

République Algérienne Démocratique 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

Mémoire de Fin d'Études MASTER ACADÉMIQUE

Spécialité: Commande des systèmes

Présenté par :

Farid ABRI

Mémoire dirigé par Mr. Nabil BENYAHYA et co-dirigé par Mr .Mohand Outahar BENSIDHOUM

Thème

Commande par mode glissant d'un hacheur parallèle «Application à l'extraction de la puissance» maximale d'une pile à combustible

Mémoire soutenu publiquement le 29 Septembre 2014 devant le jury composé de :

M^{me} **Yousfi SAFIA** , M.A.A, UMMTO, Présidente

Mlle **Amoura KARIMA**, M.A.A, UMMTO, Examinatrice

Mr **Guermah SAID**, M.C.A, UMMTO, Examineur

Mr **Mohand Outahar BENSIDHOUM**, Rapporteur

Remerciements

Nous rendons nos profondes gratitude à Dieu qui nous a aidé à réaliser ce modeste travail.

Nous exprimons nos profondes gratitude à nos parents pour leurs encouragements, leurs soutiens et pour les sacrifices qu'ils ont enduré.

Nous tenons à exprimer nos vifs remerciements à notre promoteur Mr Benyahia pour avoir dirigé ce travail pour son suivi, ses conseils et sa disponibilité à chaque instant ainsi que Mr DJENNOUNE pour son aide et ses orientations.

Notre gratitude et reconnaissance s'adressent à tous les enseignants qui ont contribué à notre formation pendant notre cursus universitaire.

Nos remerciements vont s'adresser également au président et membres de jury qui nous feront l'honneur d'évaluer notre travail.

Sans oublier tous les amis (es) et camarades qui ont contribué de près ou de loin à la réalisation de ce modeste projet.

Dédicace

Avant tous, je remercie Dieu le tout puissant de m'avoir donné le courage et la patience pour réaliser ce travail malgré toutes les difficultés rencontrées.

Je dédie ce modeste travail :

A mes très chers parents, que dieu les garde et les protège pour leurs soutien moral et financier, pour leurs encouragements et les sacrifices qu'ils ont endurés.

A mes frères.

A toute ma famille.

A mes amis (Djamal, Karim, Hakim) et mes collègues de la promotion .

Farid

Notations

Introduction générale.....1

Chapitre I : Théorie de la commande par mode de glissement

I.1.Introduction..... 3

I.2.Principe de la commande par mode de glissement3

I.3.Système à structure variable4

I.4.Conception de la commande par mode glissant.....5

I.5.Choix de la surface de glissement.....5

I.6.Conditions de convergence et d existence.....6

I.7.La fonction discrète de commutation.....6

I.8.La fonction de lyapunov.....6

I.9.Calcul de la commande.....7

I.10.Propriétés de la robustesse.....9

I.11.Phénomène de réticence.....10

I.12. Exemple d’application de la commande par mode de glissement12

 I.12.1. Choix de la surface de commutation13

 I.12.2. Synthèse de la loi de commande14

 I.12.3. Commande équivalente.....14

 I.12.4. Commande discontinue.....15

 I.12.5. Conditions de convergence et d’existence.....16

 I.12.6. Résultats de simulation numérique16

I.13.Conclusion.....23

Chapitre II : Modélisation du hacheur et de la pile à combustible

II.1. Introduction.....24

II.2.Convertisseur de puissance DC/DC24

 II.2.1. Fluence d’énergie25

II.3.Principe du hacheur parallèle (boost)25

II.4. Modélisation du hacheur parallèle26

 II.4.1.Structure26

 II.4.2. Principe de fonctionnement.....26

 II.4.3. Structure26

 II.4.4. Structure27

II.5. Modélisation du la pile à combustible.....28

II.6. Introduction28

II.7. Les différents types de piles à combustible31

II.8.Piles à membrane électrolyte polymérique (PEMFC).....32

II.9. Principe de fonctionnement33

II.10.Conclusion.....34

Chapitre III : Synthèse des lois de commande pour un hacheur élévateur

III.1. Introduction	36
III.2. Modèle du convertisseur boost	36
III.3. Linéarisation du convertisseur	37
III.3.1. Boucle de courant	37
III.3.2. Boucle de tension	38
III.4. Commande du convertisseur	39
III.4.1. Commande PI du hacheur	39
III.4.2. Modèle linéaire du hacheur.....	40
III.4.3. Synthèse des paramètres du correcteur	40
III.5. Etude de la commande par mode glissant	41
III .5.1. Choix de la surface de glissement	41
III.5.2. Condition d'attractivité	43
III.5.3. Condition d'existence du régime glissant.....	44
III.5.4. Synthèse de la loi de commande.....	44
III.6.Conclusion	45

Chapitre IV : Application à l'extraction de la puissance maximale d'une pile à combustible

IV.1.Introduction	46
IV.2.résultats de simulation.....	46
IV.3.Conclusion	47
Conclusion générale	48

Abréviations & Symboles

<i>SMC</i>	<i>Sliding Mode Control</i> (commande en mode glissant)
$g(x)$	Le vecteur de commande
$h(x)$	Le vecteur de sortie
$p(x)$	Le vecteur de perturbation
(x)	L'écart
r	Degré relatif
$S(x,t)$	Surface de glissement
$U(x,t)$	Loi de commande
U_{eq}	Grandeur de commande équivalente
U_n	Commande non linéaire
U	Commande globale
$V(x)$	Fonction de Lyapunov
$\dot{V}(x)$	Dérivée de la fonction de Lyapunov
$sgn(.)$	La fonction sgn
$sat(.)$	La fonction saturation
<i>DC-DC</i>	Convertisseur continu/continu
$U (V)$	Tension
I	Courant
P	Puissance
L	Inductance
R	Résistance de la charge
C	Capacité
E	Tension d'entrée
V_0	Tension aux bornes de la charge
i_L	Courant dans l'inductance
u	Représente l'état de l'interrupteur
<i>PI</i>	Régulateur proportionnel intégrateur
<i>Isat</i>	Courant de saturation (A)

INTRODUCTION GENERALE

Les sources d'énergie fossiles, obtenues de notre environnement, tendent à diminuer avec une rapidité relative due à leurs utilisations irrationnelles par l'humanité. La diminution des sources de pétrole, du gaz naturel et des sources naturelles de charbon mène à faire des efforts pour trouver de nouvelles sources d'énergie pour permettre une réduction de l'utilisation de ces sources naturelles de combustible. C'est le souci majeur des tous les pays industrialisés du monde .

Les avantages et les inconvénients d'une pile à combustible

1-Avantages :

Les avantages, sont variés, les plus communs pour les différents types sont suivants :

- **Efficacité** : les piles à combustible sont généralement plus efficaces que les moteurs à combustion à piston ou turbine fondée. Un autre indice pour cela est que les petits systèmes peuvent être tout aussi efficaces que les grands. Ceci est très important dans le cas des petits systèmes locaux de production d'énergie nécessaire à la production combinée de chaleur et systèmes d'alimentation.
- **Simplicité** : Les éléments d'une pile à combustible sont très simples, avec peu ou pas de pièces mobiles. Cela peut conduire à une grande fiabilité et à long terme des systèmes durables.
- **Silence** : Les piles à combustible sont très calmes, même ceux qui ont d'importantes transformations au carburant supplémentaire équipement. Ceci est très important tant dans les applications portables que dans les productions combinées locales d'énergie et de chaleur.

2. Inconvénients :

Les inconvénients associés aux piles à combustible sont liés à leur manque de développement :

- Coût trop élevé de production et de maintenance ;
- Durée de vie trop faible ;
- Gestion thermique délicate ;
- Disponibilité insuffisante de l'hydrogène.

En automatique les stratégies de commande classique en utilisant les régulateurs PI classiques ou les lois de commande qui utilisent les régulateurs à action proportionnelle, intégrale donnent des bons résultats dans le cas des systèmes linéaires à paramètres constants.

Ces lois de commande classiques peuvent être insuffisantes car elles sont non robustes surtout lorsque les exigences sur la précision et autres caractéristiques dynamiques du système sont strictes. On doit faire appel à des lois de commande insensibles aux perturbations, aux variations de paramètres et aux non linéarités, c'est pour cela que nous allons appliquer la commande par mode glissant.

Cette technique de commande a reçu un intérêt sans cesse croissant en raison de sa simplicité d'élaboration et de ses applications dans divers domaines de l'automatique ou de l'électronique de puissance, un des avantages de la commande par modes glissants est notamment la robustesse par rapport aux perturbations intervenant de façon colinéaire avec l'entrée.

Le contenu de notre mémoire est organisé en quatre chapitres principaux

Le 1^{er} chapitre comprend des rappels et des définitions de base sur la théorie de la commande par mode glissant en illustrant avec un exemple de mise en œuvre de la commande par mode glissant à un système de second ordre avec des tests de robustesse vis-à-vis des variations paramétriques et des perturbations extérieures.

Le 2^{eme} chapitre sera consacré à la modélisation du hacheur et de la pile à combustible ainsi que leur principe de fonctionnement .

Dans le 3^{eme} chapitre, nous nous intéressons, à l'étude et à l'application de deux lois de commande (PI et mode glissant) provenant de deux approches différentes du contrôle : la première est linéaire et la seconde non linéaire, à la commande d'un convertisseur continu-continu élévateur .

Le 4^{eme} chapitre, et consacré à l'application de l'extraction de la puissance maximale a partir d'une pile à combustible.

Finalement, nous terminerons ce mémoire par une conclusion générale qui résume notre Étude dans sa partie théorique et simulation des résultats.

I.1. Introduction

Le réglage par mode de glissement est un mode de fonctionnement particulier des systèmes à structure variable. Ses principaux avantages sont la garantie de la stabilité et de la robustesse pour de larges variations des paramètres du système. La théorie des systèmes à structure variable et les modes glissants associés (en anglais *sliding mode*), est une technique de commande non linéaire. Elle est caractérisée par la discontinuité de la commande au passage par une surface de commutation appelée surface de glissement.[1]

La technique des modes glissants consiste à diriger la trajectoire d'état d'un système vers la surface de glissement et de la faire commuter à l'aide d'une commutation appropriée autour de celle-ci jusqu'au point d'équilibre, d'où le phénomène de glissement.

La discussion qui a lieu au premier congrès de l'IFAC en 1960 entre NEIMRAK et FILLIPOV a été concluante, dans la mesure où un nouveau problème sur la théorie des modes glissants a été posé. Ce n'est que durant cette discussion que l'ambiguïté de la détermination du comportement dynamique du système commandé sur la surface de commutation a été levé.

I.2. Principe de la commande par mode de glissement [2]

La commande par mode glissant est une commande robuste qui se base sur le concept de changement de structure du contrôleur avec l'état du système afin d'obtenir la réponse désirée. Le contrôle généré par la commande par mode glissant est du type tout ou rien.

Dans ce type de commande, l'état du système définit l'état de commutation de l'organe de contrôle. L'idée est de diviser l'espace d'état par une frontière de décision appelée surface de glissement, qui délimite deux sous espaces correspondant à deux états possibles de l'organe de commande (figure I.1). La stabilisation sur la surface de glissement est obtenue à l'aide d'une commutation à chaque franchissement de la frontière de décision.

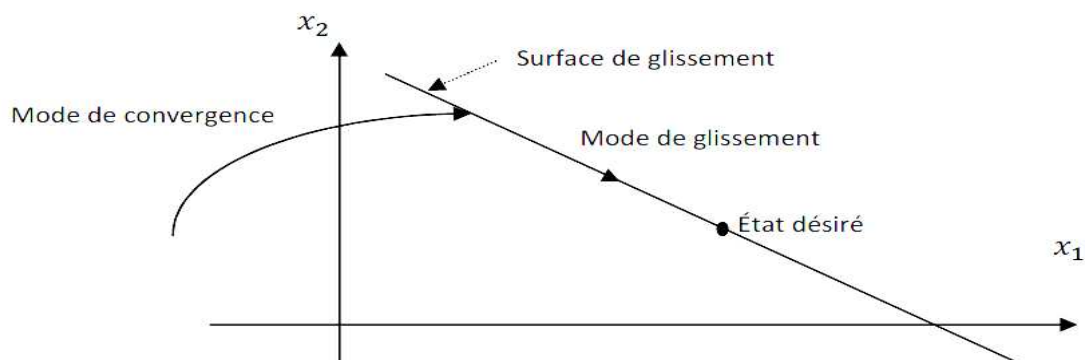


Figure I.1: Différents modes de convergence pour la trajectoire d'état

I.3. Système à structure variable

Un système à structure variable est un système dont la structure change pendant son fonctionnement. Il est caractérisé par le choix d'une fonction et d'une logique de commutation. Ce choix permet au système de commuter d'une structure à une autre à tout instant[3]. De plus, un tel système peut avoir de nouvelles propriétés qui n'existent pas dans chaque structure.

Dans la commande des systèmes à structure variable par mode de glissement, la trajectoire d'état est conduite vers une surface. Puis à l'aide de la loi de commutation, elle est forcée à rester au voisinage de cette surface. Cette dernière est appelée surface de glissement et le mouvement le long de laquelle se produit est appelé mouvement de glissement [3].

La trajectoire dans le plan de phase est constituée de trois parties distinctes : [4]

- Le mode de convergence -MC- : C'est le mode durant lequel la variable à régler se déplace à partir de n'importe quel point initial dans le plan de phase, et tend vers la surface de commutation $s(x, y) = 0$. Ce mode est caractérisé par la loi de commande et le critère de convergence.
- Le mode de glissement -MG- : C'est le mode durant lequel la variable d'état a atteint la surface de glissement et tend vers l'origine du plan de phase. La dynamique de ce mode est caractérisée par le choix de la surface de glissement $s(x, y) = 0$.
- Le mode du régime permanent -MRP- : Ce mode est ajouté pour l'étude de la réponse du système autour de son point d'équilibre (origine du plan de phase). Il est caractérisé par la qualité et les performances de la commande.

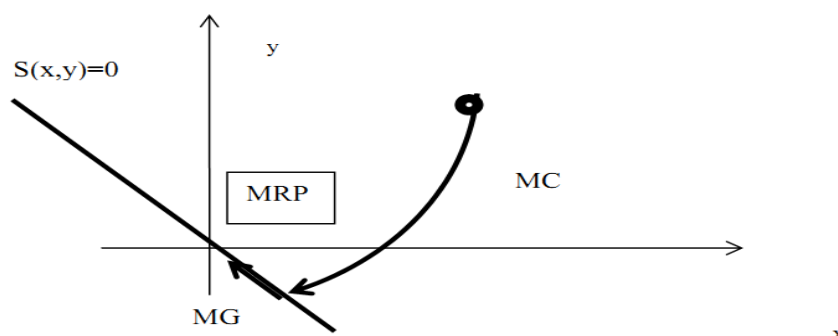


Figure I.2 : Différents modes pour la trajectoire dans le plan de phase

I.4. Conception de la commande par mode glissant

Les avantages de la commande par mode glissant sont importantes et multiples : la haute précision, la simplicité, l'invariance, la robustesse, etc. Ceci lui permet d'être particulièrement adapté pour les systèmes ayant un modèle imprécis[4]. Dans ce cas, la structure d'un contrôleur comporte deux parties : une partie continue représentant la dynamique du système durant le mode glissant et une autre discontinue représentant la dynamique du système durant le mode de convergence. Cette dernière est importante dans la commande non linéaire car elle a pour rôle d'éliminer les effets d'imprécision et des perturbations sur le modèle.[3]

La conception de la commande peut être effectuée en trois étapes principales et très dépendantes l'une de l'autre

- Choix de la surface ;
- L'établissement des conditions d'existence ;
- Détermination de la loi de commande.

I.5. Choix de la surface de glissement

Le système à régler peut être défini par l'équation (I.1) :

$$\dot{x} = A(x, t)x + B(x, t)u \quad (\text{I.1})$$

La surface de glissement est une fonction scalaire telle que la variable à régler glisse sur cette surface et tend vers l'origine du plan de phase.

La forme non linéaire est une fonction de l'erreur sur la variable à régler x . Elle est donnée par [11]:

$$S(x) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda \right)^{r-1} e(x) \quad (\text{I.2})$$

Avec :

$e(x)$: est l'écart entre la variable à régler et sa référence

λ : est une constante positive.

r : est un degré relatif. Il présente le nombre de fois qu'il faut dériver la surface pour faire apparaître la commande [6],[7].

L'objectif de la commande est de maintenir la surface à zéro. Cette dernière est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est $e(x) = 0$ pour un choix convenable du paramètre. Ceci revient à un problème de poursuite de trajectoire qui est équivalent à une linéarisation exacte de l'écart tout en respectant la condition de convergence.

I.6. Conditions de convergence et d'existence

Les conditions d'existence et de convergence sont les critères qui permettent aux différentes dynamiques du système de converger vers la surface de glissement et d'y rester indépendamment de la perturbation. Il existe deux considérations pour assurer le mode de convergence.

I.7. La fonction discrète de commutation

C'est la première condition de convergence. Elle est proposée et étudiée par [1]. Il s'agit de donner à la surface une dynamique convergente vers zéro. Elle est donnée par :

$$\dot{S}(x) > 0 \text{ si } S(x) < 0 \tag{I.3}$$

$$\dot{S}(x) < 0 \text{ si } S(x) > 0$$

Cette condition peut être formulée comme suit :

$$\dot{S}(x) S(x) < 0 \tag{I.4}$$

I.8. La fonction de Lyapunov :

La fonction de LYAPUNOV est une fonction scalaire positive ($V(x) > 0$) pour les variables d'état du système. La loi de commande doit faire décroître cette fonction ($\dot{V}(x) < 0$).

L'idée est de choisir une fonction scalaire $S(x)$ pour garantir l'attraction de la variable à contrôler vers sa valeur de référence et de concevoir une commande u telle que le carré de la surface correspond à une fonction de LYAPUNOV.

Nous définissons la fonction de LYAPUNOV comme suit :

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \tag{I.5}$$

La dérivée de cette fonction est :

$$\dot{V}(x) = S(x) \cdot \dot{S}(x) \quad (\text{I.6})$$

Pour que la fonction $V(x)$ puisse décroître, il suffit d'assurer que sa dérivée soit négative. Ceci n'est vérifiée que si la condition (I.4) est vérifiée.

L'équation (I.5) explique que le carré de la distance entre un point donné du plan de phase et la surface de glissement exprimée par $S^2(x)$ diminue tout le temps, contraignant la trajectoire du système à se diriger vers la surface à partir des deux côtés de cette dernière. Cette condition suppose un régime glissant idéal ou la fréquence de commutation infinie [9].

I.9. Calcul de la commande

Lorsque le régime glissant est atteint, la dynamique du système est indépendante de la loi de commande qui n'a pour but que de maintenir les conditions de glissement (l'attractivité de la surface). C'est pour cette raison que la surface est déterminée indépendamment de la commande. Maintenant, il reste à déterminer la commande nécessaire pour attirer la trajectoire d'état vers la surface et ensuite vers son point d'équilibre en maintenant les conditions d'existence du mode de glissement.

L'obtention d'un régime de glissement suppose une commande discontinue. La surface de glissement devrait être attractive des deux côtés. De ce fait, si cette commande discontinue est indispensable, il n'empêche nullement qu'une partie continue lui soit ajoutée. La partie continue en effet sert à réduire autant que nous voulons l'amplitude de la partie discontinue. En présence d'une perturbation, la partie discontinue a essentiellement 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 concernant la linéarisation exacte (u_{eq}) et l'autre stabilisante (u_n).

$$u = u_{eq} + u_n \quad (\text{I.7})$$

- u_{eq} : Correspond donc à la commande proposée par FILIPOV. Elle sert à maintenir la variable à contrôler sur la surface de glissement $S(x)=0$. La commande équivalente est déduite en considérant que la surface est nulle $\dot{S}(x)=0$.

Elle peut être interprétée comme étant un retour d'état particulier jouant le rôle d'un signal de commande appliqué sur le système à commander. Elle peut être aussi interprétée autrement comme étant une valeur moyenne que prend la commande lors de la commutation rapide entre les valeurs u_{max} et u_{min} [10].

u_n est déterminée pour vérifier la condition de convergence.

Pour mettre en évidence le développement précédent, nous considérons un système défini dans l'espace d'état par l'équation (I.1). Il s'agit de trouver l'expression analogique de la commande u .

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} \cdot \frac{\partial x}{\partial t} \quad (\text{I.8})$$

En remplaçant (I.1) et (I.7) dans (I.8), nous trouvons :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} (A(x, t) + B(x, t)u_{eq}) + \frac{\partial S}{\partial x} B(x, t)u_n \quad (\text{I.9})$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, la surface est nulle, et par conséquent, sa dérivée et la partie discontinue sont aussi nulles, d'où nous déduisons l'expression de la commande équivalente :

$$u_{eq} = - \left(\frac{\partial S}{\partial x} B(x, t) \right)^{-1} \cdot \frac{\partial S}{\partial x} (A(x, t)) \quad (\text{I.10})$$

Pour que la commande équivalente puisse prendre une valeur finie, il faut que $\frac{\partial S}{\partial x} B(x, t) \neq 0$. Durant le mode de convergence, et en remplaçant la commande équivalente par son expression dans (I.9), nous trouvons la nouvelle expression de la dérivée de la surface :

$$\dot{S}(x, t) = \frac{\partial S}{\partial x} B(x, t)u_n \quad (\text{I.11})$$

Et la condition d'attractivité exprimée par (I.4) devient :

$$S(x, t) = \frac{\partial S}{\partial x} B(x, t)u_{eq} \quad (\text{I.12})$$

Afin de satisfaire cette condition, le signe de u_n doit être opposé à celui de

$$S(x, t) = \frac{\partial S}{\partial x} B(x, t).$$

La forme la plus simple que peut prendre la commande discrète est celle d'un relais de la figure (I.2).

$$u_n = K \text{sgn}(S(x, t)) \quad (\text{I.13})$$

le signe de K doit être différent de celui de $\frac{\partial S}{\partial x} B(x, t)$.

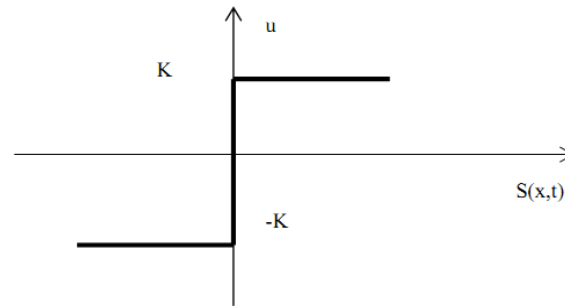


Figure I.3 : Représentation de la commande discontinue

I.10. Propriétés de la robustesse

L'une des caractéristiques importantes de la commande par modes glissants est sa robustesse vis-à-vis des perturbations et des incertitudes paramétriques. Afin de mieux expliquer cette caractéristique, considérons le système perturbé suivant :

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u + p(x) \quad (\text{I.14})$$

Avec :

$p(x)$: représente l'effet des incertitudes paramétriques et des perturbations extérieures sur le modèle.

Sur la surface de glissement la robustesse du régime glissant vis-à-vis des perturbations est donnée par le théorème suivant :

Théorème I.1 : [Dzenovic]

Le régime glissant sur l'ensemble du système perturbé (I.14) est invariant vis-à-vis des perturbations $p(x)$ si et seulement si cette perturbation vérifie la condition suivante :

Le vecteur de perturbation $p(x)$ est engendré par $g(x)$

Donc :

$$p(x) \in \text{span}\{g(x)\}$$

(I.15)

La condition (I.15) est appelée condition de recouvrement ou «**matching condition**»

La commande équivalente calculée pour le système perturbé (I.14) est donnée par :

$$u_{eq} = -\left(\frac{\partial s}{\partial x} g(x)\right)^{-1} \left(\frac{\partial s}{\partial x} p(x) + \frac{\partial s}{\partial x} f(x)\right) \quad (\text{I.16})$$

En substituant u_{eq} dans le système perturbé (I.16) est donnée par :

$$\dot{x} = f(x) - g(x) \left[\left(\frac{\partial s}{\partial x} g(x)\right)^{-1} \left(\frac{\partial s}{\partial x} p(x) + \frac{\partial s}{\partial x} f(x)\right) \right] + p(x) \quad (\text{I.17})$$

Avec :

$$P(x) = g(x) \alpha(x) \quad (\text{I.18})$$

$$\alpha(x) > 0$$

$$\dot{x} = f(x) - g(x) \left[\left(\frac{\partial s}{\partial x} g(x)\right)^{-1} \left(\frac{\partial s}{\partial x} g(x) \alpha(x) + \frac{\partial s}{\partial x} f(x)\right) + \alpha(x) \right] \quad (\text{I.19})$$

On voit bien que la dynamique des trajectoires d'état du système est indépendante de l'expression des perturbations donc invariante vis-à-vis des incertitudes $p(x)$, d'où la robustesse de la commande par mode de glissement est bien vérifiée.

I.11. Phénomène de réticence

En pratique, la commande discontinue peut exciter les dynamiques hautes fréquences non modélisées, qui entraînent l'apparition de ce qu'on appelle « **réticence** » ou **broutement** connu en anglais sous le nom « **chattering** » et se caractérise par de fortes oscillations autour de la surface. Ce phénomène de réticence apparaît car la commutation de la commande ne se fait pas à une fréquence infinie à cause des imperfections physiques (les retards, limitation physique des actionneurs, etc.)

Pendant les premières années de son apparition, la commande par mode glissant a été entravée par ce phénomène qui peut provoquer une détérioration anticipée de l'organe de commande, augmenter la consommation de l'énergie, voire engendrer l'instabilité du système en excitant des dynamiques hautes fréquences non considérées dans la modélisation.

On peut illustrer ce phénomène de réticence par la figure (I.4) suivante :

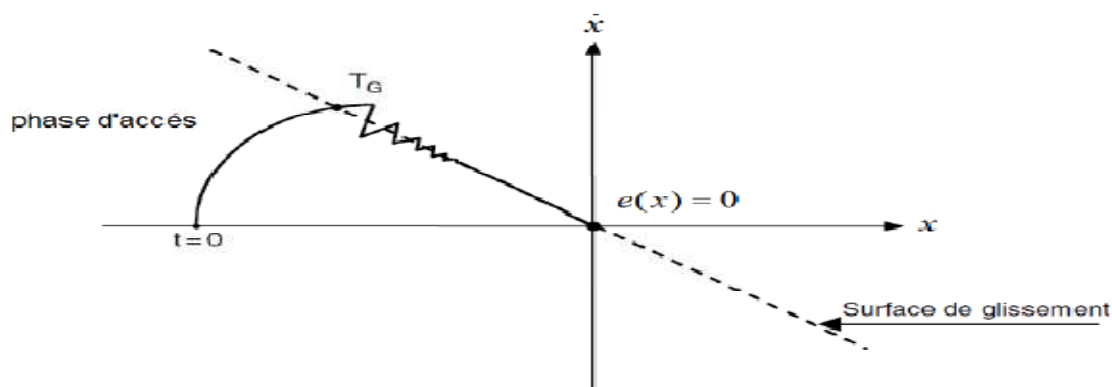


Figure I.4 : phénomène de réticence

Actuellement, de nombreuses solutions ont été développées [slot84], [bond85],[dra90] afin d'éliminer ou au moins réduire ce phénomène :

- Remplacer la fonction signe ($s(x)$) par des fonctions sigmoïdes qui sont lisses (douce, **smooth** en anglais), telle que : les fonctions $\frac{2}{\pi} \arctg\left(\frac{s}{w}\right)$, $\tanh\left(\frac{s}{w}\right)$, $\frac{s}{|s|+w}$, etc
- Remplacer la fonction $\text{sgn}(s(x))$ par la fonction de saturation représentée par la **figure I.5**

$$\text{sat}\left(\frac{s}{\mu}\right) = \begin{cases} \frac{s}{\mu} & \text{si } |s| \leq \mu \\ \text{sgn}(s) & \text{si } |s| > \mu \end{cases} \quad (\text{I.20})$$

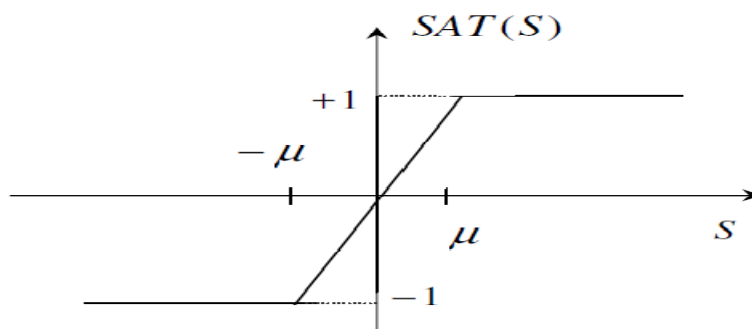


Figure I.5 : fonction de saturation

Avec μ représente l'épaisseur du voisinage de la surface dans lequel les composantes hautes fréquences sont filtrées. Comme le seuil est grand, il ya moins de commutation, mais plus la précision diminue. Ainsi le développement d'une méthode par mode glissant nécessite un compromis entre la robustesse et les performances.

- Utiliser des commandes à gain décroissant définies par $u = -k|s|^\alpha \text{signe}(s)$ où la commande diminue en amplitude à mesure que l'on s'approche de la surface de glissement. Aussi, pour cette méthode la précision, la robustesse et le temps de réponse sont dégradés.
- Les modes glissants d'ordre supérieur (higher order sliding en anglais)

Cette méthode récente a été introduite dans les années 80 par [21]. Elle consiste à introduire de nouvelles dynamiques dans la commande ainsi que le problème de discontinuité dû à l'élément de commutation est déplacé sur les dérivées d'ordre supérieur de la commande.

Dans ce cas, on contraint le système à évoluer sur la surface $s(x)=0$ et maintenir ses $(p-1)$ première dérivée successive à zéro $s=\dot{s}=\ddot{s}=\dots\dots\dots s^{(p-1)}$ où p désigne l'ordre du mode glissant et il fixe le degré de douceur du système. Il est choisi supérieur ou égale au degré relatif du système.

Cette technique, très efficace, présente les avantages suivants :

- Préservation des caractéristiques de robustesse et de précision vues dans la loi de commande glissante d'ordre 1
- Elimination de la réticence
- Amélioration des performances de la commande

I.12. Exemple d'application de la commande par mode de glissement

A ce stade de notre étude, il nous a semblé utile d'effectuer un essai de simulation de la commande à structure variable en vue de confirmer les résultats théoriques prévus par la théorie.

On considère le système linéaire décrit par le modèle d'état suivant :

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -a_0 & -a_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ b \end{bmatrix} u \quad (\text{I.21})$$

$$y = s(x) = [k_1 \ k_2] \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}$$

Avec :

x_1, x_2 : sont les variables d'état

u : est la commande

y : est la sortie du système

L'objectif à travers cet exemple est d'illustrer les caractéristiques de la commande par mode glissant vu précédemment et de synthétiser une loi de commande robuste pour ce système, en procédant par calcul ensuite faire des simulations sous le logiciel **Matlab** et tirer des conclusions.

I.12.1. Choix de la surface de commutation :

On définit la loi de commutation par :

$$S(x) = k_1 x_1 + k_2 x_2 \quad (\text{I.22})$$

Avec : k_1 et k_2 sont des coefficients positifs

Sans perte de généralité, on prend $k_2 = 1$

$$S(x) = k_1 x_1 + x_2$$

En régime glissant : $s(x) = \dot{s}(x) = 0$

On dérive $s(x)$ on obtient :

$$\dot{s}(x) = k_1 \dot{x}_1 + \dot{x}_2 = 0$$

On remplace \dot{x}_1 dans l'expression de $\dot{s}(x)$ on trouve :

$$k_1 x_2 + \dot{x}_2 = 0 \Rightarrow x_2 = x_2(0) \exp(-k_1 t) \quad (\text{I.23})$$

Pour que la trajectoire d'état x_2 atteigne zéro il faut que $k_1 > 0$

Pour une condition initiale $x_2(0) = 1$

On trace la courbe de la variable d'état pour différentes valeurs de k_1

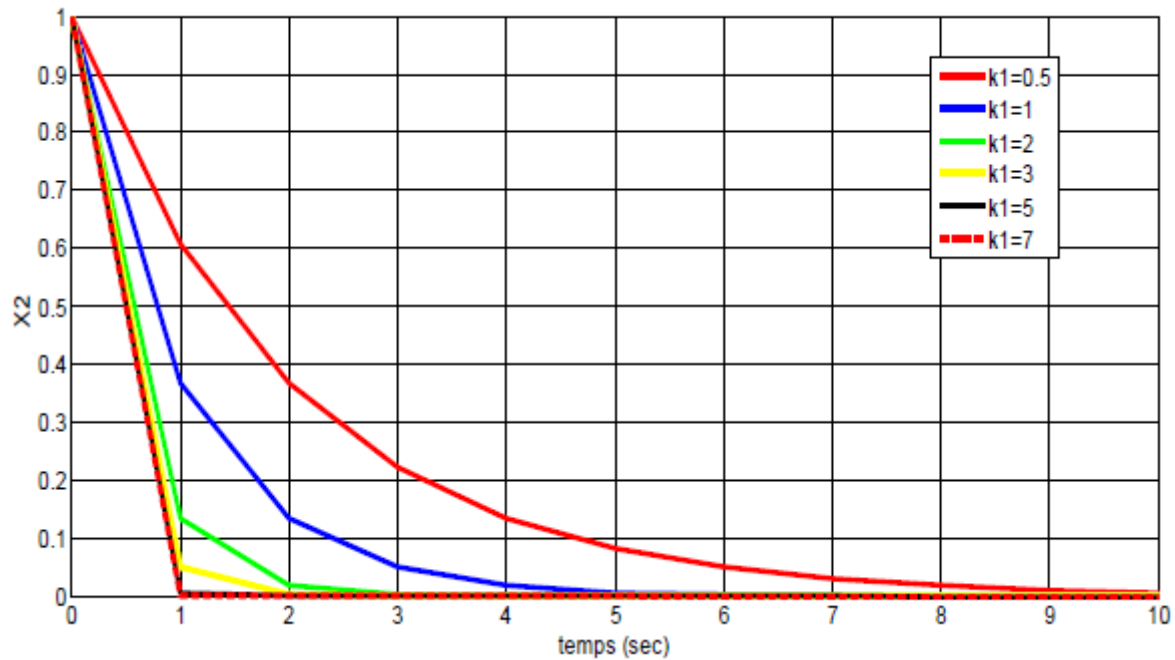


figure I.6 : Courbe représentative de la fonction $x_2 = \exp(-k_1 t)$

A partir de cette courbe, on fait le choix de $k_1 = 2$

Donc : $s(x) = 2x_1 + x_2$

I.12.2. Synthèse de la loi de commande

I.12.3. Commande équivalente

On dérive l'équation (I.22)

$$\dot{s}(x) = k_1 \dot{x}_1 + k_2 \dot{x}_2$$

On remplace \dot{x}_1 et \dot{x}_2 on trouve :

$$\dot{s}(x) = k_1 x_2 + k_2 (a_0 x_1 + a_1 x_2) + k_2 b u \quad (\text{I.24})$$

En mettant $\dot{s}(x) = 0$ on trouve :

$$u_{eq} = \frac{1}{k_2 b} (-k_1 x_2 + a_0 k_2 x_1 + a_1 k_2 x_2) \quad (\text{I.25})$$

La forme de la commande est donnée par :

$$u = u_{eq} + u_n$$

$$u = u_n + \frac{1}{k_2 b} (-k_1 x_2 + a_0 k_2 x_1 + a_1 k_2 x_2) \quad (\text{I.26})$$

On remplace l'expression de u dans (I.44)

On trouve : $\dot{s}(x) = u_n = -k_s \text{sgn}(s(x))$

On remplace u par u_{eq} dans le modèle d'état (I.27)

On obtient le modèle d'état du système en régime glissant :

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & \frac{-k_1}{k_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \quad (I.28)$$

On voit bien que ce modèle est libre et indépendant de la loi de commande qui n'a pour but que de maintenir ce régime. Sa matrice d'état est singulière ayant deux valeurs propres ($\lambda_1 = 0, \lambda_2 = \frac{-k_1}{k_2}$)

Ce modèle (I.47) permet d'étudier l'évolution des variables d'état du système sur la surface de commutation. La présence d'un pôle à zéro ($\lambda_1 = 0$) s'explique par le fait que la trajectoire d'état est amenée à évoluer sur la surface de commutation. La seconde valeur propre ($\lambda_2 = \frac{-k_1}{k_2}$) exprime le temps de glissement qui permet de fixer la dynamique avec laquelle la trajectoire d'état va atteindre le point d'équilibre.

La dynamique du système en mode de glissement ne dépend que des paramètres de la loi de commutation, ainsi la robustesse vis-à-vis des variations paramétriques est vérifiée.

I.12.4. Commande discontinue

Supposant le modèle perturbé de la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -a_0 & -a_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ b_1 \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} 0 \\ \varepsilon \end{bmatrix} f$$

$$y = sx = [k_1 \ k_2] \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}$$

ε représente l'amplitude de la perturbation f

L'expression de u_{eq} devient :

$$u_{eq} = \frac{1}{k_2 b_1} (-k_1 x_2 - a_0 k_2 x_1 - a_1 k_2 x_2 - \varepsilon)$$

Pour que le système rejette la perturbation, il faut satisfaire la condition suivante :

$$K > \max \left| \frac{\varepsilon}{k_2 b} \right| \quad (\text{I.29})$$

I.12.5. Conditions de convergence et d'existence

Pour qu'un mode de glissement existe, il est nécessaire qu'une fois que la trajectoire d'état a atteint la surface de commutation, la commande le maintient, il faut alors vérifier que la condition de convergence $s(x)\dot{s}(x) < 0$ est satisfaite. On a trouvé précédemment :

$$\dot{s}(x) = u_n$$

$$u_n = -k \operatorname{sgn} s(x)$$

$$\text{D'où : } s(x)\dot{s}(x) = s(x)(-k \operatorname{sgn} s(x)) \quad (\text{I.30})$$

Alors : quelque soit le signe de $s(x)$ la condition de convergence est bien vérifiée.

I.12.6. Résultats de simulation numérique

Les valeurs numériques des paramètres du système ($a_0, a_1,$ et b_1) sont données respectivement : $(-0.5, -0.25, 0.5)$

La commande équivalente est donnée par :

$$u_{eq} = \frac{1}{0.5} (-2x_2 + 0.5x_1 + 0.25x_2)$$

Nous analyserons le comportement dynamique du système en nous basant sur les résultats de simulation données sur les figures **I.7.a, I.7.b, I.7.c,** et **I.7.d.**

D'après les courbes de la **figure I.7.a** : on constate que le système se déplace de l'état initial vers la surface de glissement, et glisse sur elle jusqu'à atteindre le point d'équilibre, donc on peut déduire que le régime transitoire du système égale à la somme du mode de convergence et du mode de glissement et le régime permanent correspond à l'atteinte du point d'équilibre situé sur cette surface. Ce régime glissant est atteint après un certain temps dit temps de glissement égale à 2 sec, selon les courbes des états et de commande. De la courbe de u_{eq} on vérifie la condition de convergence : $u^- \leq u_{eq} \leq u^+$

La présence du phénomène de réticence en haute fréquence entrave la loi de commande. Il est dû au terme de discontinuité.

D'après les courbes de la **figure I.7.b** : en augmentant le gain de la commande discontinue, le système converge toujours vers son point d'équilibre mais avec un temps de glissement plus petit : 1,5 sec, le système devient plus rapide. La bande d'apparition du

phénomène du broutement augmente d'où l'inconvénient d'augmentation du gain de la fonction signe.

Dans la figure **I.7.c**, on vérifie la robustesse du système vis-à-vis des perturbations gaussiennes.

Pour ceci, nous simulons le système avec l'ajout de bruit gaussien sur les variables d'états. Les courbes de celles-ci montrent bien que le système atteint le point d'équilibre au régime glissant avec le même temps de glissement 2 sec, le système est stable et rapide. La condition de convergence est toujours vérifiée, d'où la perturbation n'a pas affecté la commande. On déduit que la condition de recouvrement est vérifiée et le système est insensible à cette perturbation gaussienne.

Dans la figure **I.7.d** : l'ajout d'une variation paramétrique de 30 % sur les paramètres a_0 et a_1 du modèle permet d'illustrer la robustesse de cette technique, car on garde toujours les mêmes performances que précédemment. On conclut que le système est insensible aux variations paramétriques.

Dans la figure **I.7.e** : on essaye d'atténuer le phénomène de réticence en remplaçant la fonction signe par la fonction de saturation.

Les courbes de la commande totale et de saturation montrent bien que ce phénomène est bien réduit. Le système converge toujours vers son point d'équilibre mais avec un temps de glissement supérieur (3 sec). Donc le système est stable mais lent.

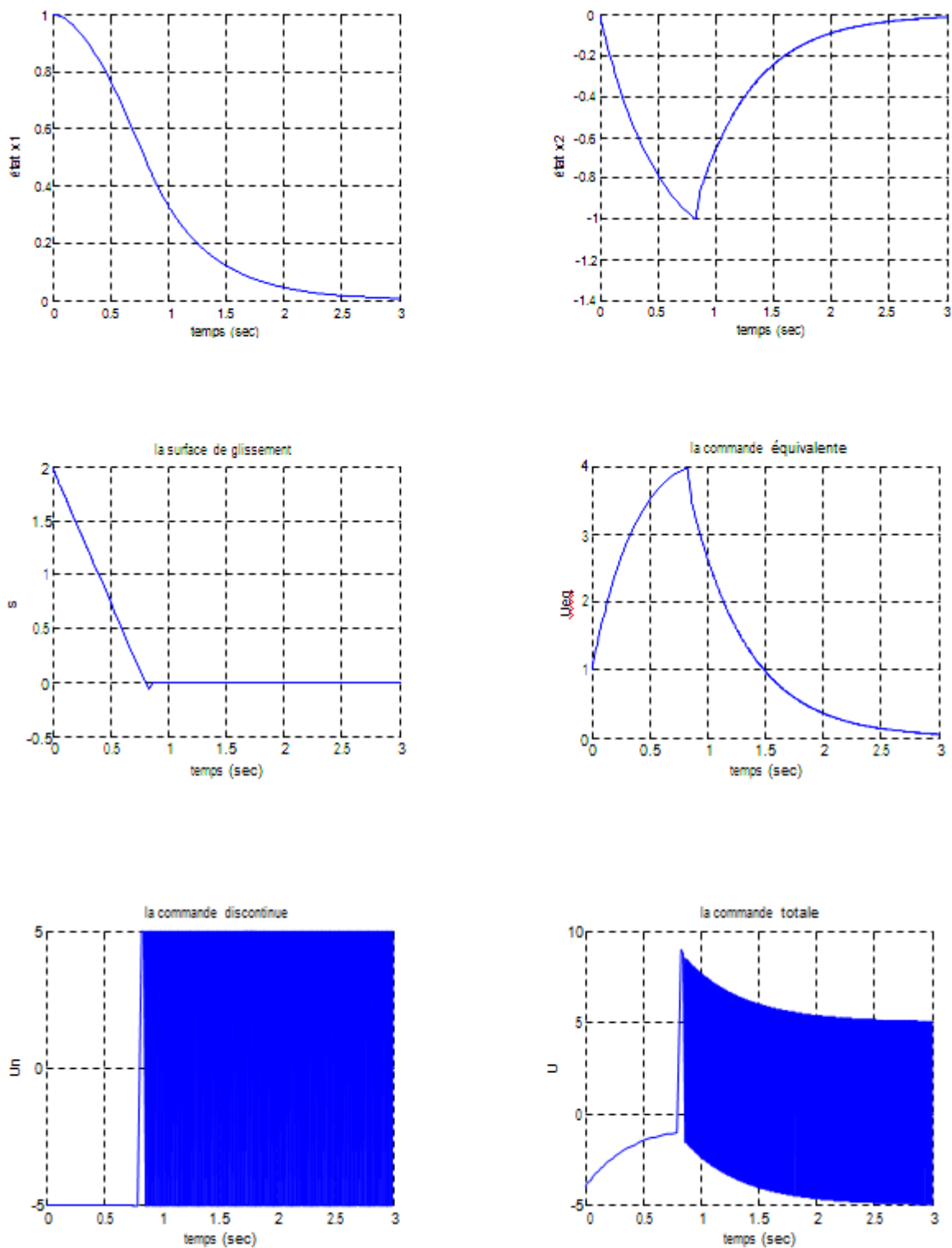


Figure I.7.a: réponse du système pour $u = u_{eq} - ksgn(s)$ et $k_1 = 2, k_2 = 1, k = 5$

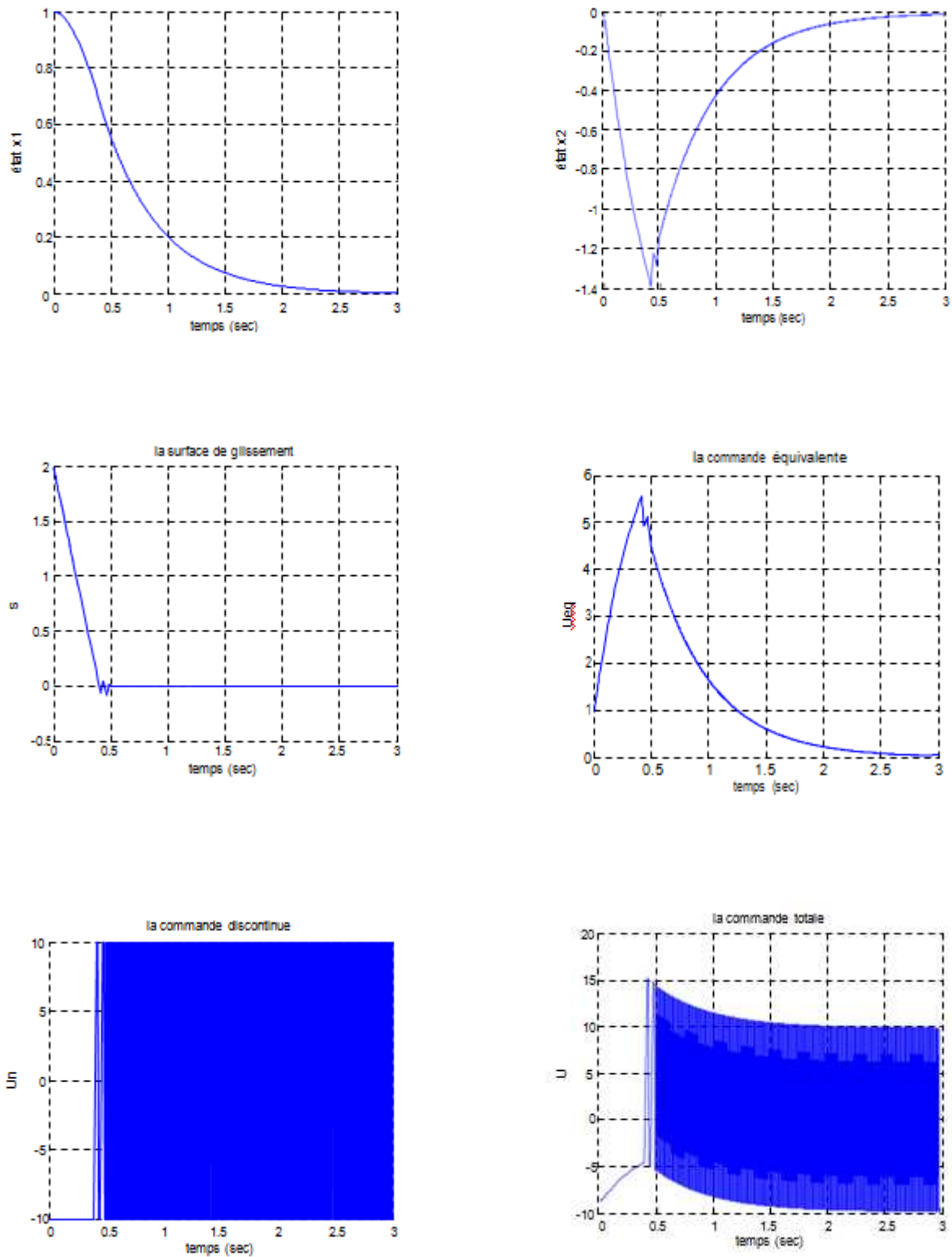


Figure I.7.b : Réponse du système pour $u = u_{eq} - k \operatorname{sgn}(s)$ et $k_1 = 2, k_2 = 1, k = 10$

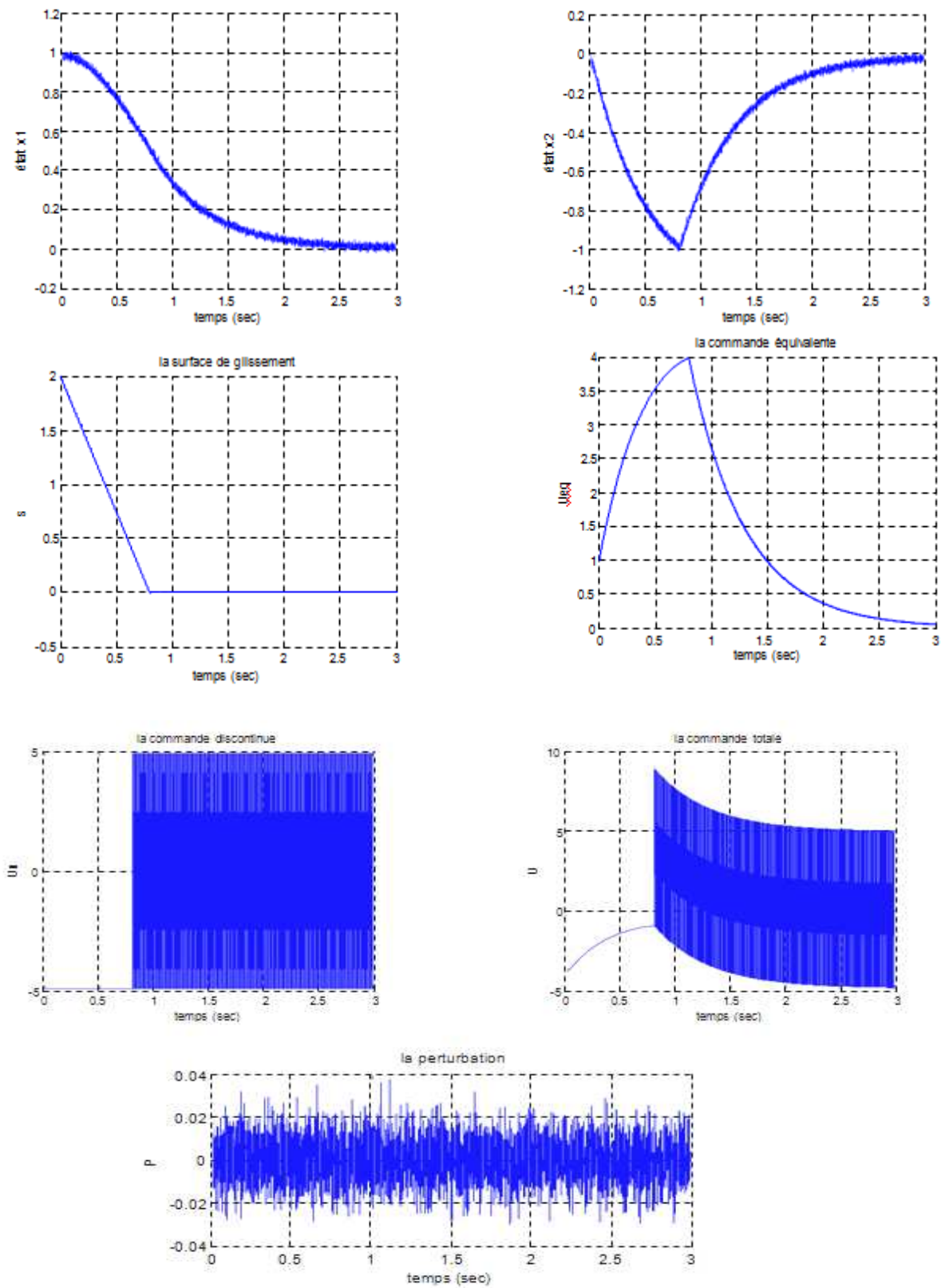


Figure I.7.c : Réponse du système pour $u = u_{eq} - k \operatorname{sgn}(s)$ et $k_1 = 2, k_2 = 1, k = 5$ avec une perturbation gaussienne appliquée sur les états

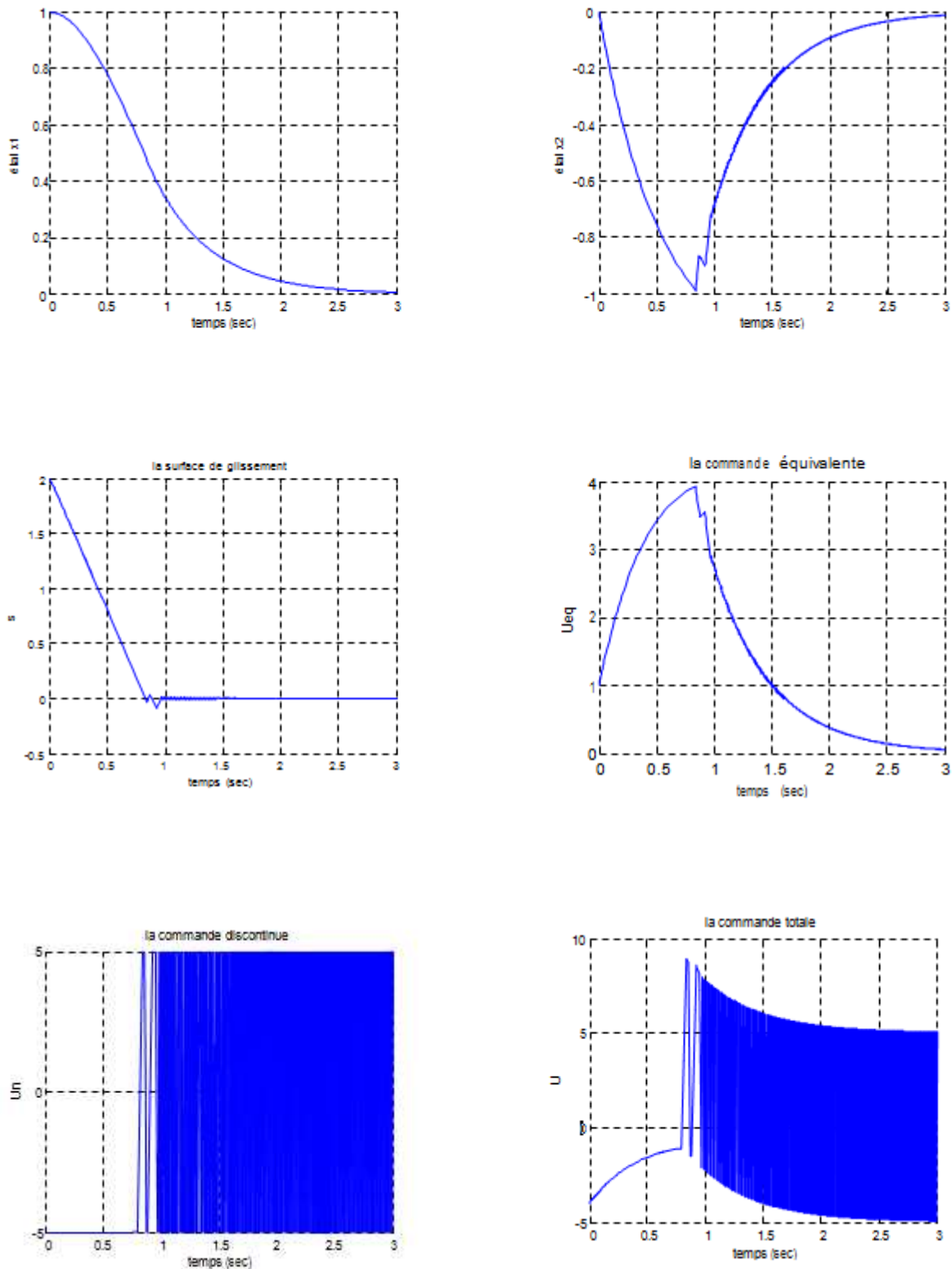


Figure I.7.d : Réponse du systèmes pour $u = u_{eq} - k \operatorname{sgn}(s)$ et $k_1=2$, $k_2=1$, $k=5$ avec une incertitude paramétrique de -30% sur a_0 et a_1

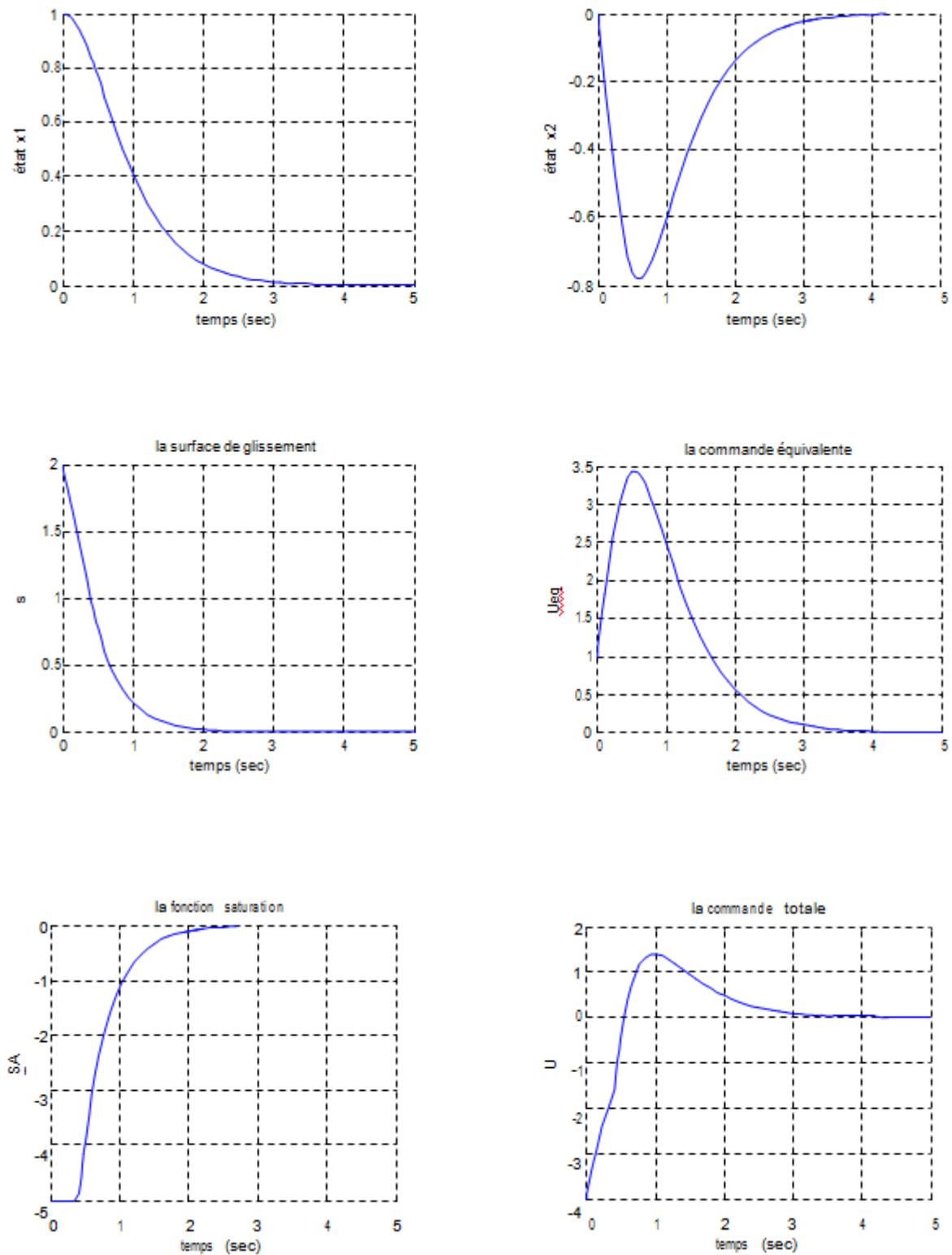


Figure I.7.e : Réponse du système pour $u = u_{eq} -k \text{ sat}(s)$ et $k_1 = 2, k_2 = 1, k=5$

I.13.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'apparition du phénomène de réticence est due à la présence du terme discontinu dans la commande totale. Pour y remédier, plusieurs méthodes ont été évoquées. En dernier lieu, une application d'un système du second ordre a été faite avec des résultats de simulation commentés pour mettre en évidence ses définitions et ses propriétés.

A partir du contenu de ce chapitre, on conclut que la commande par mode glissant présente des avantages majeurs pour l'automatique :

- Bien adapté aux éléments de l'électronique de puissance (convertisseur de puissance).
- Robustesse vis-à-vis des erreurs de modélisation ou d'identification
- Bonne dynamique : rapidité, stabilité.

En revanche, l'un des inconvénients majeurs de cette commande est le phénomène de broutement. 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.

II.1. Introduction :

L'électronique de puissance est l'ensemble des techniques qui s'intéressent à l'énergie contenue dans les signaux électriques, contrairement aux autres disciplines électroniques, qui elles s'intéressent principalement à l'information contenue dans ces signaux. La gamme de puissance traitée en électronique de puissance varie de quelques microwatt à plusieurs Mégawatts.

L'électronique de puissance repose sur des dispositifs permettant de changer la forme de l'énergie électrique (convertisseurs), il existe quatre types de convertisseurs selon la nature de l'énergie fournie en entrée et celle obtenue en sortie, la propriété principale de ces dispositifs qui sont très répandus en industrie est leur structure variable, ils comportent des circuits électriques à changement de structure par commutation d'interrupteurs; il est donc souhaitable d'appliquer à ces convertisseurs des lois de commande qui s'adaptent mieux à leurs fonctionnement discontinu en particulier.

Dans la première partie, nous donnerons un aperçu générale sur le fonctionnement des convertisseurs de puissance DC/DC et leur modélisation. Ensuite, dans la deuxième partie, On commencera par brève rappelle sur le principe de la conversion de l'énergie chimique en énergie électrique.

Nous présenterons ensuite la modélisation de la chaîne de conversion de la pile à combustible puis décrirons les modèles en équations chimiques.

II.2. Convertisseur de puissance DC/DC :

Les convertisseurs continu-continu ont pour fonction de fournir une tension continue variable à partir d'une tension continue fixe. La tension continue de départ peut être un réseau alternatif redressé et filtré, une batterie d'accumulateurs, une alimentation stabilisée..., ces convertisseurs sont très utilisés pour l'alimentation et le réglage de la vitesse d'un moteur à courant continu. La représentation symbolique la plus couramment utilisée d'un convertisseur DC/DC est donnée par le schéma suivant :



Figure II.1 : Convertisseur DC/DC

Cette représentation nous montre que la source du courant I_s est la charge qui, suivant le mode de fonctionnement absorbe ou restitue de la puissance alors que la source de tension U_e est l'alimentation susceptible de fournir ou de stocker la puissance .

II.2.1. Fluence d'énergie :

Suivant les signes respectifs des grandeurs de sortie du convertisseur, qui définissent la puissance $p_s = U_s I_s$ absorbée par la source de courant, le système trouvera dans l'un des quatre quadrants du plan (U_s, I_s) défini sur la Figure (II.2)

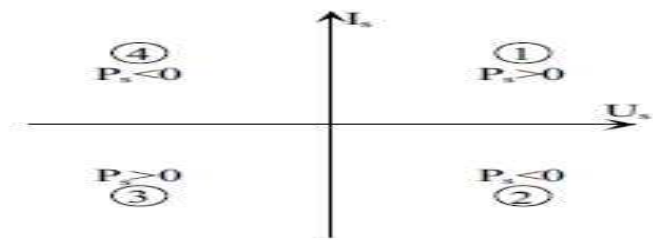


Figure II.2 : Transit de puissance

Dans les quadrants 1 et 3, la fluence d'énergie se fait de la source de tension vers la source de courant, alors que les quadrants 2 et 4 , la fluence d'énergie se fait de la source du courant vers la source de tension.

Suivant la nature de chacune des sources, le convertisseur DC/DC devra permettre le fonctionnement dans au moins un de ces quadrants.

Dans notre étude on s'intéresse à la commande d'un convertisseur DC/DC qui fonctionne dans un seul quadrant, unidirectionnels en courant et en tension, dit hacheur élévateur (ou boost).

II.3.Principe du hacheur parallèle (boost) :

Le hacheur boost permet d'assurer la fluence d'énergie entre une source de courant continu, et une source de tension continue. Par un tel convertisseur on cherche à fixer une tension moyenne $\langle U_s \rangle$ au bornes de la charge tel que :

- $0 < \langle U_s \rangle < U_e$
- $\langle U_s \rangle$ est réglable

II.4. Modélisation du hacheur parallèle :

II.4.1. Structure :

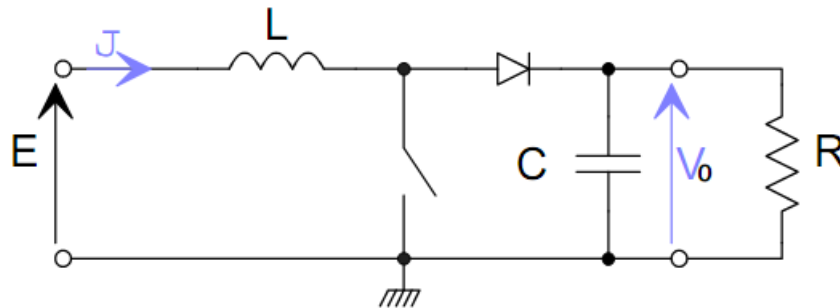


Figure II.3 : Schéma de principe d'un hacheur boost

II.4.2. principe de fonctionnement :

On distingue 2 phases de fonctionnement selon l'état de l'interrupteur **T** :

- La **phase active** : lorsque l'interrupteur **T** est fermé et l'interrupteur **D** est ouvert. Durant cette séquence, le courant traversant l'inductance L va augmenter linéairement et une énergie W_L est stockée dans L . Le condensateur C fournit de l'énergie à la charge R .
- la **phase de roue libre** : lorsque l'interrupteur **T** est ouvert et l'interrupteur **D** est fermé. Durant cette séquence, l'énergie emmagasinée dans l'inductance L est restituée au condensateur et à la charge R . Lors de cette phase, le fait que l'inductance L soit en série avec la source de tension d'entrée permet d'obtenir un montage survolteur.

1^{er} cas phase active :

II.4.3. Structure :

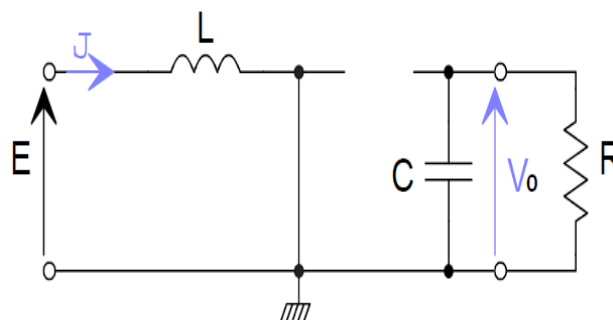


Figure II.4 : Schéma correspondant à la séquence 1

De la 1^{ère} structure on a :

$$\begin{cases} C \cdot \frac{dV_0}{dt} = -\frac{V_0}{R} & (II.1) \\ L \cdot \frac{dI}{dt} = E & (II.2) \end{cases}$$

Avec :

L : Inductance

R : Résistance de la charge

C : Capacité

2^{ème} cas phase de roue libre :

II.4.4. Structure :

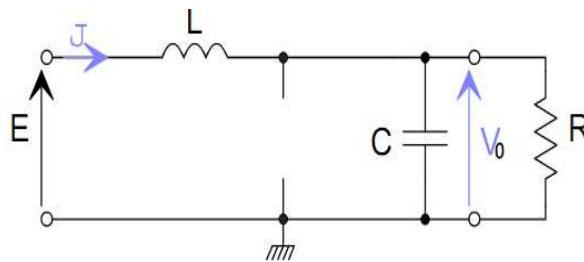


Figure II.5 : Schéma correspondant a la séquence 2

$$\begin{cases} C \cdot \frac{dV_0}{dt} = I - \frac{V_0}{R} & (II.3) \\ L \cdot \frac{dI}{dt} = E - V_0 & (II.4) \end{cases}$$

De la 2^{ème} structure on a :

Combinaison des deux structures :

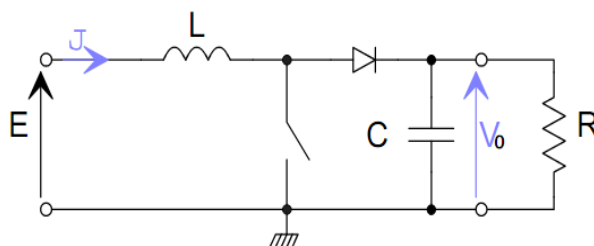


Figure II.6 : combinaison des 2 structures

De la combinaison des deux structures on a :

$$\left\{ \begin{array}{l} C \cdot \frac{dV_0}{dt} = (1 - u)i_L - i_{ch} \\ L \cdot \frac{di_L}{dt} = E - (1 - u) \end{array} \right. \quad \begin{array}{l} \text{(II.5)} \\ \text{(II.6)} \end{array}$$

Avec :

E : tension d'entrée

V_0 : tension au borne de la charge ;

i_L : Courant dans l'inductance ;

u : représente l'état du l'interrupteur.

II.5.modélisation de la pile à combustible :

II.6.Introduction :

Une pile à combustible est un dispositif électrochimique qui convertit l'énergie chimique d'une réaction directement en énergie électrique tout en dégageant de la chaleur. Lorsqu'en 1802 Sir Henry David énonce le principe de l'électrolyse inverse, il met en évidence la possibilité de produire de l'électricité et de la chaleur à partir de la réaction chimique entre l'oxygène et l'hydrogène. Partant de ce procédé Sir William Grove expérimenta en 1839 la première pile à combustible produisant de l'électricité, de la chaleur et un produit de réaction et l'eau. Depuis cette découverte, différents types de piles à combustible ont été inventés fonctionnant à des températures pouvant aller de quelques dizaine de degrés Celsius à plus de 1000 °C, selon l'électrolyte utilisé.

À l'instar de toute pile électrochimique ou batterie, la pile à combustible est composée de deux électrodes et d'un électrolyte. Toutefois, bien que les piles à combustibles aient un comportement et des caractéristiques semblables à celles d'une batterie, les deux systèmes diffèrent sur de nombreux points. Une batterie est un dispositif de stockage d'énergie.

L'énergie maximum utilisable est déterminée par la quantité de réactant chimique stocké dans la batterie elle-même. La batterie cesse de produire de l'électricité lorsque tout le réactant chimique est consommé, la batterie est alors déchargée. Dans une batterie secondaire, les réactant sont renouvelés par recharge, cela implique de remettre de l'énergie provenant

d'une source externe dans la batterie. D'un autre côté, contrairement à ce qui se passe pour les batteries, dans une pile à combustible les électrodes ne sont pas consommées avec le temps et les produits ne sont pas stockés à l'intérieur de la pile. Le combustible et le comburant proviennent d'une source externe et, aussi longtemps qu'ils sont fournis à la pile, l'électricité continue de circuler.

Une pile à combustible est constituée d'un empilement d'éléments anode-électrolyte-cathode reliés par l'intermédiaire d'inter connecteurs (ou plaques bipolaires) formant ainsi une « stack » (ou module) comme illustré à la figure (II.7).

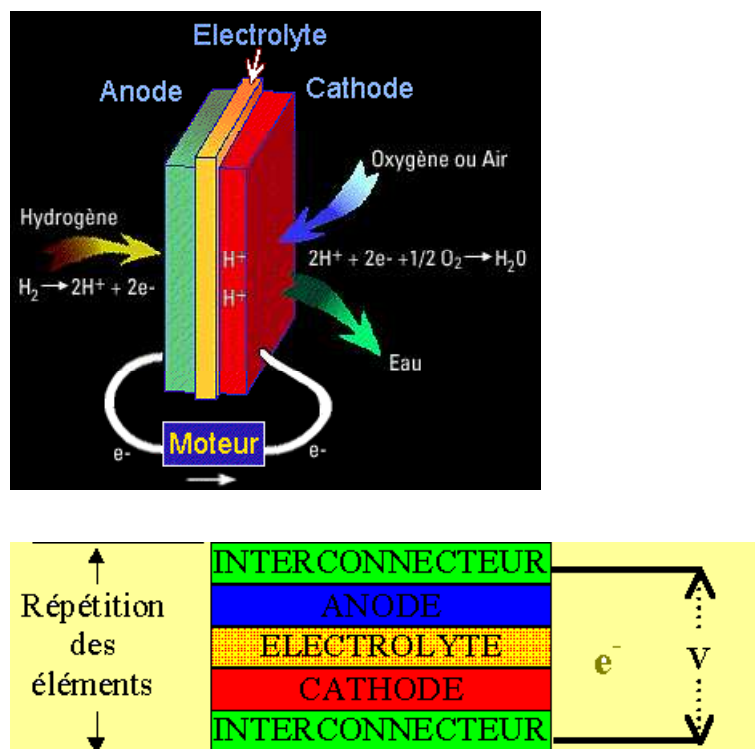


Figure II.7: Composition d'une cellule élémentaire d'une pile à combustible.

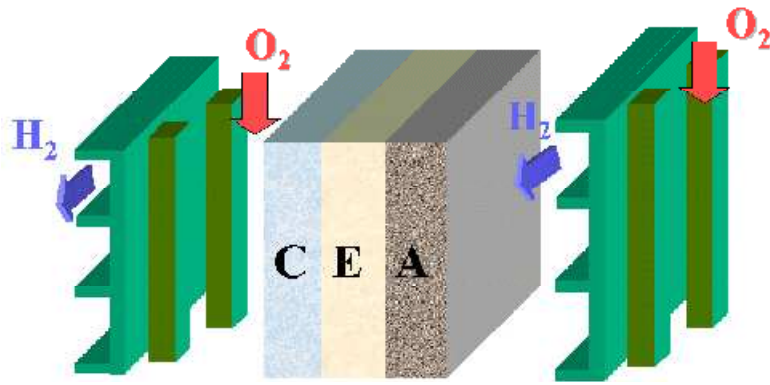


Figure II.8: Schéma de principe d'un assemblage de cellules élémentaires

Cathode/Électrolyte/Anode et inter connecteurs.

Dans la pratique, la pile est constituée d'un grand nombre de ces modules qui sont raccordés électriquement en parallèle ou en série. Les gaz (carburant et comburant) doivent être alors distribués à chacun de ces modules selon le schéma de principe montré à la figure (II.8).

Les électrodes sont exposées à un flux de gaz qui fournit aux électrodes l'apport en carburant et en oxydant, soit l'hydrogène et l'oxygène, respectivement. Les électrodes doivent être perméables à ces gaz et elles possèdent donc une structure poreuse. La structure et la composition des électrodes peuvent être complexes et requièrent donc d'être optimisées pour des applications pratiques. L'électrolyte, pour sa part, doit posséder une perméabilité aussi faible que possible aux gaz. Pour les piles à combustible avec un électrolyte conducteur de protons (PEMFC),

l'hydrogène est oxydé à l'anode et les protons sont transportés à travers l'électrolyte vers la cathode selon la réaction:



et à la cathode, l'oxygène est réduit selon la réaction:



Les électrons circulent par le circuit externe durant ces réactions. Une fois arrivés à la cathode, les protons se recombinent avec les ions oxygène pour former de l'eau selon la réaction:



Par conséquent, le produit de cette réaction est l'eau qui est produite à la cathode. L'eau peut être produite à l'anode si un électrolyte conducteur d'anions est utilisé à la place, ce qui est le cas dans les piles à haute température.

En théorie, toute substance pouvant être oxydée continuellement (comme un fluide) peut être utilisée et consommée comme un carburant à l'anode d'une pile à combustible. De la même façon, l'oxydant peut être n'importe quel fluide capable d'être réduit avec un rendement suffisant. L'hydrogène est considéré comme un carburant de choix pour beaucoup d'applications, grâce à sa grande réactivité lorsqu'il est utilisé avec un catalyseur adéquat. Il a également l'avantage de pouvoir être produit à partir d'hydrocarbures et il a une grande densité d'énergie lorsqu'il est stocké sous forme liquide. De la même façon, l'oxydant le plus commun est l'oxygène gazeux, généralement l'oxygène de l'air qui à l'avantage d'être facilement disponible et peu onéreux. [28]

II.7. Les différents types de piles à combustible :

Les piles à combustible sont généralement classifiées par le type d'électrolyte utilisé. Une exception dans cette classification est la pile de type DMFC (Direct Methanol Fuel Cell) qui est en fait une PEMFC, mais utilisant comme carburant du méthanol qui est directement envoyé à l'anode. Une autre caractéristique utilisée pour classifier les piles à combustible est leur température de fonctionnement, on distingue ainsi les piles à basse température et les piles à haute température. Les piles à basse température sont les piles alcalines ou AFC (Alkaline Fuel Cell), les piles à membrane échangeuse de protons ou PEMFC, les piles à méthanol direct ou DMFC et les piles à acide 4 phosphorique ou PAFC (Phosphoric Acid Fuel Cell). Les piles à haute température fonctionnent entre 600 et 1000 °C. Deux types ont été développés, soit les piles à carbonates fondus ou MCFC (Molten Carbonate Fuel Cell) et les piles à oxyde solide ou SOFC (Solid Oxide Fuel Cell). Le tableau 1 récapitule les différents types de piles avec leurs caractéristiques respectives.

Tableau 1: Comparaison des différents types de piles à combustible.

	AFC	PEMFC	DMFC	PAFC	MCFC	SOFC
Electrolyte	Solution KOH	Membrane à échange de protons	Membrane à échange de protons	Acide phosphorique	Mélange de Li_2CO_3 et de KCO_3 Fondu dans une matrice $LiAlO_2$	Oxyde de zircon stabilisé ZrO_2 et yttrium Y_2O_3
Type de charge transformée	OH^-	H^+	H^+	H^+	CO_3^{2-}	O^{2-}
Température de fonctionnement (en °C)	< 100	60-120	60-120	160-220	600-800	600-1000
Combustible	H_2	H_2	Méthanol	H_2	H_2 produit à partir d'hydrocarbures	H_2 et CO produit à partir d'hydrocarbures
Oxydant	O_2	Air	Air	Air	Air	Air

II.8. Piles à membrane électrolyte polymérique (PEMFC) :

Ce type de pile a été mis au point pour les missions spatiales Gemini de la NASA dans les années 1960, mais fût ensuite vite remplacé par des AFCs, faute de rendement suffisant. Cette technologie a connu des progrès énormes dans les années 1980, notamment avec l'arrivée de nouvelles membranes de types Nafion (fabriquées par la société Dupont de Nemours), permettant d'envisager le recours à la technologie des piles à combustible pour la généralisation des applications. La PEMFC fonctionne à une température d'environ 80°C, de façon à maintenir l'eau à l'état liquide dans la membrane. Les réactions suivantes se produisent:

À l'anode, on a:



et à la cathode, on a:



L'électrolyte est une membrane polymérique mince qui permet le passage des protons (H^+). Un catalyseur à base de platine est utilisé aux électrodes. Le monoxyde de carbone peut être absorbé sur ce catalyseur s'il n'est pas éliminé pendant le procédé de purification, d'où une diminution de l'efficacité de la pile à combustible. De nombreux centres de recherche sont à la recherche de catalyseurs plus robustes et moins chers, et d'électrolytes polymériques échangeur d'ions plus efficaces et également moins coûteux.

Les plaques bipolaires peuvent être faites à partir de feuilles de graphite, de composites ou de métaux à base de carbone. [29]

II.9. Principe de fonctionnement :

Le principe de fonctionnement d'une pile à combustible est décrit par une relation chimique. Cette réaction chimique est une oxydoréduction électrochimique. Elle fait réagir l'hydrogène et l'oxygène pour produire de l'électricité, de l'eau et de la chaleur, selon la réaction chimique globale suivante [Alleau] :



Cette réaction s'opère au sein d'une structure essentiellement composée de deux électrodes (l'anode et la cathode) qui seront les conducteurs électroniques, séparées par un électrolyte solide qui sera le conducteur protonique. Plus précisément, les réactions suivantes interviennent aux deux électrodes :

A l'anode : couple H^+/H_2 (électrolyte acide)



A la cathode : couple O_2/H_2O



Ces réactions d'oxydation de l'hydrogène (à l'anode) et de réduction de l'oxygène (à la cathode) s'effectuent à l'interface électrolyte/électrode en présence d'un catalyseur (platine), en des points appelés « points triples » (II.12) :

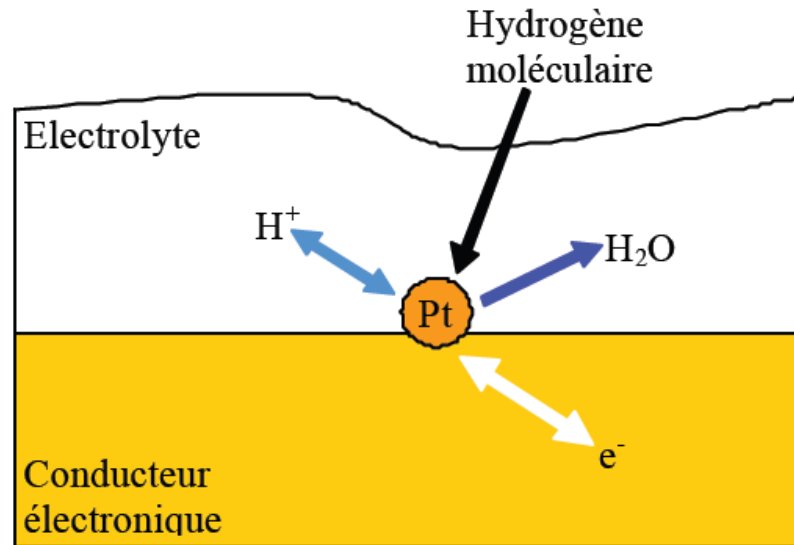


Figure II.9 : Principe de la réaction catalytique dans l'électrode volumique

En ces points, nous trouvons, autour de la particule de catalyseur :

- Une continuité physique avec l'électrolyte pour assurer la conduction des protons H^+ .
- Une continuité physique avec le conducteur électronique qu'est l'électrode, pour assurer la conduction des électrons e^- .
- Une structure poreuse capable d'assurer la diffusion de l'hydrogène ou de l'oxygène moléculaire.
- Une structure hydrophobe pour assurer l'élimination de l'eau formée, dans le cas de la cathode.
- Une structure thermiquement conductrice pour assurer l'évacuation de la chaleur de réaction.

Nous pouvons ainsi apprécier la difficulté de réalisation de cette interface qui représente un point clé de la réalisation de l'ensemble Electrode-Membrane-Electrode, appelé souvent EME.

II.10. conclusion :

Si la planète veut un développement durable pour tous ses habitants, elle doit diminuer le recours aux énergies fossiles au bénéfice des énergies les moins polluantes et dévoreuses de ressources.

L'évolution de la demande mondiale d'énergie, il devient urgent de développer les ressources d'énergies les plus respectueuses de l'environnement et économes en ressources naturelles.

Excellent convertisseur en électricité de ce vecteur d'énergie essentiel que sera tôt ou tard l'hydrogène, la pile à combustible devrait alors s'imposer. D'abord limité à des applications où le coût était un facteur secondaire, ce type de pile peut désormais viser des marchés quantitativement significatifs, à commencer dans des installations fixes pour la production d'électricité et de chaleur. Depuis longtemps, un grand avenir lui est par ailleurs promis pour l'alimentation de véhicules électriques. Cette application, qui commence à devenir une réalité pour le transport en commun, demandera encore des efforts de recherche et de développement pour se justifier économiquement pour le véhicule individuel.

III.1. Introduction

Dans ce chapitre nous nous intéresserons à l'étude des stratégies de contrôle du convertisseur statique d'énergie du type boost par contrôleur PI et par mode glissant et à la synthèse de deux lois de commande (PI et mode glissant) provenant de deux approches différentes du contrôle : la première linéaire et la seconde non linéaire.

III.2. Modèle du convertisseur boost

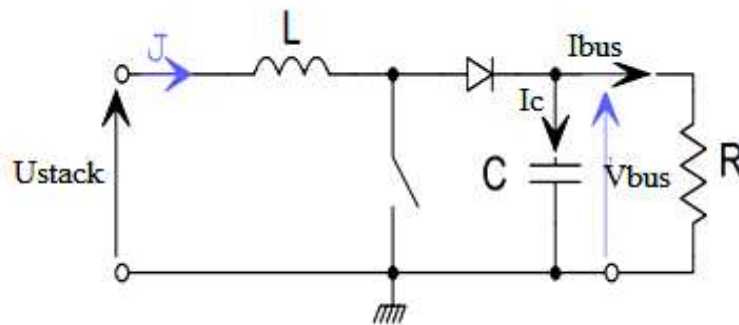


Figure III.1 : Schéma électrique du convertisseur

En faisant l'hypothèse d'une conduction continue, le modèle mathématique du hacheur survolteur peut être déduit en appliquant la loi de Kirchhoff dans le cas où l'interrupteur T est passant ou bloqué. On obtient alors le modèle instantané du hacheur :

$$\begin{cases} C \cdot \frac{dV_{bus}}{dt} = (1 - u)i_L - i_{ch} \\ L \cdot \frac{di_L}{dt} = U_{stack} - (1 - u)V_{bus} \end{cases} \quad (III.1)$$

Avec :

U_{stack} : tension d'entrée

V_{bus} : tension aux bornes de la charge

i_L : courant dans l'inductance

u : représente l'état de l'interrupteur

i_{ch} : courant dans la charge.

Ce modèle est directement utilisable pour réaliser une simulation du convertisseur dans un environnement de type SIMULINK.

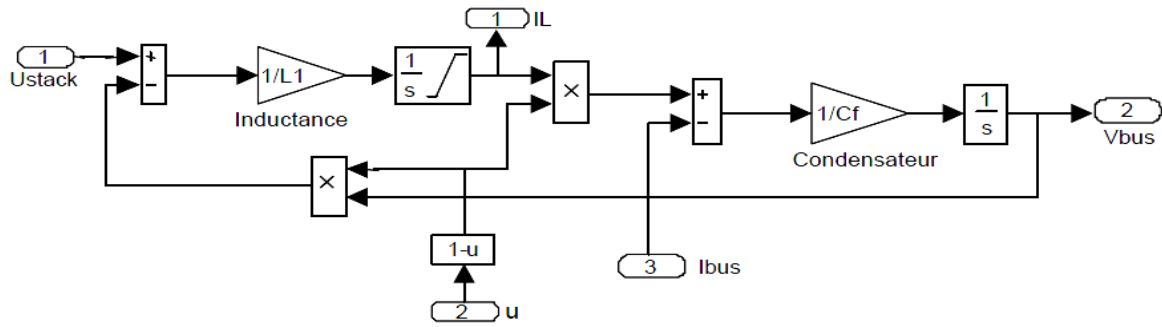


Figure III.2 : Schéma bloc du convertisseur

Le modèle instantané fait apparaître un comportement non linéaire du convertisseur par l'existence de produits entre la commande u et les variables d'état V_{bus} et i_L . Par ailleurs, il convient de signaler qu'en remplaçant la variable u par sa valeur moyenne sur une période de découpage $T_d=1/f_d$, c'est-à-dire le rapport cyclique a ($a=T_{on}/T_d$), nous pouvons obtenir le modèle aux valeurs moyennes. Soit :

$$\begin{cases} U_{stack} = L \cdot \frac{di_L}{dt} + (1 - u)V_{bus} \\ i_L(1 - u) = C \cdot \frac{dV_{bus}}{dt} + i_{ch} \end{cases} \quad (III.2)$$

III.3. Linéarisation du convertisseur

La modélisation du hacheur vise à analyser son comportement dynamique dans le but de déterminer le correcteur convenable pour le contrôler. La synthèse des modèles des convertisseurs présente des difficultés liées à la nature même de ces derniers. Les convertisseurs sont non linéaires et à structure variable, puisqu'ils présentent plusieurs états possibles au cours d'une période de découpage. La méthode adoptée consiste à transformer ces systèmes en des systèmes invariants (III.2) puis à linéariser le modèle obtenu. [35]

III.3.1. Boucle de courant

- Présentation de la boucle

Pour le contrôle du courant, il faut considérer le schéma bloc suivant :

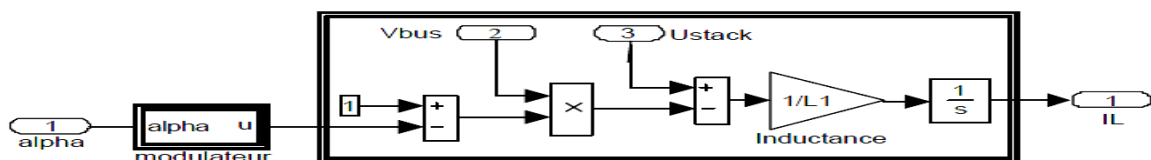


Figure III.3 : Schéma bloc en courant du convertisseur

Pour pouvoir définir un correcteur de manière simple, nous pouvons linéariser le comportement du système.

La linéarisation sera faite par un modèle inverse placé en amont de la variable α . Il faut donc trouver une expression qui permet d'avoir un transfert unitaire entre la sortie du régulateur et la tension V_L . Ceci revient à poser :

$$\alpha = \frac{VL' - U_{\text{stack_mesuré}}}{V_{\text{bus-mesuré}}} + 1 \quad (\text{III.3})$$

Où : VL' est une nouvelle grandeur de commande représentant la référence de tension aux bornes de l'inductance

De la figure III.1 on a

$$U_{\text{stack}} = L \frac{di_L}{dt} + ri \quad (\text{III.4})$$

En appliquant la transformée de Laplace on aura :

$$\begin{aligned} U_s(p) &= Lp i(p) + r i(p) \\ \Rightarrow \frac{i(p)}{U_s} &= \frac{1}{Lp+r} \end{aligned} \quad (\text{III.5})$$

Avec

r : résistance interne de l'inductance

III.3.2. Boucle de tension

Pour la définition du régulateur de tension, nous pouvons supposer que la boucle de courant est parfaite, ainsi le courant dans l'inductance vaut $IL = I_{ref}$ au sens des valeurs moyennes et sur une période de découpage, $I_d = (1-\alpha) I_{ref}$. La tension moyenne aux bornes de l'inductance étant nulle, la tension aux bornes de l'interrupteur vaut $V_t = U_{\text{stack}}$ et nous savons par ailleurs que $V_t = (1-\alpha)V_{\text{bus}}$, nous pouvons en déduire que $(1-\alpha) = \frac{V_t}{V_{\text{bus}}}$

Pour réaliser la linéarisation de cette boucle, nous utilisons la même méthode que celle utilisée pour la boucle de courant. Soit par inversion du modèle [Fadel] en posant : [35]

$$I_{\text{ref}} = \frac{V_{\text{bus_mesuré}}}{U_{\text{stack-mesuré}}} (I_c' + I_{\text{bus_mesuré}}) \quad (\text{III.6})$$

De la figure III.1 on a :

$$i_L = i_{\text{bus}} + I_c \quad (\text{III.7})$$

Avec

$$I_c = I_{cc} + I_r \quad (\text{III.8})$$

$$= C_f \frac{dV_{bus}}{dt} + \frac{V_{bus}}{R_c} \quad (\text{III.9})$$

$$\Rightarrow i_L = i_{bus} + C_f \frac{dV_{bus}}{dt} + \frac{V_{bus}}{R_c} \quad (\text{III.10})$$

$$\Rightarrow i_L(1 - u) = C_f \frac{dV_{bus}}{dt} + \frac{V_{bus}}{R_c} \quad (\text{III.11})$$

En appliquant la transformée de Laplace on aura :

$$i_L(1 - u) = C_f p \cdot V_{bus}(p) + \frac{1}{R_c} V_{bus}(p) \quad (\text{III.12})$$

$$= \left(C_f p + \frac{1}{R_c} \right) V_{bus}(p)$$

$$\Rightarrow \frac{V_{bus}(p)}{i_L(1-u)} = \frac{R_c}{C_f R_c p + 1} \quad (\text{III.13})$$

Avec :

R_c : résistance interne de la capacité

III.4. Commande du convertisseur

Le convertisseur est commandé en MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion) pour avoir une fréquence constante de commande des interrupteurs. Ce qui permet de limiter les pertes par commutation des interrupteurs.

III.4.1. Commande PI du hacheur

Ce type de contrôle très répandu dans l'industrie rentre dans la classe des commandes linéaires qui se basent sur un modèle linéaire du système pour synthétiser le contrôleur.

Concernant la commande du hacheur survolteur (figure III.4), on a mis en place une commande de type cascade par deux boucles de contrôle, une boucle de régulation du courant dans la bobine et une boucle de régulation de la tension V_{bus} . car ceci a beaucoup d'intérêt pour l'amélioration des performances dynamiques et de la robustesse du contrôleur. Il permet aussi de simplifier le contrôle du hacheur Boost. [34]

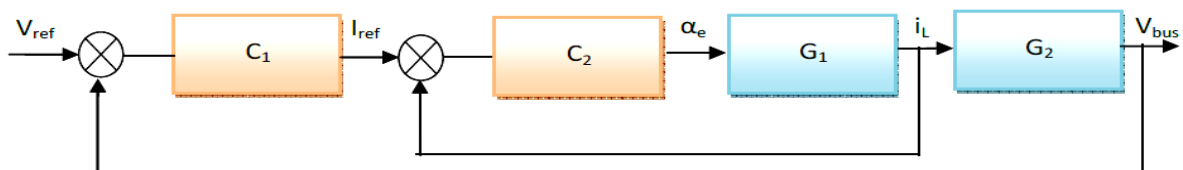


Figure III.4 : Structure de la commande par deux boucles de contrôle

III.4.2. Modèle linéaire du hacheur

Soient G_1 et G_2 les fonctions de transfert linéaire du système

$$G_1 = \frac{1}{Lp+r} \quad (\text{III.14})$$

$$G_2 = \frac{R_c}{C_f R_c p+1} \quad (\text{III.15})$$

Le correcteur utilisé est un correcteur de type proportionnel intégral de la forme :

$$H_{pi}(p) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i p} \right) \quad (\text{III.16})$$

III.4.3. Synthèse des paramètres du correcteur

En utilisant la méthode de compensation des pôles, nous pouvons calculer les éléments du régulateur **PI** :

Soit H_{bo} la fonction de transfert en boucle ouverte

$$H_{bo} = C(p) G_1 \quad (\text{III.17})$$

On remplaçant $C(p)$ et $G_1(p)$ par leurs relations on obtient :

$$H_{bo}(p) = \left(\frac{K_p p + K_i}{p} \right) \left[\frac{\frac{1}{r}}{1 + \frac{L}{r} p} \right] \quad (\text{III.18})$$

$$= K_i \left(\frac{\frac{K_p}{K_i} p + 1}{p} \right) \left[\frac{\frac{1}{r}}{1 + \frac{L}{r} p} \right] \quad (\text{III.19})$$

Par compensation de pôle on aura

$$\frac{K_i}{K_p} = \frac{r}{L} \quad (\text{III.20})$$

$$\Rightarrow H_{bo}(p) = \frac{K_i}{r.p} \quad \tau_{bo} = \frac{L}{r} \quad (\text{III.21})$$

Soit H_{bf} la fonction de transfert en boucle fermée

$$H_{bf}(p) = \frac{C(p) G_1(p)}{1 + C(p) G_1(p)} \quad (\text{III.22})$$

On remplaçant $C(p)$ et $G_1(p)$ par leurs relations on obtient :

$$H_{bf}(p) = \frac{\frac{K_i}{r.p}}{1 + \frac{K_i}{r.p}} = \frac{K_i}{r.p + K_i} = \frac{1}{\frac{r}{K_i} p + 1} \quad (\text{III.23})$$

$$\Rightarrow \tau_{bf} = \frac{r}{K_i} \quad (\text{III.24})$$

Pour G_2 on procède de la même manière et on aura :

$$H_{bo}(p) = K_i \left(\frac{K_p}{K_i} \frac{p+1}{p} \right) \left[\frac{R_C}{C_f R_C p+1} \right] \quad (\text{III.25})$$

$$= \frac{K_i R_C}{p} \quad \tau_{bo} = R_C C_f \quad (\text{III.26})$$

Par compensation de pôle on aura :

$$\frac{K_p}{K_i} = C_f R_C \quad (\text{III.27})$$

$$H_{bf}(p) = \frac{\frac{K_i R_C}{p}}{1 + \frac{K_i R_C}{p}} = \frac{K_i R_C}{p + K_i R_C} = \frac{1}{\frac{1}{K_i R_C} p + 1} \quad (\text{III.28})$$

$$\Rightarrow \tau_{bf} = \frac{1}{K_i R_C} \quad (\text{III.29})$$

III.5. Etude de la commande par mode glissant

Pour la synthèse d'un correcteur par mode de glissement pour un hacheur Boost, la loi de commande adoptée est celle présentée par l'équation :

$$u = \begin{cases} 1 & \text{si } S < 0 \\ 0 & \text{si } S > 0 \end{cases} \quad (\text{III.30})$$

La synthèse d'un contrôleur par mode glissant se décompose en plusieurs étapes :

- le choix de la surface de glissement
- la vérification de l'attractivité de la surface de glissement
- Etablissement des conditions d'existence du mode de glissement
- Détermination de la loi de commande

III .5.1. Choix de la surface de glissement

L'objectif de la commande est de réguler la tension de sortie V_0 à une tension de référence V_{ref} . La conception d'un contrôleur par modes glissants doit donc commencer par le choix de la surface de glissement qui est de la forme suivante :

$$S = V_0 - V_{ref} \quad (\text{III.31})$$

Avec ce choix de la surface on ne peut pas garantir la stabilité du système. Une structure cascade est alors adoptée où le problème du contrôle est résolu via deux boucles de contrôle :

- une boucle extérieure de tension
- une boucle interne de courant

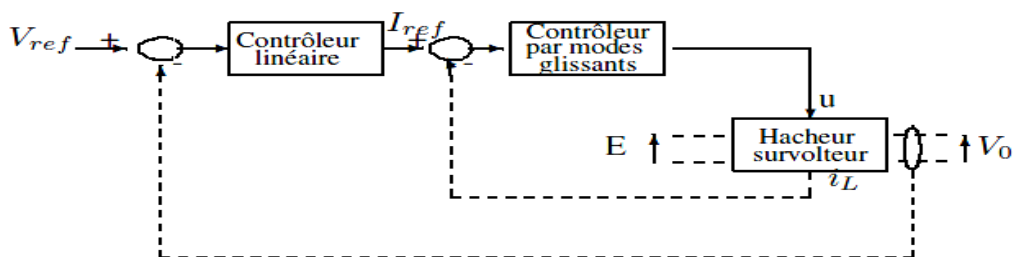


Figure III.5 : Contrôle à structure cascade d'un hacheur survolteur

La surface de glissement de la commande du courant est déduite à partir de la différence entre le courant dans l'inductance de lissage et le courant de référence.

$$S = i_L - I_{ref} \quad (III.32)$$

Bien que le contrôle de la tension de sortie du hacheur avec une structure en cascade est réalisable et répond bien aux critères de stabilité et d'existence du régime de glissement. Cette structure présente des inconvénients liés au fait que le contrôleur par modes glissants pilote d'une manière indirecte la tension. Ceci affecte les performances du contrôle en terme de robustesse et de réponse dynamique. En réalité, dans la structure en cascade, le courant de référence peut être déduit soit à l'aide d'un correcteur PID soit directement à l'aide des mesures du courant de charge et de la tension d'entrée. Dans le premier cas, il est difficile de trouver une méthode standard pour calculer les valeurs des gains du PID, puisque la commande par mode glissant (SMC pour Sliding Mode Control) est non-linéaire et ne peut pas être linéarisé dans les deux cas. La valeur de courant de référence risque d'être mal estimée. Cette erreur d'estimation se traduira par une erreur statique sur la tension. L'ajout d'un terme en $V_0 - V_{ref}$ dans la surface de glissement réduit l'influence d'une erreur de I_{ref} sur l'erreur statique de la tension.

C'est pour ces raisons qu'on propose d'étudier un mode de contrôle basé sur une surface de glissement faisant intervenir toutes les variables d'état. Posons (V_{ref}^e, I_{ref}^e) , le point d'équilibre désiré, l'expression de la surface sera :

$$S = K_1(V_{bus} - V_{ref}^e) + K_2(i_L - I_{ref}^e) \quad (III.33)$$

Où K_1 et K_2 sont deux constantes

Étant donné que la référence du courant dépend de la charge et de la tension d'entrée, nous proposons d'extraire I_{ref} du courant de sortie à partir de la relation suivante :

$$I_{ref} = \frac{V_{ref}^e i_{ch}}{U_{stack}}, i_{ch} = \frac{V_{bus}}{R} \quad (III.34)$$

Le courant de référence est donc variable en régime dynamique et dépend du courant de charge et de la tension aux bornes des super condensateurs (SC). Il tend en régime statique vers le courant d'équilibre (I_{ref}^{eq}) correspondant à l'état d'équilibre (V_{ref}, I_{ref}^{eq}).

En remplaçant I_{ref} par son expression (III.34) en fonction du point de fonctionnement (E, i_{ch}) dans l'équation (III.33), nous obtenons :

$$\begin{aligned} S &= K_1(V_{bus} - V_{ref}^e) + K_2 i_L - \frac{K_2 V_{ref}^e V_{bus}}{R U_{stack}} \\ &= (K_1 - \frac{K_2 V_{ref}^e}{R U_{stack}}) V_{bus} + K_2 i_L - K_1 V_{ref}^e \end{aligned} \quad (III.35)$$

Définissons e_1 et e_2 deux nouvelles variables telles que :

$$e_1 = V_{bus} - V_{ref}^e \quad (III.36)$$

$$e_2 = i_L - I_{ref}^{eq} \quad (III.37)$$

Dans le nouveau espace d'état (e_1, e_2), la surface de glissement devient :

$$S = (K_1 - \frac{K_2 V_{ref}^e}{R U_{stack}}) e_1 + (K_1 - \frac{K_2 V_{ref}^e}{R U_{stack}}) V_{ref}^e + K_2 e_2 + K_2 I_{ref}^{eq} - K_1 V_{ref}^e \quad (III.38)$$

De plus (V_{ref}^e, I_{ref}^{eq}) est un point d'équilibre pour lequel I_{ref}^{eq} est égal à :

$$I_{ref}^{eq} = \frac{V_{bus} i_{ch}}{U_{stack}} = \frac{V_{ref}^e{}^2}{R U_{stack}} \quad (III.39)$$

La surface de glissement peut donc s'écrire :

$$S = K' e_1 + K_2 e_2 \quad (III.40)$$

Avec

$$K' = K_1 - \frac{K_2 V_{ref}^e}{R U_{stack}}$$

III.5.2. Condition d'attractivité

L'attractivité de la surface de glissement est assurée si la dynamique du système a tendance à se diriger vers la surface indépendamment des conditions initiales. Cela peut être démontré en traçant la dynamique du système dans le plan (e_1, e_2) représenté sur la figure (III.6).

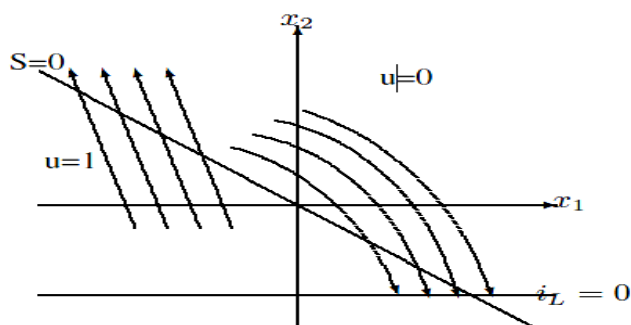


figure III.6 : Dynamique du système et surface de glissement pour un hacheur survolteur

Interprétation :

Si le système se trouve dans le demi plan $S < 0$, la commande u égale à 1. Dans ce cas, le courant dans l'inductance augmente, donc on se dirige vers la frontière de la surface de glissement $S = 0$. De même si $S > 0$, le courant dans l'inductance diminue et on se dirige de nouveau vers la surface de glissement $S = 0$.

III.5.3. Condition d'existence du régime glissant

L'existence du régime glissant impose que S et \dot{S} tendent vers zéro lorsqu'on se rapproche de la surface de glissement. Il faut donc trouver les conditions d'existence du régime glissant dans un espace proche de la surface de glissement. Pour ce faire, il suffit de respecter l'inégalité suivante :

$$\frac{K'_1}{K_2} < \frac{RC U_{stack}}{V_{ref} L} \iff \frac{K_1}{K_2} < \frac{RC U_{stack}}{V_{ref} L} + \frac{V_{ref}}{R U_{stack}} \quad (III.41)$$

III.5.4. Synthèse de la loi de commande

➤ Calcul de la commande

$$u = u_{eq} + u_n \quad (III.42)$$

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 :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(x)u + \xi \\ y = h(x) \end{cases} \quad (III.43)$$

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

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

- Soit en utilisant la relation suivante :

$$\dot{s}(x) = \frac{\partial s}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} = 0 \quad (\text{III.44})$$

- Soit directement sur les dérivées des variables d'état de l'équation (III.40)

$$\dot{s}(x) = K_1' \dot{e}_1 + K_2 \dot{e}_2 = 0 \quad (\text{III.45})$$

En écrivons tout d'abord le modèle du hacheur (eq. III. 1) dans le nouvel espace d'état (e_1, e_2), nous obtenons :

$$\begin{cases} C \frac{de_1}{dt} = (1-u)(e_2 + I_{ref}^{eq}) - \left(\frac{e_1 + V_{ref}}{R} \right) \\ L \frac{de_2}{dt} = U_{stack} - (1-u)(e_1 + V_{ref}) \end{cases} \quad (\text{III.46})$$

En remplaçant \dot{e}_1 et \dot{e}_2 par leur expression dans (eq. III.45), nous obtenons :

$$\begin{aligned} \dot{s}(x) &= K_1' \left[\frac{1}{C} (1-u_{eq})(e_2 + I_{ref}^{eq}) - \left(\frac{e_1 + V_{ref}}{RC} \right) \right] + K_2 \left[-\frac{1}{L} (1-u_{eq})(e_1 + V_{ref}) - \frac{U_{stack}}{L} \right] \\ &= 0 \end{aligned} \quad (\text{III.47})$$

Après simplification on obtient la commande équivalente :

$$u_{eq} = 1 - \frac{\frac{U_{stack}}{L} - \frac{K_1'(e_1 + V_{ref})}{K_2 RC}}{\frac{e_1 + V_{ref}}{L} - \frac{K_1'(e_2 + I_{ref}^{eq})}{K_2 C}} \quad (\text{III.48})$$

La commande discontinue u_n est choisie sous sa forme la plus simple :

$$u_n = -k \text{sign}(s) \quad (\text{III.49})$$

III.6. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons appliqué les deux techniques de commande (par contrôleur PI et mode glissant) à la commande d'un convertisseur continu-continu élévateur. Les résultats théoriques montrent que la commande par mode glissant peut être directement implémentée pour le convertisseur en raison de la structure variable de ce circuit. Il n'en est pas de la commande par régulateur proportionnel intégral qui est de caractère continu. Une adaptation est alors nécessaire.

IV.1. Introduction :

La puissance délivrée par une pile à combustible dépend fortement du niveau de l'humidité, et de la nature de la charge alimentée.

À l'instar de toute pile électrochimique ou batterie, la pile à combustible est composée de deux électrodes et d'un électrolyte. Toutefois, bien que les piles à combustibles aient un comportement et des caractéristiques semblables à celles d'une batterie, les deux systèmes diffèrent sur de nombreux points. Une batterie est un dispositif de stockage d'énergie.

L'énergie maximum utilisable est déterminée par la quantité de réactant chimique stocké dans la batterie elle-même. La batterie cesse de produire de l'électricité lorsque tout le réactant chimique est consommé, la batterie est alors déchargée.

IV.2 : résultats de simulation

Les résultats de simulation sont donnés pour les valeurs suivantes :

$$E=28\text{v}, I=18\text{A}, L=2\text{mH}, C=500\mu\text{F}, R=12\Omega.$$

D'après les courbes de la figure (IV.1) représente les résultats de simulation de la commande par mode de glissement .pour le courant (IV.1.b) ,nous constatons l'existence de deux phases. Dans la première, nous constatons une augmentation du courant, dans le seconde phase une diminution de courant, 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 ya transfère d'énergie de la self vers le condensateur. Ceci explique aussi les variations de la tension illustré par le graphe (IV.1.a). concernant la figure (IV.1.c) représente la puissance de la pile à combustible (en vert la puissance de la charge , en rouge la puissance de la décharge et en Blue la puissance totale).

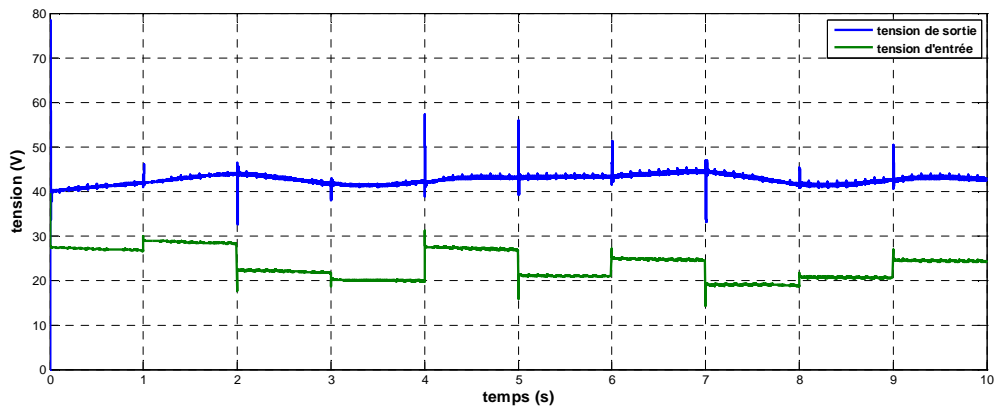


Figure IV.1.a : la tension d'entrée – sortie de convertisseur

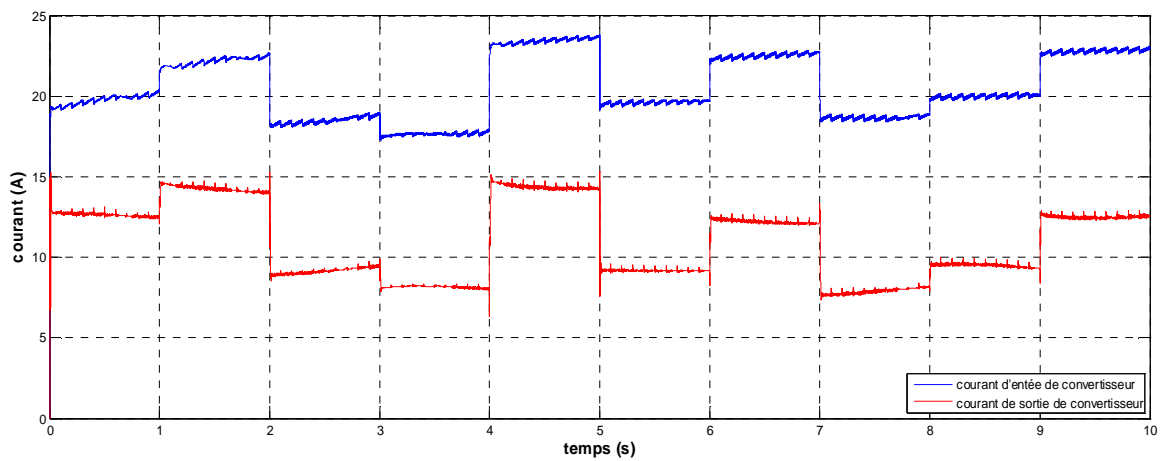


Figure IV.1.b : le courant d'entrée – sortie de convertisseur

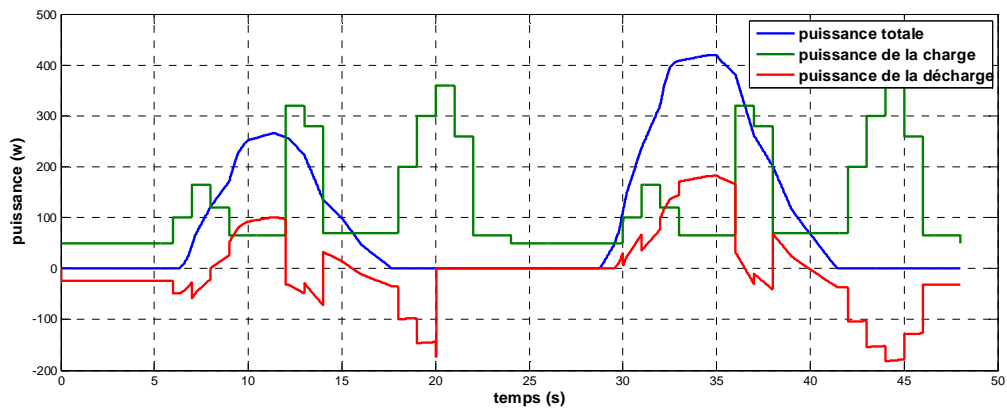


Figure IV.1.c : la puissance de la pile à combustible

IV.3.Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons modélisé l'ensemble de la chaîne de conversion sous Matlab Simulink. au vu des résultats de simulation nous pouvons conclure que la stratégie de commande des convertisseurs statiques présentée permet bien de satisfaire les demandes énergétiques.

Pour commander ce système global, nous avons dans un premier temps établi des lois de commandes en tension et en courant des convertisseurs statiques de manière à fixer certaines variables d'état constantes comme la tension du bus ou alors à imposer des trajectoires de référence aux courants.

Les trajectoires de référence des courants sont déduites des puissances de référence calculées par la stratégie de gestion de l'énergie . Elle permet de garantir une bonne gestion de l'énergie stockée dans la batterie , une prise en compte des limitations dynamiques du système pile et une minimisation de la consommation en hydrogène.

L'objectif préalablement défini de ce travail consistait à la commande d'un hacheur parallèle de type boost par commande à mode glissant et commande proportionnelle intégrale (PI) puis synthétisé une loi de commande pour les deux types de contrôle (PI et mode de glissement) et cela a pour objectif d'extraire le maximum de puissance à partir d'une pile à combustible .

Pour cela, nous avons présenté dans le premier chapitre la technique de la commande par mode de glissement associé à un exemple d'application. Cette technique reste de nos jours parmi les plus utilisées pour la commande des systèmes non linéaire en raison de son caractère robuste et la facilité de son implémentation.

Dans le second chapitre, La modélisation mathématique du hacheur et de la pile à combustible était basée sur le modèle électrique équivalent. Le logiciel Matlab a été utilisé pour simuler le comportement de la pile à combustible.

Concernant le troisième chapitre on est amené à synthétiser une loi de commande pour les deux types de commande à un convertisseur continu-continu élévateur. Les résultats théoriquement calculés permettent l'implémentation directe pour le convertisseur. De ce point de vue, la commande en mode glissant est particulièrement approprié pour le convertisseur DC/DC pour l'application de la à l'application de la pile, en raison de son état contrôlable.

Le quatrième chapitre a été dédié à l'application de l'extraction de la puissance maximale à partir de la pile à combustible et ces résultats de simulation.

- [1] **V. I. UTKIN**, « Discontinuous control system: State of art in theory and application ».
Institute of Control Sciences, Ed. MIR, Moscou,1978
- [2] **A.L. Nemmour**, « Contribution à la commande vectorielle de la machine asynchrone à double alimentation », Thèse de Magister ,soutenue à l'université de Batna en 2001.
- [3] **I. J. Slotine**, « Applied nonlinear control », Englewood Cliffs,NJ. Prentice
- [4]**W.Gao,J.C.Hung**,«Variable structure control system »,IEEE Trans.Idust.Applic.Vol.40,N°.1,pp45-55,1993.
- [5] **J.J. Slotine**, « sliding controller design for nonlinear system », I. J. C. Vol.4,N°2,pp.421-434,1984.
- [6] **O. Mahmoudi**, N. Madani, M. F Benkhoris, F. Boudjema, « Cascade sliding mode control of a field oriented induction machine drive », The European Physical journal,April 1999.
- [7] **Bühler H.** Réglage par mode de glissement. Presses Polytechniques Romandes, Lausanne, 1986.
- [8] **A. Kerboua**, « Commandes et observateur par mode de glissement :Application à une machine asynchrone alimentée en tension » ,Thèse de Magister,
- [9] **V. I. UTKIN**, « Sliding modes and their application in variable structure systems» Edition MIR, Moscou, 1978
- [10] **V. Utkin**, « Variable structure systems with sliding modes », IEEE Trans.Auto. Control,Vol.AC-22 N°.1,pp212-222,April,1977. ENP ,1999.
- [11] **A. J. Fossard**, « Commande à structure variable , systèmes de régulation,Collaboration automatique ».Editions Masson,1996
- [12] **J.J. Slotine**, « sliding controller design for nonlinear system », I. J. C. Vol.4,N°2,pp.421-434,1984.
- [13] **A. SI AMMOUR** « *Commande par Mode de Glissement Classique et Généralisée. Application à un Convertisseur Electrique* ». Thèse de Magister. Université de Mouloud Mammeri, Tizi –Ouzou
- [14] **A.Rufer, P.Barrade:** « *Cours d'électronique de puissance conversion DC/DC* » ,Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne
- [15] **A. Kerboua**, « Commandes et observateur par mode de glissement :Applicationà une machine asynchrone alimentée en tension » ,Thèse de Magister,ENP ,1999.

- [16] **K. K. Young**, « controller design a manipulator using theory of variable structure system»,IEEE Trans.Syst. Man. Cybe. Vol.SMC-8 N°.2,1978.
- [17] **S.V. Drakunov**.“ Sliding mode observer based on equivalent control method”.In IEEE Conf. on Dec. and Cont., pages 2368.2369, 1992.
- [18] **M. Djemai, N. Manamani,T. Boukhobza, and N.K. M’Sirdi**. .“ Non linear sliding observer for a pneumatic robot leg”. IEEE-Syst, Men and Cyber.IMACS, CESA 98, .Hamamat, Tunisia.1997.
- [19] **M. Djemai, J.P. Barbot, and T. Boukhobza**. .“ Some comments on higher order sliding modes”. Proc. of the Euro. Cont. Conf. Karlsruhe, Germany , 1999.
- [20] **S.V. Emelyanov**. Variable structure control systems. Moscow Nauka, 1967.
- [21] **S.V. Emelyanov, S.K. Korovin, and L.V. Levantovsky**. Drift algorithm in control of uncertain processes. Problems of Control and Information Theory,15(6):425.438, 1986.
- [22] **S. V. Emelyanov, S.K. Korovin, and A. Levant**. Higher-order sliding modes in control systems. Differential Equation, 29(11):1627-1647, 1993.
- [23] **Farès Boudjema** « *Commande par Modes de Glissement Application aux convertisseurs électriques*»,thèse de doctorat .Université Paul Sabatier de Toulouse,1991
- [24] **SPIROV Dimitar, LAZAROV Vladimir, ROYE Daniel†, ZARKOV Zahari, MANSOURI Omar** «Modélisation des convertisseurs statiques dc-dc pour des applications dans les énergies renouvelables en utilisant matlab/simulink». Conférence EF 2009 UTC, Compiègne, 24-25 Septembre 2009
- [25] **Samah SAKER**. «Modélisation et Contrôle du système, Pile à Combustible, Convertisseurs et super condensateur».Thèse de Magister Université Mohamed Khider – Biskra.2010
- [26] **Jérôme LACHAIZE**. «Etude des stratégies et des structures de commande pour le pilotage des systèmes énergétiques à Pile à Combustible (PAC) destinés à la traction. »thèse de doctorat. Institut National polytechnique de Toulouse.2004
- [27] **K. Kordesch et G. Simader**, *Fuels Cells and Their Applications*, ed VCH (1996).
- [28] **Fuel Cell Handbook** (5ème édition), EG&G Services, Parson, Inc. Sciences Applications International Corporation (CD ROM).