de nos études.

Particulièrement, je remercie M.Djenounne.S, notre promoteur, pour avoir accepté de nous encadrer, pour sa disponibilité qui nous a été précieuse et pour tout son suivi et ses conseils sous lesquels nous n'aurons pas pu mener à bien notre travail.

Nos sincères remerciements, sont destinés à tous les membres du jury, pour avoir répondu à notre demande d'évaluer ce travail.

Enfin, nous présentons nos très vifs et chaleureux remerciements à tous les étudiants et camarades de classe, à tous ceux et celles, qui de près ou de loin, ont contribué et prié à la réussite de ce travail.



Dédicaces

Je dédie ce modeste travail:

A mes très chers parents.

A mes frères et sœurs.

A mon oncle Rachid qui ma toujours soutenue.

A mes grands parents.

A famille en générale.

A mes amis



Djedjiga



Dédicaces

Je dédie ce modeste travail:

*A mes très chers parents qui m'ont toujours soutenues, que Dieu me les
Garde*

A mon très cher mari, le joyau de ma vie.

A mes frères et ma sœur (Ahmed, Tinhinene, Ramdane).

A ma défunte mère et grands parents qu'ils reposent en paix.


A ma belle famille.

A famille en générale

A mes amis



Liticia



Sommaire

Introduction générale.....	1
Chapitre I : Commande par mode de glissement	
1. Introduction.....	3
2. Systèmes dynamiques non linéaires	4
2.1. Représentation des systèmes non linéaires	4
2.2. Commande des systèmes non linéaires.....	5
3. Concept de la commande à structure variable (CSV)	5
4. Théorie de la commande par mode de glissement	6
4.1. Principe de la commande par mode glissant.....	6
4.2. Régime glissant	8
4.2.1.Le régime glissant idéal	8
4.2.2.Le régime glissant réel.....	8
4.3. Explication du glissement	9
4.4. Conception de la commande par mode de glissement.....	10
4.4.1.Choix de la surface de glissement	11
4.4.2. Conditions de convergence et d'existence	12
i) <i>La fonction directe de commutation</i>	13
ii) <i>Fonction de Lyapunov</i>	13
4.4.3. Calcul de la commande	14
5. Le phénomène de broutement	16
∅ <i>Solution de couche limite</i>	17
∅ <i>Solution basée sur un observateur</i>	18
6. Conclusion	19
Chapitre II : Commande synergétique des systèmes dynamiques	
1. Introduction.....	20
2. Concept de base de la commande synergétique.....	20

3.	Cas des systèmes non linéaires affines en entrée	22
4.	Cas des systèmes linéaires	23
5.	Analyse de la stabilité	24
6.	Optimalité de la commande synergétique.....	25
7.	Exemple de mise en œuvre	26
8.	Conclusion	28

Chapitre III : Application à la commande d'un convertisseur de puissance

DC-DC

1.	Introduction.....	30
2.	Modélisation du convertisseur élévateur dc-dc	30
3.	Commande en mode glissant	31
	∅ <i>Choix de la surface de glissement</i>	32
	∅ <i>Condition d'existence et de convergence</i>	32
	∅ <i>Calcul de la commande</i>	32
4.	Commande synergétique sur un convertisseur.....	34
	∅ <i>Choix de la macro variable</i>	34
	∅ <i>Calcul de la loi de commande</i>	34
5.	Résultats de simulation	35
	∅ <i>Commande par mode glissant</i>	35
	∅ <i>Commande synergétique</i>	37
	∅ <i>Tests de robustesse</i>	43
6.	Conclusion	52
	Conclusion générale	53

Bibliographie



Introduction générale

Introduction générale

En automatique les stratégies de commande classique telles que celles construites avec les actions proportionnelle, intégrale et dérivée dans les schémas de régulation à retour de sortie ou encore celles par placement de pôles dans les schémas de retour d'état, constituent bien sûr des approches intéressantes dans de nombreuses applications. En effet, lorsque le système à commander possède un comportement quasi linéaire autour d'un point de fonctionnement, ou bien lorsque le système est soumis à de variations de paramètres ou des perturbations relativement faibles, et que les exigences sur les performances en robustesse du système bouclé ne sont pas strictes, ces stratégies classiques peuvent s'avérer suffisantes.

Dans le cas contraire, lorsque les non linéarités sont importantes et qu'une représentation par un modèle linéaire reste trop éloignée de la réalité du système, on fait appel à des stratégies de commandes réputées robustes. Parmi ces commandes, la commande en mode de glissement a connu un fort succès depuis quelques décennies. Depuis les premiers travaux réalisés au début des années soixante, notamment ceux de l'équipe soviétique (Emelyanov, Utkin, ..) dans le domaine de l'automatique des systèmes et ceux de Philipov dans le domaine des mathématiques, cette stratégie de commande a connu de nombreux développements et applications dans des domaines les plus diverses tels que l'électrotechnique, la robotique, ...

Le système de commande qui génère la commande en mode glissant est un système à structure variable dans les quels les paramètres du régulateur varient par à coups. Ce type de réglage permet d'obtenir une stabilité et une précisions supérieures à celles obtenus par les régulateurs classique même en présence d'incertitudes de modélisation, de variations de paramètres ou de perturbations extérieures au système à commander.

Le principe de la commande en mode glissant consiste à ramener le système sur un régime dit régime de glissement et le maintenir sur ce régime indéfiniment. Le régime glissant décrit par l'équation d'une hypersurface dans un espace de dimension égal à l'ordre du système, est choisi en fonction des objectifs de commande et des performances à atteindre pour le système bouclé. La commande est composée de deux termes. Le premier terme correspondant au fonctionnement par à coups permet de ramener le système sur le régime à

chaque fois que celui-ci s'en éloigne et le second terme correspondant à la commande dite équivalente permet de maintenir (stabiliser) le système sur le régime glissant.

L'inconvénient majeur de la commande en mode glissant est la présence du phénomène de broutement (chattering) causé par le terme par à coups. Ce phénomène à des sollicitations importantes et répétées de l'organe de commande qui peuvent conduire à sa destruction. Des solutions ont été introduites afin de limiter ce phénomène améliorant ainsi la commande en mode glissant.

Une autre stratégie de commande qui évite ce genre de phénomène tout en s'inspirant de la commande en mode glissant est la commande dite synergétique. Cette commande développée aussi en union soviétique par a été particulièrement appliquée dans le domaine de l'électrotechnique et de l'électronique de puissance.

L'objectif de notre travail est d'étudier et de comparer ces deux types de commande. Nous devons, dans une première étape, cerner les aspects théoriques. Dans une seconde étape, nous appliquons les deux stratégies à la commande d'un convertisseur DC-DC. Une étude comparative des performances des deux commandes est menée sur la base des résultats de simulation réalisées sous MATLAB.

Notre mémoire est organisé comme suit.

Dans le premier chapitre, après un bref rappel sur les systèmes non linéaires, nous nous intéresserons à la commande des systèmes à structure variable, pour mettre en évidence la théorie de la commande par mode de glissement, puis nous nous baserons sur la conception de cette commande et de ces inconvénients (chattering) ainsi que ses solutions.

Le deuxième chapitre sera consacré à la conception de la commande synergétique à sa stabilité, ainsi que sont optimalité qui sera illustré par un exemple.

Dans le dernier chapitre, nous nous intéresserons à l'application des deux commandes à un convertisseur de puissance dc-dc (boost).



Chapitre I
Commande par mode glissant

1. Introduction

On attribue à un système la qualité de structure variable, lorsque la structure physique de celui-ci change dès qu'un événement interne ou externe intervient. C'est le cas, par exemple, de la plupart des convertisseurs de puissance dont la structure et le comportement sont modifiés selon l'état bloqué ou saturé des semi conducteurs qui le composent. En automatique, dans le domaine de la régulation et de la commande, il est bien connu que le régulateur élémentaire tout ou rien, réalisé par un relais, permet d'asservir une grandeur de sortie à une consigne. Cette commande tout ou rien (bang-bang) modifie la structure de l'asservissement selon que le relais est ouvert ou fermé. Ce type de commande est défini comme une commande à structure variable qui est implicitement de type non linéaire. Partant de cet exemple simple et grâce aux évolutions technologiques, plusieurs travaux ont montré l'intérêt de la commande à structure variable dans plusieurs domaines d'application comme en l'électrotechnique (commande de moteurs et systèmes électriques), mécanique, ... Cet intérêt est dû aux performances de ce type de commande comme la robustesse (le maintien des performances vis-à-vis des incertitudes de modélisation, de variation de paramètres ou vis-à-vis des perturbations). La théorie de la commande à structure variable a fait l'objet d'études détaillées au cours de ces trente dernières années aussi bien par les chercheurs soviétiques, que par les chercheurs des autres pays. [1], [2]

La commande par mode de glissement est une technique de commande à structure variable. Cette technique consiste à amener la trajectoire d'état d'un système vers une surface dite surface de glissement et de le faire commuter à l'aide d'une logique de commutation appropriée autour de celle-ci jusqu'au point d'équilibre, d'où le phénomène de glissement.

L'intérêt accordé à cette nouvelle technique de commande est essentiellement due à la disponibilité d'interrupteurs de plus en plus performants grâce au développement de la micro-électronique, les microprocesseurs de technologie avancée et au développement de la micro-informatique pour la commande en temps réel des systèmes dynamiques.

Le but de ce chapitre est de présenter le concept de la commande par mode de glissement.

2. Systèmes dynamiques non linéaires

Un système est un dispositif physique constitué d'un ensemble d'éléments interconnectés les uns aux autres de telle manière à ce qu'il réalise une application donnée et aboutie à un résultat demandé. Ce système est soumis aux lois du milieu dans lequel il évolue.

Dans la nature, les systèmes physiques sont non linéaires ; donc décrit par des équations différentielles non linéaires.

Un système non linéaire peut être linéarisé et représenté par un ensemble d'équations différentielles linéaires qui décrivent son comportement dynamique ceci si le domaine de fonctionnement du système est limité et si les non linéarités sont « douces ». Mais lorsque les non linéarités sont « dures » et si le système est appelé à fonctionner dans une région très large incluant plusieurs points de fonctionnement, il y a nécessité de recourir aux techniques d'analyses et de commande propres aux systèmes non linéaires.

2.1 Représentation des systèmes non linéaires

Il est bien connu que pour un système, il y a deux types de description. Une description externe exprimée par une relation entrées-sorties ignorant l'état interne du système et une description interne qui fait intervenir les variables d'état décrivant l'état interne du système.

Pour un système linéaire, dans la représentation externe, on distingue les équations différentielles entrées-sorties, le produit de convolution avec comme noyau la réponse impulsionnelle et la fonction de transfert ; Dans la représentation interne, on trouve le modèle d'état. Dans le cas des systèmes non linéaires dans la description externe seules les équations différentielles entrées-sorties restent exploitables.

Dans notre cas, nous considérons un système non linéaire mono variable temps invariant (une entrée et une sortie) décrit par le modèle d'état suivant

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(x, u) \\ y(t) = h(x, u) \end{cases} \quad (I.1)$$

où

f : Fonction non linéaire de $x(t)$ et $u(t)$.

$u(t)$: Entrée du système (scalaire)

$x(t)$: Vecteur des variables d'état du système ($n \times 1$) formé par les n composantes x_i , $i=1, 2, \dots, n$ qui sont les variables d'état.

$y(t)$: Sortie du système (scalaire)

h : Fonction de sortie non linéaire de x et u .

2.2 Commande des systèmes non linéaires

L'objectif de la commande des systèmes physiques à travers une loi de commande est l'obtention des performances désirées. Dans le cas linéaire, l'analyse peut être systématique soit dans le domaine temporel soit dans le domaine fréquentiel. Dès que les caractéristiques quantitatives calculées, alors on peut synthétiser le contrôleur correspondant. Les lois de commande classique de type PID donnent de bons résultats pour les systèmes linéaires. Cependant, lorsque les non linéarités des systèmes physiques ne peuvent être négligées ou approximées par des relations linéaires, il n'est plus possible d'atteindre des performances acceptables avec des bouclages par des régulateurs classiques linéaires. Il est donc impératif dans ce cas de faire appel à des techniques de commande non linéaires élaborées à partir de modèles non linéaires décrivant au mieux le système physique. En plus des performances classiques et fondamentales comme la stabilité, la précision et la rapidité, dans la synthèse des commandes non linéaires on se soucie aussi de la robustesse et de l'invariance, c'est-à-dire rendre la réponse du système insensible ou peu sensible aux perturbations extérieures et aux variations de paramètres. Parmi les diverses techniques de commande, nous nous sommes intéressés dans notre projet à la commande dite à structure variable.

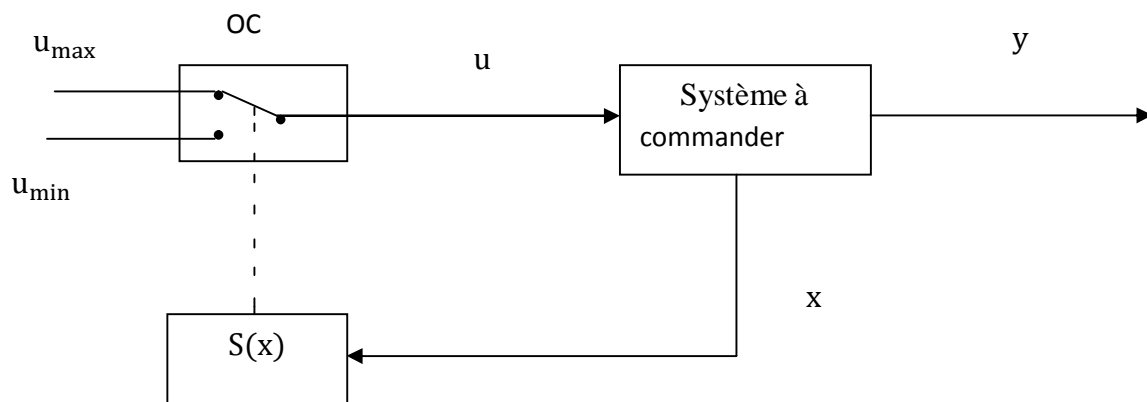
3. Concept des systèmes à structure variable (CSV) [2]

Les systèmes à structures variables sont des systèmes dans lesquels les paramètres du régulateur peuvent prendre deux valeurs différentes. La commutation d'une valeur à l'autre se fait suivant le signe d'une fonction et d'une logique de commutation appropriée. Ce choix permettra de commuter à tout instant entre chaque structure ; celle-ci correspond à l'hyper surface de glissement. On retrouve deux configurations de base pour les systèmes à structures variables [2] :

- Configuration avec changement de la structure par commutation d'une contre réaction.
- Configuration avec changement de la structure par commutation au niveau de l'organe de commande.

Pour les convertisseurs électriques, la configuration appropriée en vue de leur commande en régime glissant est celle permettant la variation de la structure par commutation au niveau de l'organe de commande (qui est un interrupteur). Le système à commander possède une grandeur de commande u et une grandeur de sortie y . la grandeur de commande u ne prend que deux valeurs constantes u_{\max} ou u_{\min} selon le signe de la surface dite de glissement d'équation $S(x) = 0$ où $S(x)$ est une fonction des variables d'état, souvent prise linéaire. La commutation de l'interrupteur est imposée par la loi de commutation $S(x)$ selon :

$$u = \begin{cases} u_{\max} & \text{si } S(X) > 0 \\ u_{\min} & \text{si } S(X) < 0 \end{cases} \quad (\text{I.2})$$



Figure(I.1) : Configuration par changement de structure au niveau de l'organe de commande

4. Théorie de la commande par mode de glissement

4.1 Principe de la commande par mode glissant

Les systèmes de commande par mode glissant sont des systèmes à structure variable. La commande générée comporte une composante qui réagit par à coup (commande tout ou rien) selon une logique de commutation définie par le signe de la surface de glissement. La commande par mode glissant est donc forcément non linéaire. Nous pouvons illustrer le

principe de la commande en mode glissant dans le plan de phase où sont tracé les trajectoires de phase décrivant l'évolution du système. La commande en mode glissant consiste à ramener toute trajectoire démarrant d'un point initial à un temps initial sur une hyper surface choisie à priori et ce en un temps fini. Dans le plan de phase, le principe. Dès qu'une trajectoire quitte l'hypersurface, la commande réagira en conséquence par à coup pour ramener une fois de plus cette trajectoire sur l'hypersurface. Lorsque la trajectoire atteint vraiment l'hypersurface, nous dirons alors que le système bouclé est en régime glissant sur la surface considérée. Dans l'évolution des trajectoires de phase, on distingue trois modes comme le montre la figure I.2 ci-dessous.

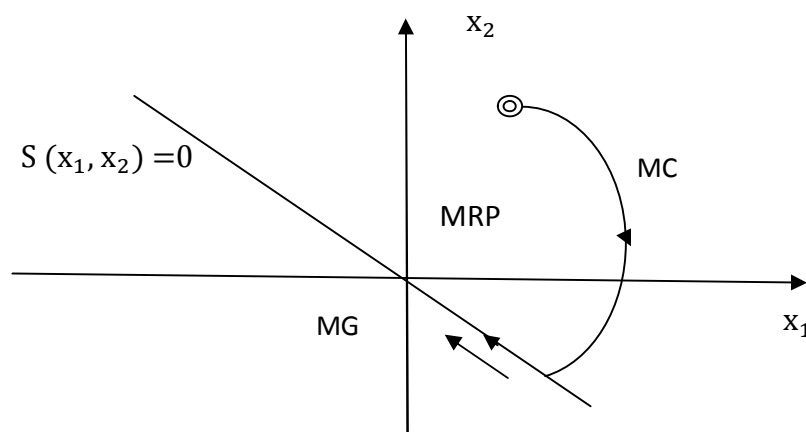


Figure I.2 : Les différents modes de la trajectoire dans le plant des phases (système planaire).

- i) **Mode de convergence (MC) :** mode durant lequel le système se déplace à partir de n'importe quel point du plan de phase, pour tendre vers la surface de commutation $S(x) = 0$ et l'atteindre dans un temps fini. Caractérisée par la loi de commande et le critère de convergence.
- ii) **Mode de glissement (MG) :** mode durant lequel le système atteint la surface de glissement et tend vers l'origine du plan des phases caractérisé par le choix d'une surface de glissement $S(x) = 0$
- iii) **Mode du régime permanent (MRP) :** Ajouté pour l'étude de la réponse du système autour du point d'équilibre. Caractérise la qualité et les performances de la commande, utilisée spécialement dans l'étude des systèmes non linéaire.

4.2 Régime glissant [3], [4]

En pratique, il est souvent impossible que les trajectoires du système bouclé puissent évoluer sur la surface de glissement car les conditions idéales ne sont jamais réunies. On distingue donc deux régimes glissants :

i) *Le régime glissant idéal*

Théoriquement, l'organe de commutation est supposé idéal insensible au bruit, la fréquence de commutation est infinie, et la trajectoire en régime glissement décrit parfaitement l'équation $S(x) = 0$ (Figure I.3)

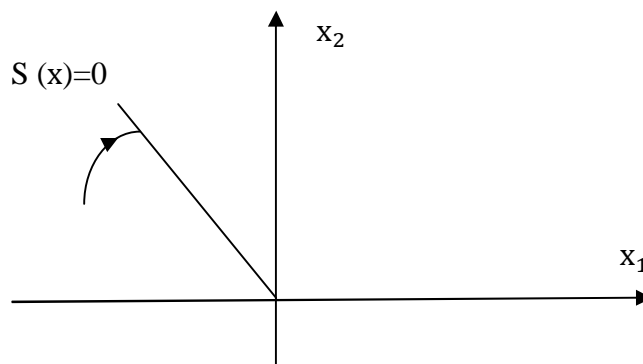


Figure I.3 : Glissement idéal, système du second ordre

ii) *Le régime glissant réel :*

En pratique, l'organe de commutation est réalisé à partir d'un relais, qui souffre d'imperfection comme les retards de commutations, et la fréquence de commutation est finie. Ainsi la trajectoire de phase en régime glissant réel reste au voisinage de la surface de commutation (Figure I.4).

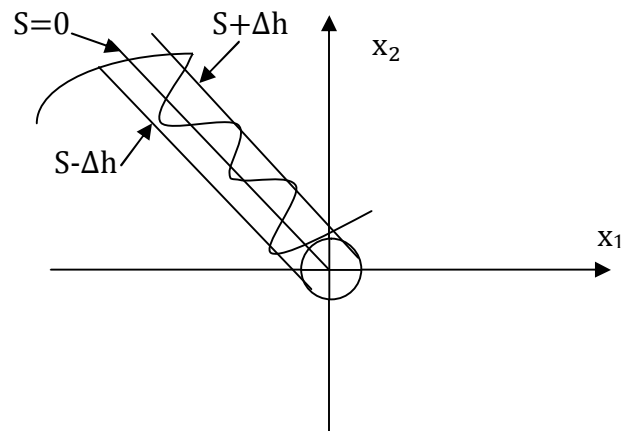


Figure I.4: Glissement réel

4.3 Explication du glissement

Nous supposons qu'à un instant t_0 le point de fonctionnement du système coupe la surface de glissement avec la commande u_{\min} . Ceci correspond au point 'a' qui est le seuil inférieur de basculement (Figure I.5). Alors, la commande prend la valeur u_{\max} . Il y aura un nouveau le point 'b', le seuil supérieur de basculement. Une deuxième fois, la commande prend la valeur u_{\min} , et le point de fonctionnement évoluera ainsi autour de la surface de glissement et ainsi de suite, indéfiniment. On peut ainsi illustrer la caractéristique du régulateur qui génère la commande à partir du retour constitué par l'information $S(x)$ (Figure I.6). Ce régulateur fonctionne comme un relais muni d'une hystérésis. C'est donc bien un régulateur non linéaire tout ou rien.

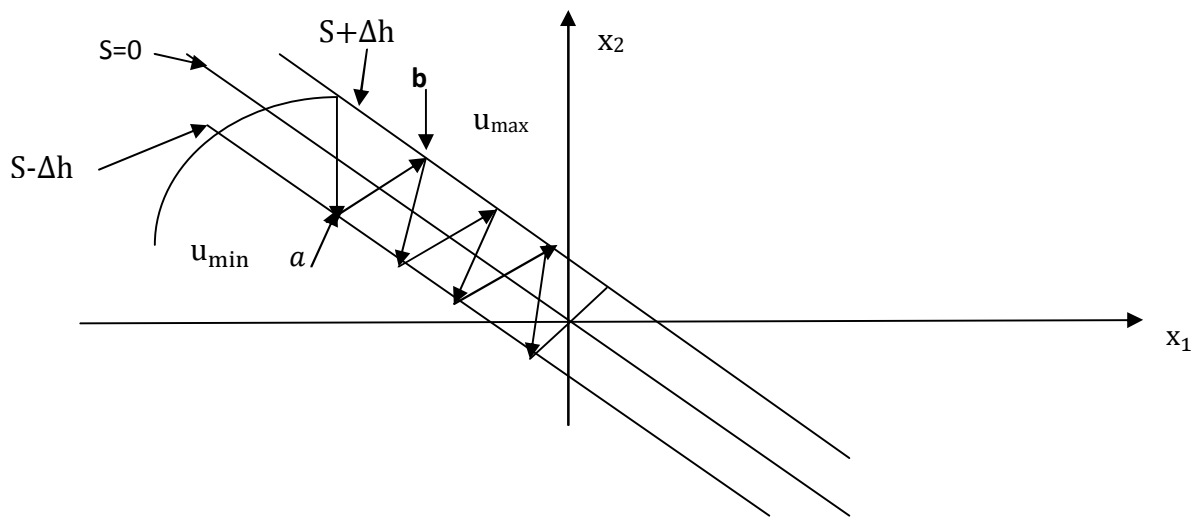


Figure I.5 : Principe du glissement

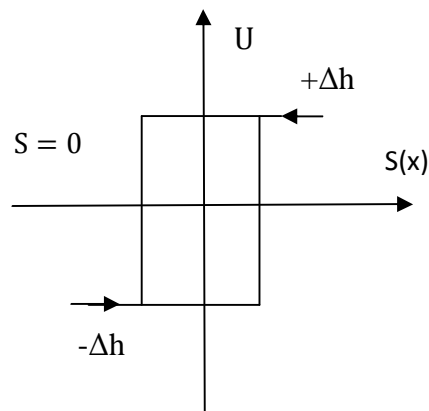


Figure I.6 : Régulateur MG : Relais avec hystérésis

4.4 Conception de la commande en mode glissant [1], [3], [4]

Les avantages de la commande par mode de glissement sont multiples. Nous pouvons citer sa très haute précision, sa bonne stabilité, son temps de réponse très faible, sa et aussi la simplicité de son implémentation. Le caractère robuste de la commande en mode glissant a été l'un des facteurs le plus déterminant dans le choix des stratégies de commande pour les systèmes non linéaires complexes soumis à des incertitudes et dont la modélisation reste imparfaite en raison de certains phénomènes et d'autres dynamiques non modélisables (dynamiques rapide particulièrement). Cette commande est aussi appréciée même pour les systèmes dont le comportement est linéaire car elle permet de palier à toute incertitude dans

les méthodes d'identification de modèles et à toute dérive du système entraînant des variations de paramètres.

La structure du contrôleur par mode glissant comporte deux parties :

- i) Partie continue : Elle assure la stabilité et le maintien du système en régime glissant. Elle impose aussi la dynamique du système en boucle fermée lorsqu'il atteint le régime glissant. Souvent, la dynamique en boucle fermée est une dynamique linéaire. Cette partie intègre en même temps la linéarisation par retour d'état et l'affectation d'une dynamique désirée en boucle fermée.
- ii) Partie discontinue : C'est cette partie qui rend la surface de glissement attractive. Son rôle est de tirer les trajectoires vers la surface à chaque fois qu'elles tendent à s'en éloigner et d'éliminer ainsi les effets indésirables d'imprécisions et de perturbations sur le mode. C'est cette partie qui donne à la commande en mode glissant le caractère de robustesse à la commande en mode glissant. Elle représente la dynamique du système durant le mode de convergence.

En contre partie, les performances de robustesse de la commande en mode glissant sont obtenues au prix d'une très forte activité de commande qui peut se traduire par des très fortes oscillations appelées « chattering ». Ces oscillations entraînent une dégradation voire même une détérioration de l'élément de commande. La conception d'un contrôleur par mode glissant prend en compte les problèmes de stabilité et de bonne performance d'une façon systématique. La mise en œuvre de cette méthode de commande nécessite principalement trois étapes :

- i) Le choix de la surface de glissement.
- ii) L'établissement des conditions de la convergence.
- iii) La détermination de la loi de commande.

4.4.1 Choix de la surface de glissement [7], [8]

Le choix de la surface de glissement est imposé par les objectifs de commande désirés. Lorsqu'il s'agit, et c'est souvent le cas, de ramener les variables d'état ou la sortie du système à des valeurs désirées avec une dynamique d'évolution désirée, l'équation de la surface dépend de l'écart entre la sortie réelle et la sortie désirée ou bien des écarts entre les variables d'état réelle et leur valeur désirée correspondante.

Dans notre cas, nous considérons les systèmes non linéaires affines par rapport à l'entrée de commande et qui sont décrits par l'équation d'état (I.3). De nombreux systèmes

physiques comme les machines électriques, les réacteurs chimiques, les systèmes mécaniques (robots, pendule inversé) peuvent être représentés par ce formalisme.

$$\dot{x}(t) = f(x(t)) + g(x(t))u \quad (\text{I.3a})$$

$$y(t) = h(x(t)) \quad (\text{I.3b})$$

Soient x_{di} les valeurs désirées des variables d'état supposées constantes pour simplifier. L'écriture naturelle de la surface de glissement conduit à l'équation suivante :

$$S(x) = \sum_{i=1}^n c_i(x_i(t) - x_{di}) \quad (\text{I.4})$$

$x_i(t)$ sont les variables d'état (composante du vecteur d'état $x(t)$. et les coefficients c_i sont des paramètres de conception qui seront déterminer de telle manière à imposer au système bouclé une dynamique stable désirée. Dans la plupart des cas, on s'intéresse à la sortie du système. Si on désigne par $e_1(t)$ l'erreur entre la sortie réelle $y(t)$ du système et la sortie désirée y_d supposée aussi constante pour simplifier.

$$e_1(t) = y(t) - y_d \quad (\text{I.5})$$

J.J Slotine propose une forme d'équation générale pour déterminer la surface de glissement

$$S(x) = \left[\frac{\partial}{\partial t} + \lambda \right]^r e_1(x) \quad (\text{I.6})$$

Avec :

λ : constante positive.

r : Degré relatif pour la sortie virtuelle $S(x)$. Il représente le nombre de fois que la surface doit être dérivée pour faire apparaitre la commande c'est-à-dire $\frac{\partial}{\partial u} S(x) \neq 0$ qui assure la commandabilité. En fait les deux formes peuvent être équivalentes si on décrit le système dans l'espace des erreurs selon la forme normale et considérant que le degré relatif, par rapport à la surface $S(x)$, considérée come sortie virtuelle, est égal à n .

4.4.2 Conditions de convergence et d'existence

Les conditions d'existence et de convergence sont les critères permettant aux différentes trajectoires du système de converger vers la surface de glissement et d'y demeurer indéfiniment et indépendamment d'éventuelles perturbations qui tendent à les faire éloigner.

i) **La fonction directe de commutation**

Celle-ci représente la première condition de convergence proposé par EMILYANOV et UTKIN [], donnée par :

$$\dot{S}(x) > 0 \quad \text{quand} \quad S(x) < 0 \quad (\text{I.7a})$$

$$\dot{S}(x) < 0 \quad \text{quand} \quad S(x) > 0 \quad (\text{I.7b})$$

Autrement dit :

$$S(x)\dot{S}(x) < 0 \quad (\text{I.8})$$

C'est la condition qui assure que $S(x) = 0$ est attractive d'où un régime glissant existe sur cette surface, si et seulement si dans le voisinage de la surface de glissement, toutes les trajectoires du système sont dirigées vers elle en d'autre terme

$$\lim_{S(x) \rightarrow 0^+} \dot{S}(x) < 0$$

et

$$\lim_{S(x) \rightarrow 0^-} \dot{S}(x) > 0$$

ii) **Fonction de Lyapunov**

La fonction de Lyapunov est une fonction scalaire positive définie notée $V(x)$ $V(x) > 0, \forall x \neq 0; V(0) = 0$; [5]. La loi de commande doit satisfaire la condition de stabilité exprimée par la décroissance de $V(x)$, en d'autres termes, la dérivée de $V(x)$ par rapport au temps doit être une fonction négative définie : $\dot{V}(x) < 0$.

Le concept est de choisir une fonction scalaire $S(x)$ pour garantir l'attraction de la variable à contrôler vers sa valeur de référence et concevoir une commande u de tel sorte que le carré de la surface correspond à une fonction de **Lyapunov**. La fonction de **Lyapunov** est définie comme suit :

$$V(x) = \frac{1}{2}S^2(x) \quad (\text{I.9})$$

Sa dérivée est donnée par :

$$\dot{V}(x) = \dot{S}(x)S(x) \quad (\text{I.10})$$

Pour que la fonction $V(x)$ décroisse, il suffit que sa dérivée soit négative, cette dernière est vérifiée que si (I.8) est vérifiée.

L'équation (I.9) signifie que le carré de la distance entre un point donné du plan de phase et la surface de glissement exprimé par $S^2(x)$ diminue tout le temps, obligeant ainsi les trajectoires du système à se diriger vers la surface à partir des deux côtes de cette dernière.

4.4.3. Calcul de la commande

Quand le régime glissant est atteint, la dynamique du système est indépendante de la loi de commande qui doit maintenir les conditions de glissement c'est-à-dire l'attractivité de la surface de commutation.

Il reste la détermination de la loi de commande nécessaire pour attirer la trajectoire d'état vers la surface et puis vers son point d'équilibre en maintenant les conditions d'existence du mode de glissement.

L'obtention d'un régime glissant supposerait une commande discontinue. Cette commande est indispensable, ce qui n'empêche nullement qu'une partie continue lui soit ajoutée pour diminuer l'amplitude de la discontinuité. La partie continue peut amener à réduire autant qu'on veut la partie discontinue en absence de perturbation.

En présence de perturbation, la partie discontinue a pour but de vérifier les conditions d'attractivité. Dans ce cas, la structure d'un contrôleur par mode de glissement est constituée de deux parties, une continue concernant la linéarisation (u_{eq}) et l'autre discontinue stabilisante (u_n)

$$u = u_{eq} + u_n \quad (I.11)$$

- u_{eq} : Correspond à la commande équivalente proposée par **UTKIN** [1], elle sert à maintenir la variable à contrôler sur la surface de glissement $S(x) = 0$. Cette commande équivalente est obtenue en considérant que la dérivée de la surface est nulle $\dot{S}(x) = 0$. Physiquement, la commande équivalente peut être interprétée comme étant la moyenne de commutation successive de u entre u_{max} et u_{min} .
- u_n : En présence d'imperfection du système, cette commande est déterminée pour garantir l'attractivité de la variable à contrôler vers la surface et satisfaire la condition de convergence $S(x)\dot{S}(x) < 0$. En d'autres termes, elle définit le comportement dynamique du système durant le mode de convergence.

Pour mettre en évidence le développement précédent nous considérons un système définie dans l'espace d'état par l'équation (1.3). Le but est de trouver l'expression de la commande u_{eq}

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} \quad (\text{I.12})$$

On remplace (I.3), (I.11) dans (I.12), on obtient :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial t} (f(x) + g(x)u_{\text{eq}}) + \frac{\partial S}{\partial x} g(x)u_n \quad (\text{I.13})$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, la surface est nulle ; par conséquent sa dérivée et la partie discontinue sont aussi nulles d'où :

$$u_{\text{eq}} = - \left(\frac{\partial S}{\partial x} g(x) \right)^{-1} \frac{\partial S}{\partial t} f(x) \quad (\text{I.14})$$

Afin que la commande puisse prendre une valeur finie, il faut que

$$\frac{\partial S}{\partial x} \cdot g(x) \neq 0$$

Durant le mode de convergence et en remplaçant la commande équivalente par son expression dans (I.13) on trouve la nouvelle expression de la dérivée de la surface :

$$\dot{S}(x, t) = \frac{\partial S}{\partial x} \cdot g(x) \cdot u_n \quad (\text{I.15})$$

D'où la condition d'attractivité exprimée dans (I.8) devient :

$$S(x, t) \frac{\partial S}{\partial x} g(x) u_n < 0 \quad (\text{I.16})$$

Pour satisfaire cette condition, le signe de u_n doit être opposé à celui de $S(x) \frac{\partial S}{\partial x} g(x)$. La forme la plus simple que peut prendre la commande discrète est celle d'un relais **Figure (1.8)**

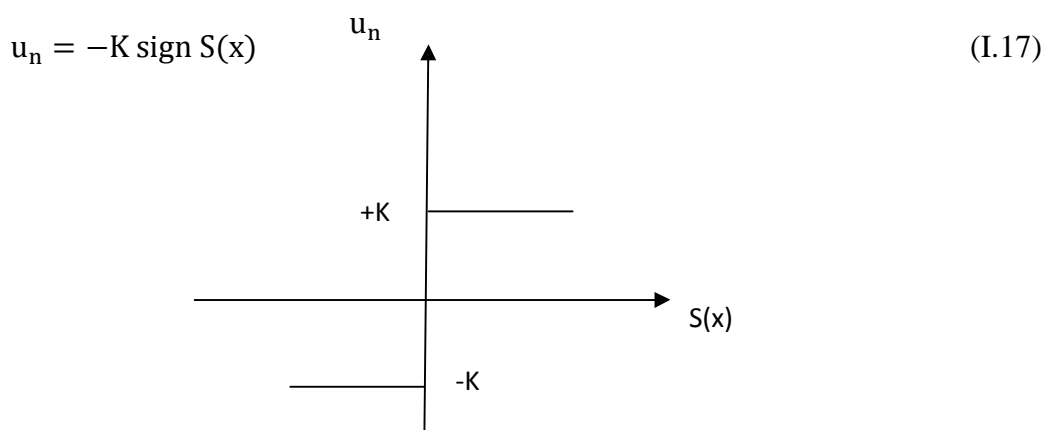


Figure (I.8) : Représentation de la commande discontinue.

5. Phénomène de broutement

Un régime glissant idéal requiert une commande pouvant commuter à une fréquence infinie. Par contre, en pratique, seule une commutation à une fréquence finie est possible. Ceci cause un retard entre la mesure et la sortie. S'il faut encore ajouter le retard d'établissement de la commande et les imperfections du modèle (présence de dynamiques non modélisables), alors, inévitablement, les trajectoires du système bouclé vont quitter la surface de glissement. Ceci engendre un changement de signe au niveau de la commande discontinue afin de ramener de nouveau les trajectoires sur la surface. Réellement, ces oscillations des trajectoires autour de la surface subsistent indéfiniment. Ainsi pendant le régime glissant, les discontinuités subies par la commande peuvent entraîner des oscillations hautes fréquences du système autour de la surface de glissement. Ce phénomène est appelé broutement ou réticence très connu sous le nom « chattering » en anglais.

Les raisons de l'origine du phénomène sont les suivantes :

- Les retards purs en série avec le système en boucle ouverte.
- Les dynamiques non modélisées des capteurs et observateurs qui entraîne un retard entre le moment où le régulateur prend conscience qu'il faut inverser la commande.
- Les dynamiques non modélisées des actionneurs et autres dynamiques rapides du système ; qui retard le moment où la commande est suffisamment forte pour rapprocher le système de la surface de glissement.

Tous ces phénomènes ont globalement l'effet de retarder l'application effective de la commande permettant de ramener le système sur la surface de glissement à partir du moment où il l'a quitté.

On parle aussi de résonance pour désigner l'oscillation hautes fréquences de la commande. Une autre cause de battement notamment sur la commande est le bruit de mesure. En effet, une erreur de mesure quand l'état est très proche de la surface de glissement peut entraîner une erreur de signe de la commande car cette dernière croit à tort que le système se trouve de l'autre côté de la surface ce phénomène est amplifié par la nécessité d'avoir des observateurs ou dérivateurs rapides donc filtrant peu la mesure. [9]

Aussi avantageuse qu'est la commande par mode de glissement, elle est restée longtemps limitée par l'inconvénient majeur lié au phénomène de broutement qui peut entraîner une usure prématurée des actionneurs ou de certaines parties du système à cause des très fortes oscillations, en excitant les modes propres des dynamiques non modélisées ou des fréquences de résonance du système correspondant aux retards de commutation.

Afin de palier à ce problème majeur et de soit réduire ou supprimer le chattering, plusieurs solutions ont été proposées. Nous exposons ci-dessous deux méthodes.

Ø Solution de couche limite

Très connue sous le nom "boundary layer solution", cette méthode a été proposée par Slotine et Sastry [9], [10]. Cette méthode consiste à effectuer une approximation continue des discontinuités présentes dans la loi de commande au voisinage de la surface de glissement. Si on suppose que la commande qui provoque le phénomène de réticence s'écrit sous la forme :

$$u = -K \operatorname{sign}(S(x)).$$

K : Constante positive.

La fonction $\operatorname{sign}(S(x))$ est remplacée par une fonction plus lisse dans la couche limite de $vS(x) = 0$, parmi ces fonction utilisées nous avons la fonction de saturation illustrée par la figure I.9 ci-dessous :

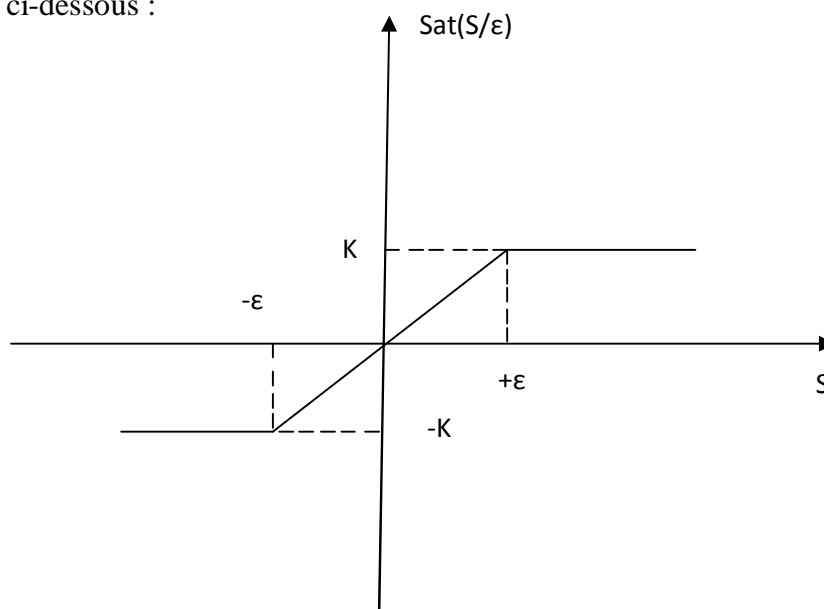


Figure I.9 : Fonction de saturation

$$\operatorname{Sat}(S) = \begin{cases} S/\varepsilon & \text{si } |S/\varepsilon| \leq 1 \\ \operatorname{Sign}(S) & \text{si } |S/\varepsilon| > 1 \end{cases}$$

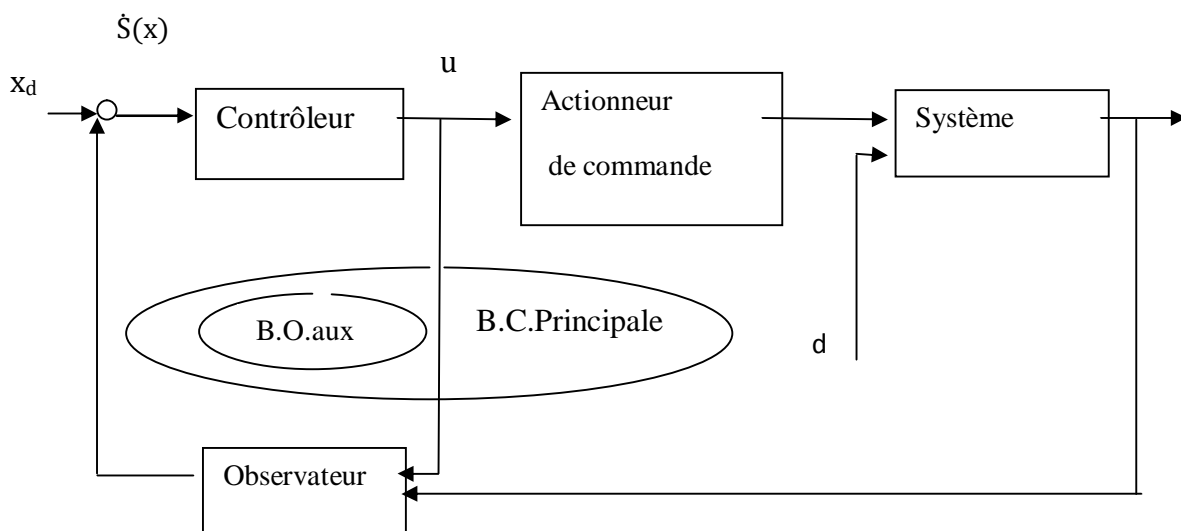
Le système ne converge plus vers la valeur désirée mais évolue au voisinage de cette dernière. Ainsi, la mise en place d'une commande continue dans une bande de la surface nécessite un compromis entre la robustesse et les performances.

Remarque :

D'autres fonctions d'adoucissement existe telles que les fonctions $2/\pi$, $\arctan(S/\epsilon)$, $\tanh(S/\epsilon)$...

Ø Solution basée sur un observateur

La solution de couche limite nécessite l'approximation continue du terme de discontinuité,. Cependant dans plusieurs applications, les discontinuités des commandes sont inhérentes au système. D'autre part, le terme de discontinuité de la commande permet de réaliser une convergence asymptotique de l'équation décrivant la surface de glissement vers zéro, ce qui n'est pas garantie en effectuant cette approximation continue. Ainsi lors de l'application d'une commande discontinue, le placement d'un observateur asymptotique par mode de glissement peut éliminer la réticence. L'idée proposée dans [11] consiste à générer les modes glissant idéaux dans une boucle auxiliaire d'observation (**Figure I.10**) de telle manière que cette boucle d'observateur n'intègre aucune dynamique non modélisée. La boucle principale est poursuivie par la boucle d'observateur, sous les dynamiques de cet observateur aucun problème de réticence n'apparaît et le système évolue comme si la commande équivalente continue est appliquée. Cette condition suppose un régime glissant idéal ou la fréquence de commutation est infinie.



Figure(I.10) : Solution par placement d'un observateur.

6. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les notions fondamentales de la commande en mode glissant. Cette méthode de commande reste encore de nos jours une des méthodes les plus utilisées dans le contrôle des systèmes non linéaires. Les raisons de ce succès sont dues aux performances en stabilité et en robustesse et aussi à la facilité de sa mise en œuvre et de son implémentation.

L'un des inconvénients majeurs de cette commande est le phénomène de broutements engendrant des sollicitations de l'organe de commande de manière répétée à une fréquence de répétitions infinie. Ce phénomène peut dégrader l'organe de commande. Nous avons exposé les solutions qui permettent d'éviter la présence de ce phénomène. D'autres méthodes sont aussi proposées dans la littérature comme par exemple, la commande en mode glissant d'ordre supérieur [21]

Dans le chapitre suivant, nous allons présenter une nouvelle stratégie de commande semblable dite commande synergétique, semblable à la commande en mode glissant mais qui ne produit pas le phénomène de broutement.



Chapitre II
La commande synergétique

1. Introduction

Dans le chapitre précédent, nous avons étudié la commande par mode glissant en relevant ses avantages et ses inconvénients. L'un des inconvénients majeurs est la production d'oscillations sur l'organe de commande. Nous avons alors exposé quelques techniques pour réduire ce phénomène néfaste.

Cet inconvénient a motivé l'introduction d'une autre stratégie de commande dite synergétique qui s'apparente à la commande en mode de glissement sur beaucoup de points. Cette commande, introduite pour la première fois par A.Kolesnikov [18], a trouvé un succès dans de nombreuses applications notamment en électronique de puissance dans la commande des convertisseurs statiques [13].

Ce chapitre introduit la théorie de la commande synergétique. Dans un premier temps, nous exposons le concept de base de cette technique dans un cas général. Dans une seconde étape nous présentons le cas des systèmes non linéaires affines en entrée et celui des systèmes linéaires. Enfin, nous étudions les propriétés d'optimalité et de stabilité de cette technique de commande.

2. . Concept de base de la commande synergétique

Considérons un système non linéaire monovariante temps invariant décrit par l'équation d'état :

$$\dot{x} = F(x, u) \quad (\text{II.1})$$

Inspiré de la commande en mode glissant, l'objectif de la commande synergétique consiste à trouver une commande $u(t)$ qui force les trajectoires du système à tendre vers une variété (manifold) ou bien une hyper surface d'équation

$$\Psi(x) = 0 \quad (\text{II.2})$$

où $\Psi(x)$ est une fonction scalaire des variables d'état, de manière asymptotique c'est-à-dire quand t tend vers l'infini. De plus, on peut choisir la dynamique d'approche sur cette variété en imposant à $\Psi(x)$ l'équation d'évolution du premier ordre

$$T\dot{\Psi} + \varphi(\Psi) = 0, \quad T > 0 \quad (\text{II.3})$$

Cette équation d'évolution (II.3), peut être définie de différentes manières par le choix de la fonction φ et du paramètre T [16]. La forme simple suivante de cette équation, où $\varphi(\Psi) = \Psi$, est couramment utilisée dans la commande synergétique [17] [18] [19]. Dans notre travail on a adopté la forme suivante :

$$T\dot{\Psi} + \Psi = 0 \quad T > 0 \quad (\text{II.4})$$

Si la commande $u(t)$ est déterminée de telle façon que l'équation (II.4) est satisfaite, alors l'équation (II.4) décrit la dynamique (du premier ordre) d'approche des trajectoires sur la variété $\Psi(x) = 0$. En effet la solution à l'équation (II.4) est

$$\Psi(t) = e^{-t/T}\Psi(0) \quad (\text{II.5})$$

Il est clair que le paramètre T n'est autre que la constante de temps. La fonction Ψ est dénommée la macro-variable du système. Le choix de cette fonction est semblable au choix de la surface de glissement. Ce choix est imposé par les objectifs de commande qu'on s'est fixés. Contrairement à la commande en mode glissant où l'atteignabilité sur la surface se fait en temps fini, ici, l'atteignabilité sur la variété se fait de manière asymptotique en un temps infini :

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \Psi(t) = 0 \quad (\text{II.6})$$

L'objectif donc de la commande synergétique est de ramener les trajectoires sur la variété. Les trajectoires vont tendre asymptotiquement avec une dynamique du premier ordre vers le point d'équilibre. La détermination de la commande synergétique nécessite les étapes suivantes :

1. Choix de la fonction macro-variable selon les objectifs de commande et du paramètre de conception T
2. Résolution de l'équation où la commande $u(t)$ est l'inconnue

Nous verrons dans les cas étudiés ci-dessous que la commande déterminée à partir de l'équation (II.4) ne possède pas de terme discontinu. C'est une commande de type retour d'état continu. Cette forme est un avantage puisque elle permet de supprimer le phénomène de chattering.

Remarque : Pour un système multi entrées, on doit choisir autant de macro-variables que d'entrées.

3. Cas des systèmes non linéaires affines en entrée

Reprenons l'équation d'état décrivant un système non linéaire affine par rapport à l'entrée

$$\dot{x}(t) = f(x(t)) + g(x(t))u(t) \quad (\text{II.7})$$

$x(t) \in \mathcal{D} \subset \mathcal{R}^n$; est un domaine de incluant l'origine. Soit donc la macro variable $\Psi(x)$ qui satisfait l'équation (II.4). Cette équation peut s'écrire par la règle de différentiation comme :

$$\dot{\Psi} = \frac{\partial \Psi}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t}$$

$$T \frac{\partial \Psi}{\partial x} (f(x(t)) + g(x(t))u(t)) + \Psi(x(t)) = 0 \quad (\text{II.8})$$

Hypothèse $\frac{\partial \Psi}{\partial x} g(x(t)) \neq 0; \forall x(t) \in \mathcal{D} \subset \mathcal{R}^n \quad (\text{II.9})$

Si cette hypothèse est satisfaite, alors la commande synergétique est donnée par la loi suivante :

$$u(t) = - \left[\frac{\partial \Psi}{\partial x} g(x(t)) \right]^{-1} \left[T \frac{\partial \Psi}{\partial x} f(x(t)) + \Psi(x(t)) \right] \quad (\text{II.10})$$

Nous remarquons qu'effectivement la commande synergétique ne possède pas de terme discontinu. Elle est exprimée sous forme d'un retour d'état. Il est clair que dans ce cas de figure, on suppose que les variables d'état sont disponibles à la mesure. Dans le cas contraire l'utilisation d'un observateur d'état est nécessaire. Ecrivons maintenant le système en boucle fermée. En remplaçant la loi (II.10) dans (II.1), nous obtenons :

$$\dot{x}(t) = f(x(t)) - g(x(t)) \left[\frac{\partial \Psi}{\partial x} g(x(t)) \right]^{-1} \left[T \frac{\partial \Psi}{\partial x} f(x(t)) + \Psi(x(t)) \right] \quad (\text{II.11})$$

Remarque : pour pouvoir déterminer l'expression de la commande, il faut donc que la commande $u(t)$ apparaisse de manière explicite dans la première dérivée de la macro-variable $\Psi(x)$. Ceci entraîne que le degré relatif par rapport à la macro variable doit être égal à 1.

4. Cas des systèmes linéaires

Même si fondamentalement, la commande synergétique est destinée au contrôle des systèmes non linéaires, on peut toujours l'appliquer aux systèmes linéaires. Considérons un système linéaire décrit par le modèle d'état suivant :

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \quad (\text{II.12})$$

L'équation (II.8) s'écrit dans ce cas comme

$$T \frac{\partial \Psi}{\partial x} (Ax(t) + Bu(t)) + \Psi(x(t)) = 0 \quad (\text{II.13})$$

En supposant que

$$\frac{\partial \Psi}{\partial x} B \neq 0 \quad (\text{II.14})$$

Alors l'expression de la commande est donnée par

$$u(t) = - \left[\frac{\partial \Psi}{\partial x} B \right]^{-1} \left[T \frac{\partial \Psi}{\partial x} Ax(t) + \Psi(x(t)) \right] \quad (\text{II.15})$$

Dans le cas linéaire, la macro variable s'écrit sous la forme linéaire suivante :

$$\Psi(x(t)) = \sum_{i=1}^n c_i (x_i - x_{di}) = C^T (x - x_d) \quad (\text{II.16})$$

Où les coefficients c_i sont des paramètres de conception choisis selon la pondération affectée à l'écart entre la variable d'état x_i et sa valeur désirée x_{di} supposée constante. Le vecteur colonne C contient les coefficients c_i et C^T désigne la transposée de C . Dans ce cas, l'équation (II.13) devient :

$$C^T (Ax + Bu) + C^T (x - x_d) = 0 \quad (\text{II.17})$$

Avec la condition

$$C^T B \neq 0 \quad (\text{II.18})$$

Nous obtenons la loi de la commande synergétique

$$u(t) = - [C^T B]^{-1} [T C^T Ax(t) + C^T (x - x_d)] \quad (\text{II.19})$$

Remarquons que pour le cas monovariante (une seule entrée) le terme $C^T B$ est un scalaire son inversion revient à une simple division. Le système en boucle fermée s'écrit donc :

$$\dot{x}(t) = \left[A \left(I_n - T \frac{BC^T}{C^T B} \right) - \frac{BC^T}{C^T B} \right] x(t) + \frac{BC^T}{C^T B} x_d \quad (\text{II.20})$$

La matrice $A_{BF} = A \left(I_n - T \frac{BC^T}{C^T B} \right) - \frac{BC^T}{C^T B}$ représente la matrice d'état du système en boucle fermée qui dépend des coefficients c_i . La dynamique du système en boucle fermée dépendra donc du choix de ces paramètres.

5. Analyse de la stabilité

La commande synergétique force les trajectoires du système en boucle fermée à converger asymptotiquement vers la variété définie par $\Psi(x) = 0$. Le système est donc asymptotiquement stable si la dynamique en boucle fermée restreinte à la variété est stable. Les résultats de stabilité établis dans [22] sont repris ci-dessous dans les deux cas linéaire et non linéaire. Sans perte de généralité pour l'étude de la stabilité, nous supposons que la référence $x_d = 0$ et la macro variable s'écrit

$$\Psi(x(t)) = C^T x(t) \quad (\text{II.21})$$

Considérons la fonction positive définie de Lyapunov suivante :

$$V(x(t)) = \frac{1}{2} x(t)^T C C^T x(t) \quad (\text{II.22})$$

La dérivée de $V(x(t))$ par rapport au temps s'écrit alors :

$$\dot{V}(x(t)) = \frac{dV(x(t))}{dt} = x(t)^T C C^T \dot{x}(t) \quad (\text{II.23})$$

Sur la variété, l'équation fondamentale (II.4) est vraie. Cette équation peut être réécrite comme

$$T C^T \dot{x}(t) + C^T x(t) = 0$$

Comme $T \neq 0$, alors

$$C^T \dot{x}(t) = -\frac{1}{T} C^T x(t) \quad (\text{II.24})$$

En remplaçant (II.24) dans (II.23), nous obtenons

$$\dot{V}(x(t)) = -\frac{1}{T} x(t)^T C C^T x(t) < 0 \text{ pour tout } x \neq 0$$

D'après la seconde méthode de Lyapunov [5], l'origine est un point d'équilibre asymptotiquement stable du système en boucle fermée ce qui implique que les trajectoires vont tendre vers l'origine de manière asymptotique c'est-à-dire $\lim_{t \rightarrow \infty} x(t) = x_d = 0$.

Ce résultat est valable pour les deux cas linéaire et non linéaire.

6. Optimalité de la commande synergétique

Une autre propriété importante de la commande synergétique réside dans le fait que c'est une commande optimale minimisant un critère de performance particulier. Ce résultat a été rapporté dans la référence [22].

Définissons le critère de performance comme :

$$\min_u J = \int_0^{\infty} L(\Psi(t), \dot{\Psi}(t)) dt \quad (\text{II.25})$$

Avec

$$L(\Psi(t), \dot{\Psi}(t)) = T^2 \dot{\Psi}^T \dot{\Psi} + \Psi^T \Psi \quad (\text{II.26})$$

La minimisation de J consiste donc à minimiser aussi bien la macro variable (la rapprocher de 0) que sa vitesse. D'après la théorie du contrôle optimale [21], nous pouvons écrire l'équation de Hamilton Jacobi Bellman (HJB)

$$\min_{u(t)} \left\{ \frac{d}{dt} V(\Psi(t)) + L(\Psi(t), \dot{\Psi}(t)) \right\} = 0 \quad (\text{II.27})$$

Où

$$V(\Psi(t)) = T \Psi^T \Psi \quad (\text{II.28})$$

En remplaçant (II.28) dans (II.27), nous obtenons :

$$\frac{\partial}{\partial u} \{ 2T \dot{x}^T C C^T x + T^2 \dot{x}^T C C^T \dot{x} + \dot{x}^T C C^T x \} = 0$$

En tenant compte de l'équation d'état (II.7) et ne dérivant que les termes contenant u, nous trouvons :

$$C^T g(x) u + C^T x + T C^T f(x) = 0$$

Ce qui donne

$$u_{\text{opt}}(t) = -[C^T g(x)]^{-1} [T C^T f(x) + C^T x] \quad (\text{II.29})$$

Nous obtenons bien la relation (II.10) avec le fait que $\Psi = C^T x$ et que $\frac{\partial \Psi}{\partial x} = C^T$. La commande synergétique est bien une commande optimale qui minimise le critère de performance donné par (II.25), (II.26). Nous pouvons de la même manière que la commande

synergétique dans le cas linéaire est aussi optimale dans le sens qu'elle minimise aussi le critère de performance (II.25), (II.26). Dans le cas linéaire, le critère est un critère quadratique qui s'écrit :

$$\min_u J = \int_0^{\infty} \{x^T Q x + 2 x^T N u + u^T R u\} dt \quad (\text{II.30})$$

avec

$$Q = T^2 A^T C C^T A + C C^T ; \quad N = T^2 B^T C C^T A \quad ; \quad R = T^2 B^T C C^T B \quad (\text{II.31})$$

Le problème de la commande synergétique est donc un problème d'optimisation d'un critère quadratique (Régulateur Linéaire Quadratique : LQR) avec la présence du terme croisé entrée-état. En suivant la même démonstration ci-dessus en considérant que $f(x) = Ax$ et que $g(x) = B$, nous pouvons montrer que la commande optimale minimisant le critère quadratique (II.30) est donné par l'expression (II.19) avec $x_d = 0$.

7. Exemple de mise en œuvre

Afin d'illustrer les performances de la commande synergétique, nous considérons l'exemple du système non linéaire du second ordre d'entrée $u(t)$ et de sortie $y(t)$ décrit par l'équation différentielle suivante :

$$\ddot{y}(t) = \alpha_1 y(t) + \alpha_2 \dot{y}(t) + \alpha_3 |y(t)| \dot{y}(t) + \alpha_4 |\dot{y}(t)| \dot{y}(t) + \alpha_5 y^3(t) + u(t)$$

En choisissant les variables d'état suivantes $x_1(t) = y(t)$; $x_2(t) = \dot{y}(t)$, on obtient le modèle d'état suivant :

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1(t) \\ \dot{x}_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_2(t) \\ \alpha_1 x_1(t) + \alpha_2 x_2(t) + \alpha_3 |x_1(t)| x_2(t) + \alpha_4 |x_2(t)| x_2(t) + \alpha_5 x_1(t)^3(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} u(t)$$

Ce système non linéaire est instable et possède un cycle limite. L'objectif de commande est de stabiliser le système sur le point de référence (d'équilibre) $x_{d1} = 0$; $x_{d2} = 0$. Pour réaliser cet objectif nous choisissons la macro variable suivante :

$$\psi(x(t)) = c_1 x_1(t) + x_2(t)$$

Nous avons exécuté les simulations sous MATLAB pour les valeurs suivantes des paramètres $\alpha_1 = -36.1063$; $\alpha_2 = 0.665537$; $\alpha_3 = -2.75214$; $\alpha_4 = 0.00954708$; $c_1 = 6$

Les résultats de simulations effectuées sous MATLAB sont rapportés par les figures (II.1) pour $T=10s$. Nous constatons que la commande synergétique stabilise bien le système non linéaire et que les trajectoires de phase convergent vers l'origine le long de la variété qui est ici la droite d'équation: $6x_1(t) + x_2(t) = 0$. La réponse obtenue sur la macro-variable est bien une réponse d'un système du premier ordre avec un temps de réponse égal à 10 secondes.

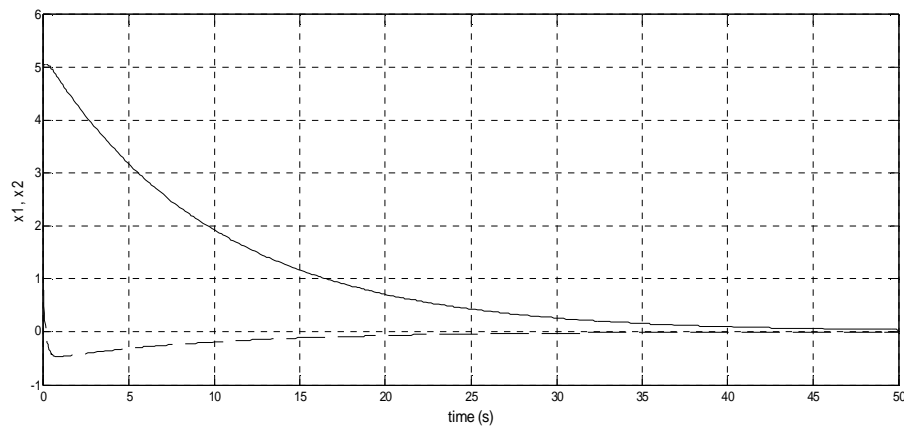


Figure II. 1.a : Trajectoires temporelles des deux variables d'état
(x_1 : trait continu, x_2 : trait discontinu) ; $T=10s$

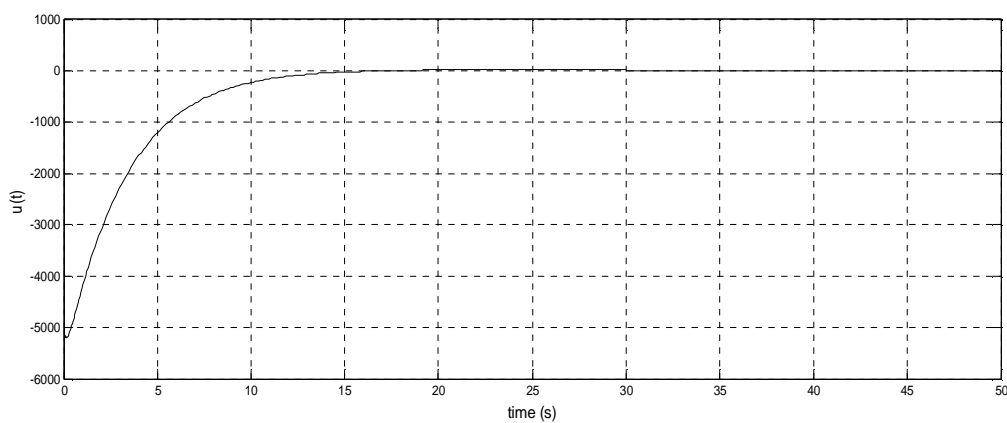
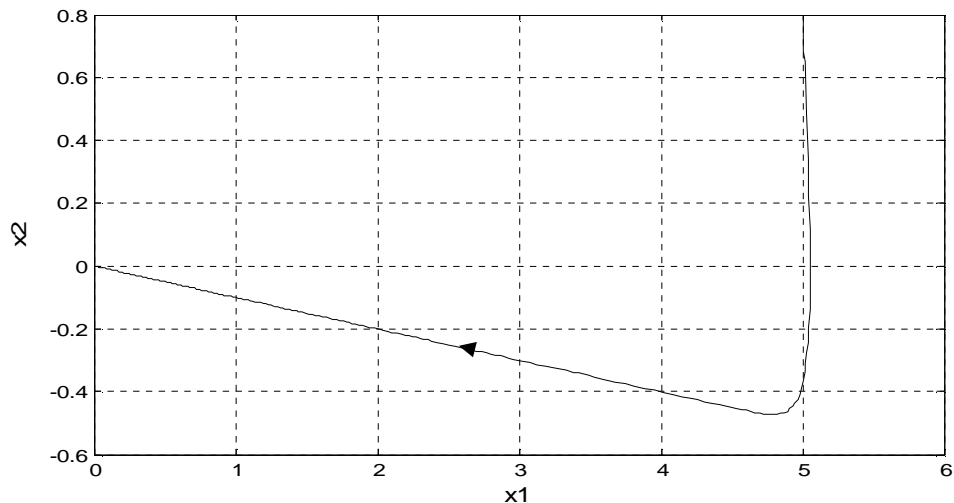
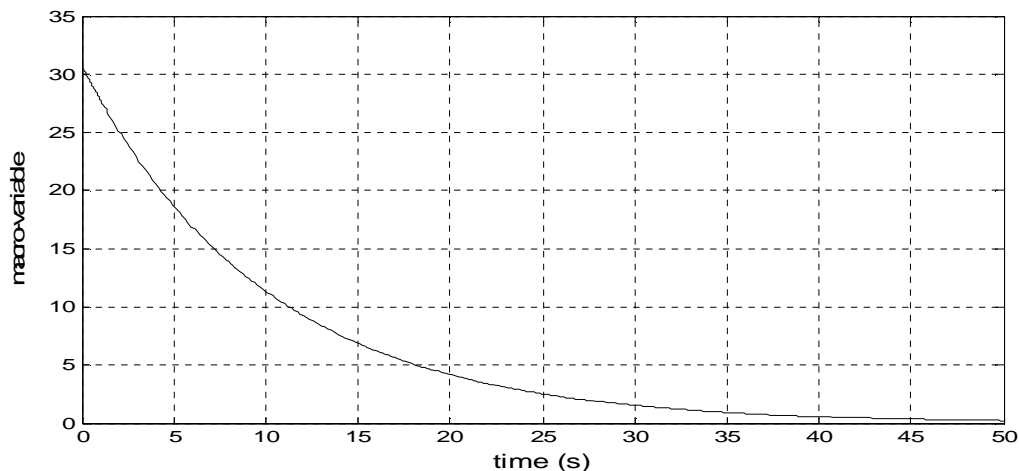


Figure II.1.b : Commande synergétique ; $T=10s$

Figure II.1.c : Trajectoire de phase ; $T=10s$ Figure II.1.c : Macro-variable ; $T=10s$

8. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons exposé le principe de synthèse de la commande synergétique. Cette commande permet de stabiliser le système en forçant les trajectoires du système bouclé à atteindre une variété intégrale décrite par une macro variable. La dynamique du système bouclé sur cette variété peut être choisie par les coefficients de l'équation de la variété. La convergence vers cette variété est régie par une équation du premier ordre dont la constante de temps peut être choisie arbitrairement. Nous avons remarqué les similitudes entre la commande synergétique et la commande en mode glissant. L'avantage de la commande

synergétique est qu'elle ne possède pas le phénomène de broutement qui peut être gênant dans certaines applications pratiques. L'inconvénient est que la convergence vers la variété se fait de manière asymptotique et non en un temps fini. Nous avons aussi donné, dans ce chapitre, les priorités d'optimalité de cette commande. La commande synergétique est une commande optimale qui minimise un critère de performance particulier. Nous avons traité un exemple numérique pour illustrer la procédure de synthèse et les performances de cette stratégie de commande. Dans le chapitre suivant, nous appliquerons cette commande sur un cas réel qui est le convertisseur élévateur dc-dc. Les performances de cette commande seront comparées à celles de la commande en mode glissant.



Chapitre III
Application à la commande d'un convertisseur de puissance DC-DC

1. Introduction

Dans les chapitres précédents, nous avons étudié deux lois de commandes très utilisés dans les systèmes non linéaires. La première est la commande par mode de glissement, la seconde est la commande synergétique. Nous avons relevé que les objectifs des deux commandes se ressemblent puisqu'ils consistent à ramener les trajectoires du système sur une variété choisie au préalable. La différence importantes entre les deux stratégies de commande est que l'une (commande en mode glissant) ramène les trajectoires en un temps fini mais avec le phénomène de chattering et que la seconde (commande synergétique) le ramène en un temps infini mais sans aucun phénomène d'oscillations.

L'objectif de ce chapitre est de faire une étude comparative par simulation sur un convertisseur de puissance dc-dc élévateur (boost). Le choix de cette application est que c'est un dispositif qui s'apprête bien à la commande en mode glissant car il est muni d'un interrupteur électronique qui peut recevoir la commande discontinue. C'est donc un système à structure variable. Les simulations ont été faites sous MATLAB qui est un environnement informatique conçu pour le calcul matriciel.

2. Modélisation du convertisseur élévateur dc-dc

Le schéma de principe d'un convertisseur élévateur (boost) dc-dc est donné par la figure (II.1) ci dessous :

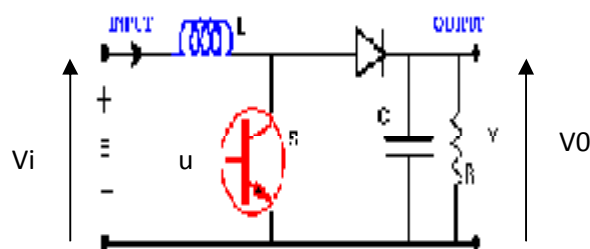


Figure III.1 : Convertisseur Boost

Ce convertisseur est un élévateur de tension car il reçoit en entrée une tension et produit en sortie une tension plus importante. Le circuit du convertisseur est composé de quatre éléments de base : un interrupteur réalisé à base d'un transistor fonctionnant en état bloqué ou passant, une diode, une inductance et une capacité.

L'interrupteur S est contrôlé par la variable de commande "u" qui est de nature discontinu, plus précisément l'interrupteur S fonctionne en état bloqué quand $u=0$ et l'état passant quand $u=1$.

- Etat passant : Interrupteur S est fermé, alors on a $V_L = V_i - V$. Le courant traversant l'inductance augmente linéairement ; la tension aux bornes de la diode est négative d'où aucun courant ne la traverse.
- Etat bloqué : Interrupteur S est ouvert, alors, la diode devient passante pour assurer la continuité du courant dans l'inductance d'où la tension aux bornes de l'inductance qui vaut $V_L = -V_o$. Le courant traversant l'inductance décroît.

Ceci nous ramène aux équations ci-dessous qui décrivent le fonctionnement de ce circuit :

$$\begin{cases} \frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L} [(u(t) - 1)V(t) + E] \\ \frac{dV(t)}{dt} = \frac{1}{C} \left[(1 - u(t))i(t) - \frac{V(t)}{R} \right] \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

La commande $u(t)$ représente le rapport cyclique du train d'impulsions attaquant l'abse du transistor de l'interrupteur S. On a $0 < u(t) < 1$. Les variables d'état sont choisies comme

$$x_1(t) = i_L(t) \quad ; \quad x_2(t) = V.$$

Le modèle d'état s'écrit alors :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -\frac{1}{L}(1 - u)x_2 + \frac{E}{L} \\ \dot{x}_2 = \frac{1}{C}(1 - u)x_1 - \frac{x_2}{CR} \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

3. Commande en mode glissant

La commande par mode de glissement s'effectue en trois étapes :

- Choix de la surface de la surface de glissement.
- Etablissement des conditions d'existence de la convergence.
- Détermination de la loi de commande.

Ø Choix de la surface de glissement

L'objectif de commande est de réguler le courant $i_L(t)$ et la tension V . Les références de ces deux variables sont x_{1d} et x_{2d} , respectivement. Pour réaliser cet objectif de commande, on définit la surface de glissement comme suit :

$$S(x) = k_1(x_1 - x_{1d}) + (x_2 - x_{2d}) \quad (\text{III.3})$$

k_1 est un paramètre positif. La dérivée de la surface est donnée par :

$$\dot{S}(x) = k_1\dot{x}_1 + \dot{x}_2 \quad (\text{III.4})$$

Ø Condition d'existence et de convergence

Pour assurer la condition de convergence c'est-à-dire satisfaire l'équation (III.8) pour ce faire il suffit de respecter l'inégalité suivante :

$$\frac{1}{k_1} < \frac{C \cdot R \cdot E}{L \cdot x_{2d}} + \frac{x_{2d}}{R \cdot E} \quad (\text{III.5})$$

Ø Calcul de la commande

$$u = u_{eq} + u_n \quad (\text{III.6})$$

Tel que :

u_{eq} : permet de stabiliser le système en régime glissant.

u_n : permet de garantir l'attractivité de la surface et de satisfaire les conditions de convergence

Le système non linéaire est de la forme :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(x)u + \xi \\ y = h(x) \end{cases} \quad (\text{III.7})$$

$$\text{Avec : } f(x) = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \quad g(x) = \begin{bmatrix} \frac{x_2}{L} \\ -\frac{x_1}{C} \end{bmatrix} \quad \xi = \begin{bmatrix} E \\ L \\ 0 \end{bmatrix}$$

Deux procédures de calcul peuvent être utilisées pour déterminer u_{eq}

- Soit en utilisant la relation suivante

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} = 0$$

- Soit directement sur les dérivées des variables d'état comme suit

$$\dot{S}(x) = k_1 \dot{x}_1 + \dot{x}_2 = 0 \quad (\text{III.8})$$

En remplaçant \dot{x}_1 et \dot{x}_2 par leur expression, nous obtenons

$$\dot{S}(x) = k_1 \left[-\frac{1}{L}(1-u)x_2 + \frac{E}{L} \right] + \left[\frac{1}{C}(1-u)x_1 - \frac{x_2}{RC} \right]$$

On remplace u par (III.6) on obtient

$$\dot{S}(x) = k_1 \left[-\frac{1}{L}(1 - (U_{eq} + U_n))x_2 + \frac{E}{L} \right] + \left[\frac{1}{C}(1 - (u_{eq} - u_n))x_1 - \frac{x_2}{RC} \right] \quad (\text{III.9})$$

Comme nous l'avons vu au chapitre 1 durant le MG et le RP la surface est nulle d'où sa dérivée et nulle, la partie discontinue et également nulle d'où :

$$k_1 \left[-\frac{1}{L}(1 - u_{eq})x_2 + \frac{E}{L} \right] + \left[\frac{1}{C}(1 - u_{eq})x_1 - \frac{x_2}{RC} \right] = 0$$

Après simplification on obtient la commande équivalente

$$u_{eq} = 1 - ((k_1 \frac{E}{L} - \frac{x_2}{L}) / (\frac{k_1}{L} x_2 - \frac{x_1}{C})) \quad (\text{III.10})$$

Durant le mode de convergence et en remplaçant la commande équivalente (III.10) dans l'équation $\dot{S}(x)$ on trouve une nouvelle expression de la dérivée de la surface

$$\dot{S}(x) = (\frac{k_1}{L} x_2 - \frac{1}{C} x_1) u_n \quad (\text{III.11})$$

Afin que la condition d'attractivité soit respectée c'est-à-dire que

$$S\dot{S}(x) < 0$$

On doit choisir u_n comme suit :

$$u_n = -K \text{sign}(S(x)) / \left(\frac{k_1}{L} x_2 - \frac{1}{C} x_1 \right) \quad (\text{III.12})$$

K est un paramètre positif. Son choix est déterminant aussi bien pour la garantie d'atteindre en un temps suffisamment petit la surface de glissement que pour la réduction du chattering. Ces deux performances sont contradictoires. Une grande valeur de K permet d'accélérer la convergence des trajectoires sur la surface mais peut amplifier le phénomène de chattering. A

l'inverse, une petite valeur de K réduit le chattering mais peut allonger de manière démesurée le temps de convergence sur la surface.

4. Commande synergétique

La commande synergétique passe par trois étapes

- Choix de la macro variable
- Forcer le système à évoluer sur le domaine choisi
- Calculer la loi de commande

Ø Choix de la macro variable

Pour respecter les objectifs de commande, on choisit comme macro variable :

$$\Psi(x) = k_1 (x_1 - x_{1d}) + (x_2 - x_{2d}) \quad (\text{III.13})$$

Là aussi le paramètre k_1 sera choisi afin d'avoir des performances acceptables. Une grande valeur de k_1 devant 1 signifie que l'on va donner une grande importance à l'erreur sur x_1 , par contre une petite valeur signifie que l'écart sur x_2 sera prépondérant dans les objectifs de commande. Comme les deux variables x_1 et x_2 sont de nature différente (courant et tension), il est parfois difficile d'affecter une valeur adéquate à ce paramètre. Il a été montré, de manière expérimentale [21], que le meilleur choix est d'attribuer à k_1 une valeur variante dans le temps. Lorsque l'écart sur la tension est grand, alors k_1 doit être grand et lorsque l'écart sur la tension est faible k_1 doit diminuer. Une relation empirique adoptée dans [21] est donnée par

$$k_1 = \alpha + \beta \text{abs}(x_2 - x_{2d})$$

Avec $\alpha=0.03$ et $\beta=0.05$

Ø Calcul de la loi de commande

On se doit de respecter la contrainte suivante

$$T \dot{\Psi}(x) + \Psi(x) = 0 \quad (\text{III.14})$$

Après dérivation de (III.13), on obtient

$$\dot{\Psi}(x) = k_1 \dot{x}_1 + \dot{x}_2 \quad (\text{III.15})$$

En remplaçant (III.15) et (III.1) dans (III.14) on obtient

$$T [k_1 \dot{x}_1 + \dot{x}_2] + k_1(x_1 - x_{1d}) + (x_2 - x_{2d}) = 0$$

En substituant dans (III.15) \dot{x}_1 et \dot{x}_2 par leurs expressions, nous aurons

$$T \left[k_1 \left(-\frac{x_2}{L} + \frac{x_2}{L} u \right) + \frac{k_1 E}{L} + \left(\frac{x_1}{C} - \frac{x_1}{C} u - \frac{x_2}{RC} \right) \right] + k_1(x_1 - x_{1d}) + (x_2 - x_{2d}) = 0$$

Nous obtenons finalement l'expression de la commande synergétique

$$u = 1 - \frac{\frac{k_1}{L} E - \frac{1}{RC} x_2 + \frac{k_1}{T}(x_1 - x_{1d}) + \frac{1}{T}(x_2 - x_{2d})}{\left(\frac{k_1}{L} x_2 - \frac{1}{C} x_1 \right)} \quad (\text{III.16})$$

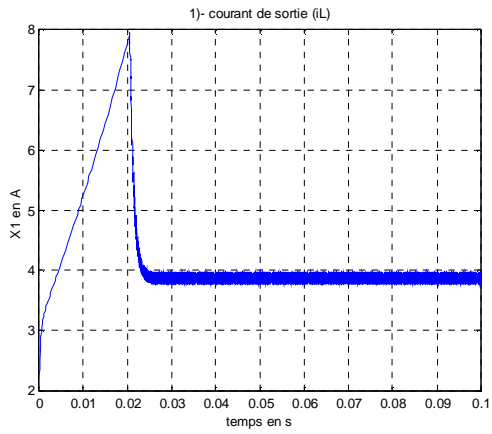
5. Résultats de simulation

Les résultats de la simulation sont donnés pour les valeurs suivantes : $E=12\text{v}$, $L=46\mu\text{H}$, $C=1360\mu\text{F}$, $R=35\Omega$. Nous avons considéré les références suivantes $x_{1d}=5\text{A}$, $x_{2d}=40\text{v}$. La valeur du paramètre k_1 pour la commande par mode glissant et pour la commande synergétique est $k_1=0.2\text{A/v}$. La valeur de T pour la commande synergétique est $T=0.02\text{s}$. Les conditions initiales sur le courant et sur la tension sont $x_0 = [2\text{A} \quad 20\text{V}]$.

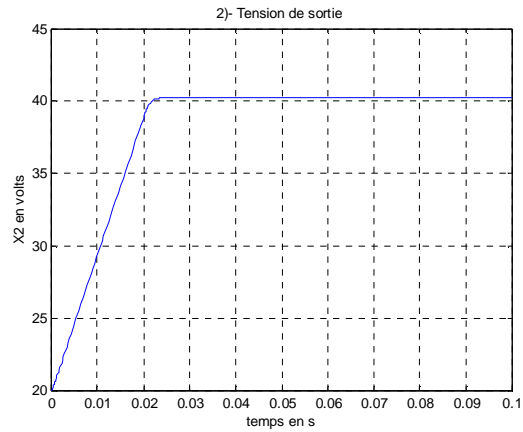
Ø Commande par mode glissant

La valeur de K est $K=1000$. Les figures de (III.2) représentent les résultats de simulation de la commande par mode de glissement. Pour le courant (III.2.a), nous constatons l'existence de deux phases. Dans la première, nous constatons une augmentation du courant, dans la seconde phase, une diminution de courant jusqu'à atteindre 4A, Cela peut être expliqué par le fait que le fonctionnement d'un convertisseur élévateur passe par deux étapes. Une étape d'accumulation qui représente l'état passant, ce qui entraîne donc l'augmentation du courant. Puis une étape qui correspond à l'état bloqué pendant laquelle il y a transfère d'énergie de la self vers le condensateur. Ceci explique aussi les variations de la tension illustré par le graphe (III.2.b). On constate aussi que les valeurs désirées pour le courant et la tension ne sont pas atteintes. Nous représentons dans les figures (III.2.e) et (III.2.f) les graphes des erreurs sur le courant et sur la tension, respectivement. La figure (III.2.c) illustre l'évolution de la trajectoire de la surface. Nous constatons que le régime glissant ($S(x)=0$) est atteint au bout de 0.02 seconde environ. Le fait d'avoir $S(x)=0$ n'implique pas des erreurs statiques nulles sur le courant et sur la tension car il peut y avoir compensation entre les deux

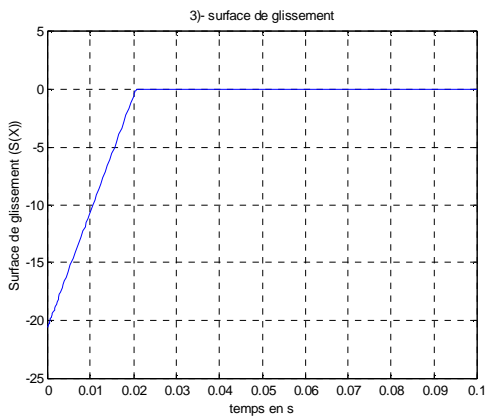
erreurs. La figure (III.2.d) donne la courbe représentative de la commande $u(t)$. Il est à noter la présence du chattering visible sur les courbes de la surface et de la commande.



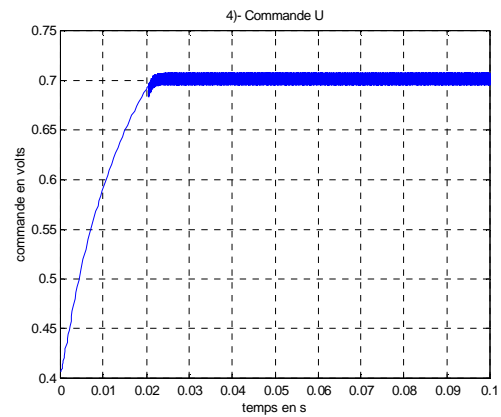
a) Courbe du courant



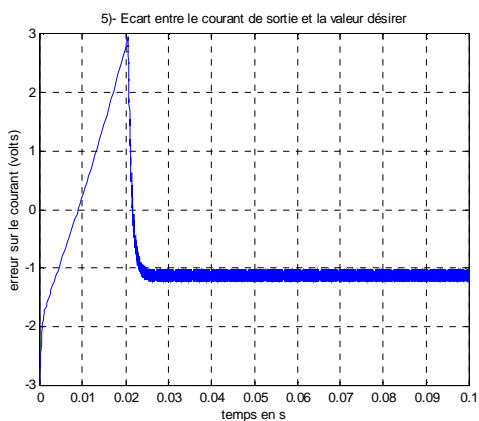
b) Courbe de la tension



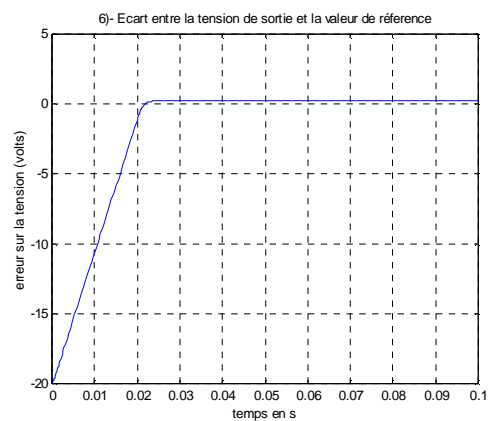
c) Surface de glissement



d) Commande $u(t)$



e) Courbe d'erreur sur le courant



f) Courbe d'erreur sur la tension

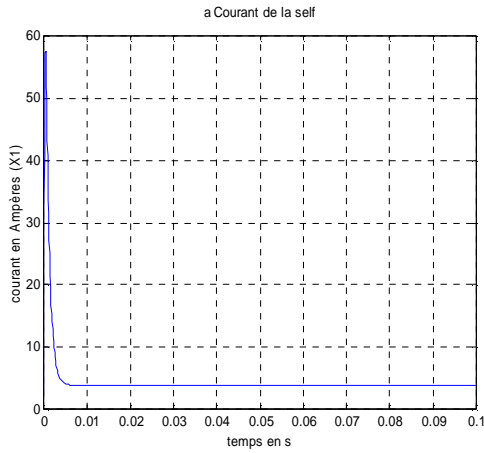
Figure III.2 : Commande du convertisseur par mode glissant

Ø Commande synergétique

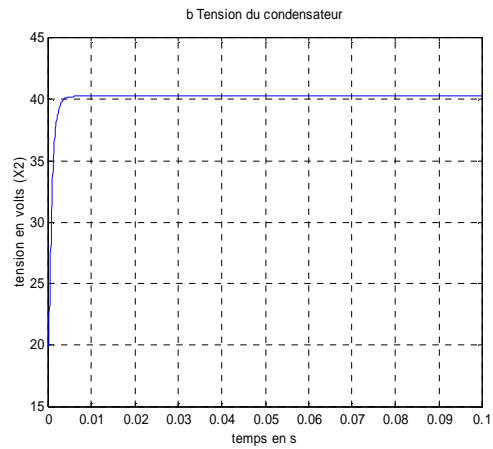
Les figures (III.3) donnent les résultats de simulation obtenus avec la commande synergétique. Les courbes de réponses du courant et de la tension sont données respectivement par les figures (III.3.a) et (II.3.b). La courbe donnant l'évolution temporelle de la macro-variable est illustrée par la courbe (III.3.c) et celle de la commande par la figure (III.3.d). Les erreurs sur le courant et sur la tension sont données par les courbes (III.3 ?e) et (II.3.f), respectivement. Nous pouvons faire les mêmes remarques sur l'évolution du courant et de la tension que précédemment. Nous remarquons qu'il y a absence de chattering. Comme pour la commande en mode glissant, nous pouvons constater une erreur statique sur la tension. Afin de remédier à cela, on peut envisager d'ajouter un terme intégral dans la formulation de la macro-variable. Une autre solution est de prendre le coefficient k_1 adaptatif selon la loi

$$k_1 = 0.03 + 0.05\text{abs}(x_2 - x_{2d})$$

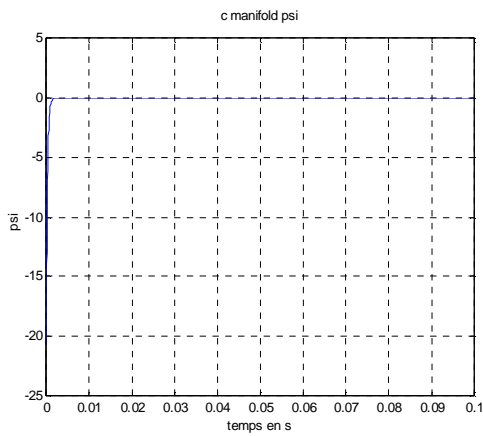
Sur les figures (III.4) sont reportés les résultats de simulation pour une référence de tension égale à 40volts et sur les figures (III.5) ceux pour une référence de tension égale à 50volts et ce avec donc le réajustement du coefficient k_1 . Nous constatons l'amélioration apportée au niveau des erreurs. En effet les écarts statiques sont nuls. Nous nous sommes proposé de tester cette méthode de réajustement pour la commande par mode glissant. Les résultats de simulation sont visualisés par les figures (III.6) et (III.7) pour les deux points de référence. Certes l'objectif de réduction des écarts statiques est atteint mais cela au pris d'une augmentation du phénomène de chattering.



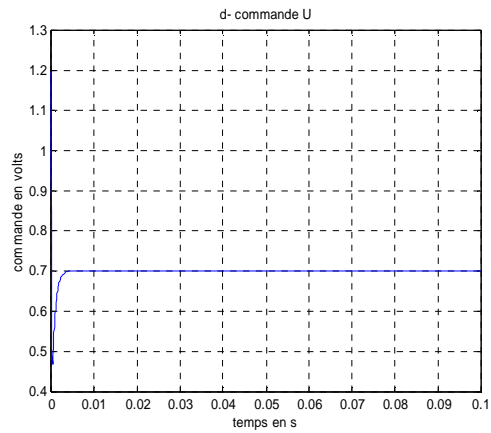
a) Courbe du courant



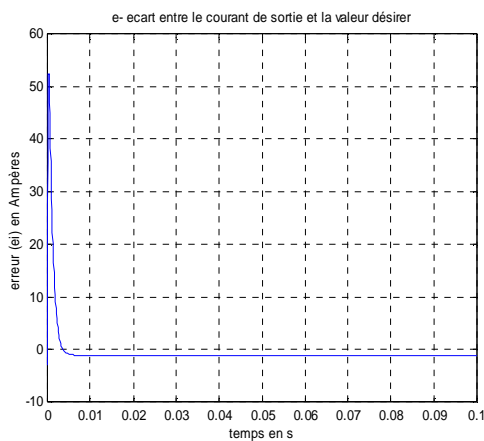
b) Courbe de tension



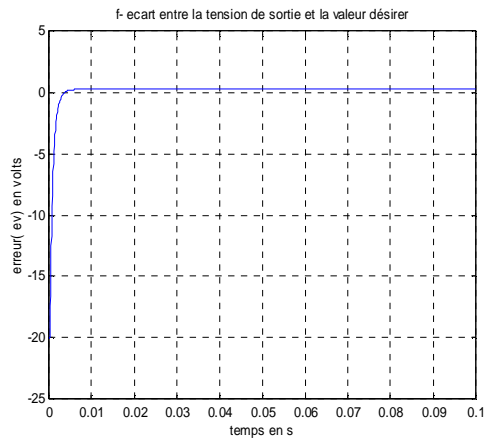
c) Macro-variable



d) commande $u(t)$

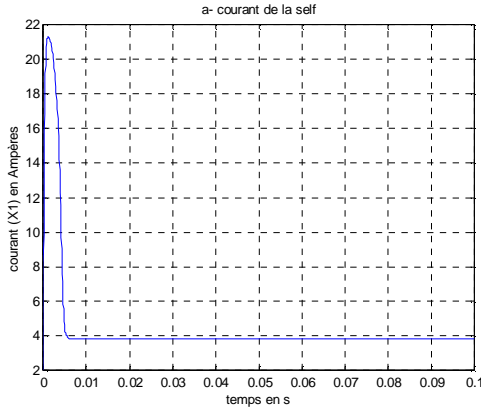


e) Ecart sur le courant

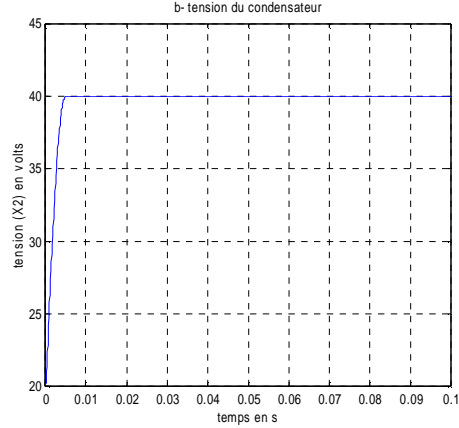


f) Ecart sur la tension

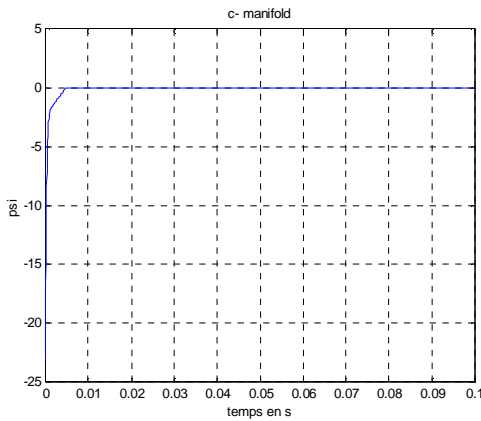
Figure III.3 : Commande du convertisseur par la commande synergétique



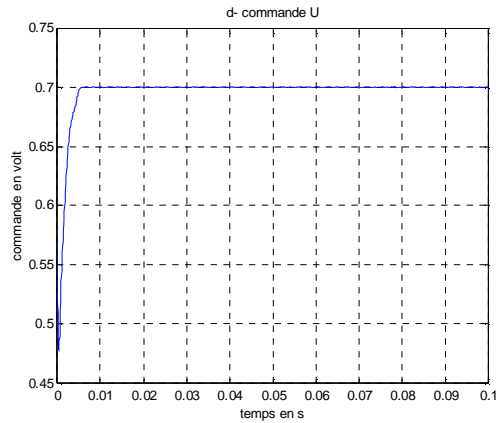
a) Courbe du courante



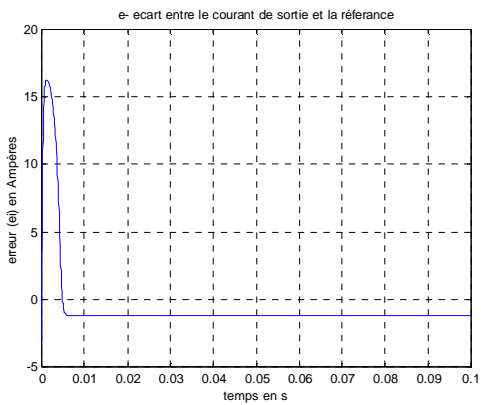
b) Courbe de tension



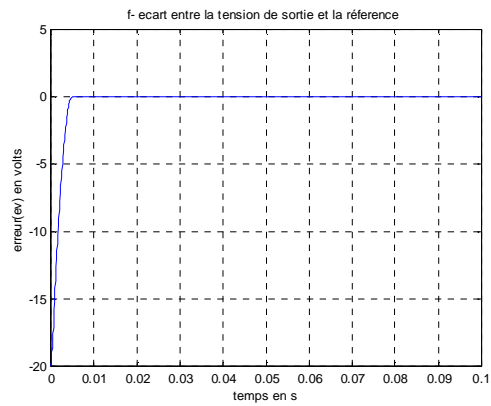
c) Macro-variable



d) commande u(t)

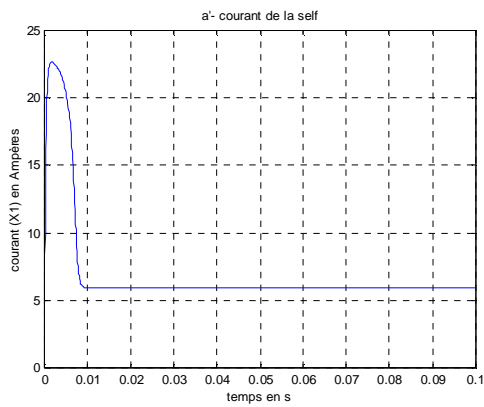


e) Ecart sur le courant

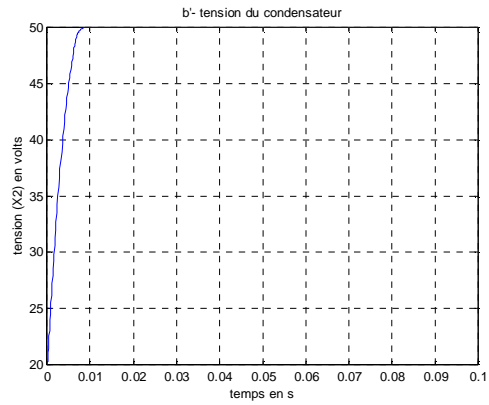


f) Ecart sur la tension

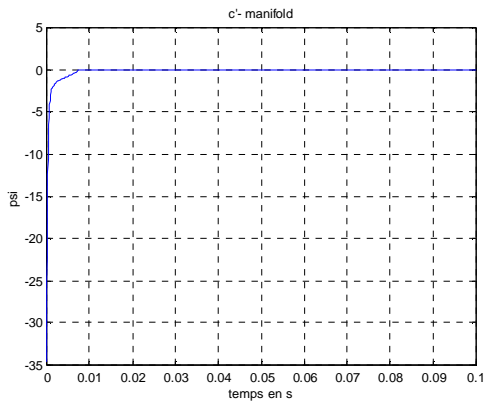
Figure III.4 : Commande synergétique après réajustement de k_1 ($x_{2d} = 40$ volts)



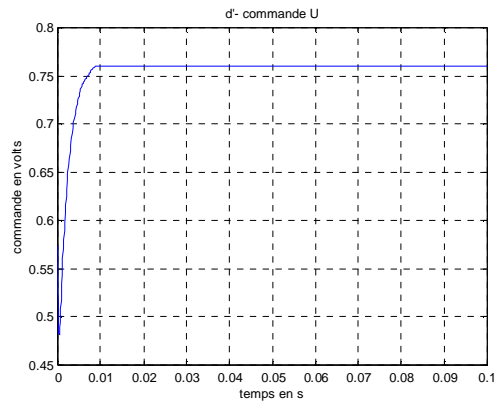
a) Courbe de courant



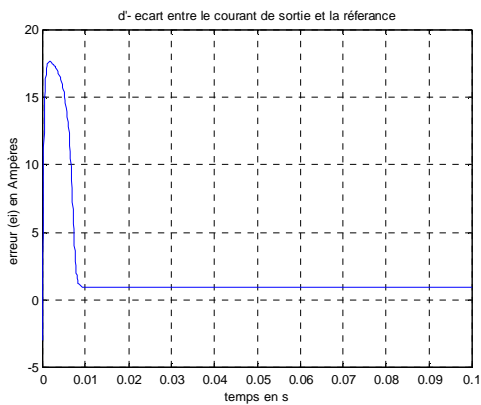
b) Courbe de tension



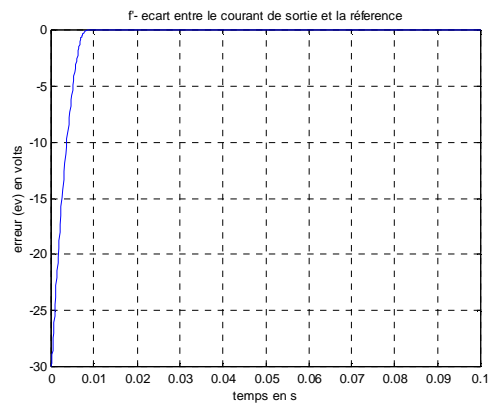
c) Macro-variable



d) commande $u(t)$

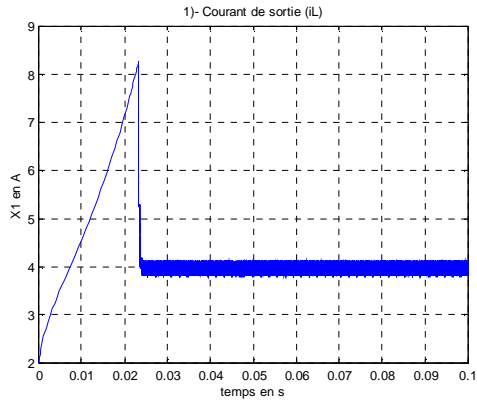


e) Ecart sur le courant

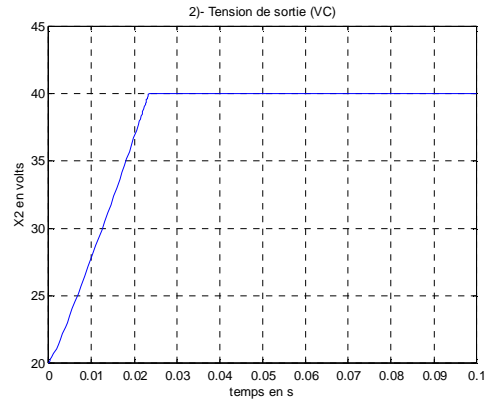


f) Ecart sur la tension

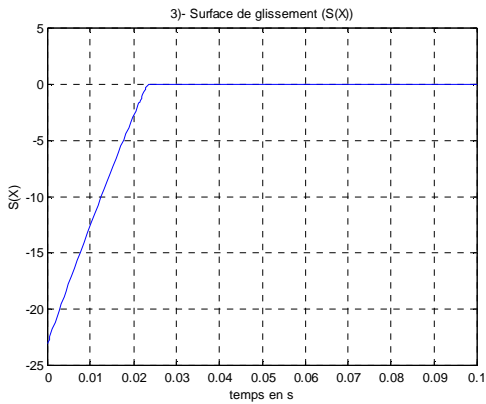
Figure III.5 : Commande synergétique après réajustement de $k_1(x_{2d}=50\text{volts})$



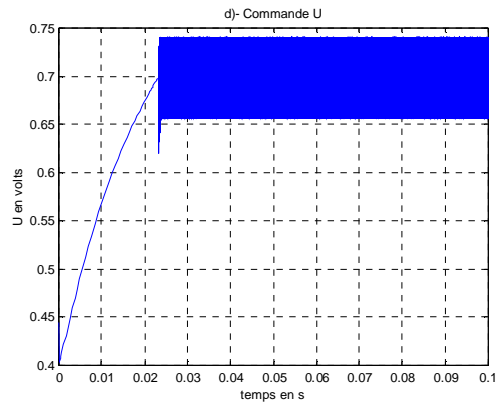
a) courant de sortie



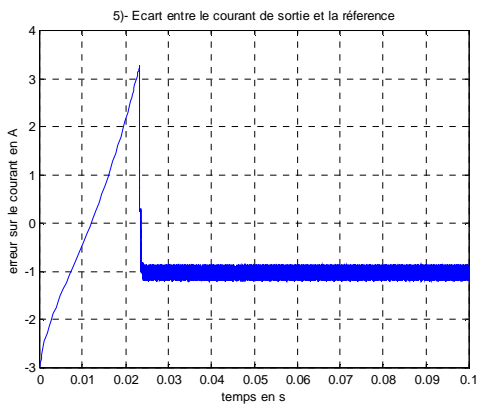
b) tension de sortie



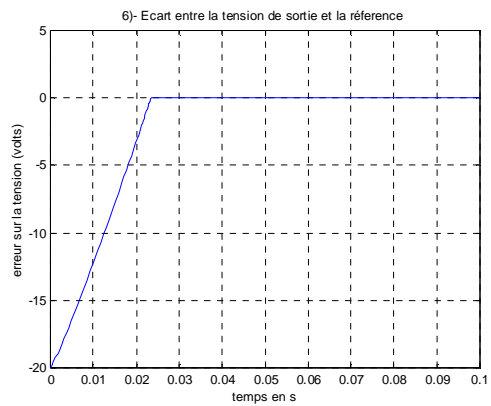
c) surface de glissement



d) commande U

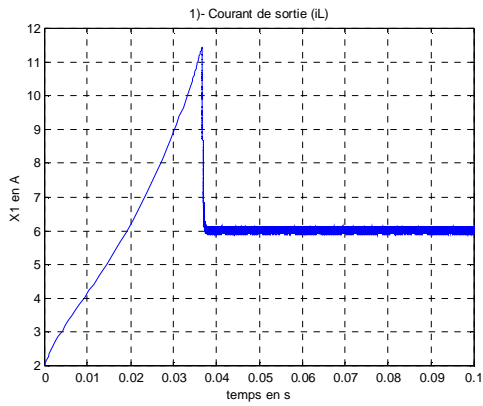


e) Ecart entre le courant de sortie

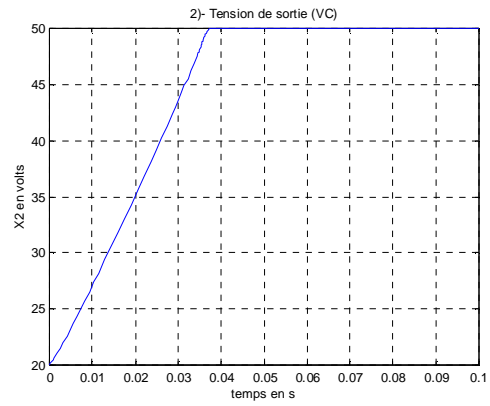


f) Ecart entre la tension de sortie

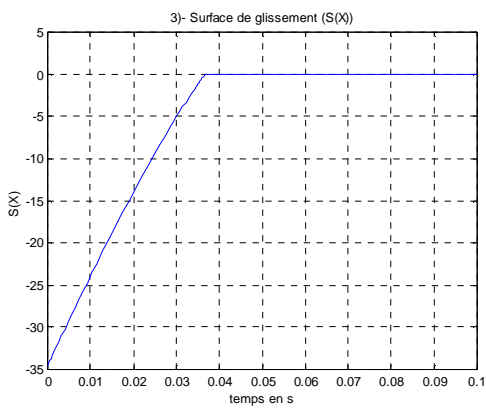
Figure III.6 : Commande par mode glissant après réajustement de k_1 ($x_{2d}=40$ volts)



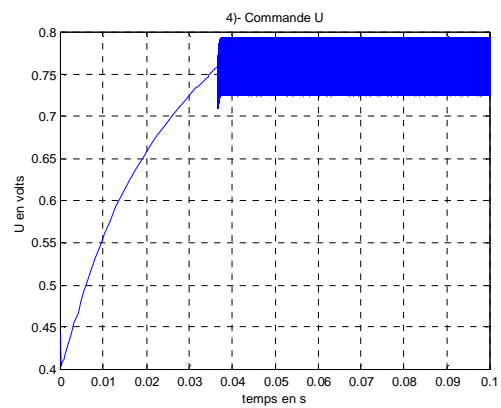
a) courant de sortie



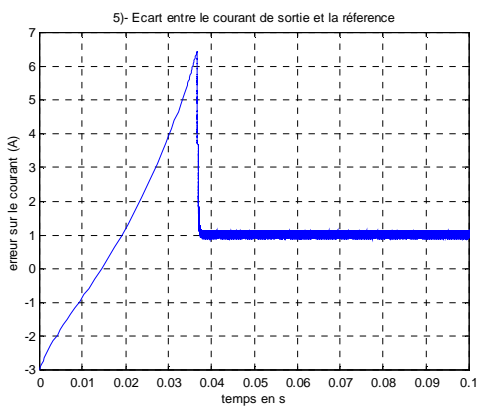
b) tension de sortie



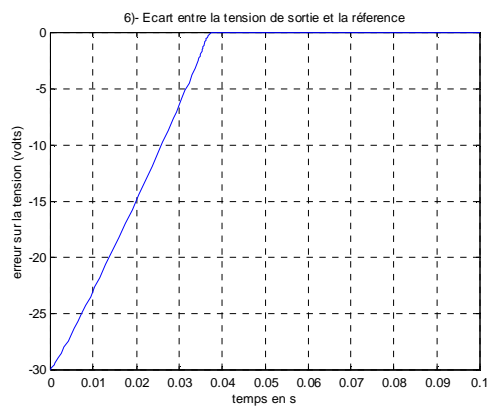
c) surface de glissement



d) commande u(t)



e) Ecart entre le courant de sortie

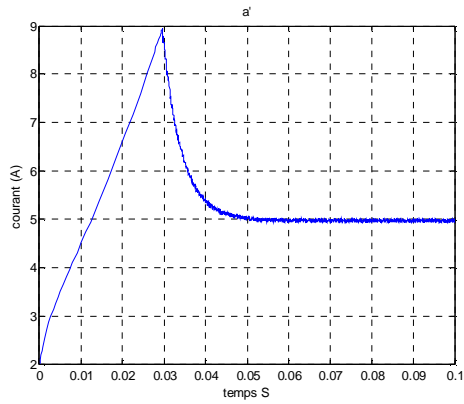


f) Ecart entre la tension de sortie

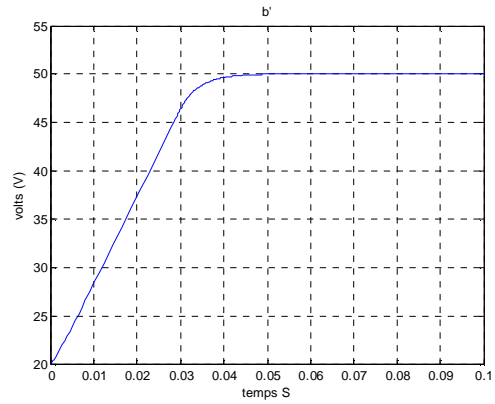
Figure III.7 : Commande par mode glissant après réajustement dek_1 ($x_{2d}=50$ volts)

Ø Tests de robustesse

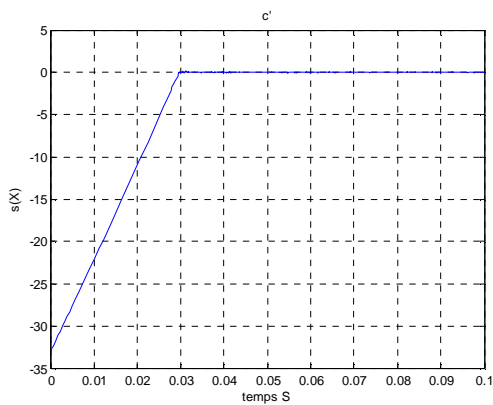
Pour tester la robustesse de cette commande aux variations des paramètres, nous avons repris les mêmes hypothèses de simulation que précédemment avec une variation de la résistance de +20% ,+50%,-20%,-50% par rapport à sa valeur nominale. Les résultats sont donnés par les figures (III.8) jusqu'à (III.15). Nous constatons que les deux commandes sont robustes pour une variation de +20% et -20% de la résistance avec cependant un phénomène de chattering plus important avec la commande en mode glissant dans le cas de -20% de variation. Pour 50% la commande par mode glissant demeure robuste contrairement à la commande synergétique mais son temps de réponse est long. Dans tous les cas, la stabilité est maintenue mais avec des dégradations visibles sur les écarts statiques et sur la rapidité.



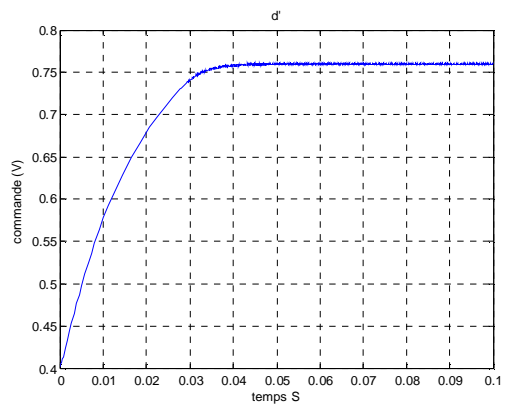
a) Courbe de courant



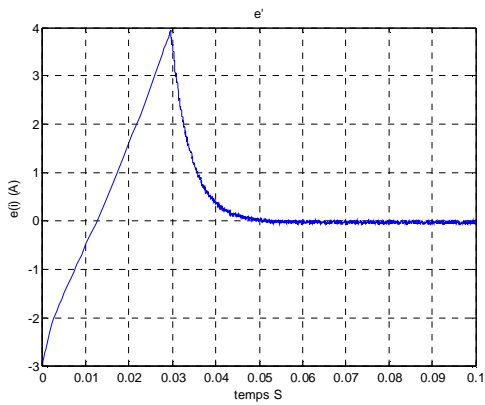
b) Courbe de tension



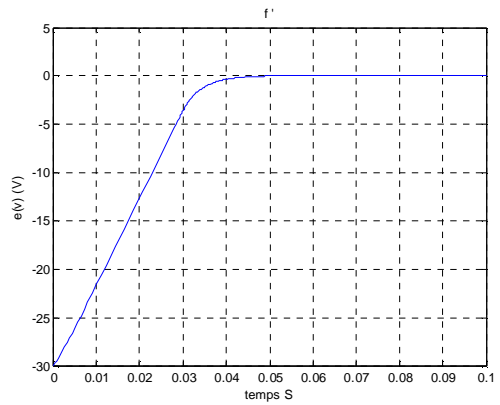
c) Surface de glissement



d) commande $u(t)$

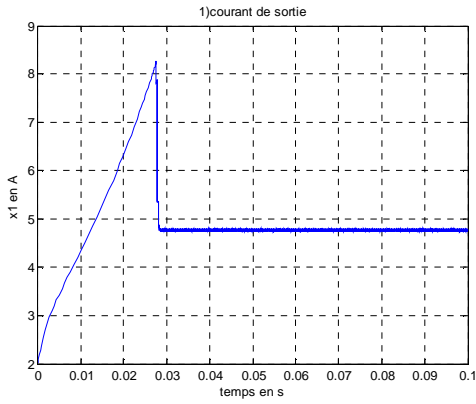


5) Ecart entre le courant de sortie

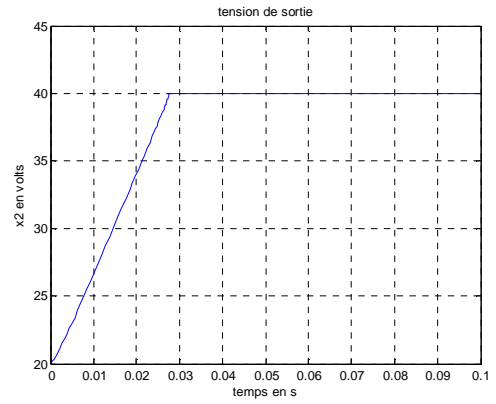


6) Ecart entre la tension de sortie

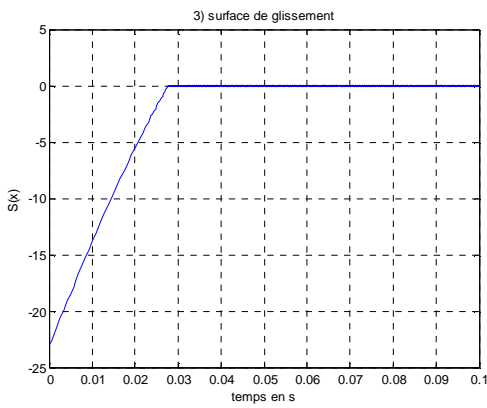
Figure III.8 : Test de robustesse pour +20% de la résistance : Commande par mode glissant.



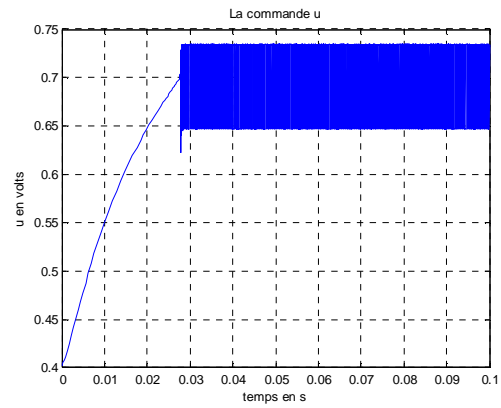
a) Courbe de courant



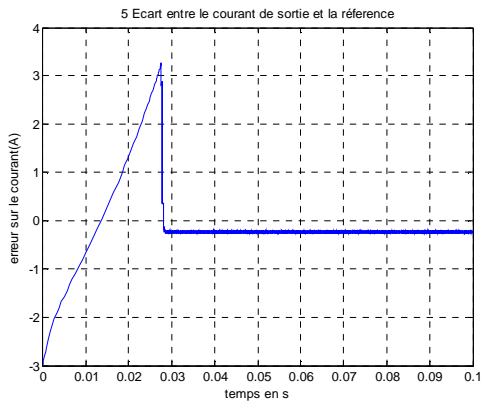
b) Courbe de tension



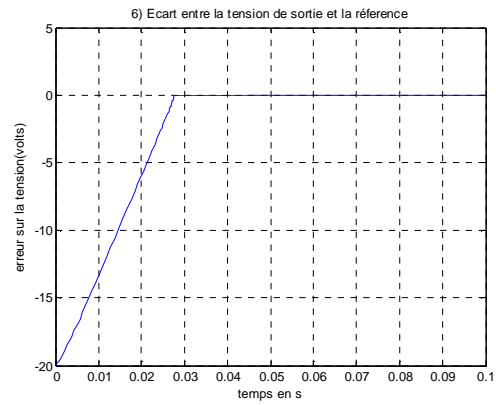
c) Surface de glissement



d) commande u(t)

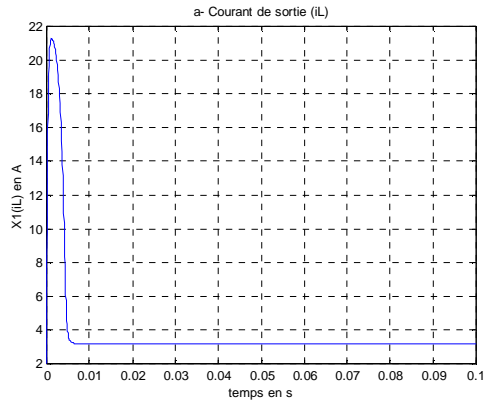


e) Ecart entre le courant de sortie

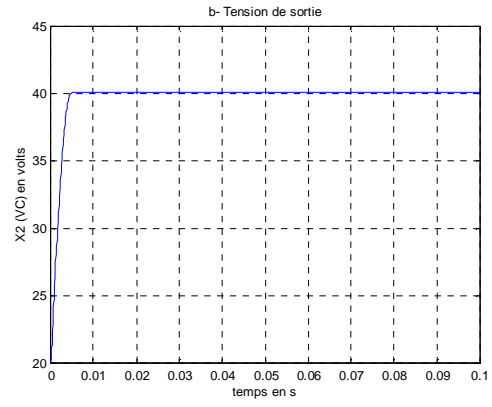


f) Ecart entre la tension de sortie

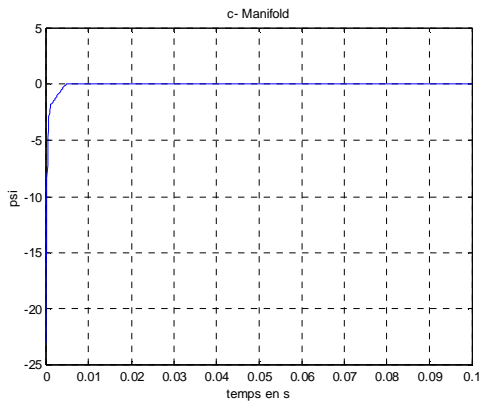
Figure III.9 : Test de robustesse pour -20% de la résistance : Commande par mode glissant



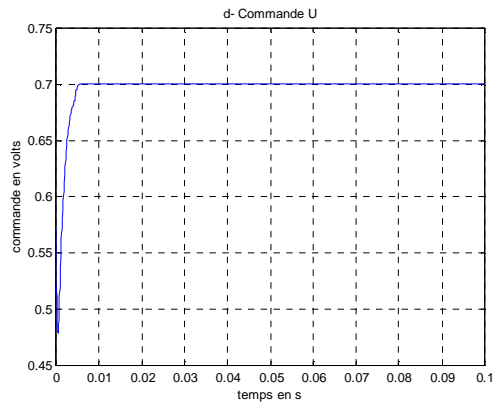
a) Courbe de courant



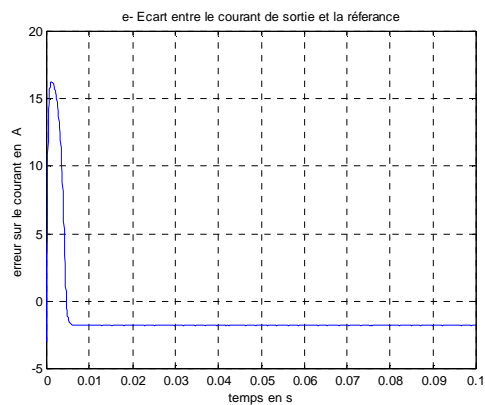
b) Courbe de tension



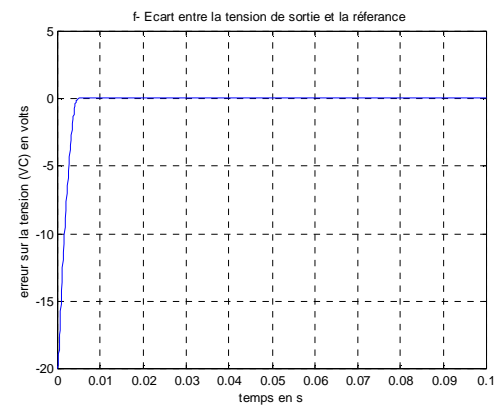
c) Surface de glissement



d) commande $u(t)$

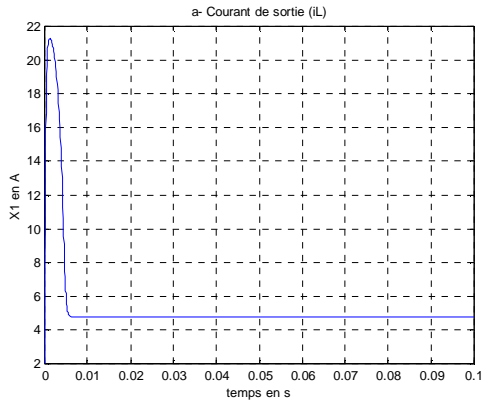


e) Ecart sur le courant

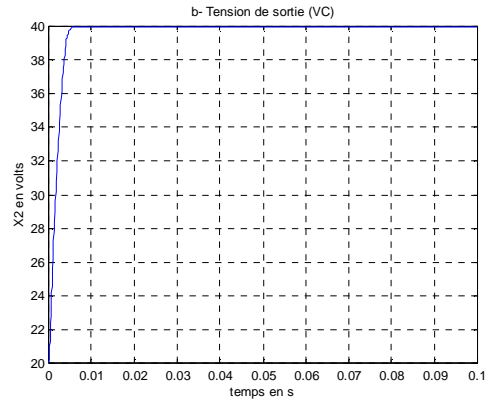


f) Ecart sur la tension

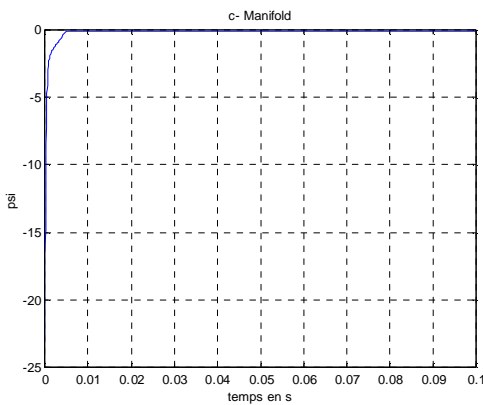
Figure III.10 : Test de robustesse pour +20% de la résistance (commande synergétique)



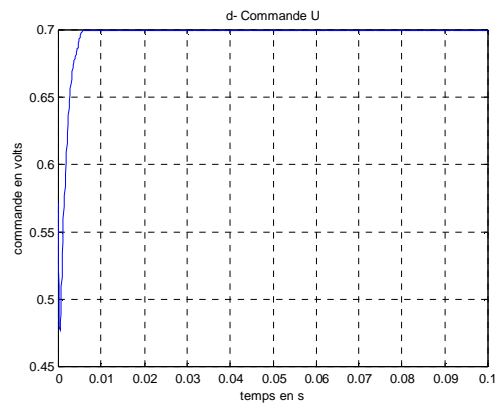
a) Courbe de courant



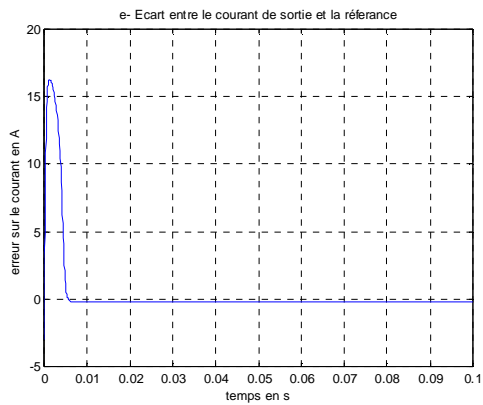
b) Courbe de tension



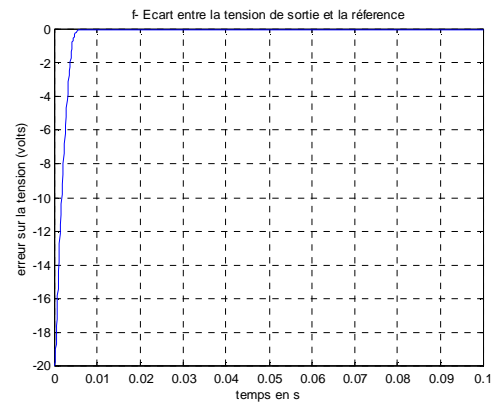
c) Surface de glissement



d) commande u(t)

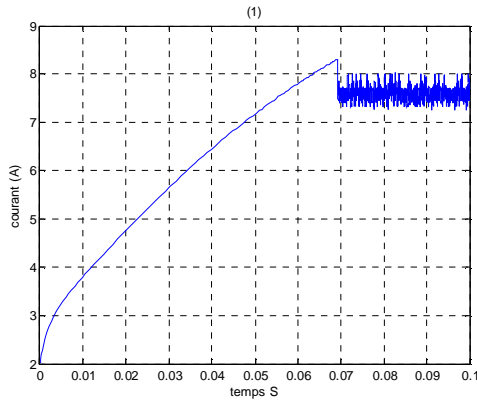


e) Ecart entre le courant de sortie
et la référence

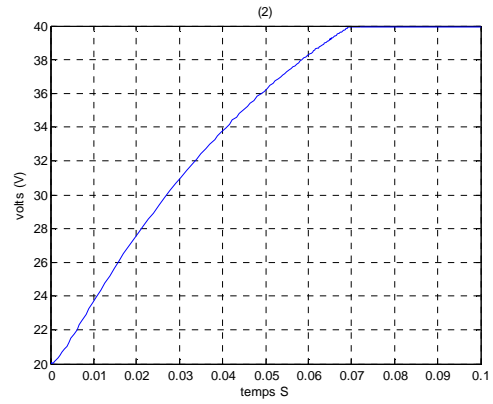


f) Ecart entre la tension de sortie
et la référence

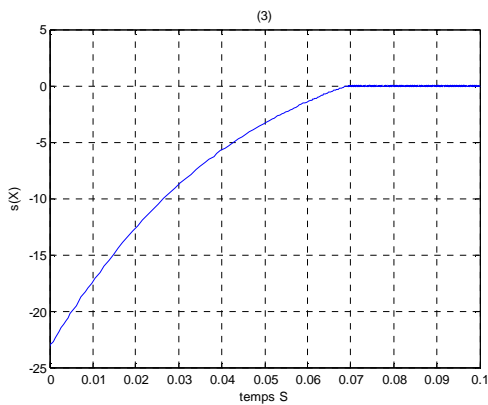
Figure III.11 : Test de robustesse pour -20% de la résistance (commande synergétique)



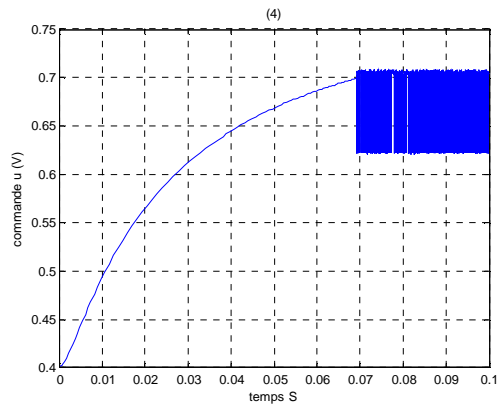
a) Courbe de courant



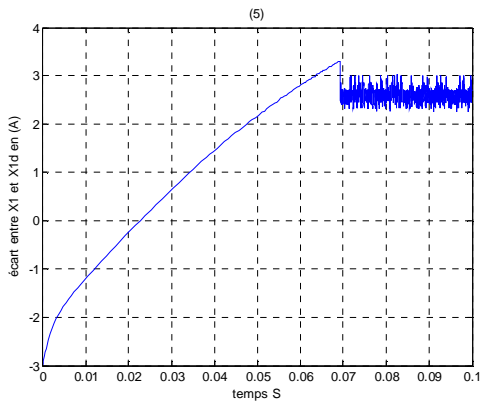
b) Courbe de tension



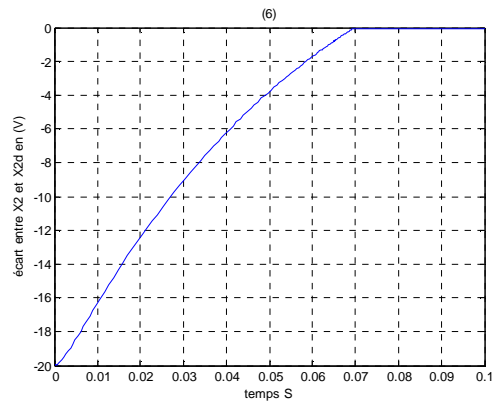
c) Surface de glissement



d) Commande $u(t)$

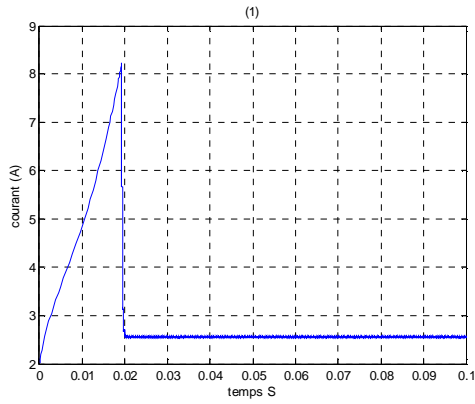


e) Ecart entre le courant de sortie et la référence

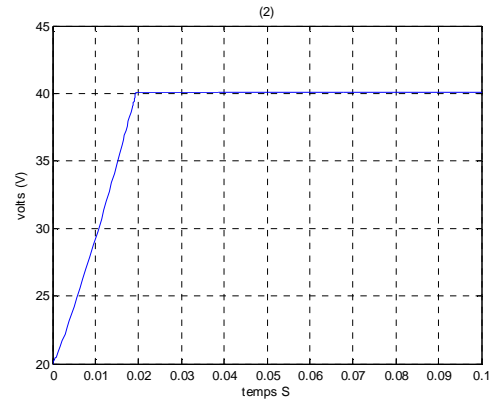


f) Ecart entre la tension de sortie et la référence

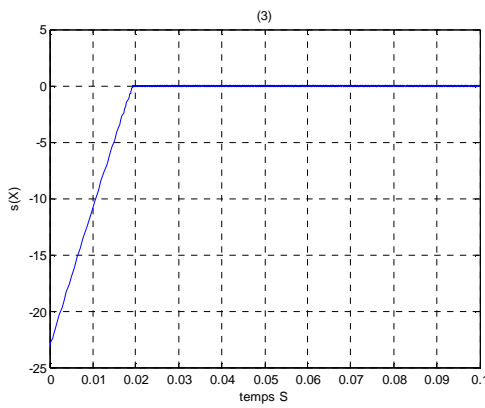
Figure III.12 : Test de robustesse pour -50% de la résistance (commande par mode glissant)



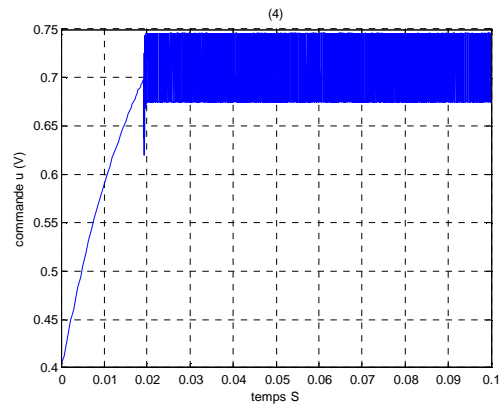
a) Courbe de courant



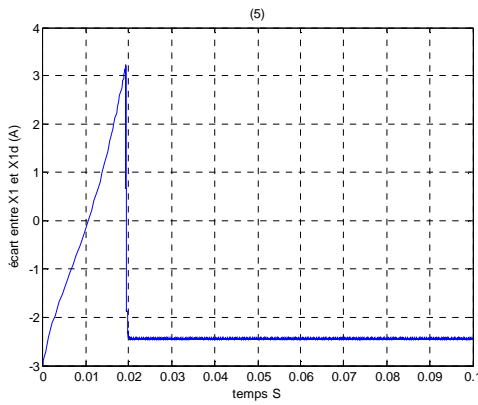
b) Courbe de tension



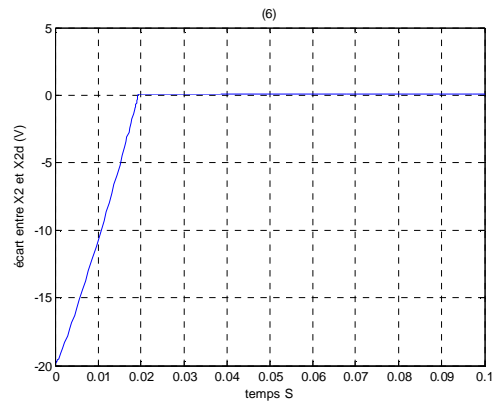
c) Surface de glissement



d) la commande u

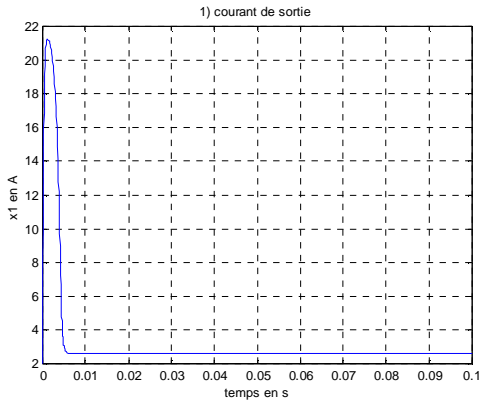


e) Ecart entre le courant de sortie et la référence

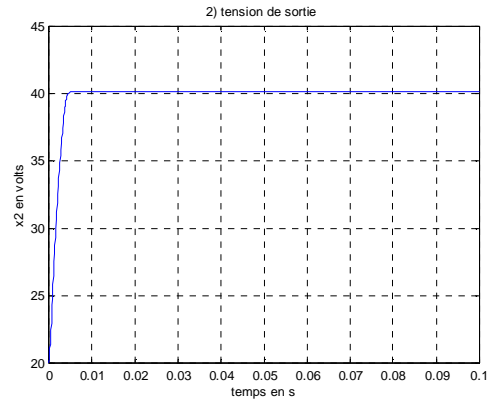


f) Ecart entre la tension de sortie et la référence

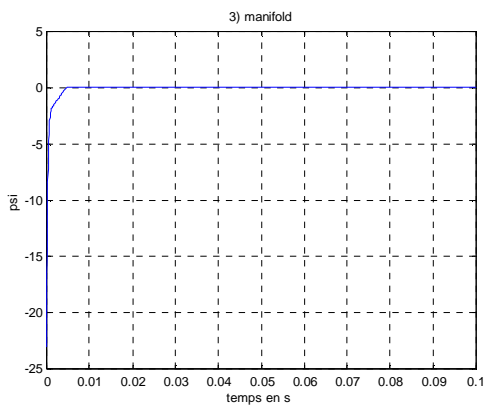
Figure III.13 : Test de robustesse pour +50% de la résistance (commande par mode glissant)



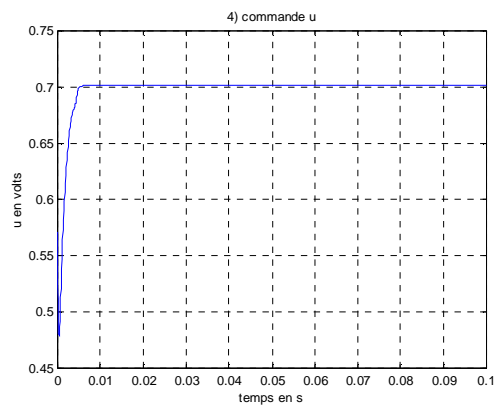
a) courant de sortie



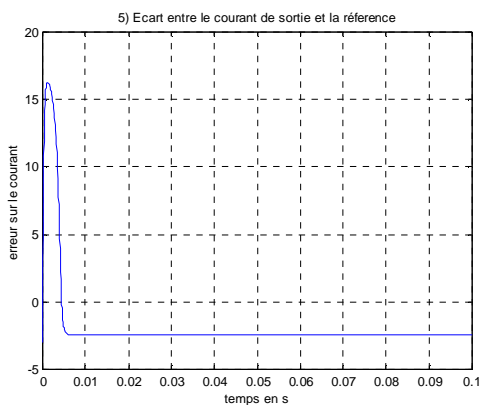
b) tension de sortie



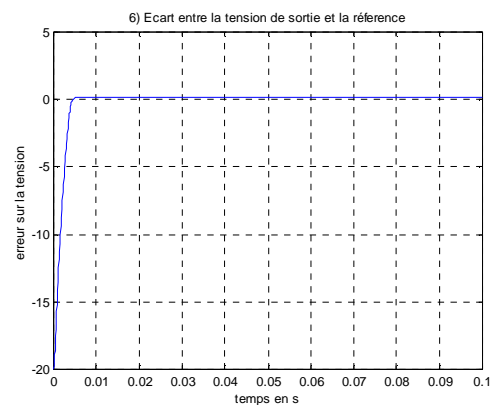
3) surface de glissement



4) commande u

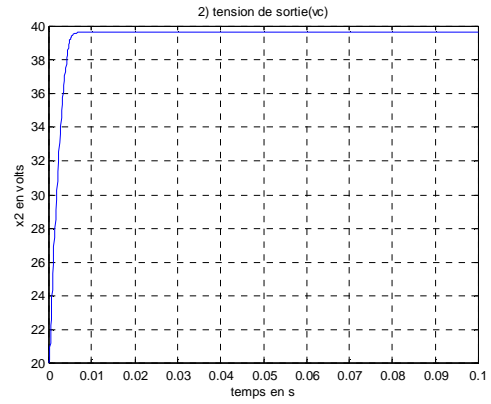
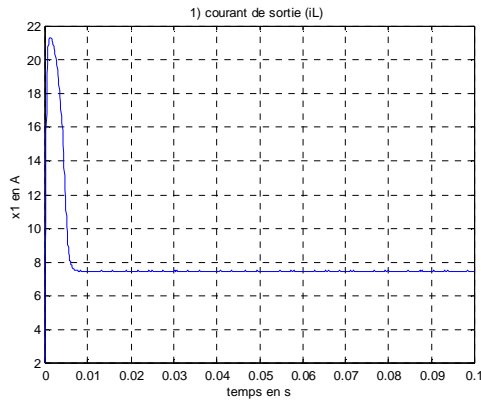


5) Ecart entre le courant de sortie
et la référence



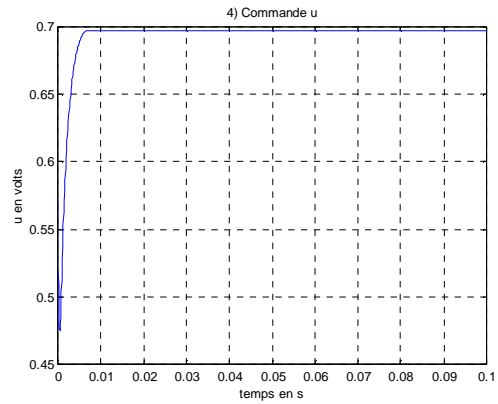
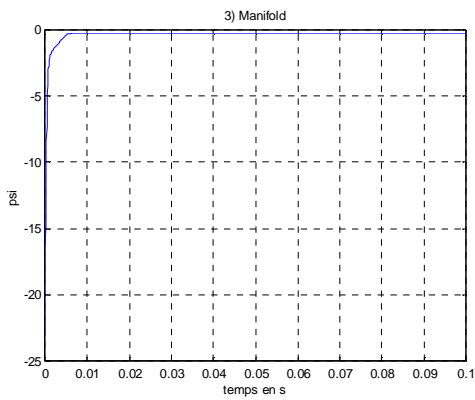
6) Ecart entre la tension de sortie
et la référence

Figure III.14 : Teste de robustesse pour +50% de la résistance (commande synergétique)



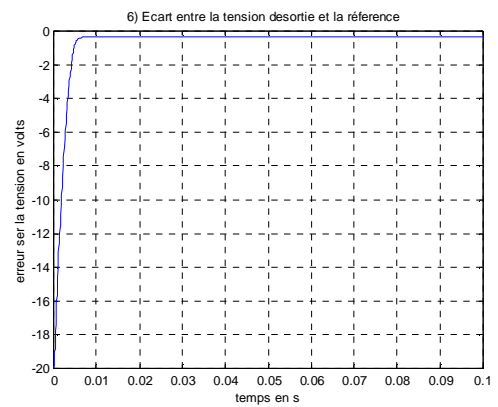
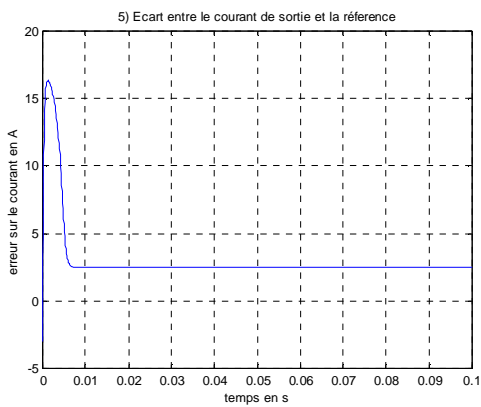
1) courant de sortie

2) tension de sortie



3) surface de glissement

4) commande u



5) Ecart entre le courant de sortie et la référence

6) Ecart entre la tension de sortie et la référence

Figure III.15 : Teste de robustesse pour -50% de la résistance (commande synergétique)

6. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons appliqué les deux techniques de commande étudiées aux chapitres précédents à la commande d'un convertisseur continu-continu élévateur. Les résultats de simulations obtenus ont confirmé les développements théoriques présentés dans les chapitres 2 et 3. Nous pouvons conclure que la commande synergétique est une alternative intéressante de suppression du phénomène d'oscillations. Nous avons aussi constaté que la commande synergétique possède une meilleure robustesse vis à vis des variations paramétriques ; Cette propriété n'est vérifiée que sur cet exemple, mais théoriquement, ce résultat ne peut être affirmé. Si la commande par mode glissant est peut être directement implémentée pour le convertisseur en raison de la structure variable de ce circuit, il n'en est pas de la commande synergétiques qui est de caractère continu. Une adaptation est alors nécessaire.



Conclusion générale

Conclusion générale

Consacré à l'étude de la commande par mode glissant et la commande synergétique, le travail présenté dans ce mémoire a pour objectif la comparaison de ces deux commandes en les appliquant sur un convertisseur électrique continu-continu élévateur.

Dans le premier chapitre, nous avons présenté la technique de commande par mode glissant. Cette technique reste de nos jours parmi les plus utilisées pour la commande des systèmes non linéaires en raison de son caractère robuste et de la facilité de son implémentation.

L'un des objectifs principaux de notre travail est l'étude d'une autre technique de commande des systèmes non linéaires qui est la commande synergétique. Cette étude a fait l'objet du second chapitre. Nous avons relevé les similitudes que partage cette technique de commande avec la commande en mode glissant. Cependant, la commande synergétique est une commande complètement continue qui ne possède de terme discontinu, ce qui permet de supprimer le phénomène de broutement.

Dans le troisième chapitre, nous avons donc appliqué les deux techniques de commande sur un convertisseur dc-dc élévateur. Les résultats de simulation ont montré l'efficacité des deux commandes et nous avons pu constater que la commande synergétique qu'elle n'assure pas la convergence vers le point d'équilibre en temps fini, elle permet de supprimer les oscillations. La commande synergétique, tout comme la commande en mode glissant, possède un caractère robuste par rapport aux variations de paramètre. Ce caractère a été seulement testé en simulation mais reste théoriquement non démontré.

Notre étude sur la commande synergétique n'est que préliminaire. Beaucoup d'améliorations, de variantes, d'extensions et d'applications dans divers domaines sont développées dans la littérature. Une étude plus approfondie de cette technique de commande constitue une perspective prometteuse à notre travail. Une implémentation réelle de cette commande sur une application pratique ainsi que le développement de la version discrète sont d'autres voies qu'il serait intéressant d'explorer.



Bibliographie

Bibliographie

- [1] V.I.Utkin: "Sliding modes and their application invariable systems". Edition Mir, Moscou, 1978.
- [2] H.BUHLER : "Réglage par mode de glissement". Presses polytechniques Romandes, 1986.
- [3] M.HAMERLAIN : "Commande à structure variable et adaptative à model de référence (VSS-MRAC)". Mémoire DEA institut National des sciences appliquées, Toulouse, 1989
- [4] A. SI-AMMOUR : « Commande Par Modes De Glissement Classique Et Généralisé APPLICATION A UN CONVERTISSEUR ELECTRIQUE ».Thèse de magister en Automatique industrielle. UMMTO, institut d'électronique.
- [5]H. H. Khalil: Nonlinear Systems, 2nd ed., Prentice-Hall, Upper Saddle River, NJ, 1996.
- [6] Y.TOUFIK : " Commande à structure variable généralisée appliquée à un bras manipulateur". Thèse de magister, en automatique appliquée, INHC, Boumerdes 1998.
- [7]Vincent Brégeault "Un lien entre commande à temps minimal et commande par modes glissants d'ordre supérieur". Ecole Doctorale STIM, laboratoire : IRCCYN.
- [8] O.MOHAND LARBI : "Commande multi-variables par mode de glissement appliquée aux réseaux électriques multi-machines". Grade de magister de l'école nationale polytechnique.
- [9] J.J. SLOTINE: "Applied nonlinear control". Englewood Cliff, NJ: Prentice Hall.
- [10] MOHAMMED CHAKIB SOSSE ALAOUI: "Commande et observateur par mode glissant d'un système de pompage et d'un bras manipulateur". Thèse de Doctorat en Automatique et analyse des systèmes. Université SIDI MOHAMMED BEN ABDELLAH, Faculté des sciences DHAR EL MEHRAZ, Fès.
- [11] F.NOLLET.T.FLOQUET.W.PERRUQUETTI : "Loi de commande par modes glissants pour le moteur pas à pas". Ecole National de Lille.
- [12] Perruquetti, Wilfrid « sliding mode control in engineering. Wilfrid perruquetti, Jean pierre Barbot.
- p.cm.—(control engineering)

Bibliographie

- [13] A.G.BONDAREV, S. A.BONDAREV, N.E.KOSTELEVA and V.I.UTKIN “Sliding modes in systems with asymptotic state observers, Automation and control, 6: 49-64, 1985”
- [14] VINCENT BREGEAULT “ Quelques contributions à la théorie de la commande par mode glissant“. Thèse de Doctorat en Automatique, Ecole Centrale de Nantes 3 décembre 2010.
- [15] OULD SASS MOHAMED “Commande synergétique d’un moteur asynchrone“. Mémoire de Magister en électronique, Annaba, 2008.
- [16] LARIBI MALIKA “Commandes robustes à structures variables et synergétiques d’un moteur asynchrone“, Mémoire de magister, en électronique, USTHB. Ecole Nationale Polytechnique 10 Avenue, Hassan Badi, El Harrach, Alger, 2008.
- [17] S.H.ZAK and W.A.CROSSLEY “Nonlinear synergetic optimal controller“. Journal of Guidance, control, and Dynamics Vol. 30, No. 4, July. August 2007.
- [18] A. A .Kolesnikov.” Synergétique : processus d’auto organisation et commande”. (En Russe) Taganrog 2004, Russie
- [19] Anatoly Kolesnikov, Guennady E. Veselov, Andrey Popov, Alexander Kolesnikov, Mikhaïl Medvedev, Roger A. Dougal, Igor Kondratiev. ” Synergetic Control for group of DC–DC Buck Converters”. Proceedings of the Power system 2002 conference: Impact of distributed generation, March 13-15, 2002.Ramada Inn, Clemson, SC
- [20] A. Kolesnikov, F. Ponci, A. Monti, and E. Santi, “Synergetic synthesis of dc-dc boost converter controllers: Theory and experimental analysis, ‘in Proc. IEEE APEC’02, Dallas, TX, Mar. 2002.
- [21] Enrico Santi, Antonello Monti, Donghong Li, Karthik Proddatur, and Roger A. Dougal,” Synergetic Control for DC–DC Boost Converter: Implementation Options”. IEEE Transactions on industry applications. Vol. 39, NO. 6, pp1803-1813. Nov/Dec 2003
- [22]:Nusawardhana,S.H.Zak, and W.A.Crossley” Nonlinear Synergetic Optimal Controllers” Journal of GUIDANCE, Control, And Dynamics. Vol.30, No,4, July- August 2007.