

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de L'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Université Mouloud MAMMERY 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 :
Karim **KADIR**
Djamal **KAHIL**

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'un panneau photovoltaïque**

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

M^r Rabah MELLAH, M.C.A, UMMTO, President

M^r Boualem SALHI, M.A.A, UMMTO, Examineur

M^r Mohand Outahar BENSIDHOUM, M.C.A, 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 ma sœur

A toute ma famille.

A mon binôme et toute sa famille

A mes amis et mes collègues de la promotion

Kahil djamal

Dédicace

Avant tout, je tiens à remercier le bon Dieu, et l'unique qui m'offre le courage et la volonté nécessaire pour affronter les différentes difficultés de la vie.

Je dédie ce modeste travail

A ma mère.

A mon père.

A mes frères et mes sœurs.

A toute ma famille.

A mon binôme et toute sa famille

A mes amis et mes collègues de la promotion

Kadir Karim

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 glissement 3

I.3.Système à structure variable 4

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 glissement 12

 I.12.1. Choix de la surface de commutation 13

 I.12.2. Synthèse de la loi de commande 14

 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 numérique 16

I.13.Conclusion..... 23

Chapitre II : Modélisation du hacheur et du panneau photovoltaïque

II.1. Introduction..... 24

II.2.Convertisseur de puissance DC/DC 24

 II.2.1. Fluence d’énergie 25

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

II.4. Modélisation du hacheur parallèle 26

 II.4.1.Structure 26

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

 II.4.3. Structure 26

 II.4.4. Structure 26

II.5. Modélisation du panneau photovoltaïque..... 27

II.6. Introduction 28

II.7. L’effet photovoltaïque 29

II.8. La cellule photovoltaïque 29

II.9. Principe de fonctionnement d’une cellule photovoltaïque 29

II.10. Modélisation d’une cellule photovoltaïque 30

 II.10.1. Cellule photovoltaïque idéal 30

II.10.2. Cellule photovoltaïque réel	31
II.11. Effet de l'éclairement	32
II.12. Influence de la température	33
II.13 Conclusion	33

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

III.1. Introduction	35
III.2. Modèle du convertisseur boost	35
III.3. Linéarisation du convertisseur	36
III.3.1. Boucle de courant	36
III.3.2. Boucle de tension	37
III.4. Commande du convertisseur	38
III.4.1. Commande PI du hacheur	38
III.4.2. Modèle linéaire du hacheur.....	39
III.4.3. Synthèse des paramètres du correcteur	39
III.5. Etude de la commande par mode glissant	40
III .5.1. Choix de la surface de glissement	40
III.5.2. Condition d'attractivité	42
III.5.3. Condition d'existence du régime glissant.....	43
III.5.4. Synthèse de la loi de commande.....	43
III.6. Conclusion	44

Chapitre IV : Application à l'extraction de la puissance maximale d'un panneau photovoltaïque

IV.1. Introduction	45
IV.2. Principe de la Recherche du MPP	45
IV.3. Méthodes de poursuite du point de puissance maximale.....	46
IV.3.1. Méthode de la perturbation et l'observation la (P&O).....	48
IV.4. Résultats de simulation de la commande par mode glissant avec MPPT	49
IV.5. Conclusion	51
Conclusion générale	52

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
$e(x)$	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
$sign(\cdot)$	La fonction signe
$sat(\cdot)$	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'entre
V_0	Tension aux bornes de la charge
i_L	Courant dans l'inductance
u	Représente l'état de l'interrupteur
<i>MLI</i>	Modulation de Largeur d'Impulsion
<i>PI</i>	Régulateur proportionnel intégrateur
<i>PV</i>	Photovoltaïque
<i>GPV</i>	Générateur Photovoltaïque.
<i>MPPT</i>	Maximum Power Point Tracking.
<i>P&O</i>	Perturbation et Observation
I_{ph}	Le photo-courant (A).

I_{sat}	Courant de saturation (A)
R_p	Résistances parallèle shunt. (Ω)
R_S	Résistance série (Ω).
T_c	Température de jonction ($^{\circ}\text{K}$)
R_p	Résistances parallèle shunt. (Ω)
R_S	Résistance série (Ω)
I_{cc}	Le courant de court-circuit (A)
V_{co}	La tension de circuit ouvert (V)
K	Coefficient de Boltzman ($1.38.10^{-23} \text{ J / K}$)
q	Charge d'électron $=1,602.10^{-19} \text{ C}$
n	Le facteur de qualité de diode

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 .

Dans ce contexte, l'énergie solaire apparaît comme une source importante telle que la quantité d'énergie solaire qui arrive à la surface de la terre dans un jour est dix fois plus grande que celle consommée.

A travers l'effet photovoltaïque, l'énergie contenue dans la lumière solaire peut être convertie directement à énergie électrique.

La puissance électrique produite par un panneau photovoltaïque dépend fortement de l'ensoleillement et à un degré moins important de la température des cellules. Ces deux variables influençant le comportement du système présentent des fluctuations quotidiennes et saisonnières. Pour ces raisons, le panneau photovoltaïque ne peut fournir une puissance maximale que pour une tension particulière et un courant bien déterminé ; ce fonctionnement à puissance maximale dépend de la charge à ses bornes. À cet effet et en fonction du type de cette charge, un dispositif de contrôle devra être intégré dans le circuit de commande du convertisseur (hacheur). Ce dernier doit être capable de faire fonctionner le panneau photovoltaïque à sa puissance maximale.

La méthode de suivi ou "Tracking" connue sous le nom MPPT (Maximum Power Point Tracking) est basée sur l'utilisation d'un algorithme de recherche du maximum de la courbe de puissance du panneau photovoltaïque. Contrairement au contrôle à tension fixe, le tracking n'est pas basé sur une valeur de référence prédéterminée mais il s'agit d'une recherche de la valeur de référence pour atteindre le maximum de la puissance sur la caractéristique courant tension. À noter que le tracking joue un rôle très important parce qu'il maximise le rendement et réduit au maximum le coût.

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

Ces lois de commande classique 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^{ème} chapitre sera consacré à la modélisation du hacheur et du panneau photovoltaïque ainsi que leur principe de fonctionnement et nous montrerons ensuite l'influence de la température et l'éclairement sur le rendement du générateur photovoltaïque

Dans le 3^{ème} 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^{ème} chapitre, et consacré à l'application de l'extraction de la puissance maximale à partir du panneau photovoltaïque, nous présentons les techniques de recherche utilisée par les commandes MPPT pour la poursuite du point de puissance maximale, Ensuite nous donnerons les résultats de simulation obtenus par la commande en mode glissant avec MPPT.

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.

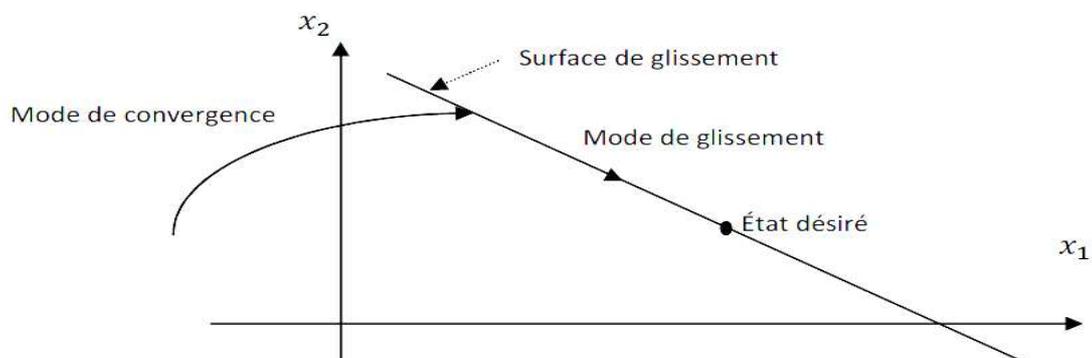


Figure I.1: Différents modes de convergence pour la trajectoire d'état

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.

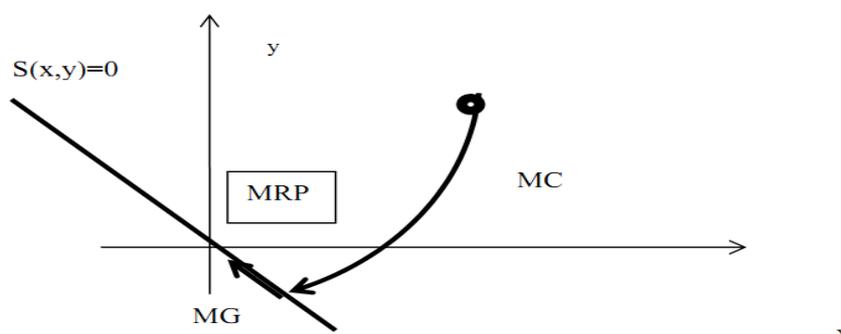


Figure I.2 : Différents modes pour la trajectoire dans le plan de phase

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).

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

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

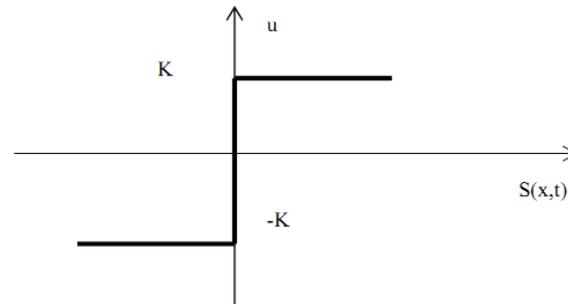


Figure I.3 : Représentation de la commande discontinue

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 :

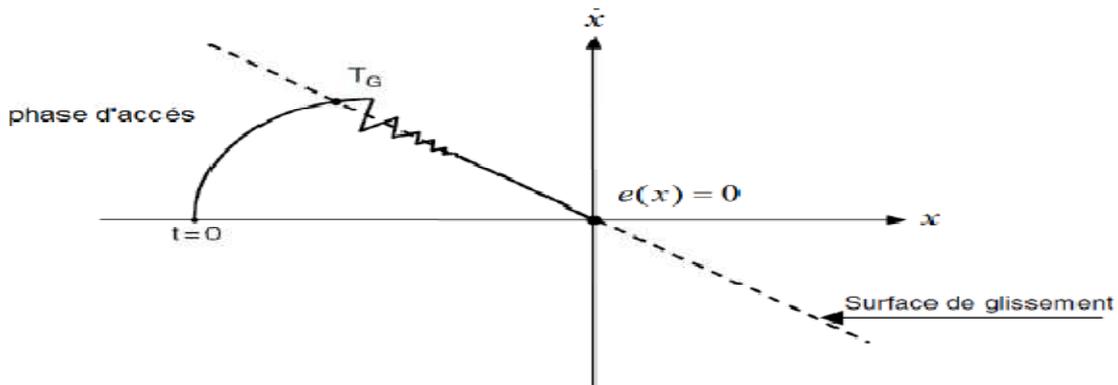


Figure I.4 : phénomène de réticence

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**

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

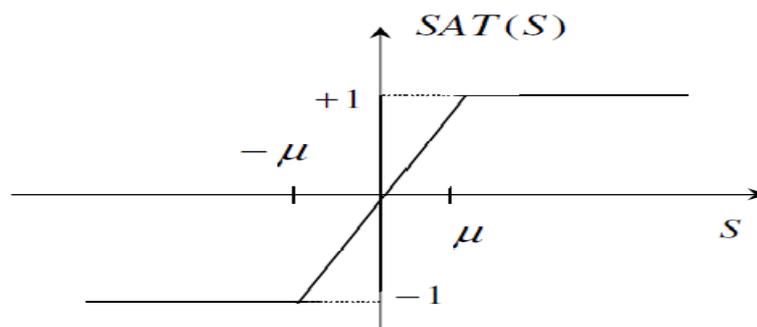


Figure I.5 : fonction de saturation

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

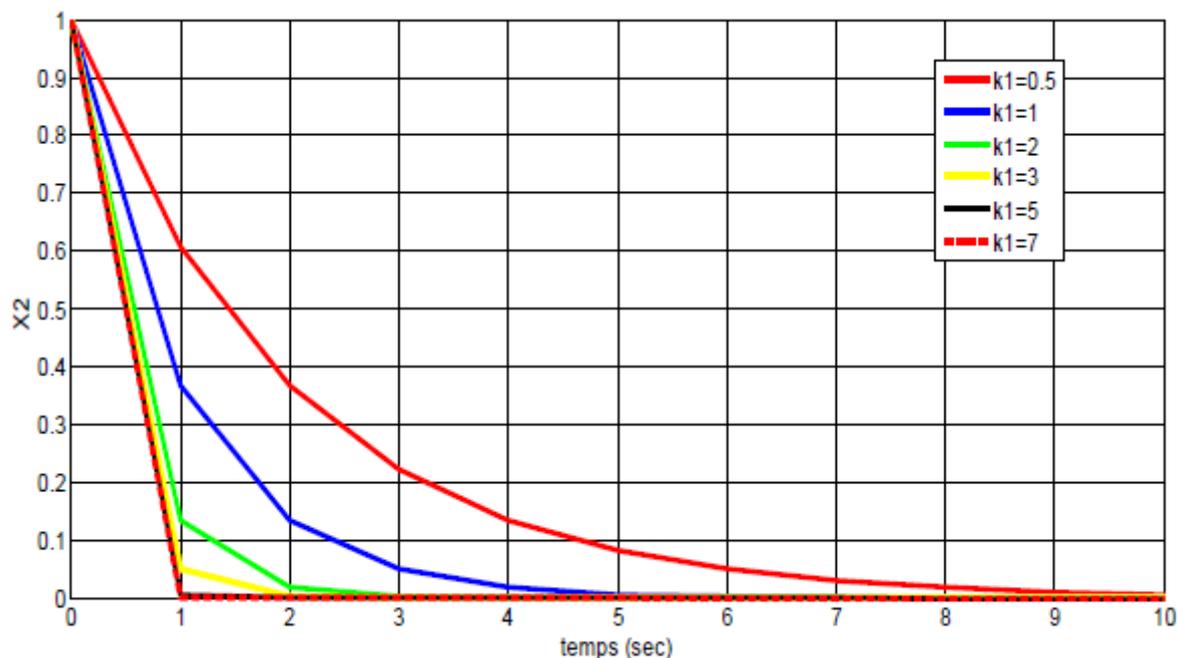


figure I.6 : Courbe représentative de la fonction $x_2 = \exp(-k_1 t)$

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.

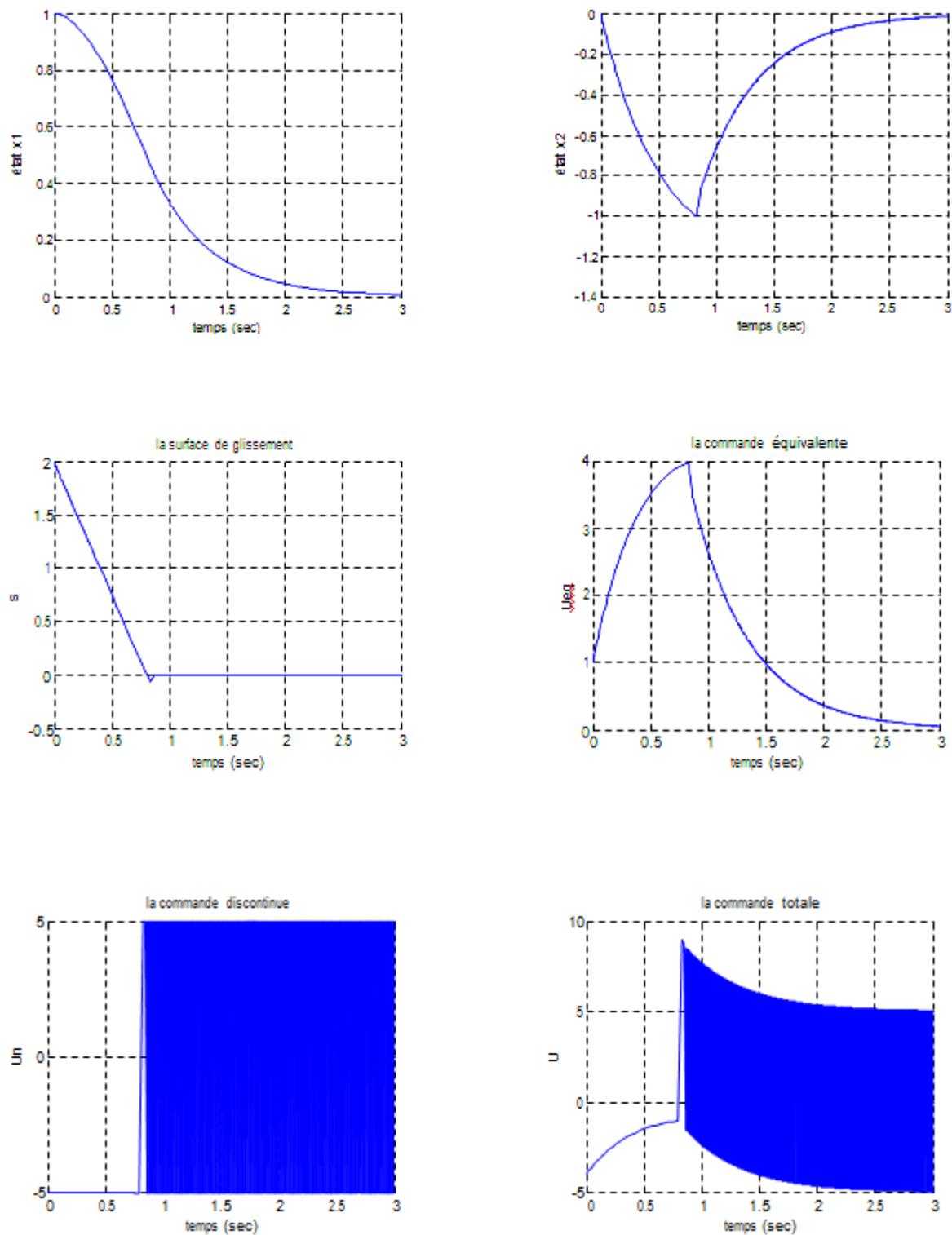


Figure I.7.a: réponse du système pour $u = u_{eq} - ksgn(s)$ et $k_1 = 2, k_2 = 1, k = 5$

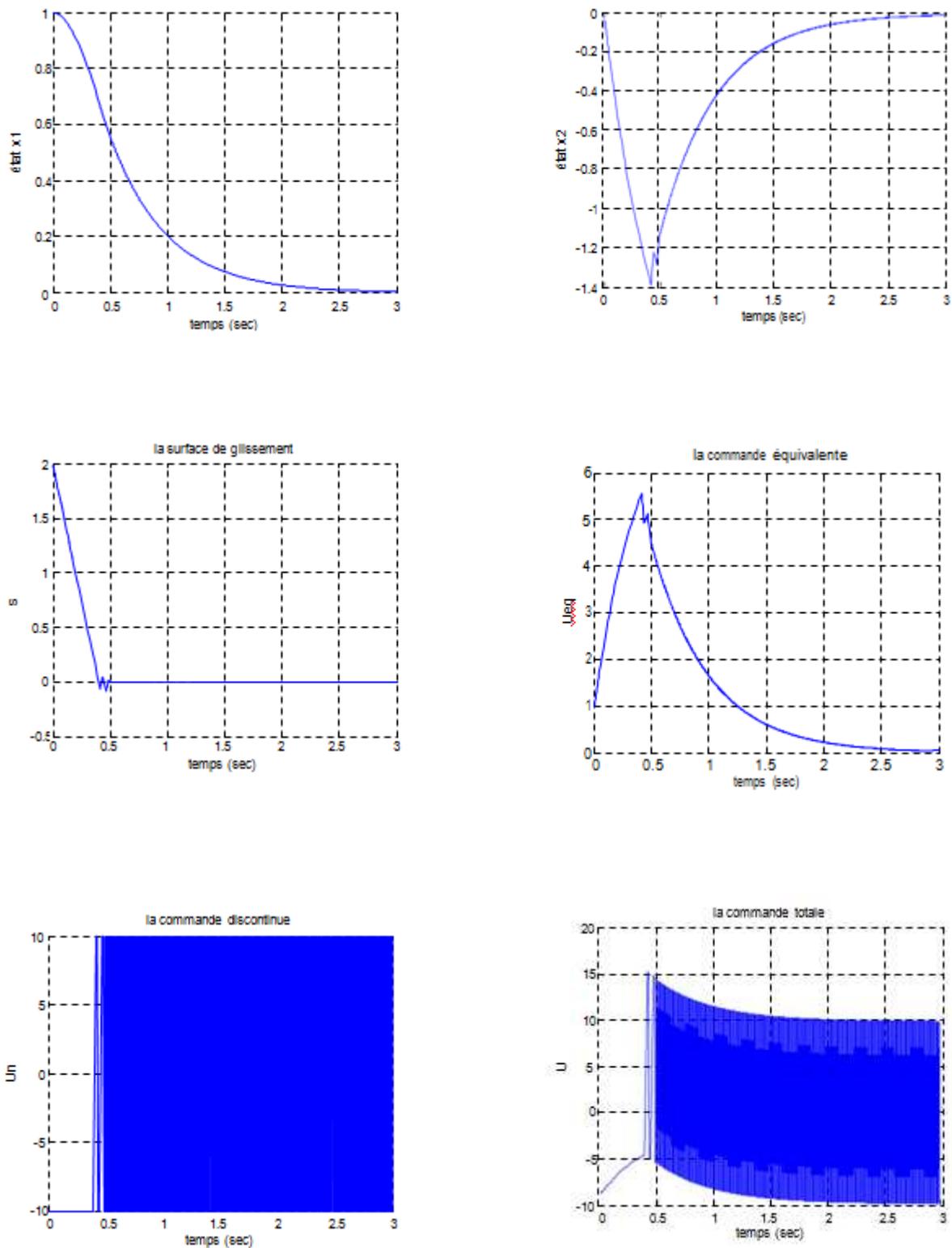


Figure I.7.b : Réponse du système pour $u = u_{eq} - k \operatorname{sgn}(s)$ et $k_1 = 2, k_2 = 1, k = 10$

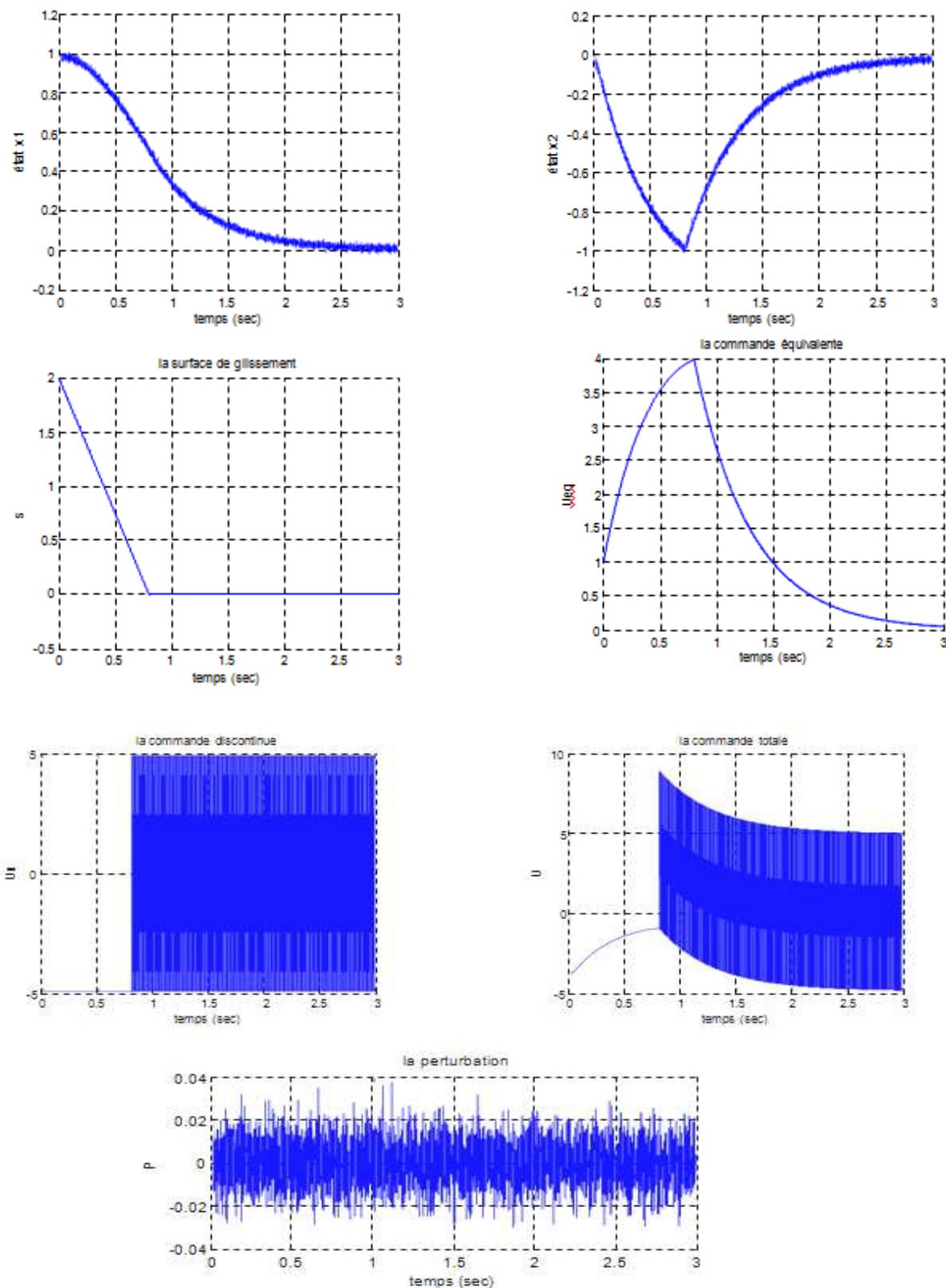


Figure I.7.c : Réponse du système pour $u = u_{eq} - k \operatorname{sgn}(s)$ et $k_1 = 2, k_2 = 1, k = 5$ avec une perturbation gaussienne appliquée sur les états

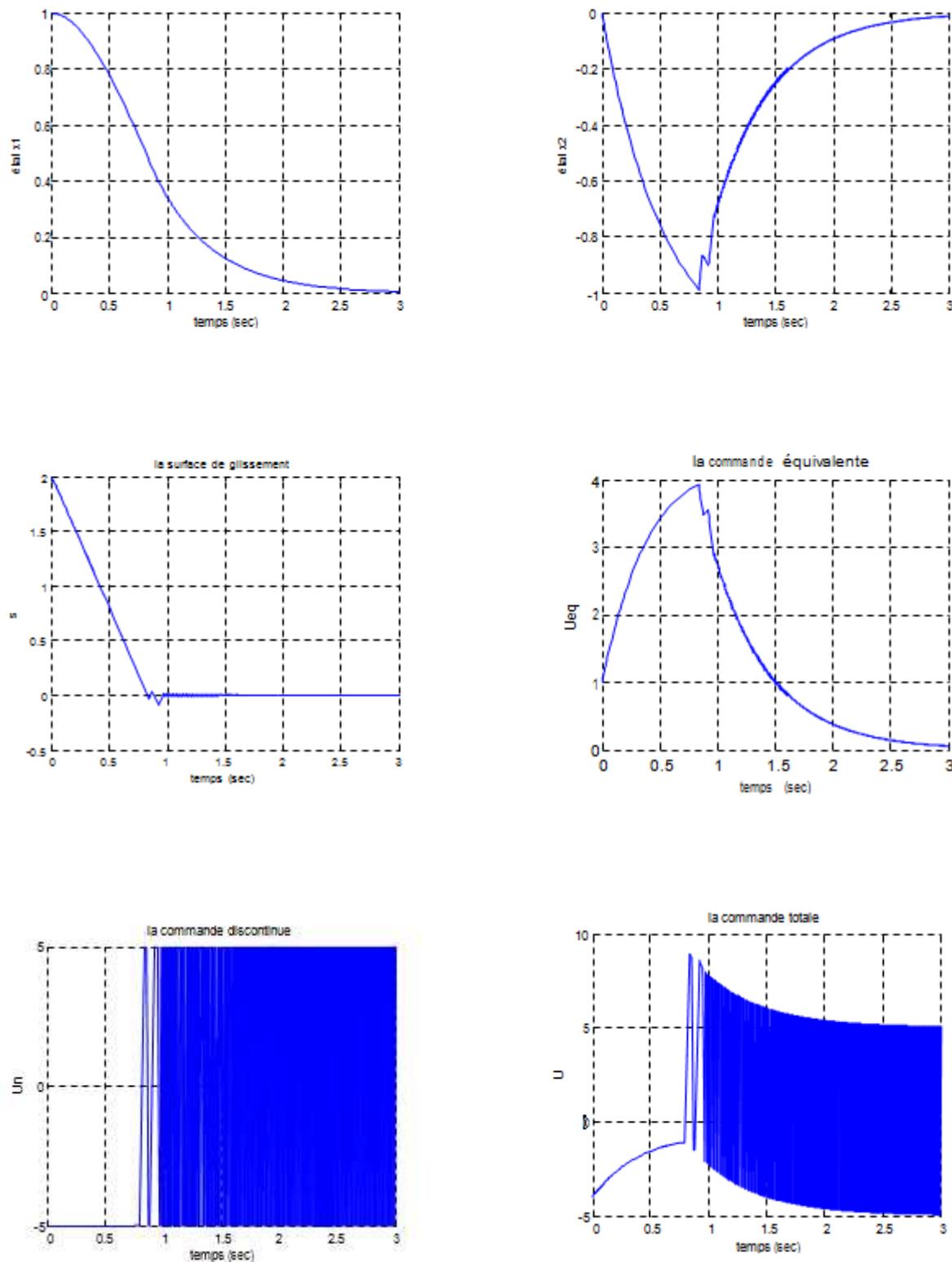


Figure I.7.d : Réponse du systèmes pour $u = u_{eq} - k \operatorname{sgn}(s)$ et $k_1=2$, $k_2=1$, $k=5$ avec une incertitude paramétrique de -30% sur a_0 et a_1

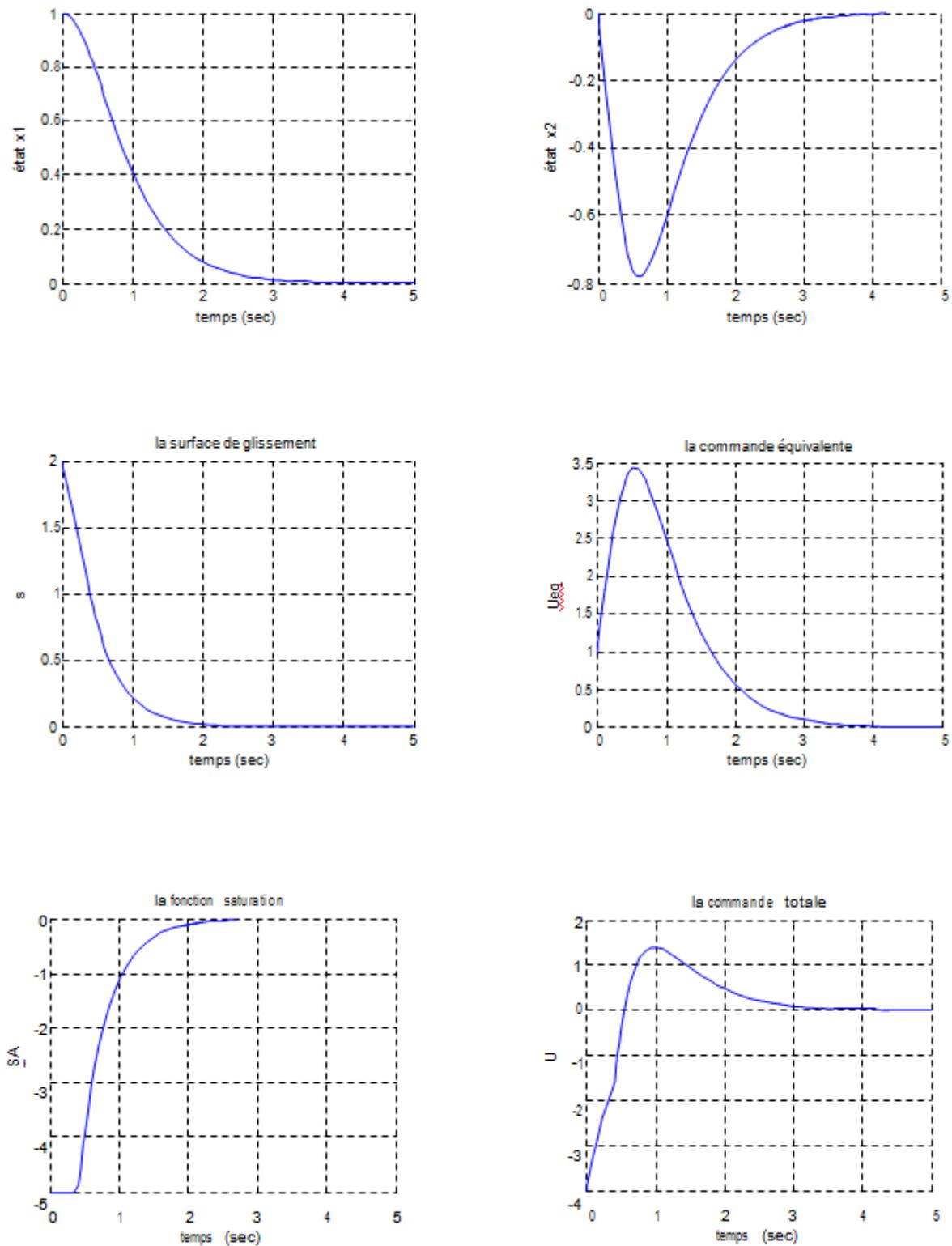


Figure I.7.e : Réponse du système pour $u = u_{eq} -k \text{ sat}(s)$ et $k_1 = 2, k_2 = 1, k=5$

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 s'intéressent principalement à l'information contenue dans ces signaux. La gamme de puissance traitée en électronique de puissance varie de quelques microwatts 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 leur fonctionnement discontinu en particulier.

Dans la première partie, nous donnerons un aperçu général sur le fonctionnement des convertisseurs de puissance DC/DC et leur modélisation. Ensuite, dans la deuxième partie, on commencera par un bref rappel sur le principe de la conversion de l'énergie solaire en énergie électrique.

Nous présenterons ensuite la modélisation de la chaîne de conversion photovoltaïque puis nous décrirons les modèles mathématiques.

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, etc. 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. [14]

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 se trouvera dans l'un des quatre quadrants du plan (U_s, I_s) défini sur la Figure II.2

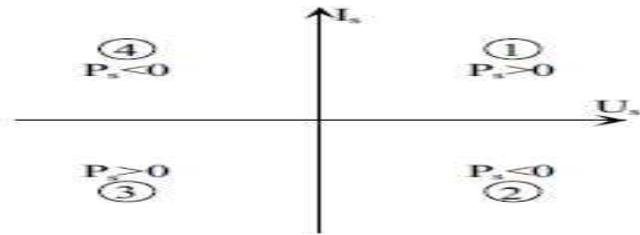


Figure II.2 : Transit de puissance

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 de 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, unidirectionnel en courant et en tension, dit hacheur élévateur (ou **boost**). [14]

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

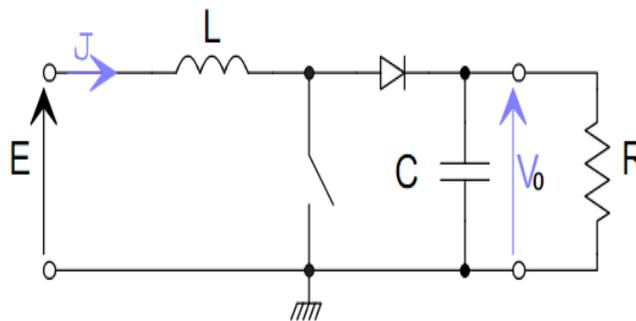


Figure II.3 : Schéma de principe d'un hacheur boost

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

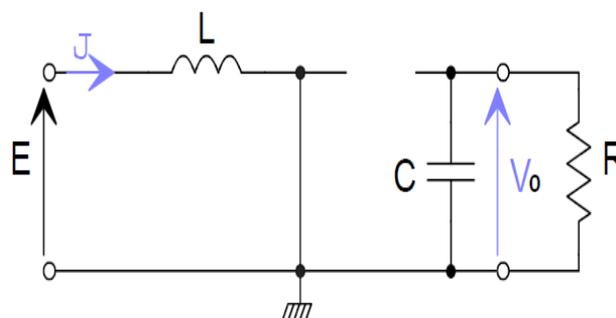


Figure II.4 : Schéma correspondant à la séquence 1

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

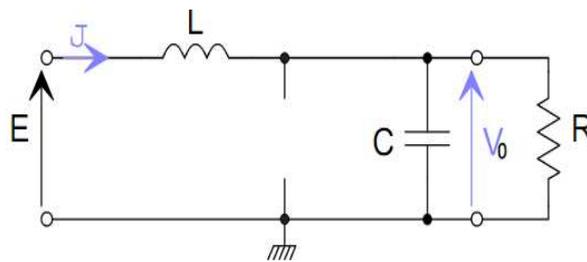


Figure II.5 : Schéma correspondant à la séquences 2

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

De la 2^{ème} structure on a :

Combinaison des deux structures :

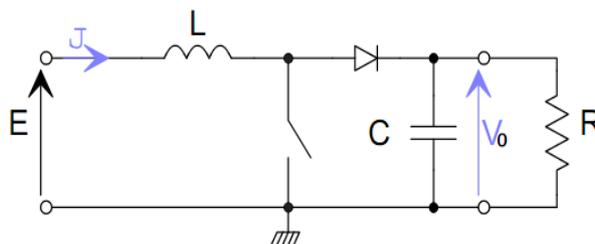


Figure II.6 : Combinaison des 2 structures

De la combinaison des deux structures on a :

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

Avec :

E : tension d'entrée

V_0 : tension au borne de la charge

i_L : courant dans l'inductance

u : représente l'état de l'interrupteur

II.5. Modélisation du panneau photovoltaïque

II.6. Introduction

Le soleil est une source énergétique quasiment illimitée. Il pourrait couvrir plusieurs milliers de fois notre consommation globale d'énergie. C'est pourquoi, l'homme cherche depuis longtemps à mettre à profit cette énergie importante et diffusée sur l'ensemble de la planète. Il est arrivé à réaliser ce but par le moyen dit cellule photovoltaïque.

Les panneaux solaires ou photovoltaïques sont des éléments de base de tout système photovoltaïque. Ils sont constitués de cellules photosensibles reliées entre elles. Chaque cellule convertit les rayons provenant du soleil en électricité grâce à l'effet photovoltaïque. Les panneaux photovoltaïques ont une caractéristique électrique spécifique qui est donnée par le fabricant sous forme de courbes. Ces courbes représentent généralement l'évolution du courant et de la puissance par rapport à la tension du panneau. [30]

La caractéristique électrique du panneau est de nature non linéaire et possède un point particulier appelé « Point de Puissance Maximale » (en anglais "Maximum Power Point" MPP). Ce point est le point de fonctionnement optimal pour lequel le panneau opère à sa puissance maximale. L'énergie photovoltaïque dépend fortement des conditions climatiques et de la localisation du site, ce qui rend la position du MPP variable dans le temps et donc difficile à situer. [32]

Dans la plupart des systèmes de production d'énergie photovoltaïque, on trouve une technique ou un algorithme particulier nommé « Maximum Power Point Tracking » (MPPT) qui se traduit par, poursuite du point de puissance maximale. Cette technique, comme son nom l'indique, traque le MPP dans le temps et permet de la sorte de tirer le maximum de puissance que le panneau est apte à fournir. Le MPPT vise à améliorer et à optimiser l'exploitation des systèmes photovoltaïques.

Il permet de faire un gain qui peut atteindre 25% d'où son importance. Techniquement, le MPPT fait appel à une interface entre le panneau et la charge qui est généralement un dispositif de conversion de puissance.

II.7. L'effet photovoltaïque

Le terme « photovoltaïque » vient du Grec qui signifie Lumière. Il est composé de deux parties : « photos » (lumière) et du nom de famille du physicien italien (Alessandro Volta) qui inventa la pile électrique en 1800 et donna son nom à l'unité de mesure de la tension électrique, le volt.

L'effet photovoltaïque constitue la conversion directe de l'énergie du rayonnement solaire en énergie électrique au moyen de cellules généralement à base de silicium. Pour obtenir une puissance suffisante, les cellules sont reliées entre elles et constituent le module solaire. [31]

II.8. La cellule photovoltaïque

La cellule photovoltaïque est l'unité de base qui permet de convertir l'énergie lumineuse en énergie électrique. Elle est basée sur le phénomène physique appelé effet photovoltaïque qui consiste à établir une force électromotrice lorsque la surface de cette cellule est exposée à la lumière. La tension générée peut varier entre 0.3 V et 0.7 V en fonction du matériau utilisé et de sa disposition ainsi que de la température de la cellule et du vieillissement de la cellule. [31]

II.9. Principe de fonctionnement d'une cellule photovoltaïque

L'effet photovoltaïque utilisé dans les cellules solaires permet de convertir directement l'énergie lumineuse des rayons solaires en électricité par le biais de la production et du transport dans un matériau semi-conducteur de charges électriques positives et négatives sous l'effet de la lumière. Ce matériau comporte deux parties, l'une présentant un excès d'électrons et l'autre un déficit en électrons, dites respectivement dopée de type n et dopée de type p. Lorsque la première est mise en contact avec la seconde, les électrons en excès dans le matériau n diffusent dans le matériau p. [33]

La zone initialement dopée n devient chargée positivement, et la zone initialement dopée p chargée négativement. Il se crée donc entre elles un champ électrique qui tend à repousser les électrons dans la zone n et les trous vers la zone p. Une jonction (dite p-n) a été formée. En ajoutant des contacts métalliques sur les zones n et p, une diode est obtenue. Lorsque la jonction est éclairée, les photons d'énergie égale ou supérieure à la largeur de la bande interdite communiquent leur énergie aux atomes, chacun fait passer un électron de la bande de valence dans la bande de conduction et laisse aussi un trou capable de se mouvoir, engendrant ainsi une paire électron - trou. Si une charge est placée aux bornes de la cellule, les électrons de la zone n rejoignent les trous de la zone p via la connexion extérieure, donnant naissance à une différence de potentiel et le courant électrique circule. [31]

La figure II.7 illustre une cellule PV typique où sa constitution est détaillée.

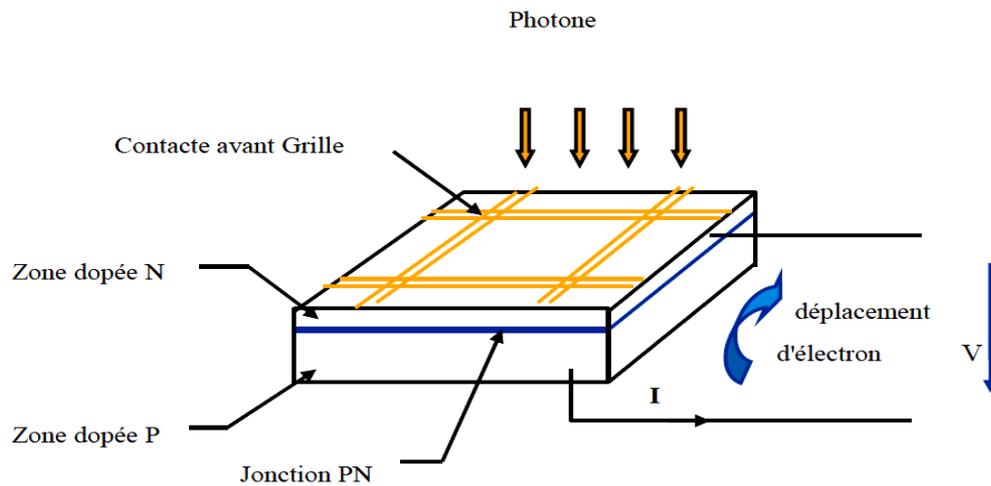


Figure II.7 : Schéma d'une cellule photovoltaïque

II.10. Modélisation d'une cellule photovoltaïque

II.10.1. Cellule photovoltaïque idéal

Une cellule photovoltaïque peut être décrite de manière simple comme une source idéale de courant qui produit un courant I_{ph} proportionnel à la puissance lumineuse incidente, en parallèle avec une diode figure (III.2) qui correspond à l'aire de transition p-n de la cellule PV.

D'après la loi des nœuds :

$$I = I_{ph} - I_d \quad (\text{II.7})$$

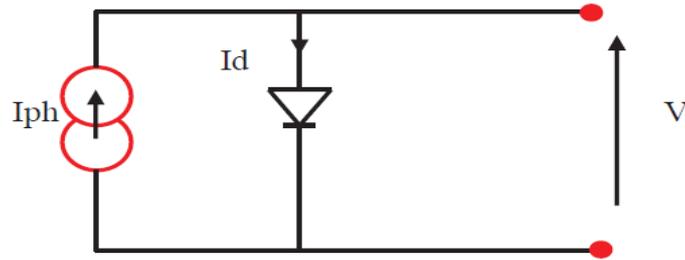


Figure II.8: Modèle de cellule photovoltaïque idéal

Pour un générateur PV idéal, la tension aux bornes de la résistance est égale à celle aux bornes de la diode :

$$V = V_d \quad (\text{II.8})$$

La diode étant un élément non linéaire, sa caractéristique est donnée par la relation :

$$I_d = I_o \cdot \left(\exp\left(\frac{V_d}{V_t}\right) - 1 \right) \quad (\text{II.9})$$

Avec :

I_o : le courant de saturation inverse de la diode

V_d : la tension au borne de diode

$V_t = KT/q$ potentielle thermique

Donc la relation (III.1) sera :

$$I = I_{ph} - I_o \cdot \left(\exp\left(\frac{V_d}{V_t}\right) - 1 \right) \quad (\text{II.10})$$

II.10.2. Cellule photovoltaïque réel

Le modèle photovoltaïque précédent ne rendait pas compte de tous les phénomènes présents lors de la conversion d'énergie lumineuse. En effet, dans le cas réel, on observe une perte de tension en sortie ainsi que des courants de fuite. On modélise donc cette perte de tension par une résistance en série R_s et les courants de fuite par une résistance en parallèle R_p . [31]

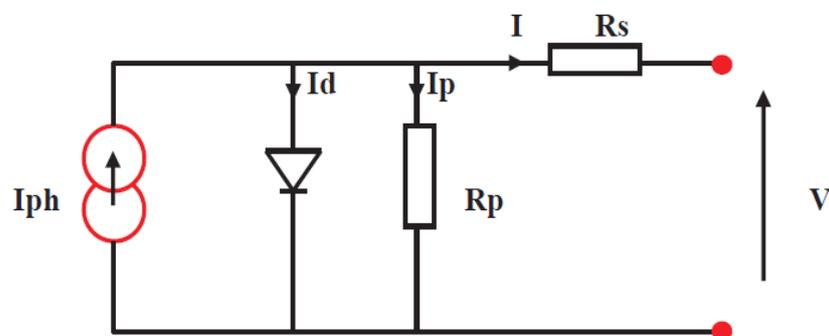


Figure II.9 : Modèle de la cellule photovoltaïque réel

Donc on a :

$$I = I_{ph} - I_d - I_p \quad (\text{II.11})$$

$$I_p = \left(\frac{V + R_s \cdot I}{R_p} \right) \quad (\text{II.12})$$

$$I_d = I_o \cdot \left(\exp \left(\frac{V + R_s \cdot I}{R_p} \right) - 1 \right) \quad (\text{II.13})$$

I : le courant fourni par la cellule

$I_{ph} = I_{sc} \cdot \left(\frac{G}{100} \right)$: le photo-courant dépendant de l'éclairement (G)

I_o : Le courant de saturation de la diode

K : constante de Boltzmann ($1,381 \cdot 10^{-23}$ joule/Kelvin)

q : Charge d'électron = $1,602 \cdot 10^{-19}$ C

n : Le facteur de qualité de diode

T : La température de cellule en kelvin.

Donc (III.5) sera :

$$I = I_{ph} - I_o \cdot \left(\exp \left(\frac{V + R_s \cdot I}{V_t} \right) - 1 \right) - \left(\frac{V + R_s \cdot I}{R_p} \right) \quad (\text{II.14})$$

II.11. Effet de l'éclairement

L'augmentation de l'éclairement provoque une augmentation où le générateur fonctionne comme un générateur de courants, mais il y a une légère augmentation pour la tension en circuit ouvert. Ce faisceau de courbes se trace à température constante, et illustre un tracé correspondant à une température $T_c = 25^\circ\text{C}$ sur la figure (II.10)

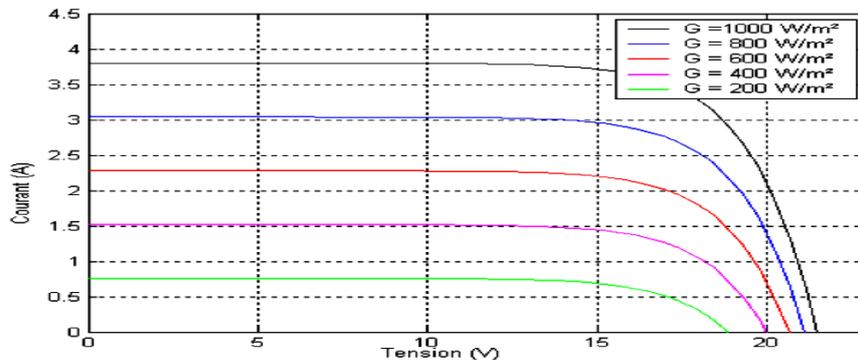


Figure (II.10) : Caractéristiques I (V) d'un panneau

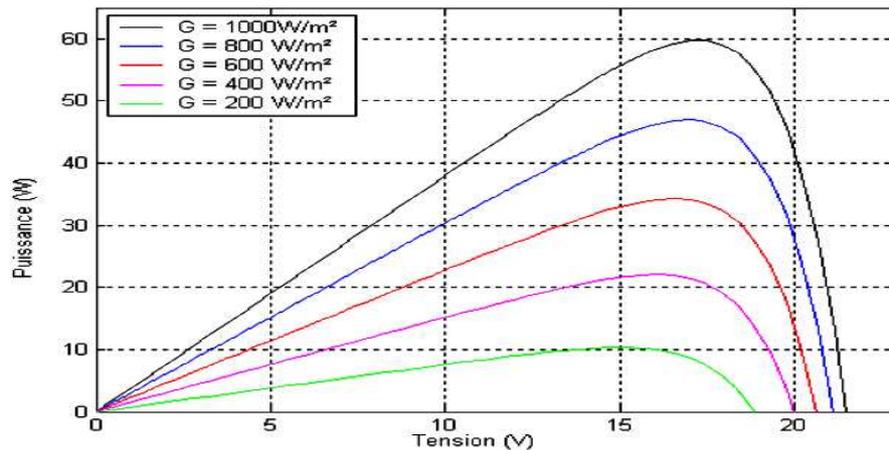


Figure (II.11) : Caractéristiques P (W) d'un panneau solaire pour différents éclairagements

II.12. Influence de la température

La température est un paramètre important dans le comportement des cellules. La figure (II.12) montre que l'augmentation de la température entraîne une diminution nette de la tension de circuit ouvert et une augmentation du courant de court circuit, ainsi qu'une diminution de la puissance maximale.

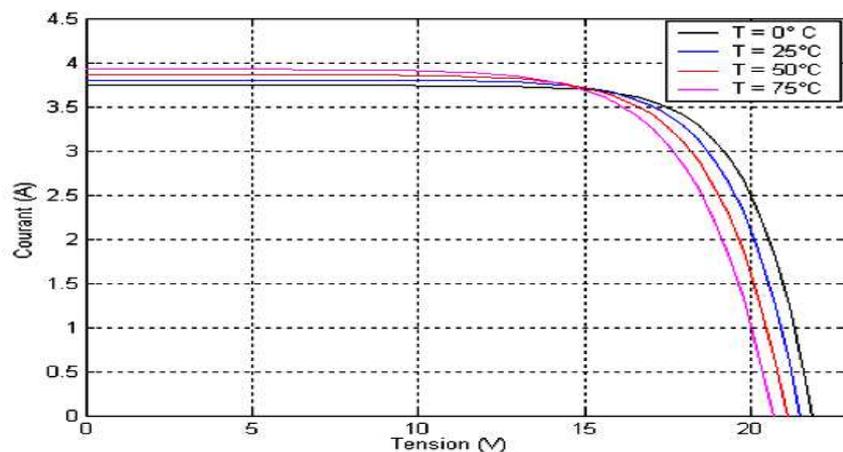


Figure (I.12) : Influence de la température sur la caractéristique I (V).

II.13. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons modélisé et simulé les équipements d'électronique de puissance utilisés en adaptation avec les systèmes photovoltaïques. Ainsi que leur principe de fonctionnement et leurs modèles mathématiques.

D'après les résultats obtenus de la simulation, on remarque que les performances d'un module photovoltaïque sont fortement influencées par les conditions climatiques, particulièrement l'irradiation solaire et la température du module.

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

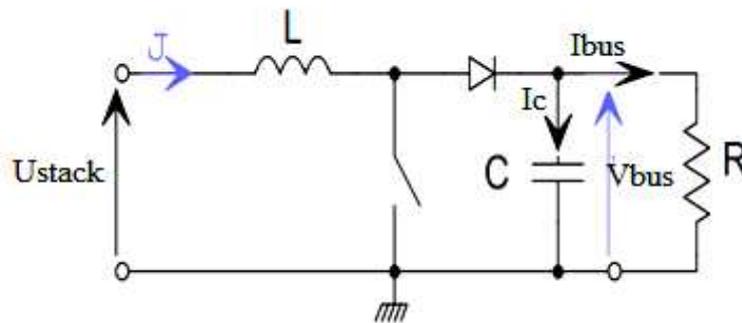


Figure III.1 : Schéma électrique du convertisseur

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 au borne 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.

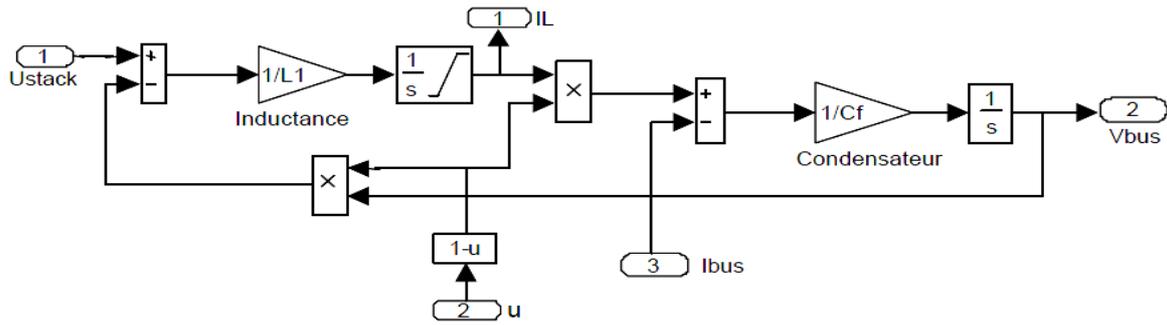


Figure III.2 : Schéma bloc du convertisseur

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 :

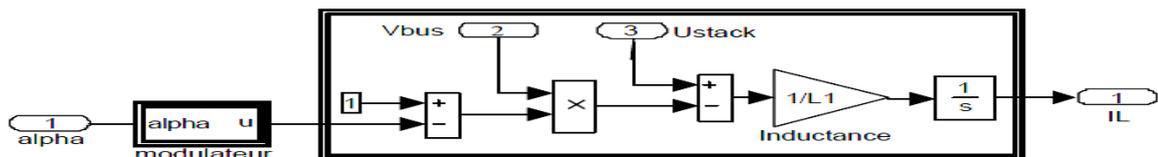


Figure III.3 : Schéma bloc en courant du convertisseur

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 VL . 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

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

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

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

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

En appliquant la transformée de Laplace on aura :

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

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

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

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]

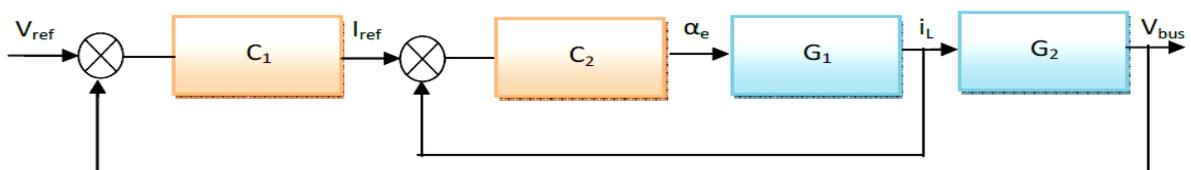


Figure III.4 : Structure de la commande par deux boucles de contrôle

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_{bus} 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 :

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

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

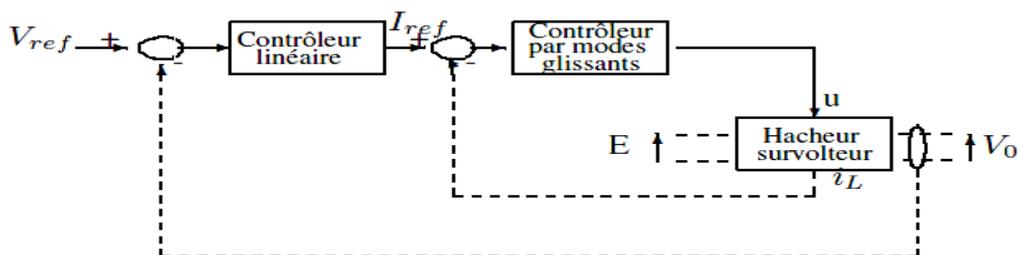


Figure III.5 : Contrôle à structure cascade d'un hacheur survolteur

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 $V_{bus} - V_{ref}$ 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).

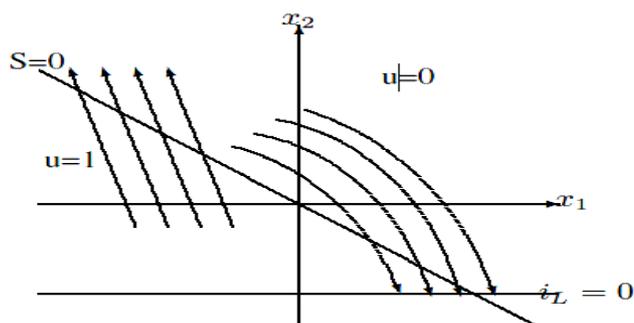


figure III.6 : Dynamique du système et surface de glissement pour un hacheur survolteur

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 :

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

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 un GPV dépend fortement du niveau d'ensoleillement, de la température des cellules, de l'ombrage et aussi de la nature de la charge alimentée. Il est de ce fait très imprévisible. Comme nous l'avons déjà vu dans les chapitres précédents, la courbe caractéristique de puissance du GPV présente un point de puissance maximale MPP (Maximum Power Point) correspondant à un certain point de fonctionnement de coordonnées V_{MPP} pour la tension et I_{MPP} pour le courant (voir figure IV.1). Vu que la position du MPP dépend du niveau d'ensoleillement et de la température des cellules, elle n'est jamais constante dans le temps. Un convertisseur MPPT (Maximum Power Point Tracker) doit donc être utilisé afin de suivre ces changements. Un convertisseur MPPT est un système de conversion de puissance muni d'un algorithme de contrôle approprié permettant d'extraire le maximum de puissance que le GPV peut fournir. [36]

Les premières utilisations du MPPT remontent à 1968 dans le cadre d'applications spatiales ayant pour générateur électrique des panneaux photovoltaïques. Le développement du MPPT a constitué un thème techniquement attrayant, si bien que finalement, un grand nombre de procédures et techniques ont été développées. Elles varient en complexité, capteurs nécessaires, vitesse de convergence, coût, efficacité, matériel pour la réalisation, etc.

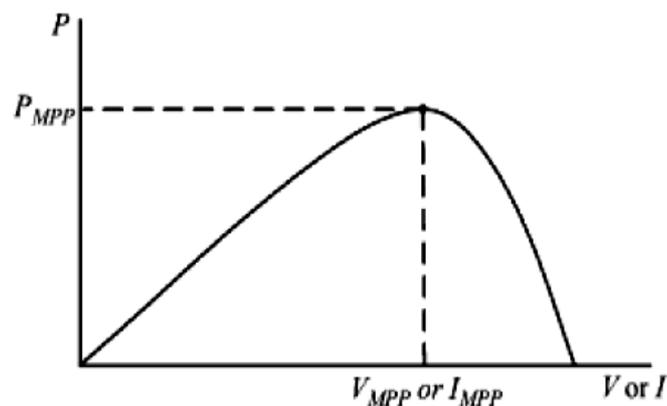


Figure IV.1 : Courbe caractéristique de puissance d'un GPV

IV.2 . Principe de la Recherche du MPP :

La figure IV.1 représente le schéma de principe d'un convertisseur MPPT classique. La commande MPPT fait varier le rapport cyclique du convertisseur statique (CS) à l'aide d'un signal électrique approprié, pour tirer le maximum de puissance que le GPV peut fournir. L'algorithme MPPT peut être plus ou moins compliqué pour rechercher le MPP. En général,

il est basé sur la variation du rapport cyclique du CS en fonction de l'évolution des paramètres d'entrée de ce dernier (I et V et par conséquent de la puissance du GPV) jusqu'à se placer sur le MPP.

De nombreuses recherches sur les commandes (*MPPT*) ont été effectuées afin de trouver un système optimal permettant une recherche du (*PPM*) selon l'évolution de la puissance fournie par le générateur photovoltaïque. Les commandes (*MPPT*) développées sont toutes basées sur une commande extrême de type Perturbe & Observe (P&O).

Dans la littérature, nous pouvons trouver différents types d'algorithmes de commandes extrémales présentant plus ou moins de précisions. A partir de l'évaluation ou de la mesure de la puissance fournie par le générateur, ces commandes utilisent le rapport cyclique du convertisseur de puissance pour appliquer une action de contrôle adéquate sur l'étage et pour suivre l'évolution au cours du temps du (*PPM*). Un grand nombre de ces commandes ont l'avantage d'être précises et d'avoir une grande rapidité de réaction mais souffrent encore d'un manque d'optimisation de leur algorithme parfois trop complexe et consommant alors trop d'énergie.[36]

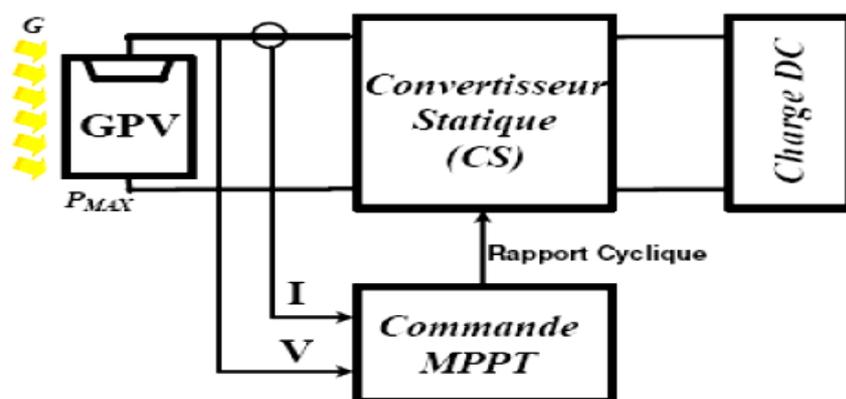


Figure IV.2 : Schéma de principe du convertisseur MPPT

IV.3. Méthodes de poursuite du point de puissance maximale

Pour obtenir un meilleur rendement dans le fonctionnement des générateurs photovoltaïques, la technique appelée la poursuite de la puissance maximale (*MPPT*) qui consiste à transférer de façon optimale toute la puissance électrique à extraire de cette source de l'énergie photovoltaïque vers la charge à alimenter. Elle doit être utilisée dans toute application utilisant ces générateurs, et deviendra nécessaire et même indispensable selon la

théorie du transfert optimal de puissance. Parmi les techniques de contrôle employées pour la poursuite du point de puissance nous avons choisi la méthode de la perturbation et l'observation la (P&O).

IV.3.1. Méthode de la perturbation et l'observation la (P&O) :

La méthode P&O est généralement la plus utilisée en raison de sa simplicité et sa facilité de réalisation. Comme son nom l'indique, cette méthode fonctionne en perturbant le système et observant l'impact sur la puissance à la sortie du GPV. Sur la figure IV.3, on voit que si la tension de fonctionnement est perturbée dans une direction donnée et que la puissance augmente ($dP/dV > 0$), alors il est clair que la perturbation a déplacé le point de fonctionnement vers le MPP. L'algorithme P&O continuera à perturber la tension dans la même direction. Par contre, si la puissance diminue ($dP/dV < 0$), alors la perturbation a éloigné le point de fonctionnement du MPP. L'algorithme inversera la direction de la perturbation suivante, Le processus est répété périodiquement jusqu'à ce que le MPP soit atteint. Cet algorithme est résumé sur l'organigramme de la figure IV.4.

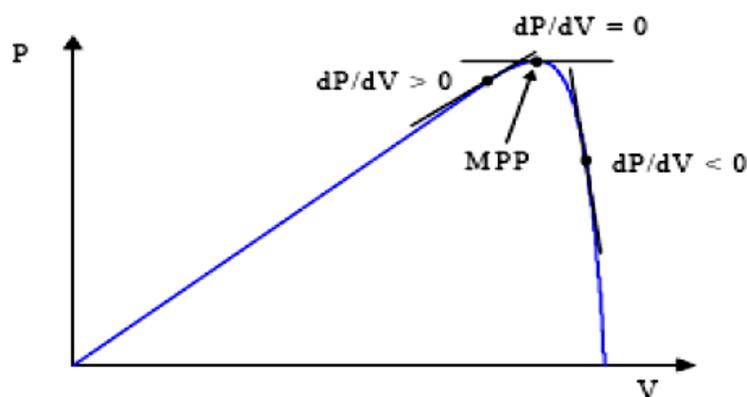


Figure IV.3 : Signe de dP/dV à différentes positions de la courbe caractéristique de Puissance

Un inconvénient de la méthode P&O est qu'elle peut échouer lors d'un rapide changement des conditions atmosphériques comme l'illustre la figure IV.5. Commencant par un point de fonctionnement A. Si les conditions climatiques restent constantes, une perturbation ΔV dans la tension V amènera le point de fonctionnement au point B, et le sens de la perturbation sera inversé à cause de la diminution de la puissance. Par contre, si l'éclairement augmente et déplace la courbe de puissance de P1 à P2, sur un cycle du MPPT, le point de fonctionnement sera déplacé de A vers C. Cela représente une augmentation de la puissance, l'algorithme croit que ceci est le résultat de sa propre action et le sens de la perturbation restera le même. Par conséquent, le point de fonctionnement s'éloigne du MPP et continuera à s'éloigner si l'éclairement augmente (ou diminue) progressivement. Pour palier à

ce problème, on pourra ajouter le poids d'un troisième point et le comparer aux deux autres avant de prendre une décision sur le sens de la perturbation. Une autre solution serait de diminuer le cycle du MPPT.

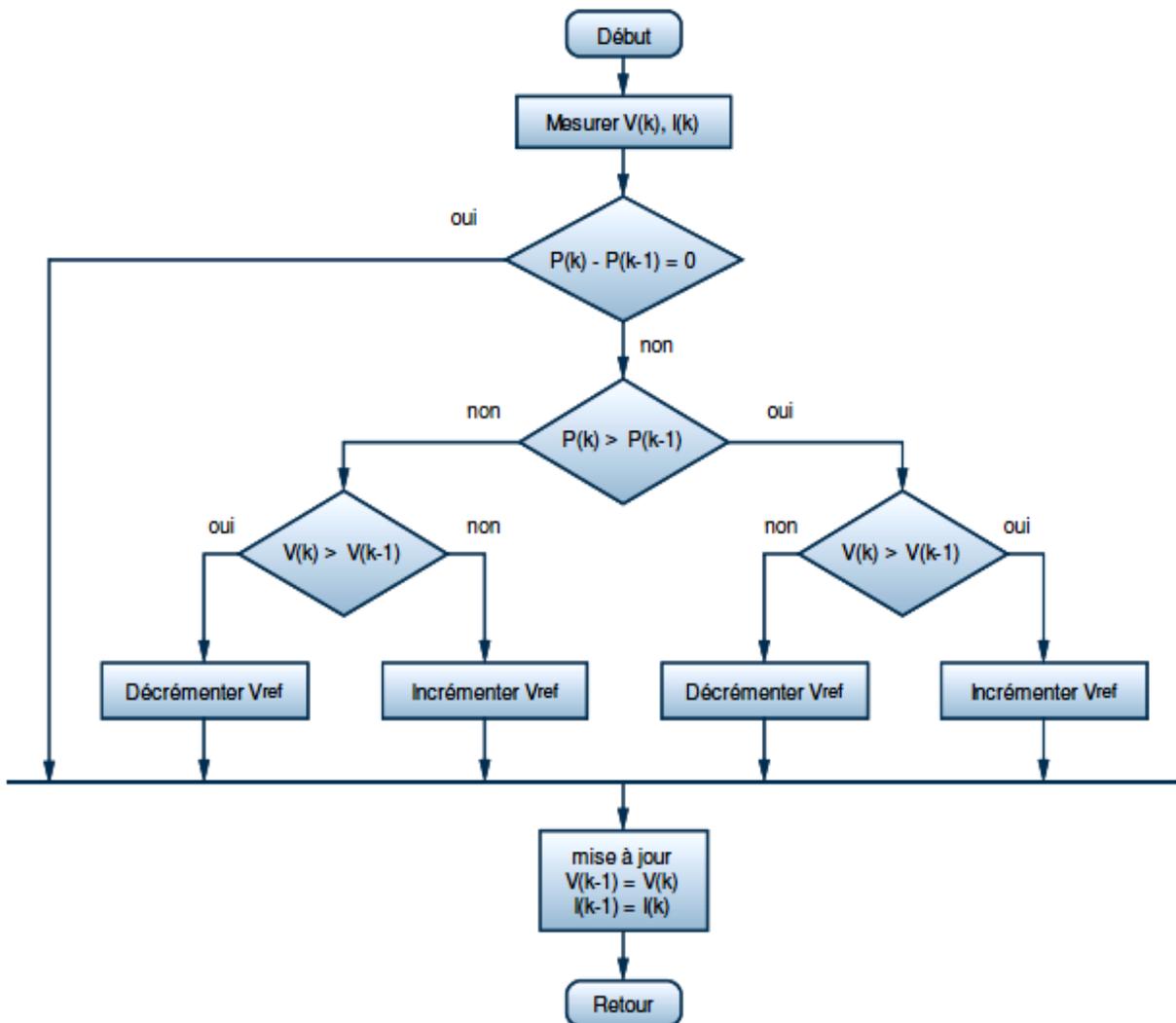


Figure IV.4 : Organigramme de la méthode P&O

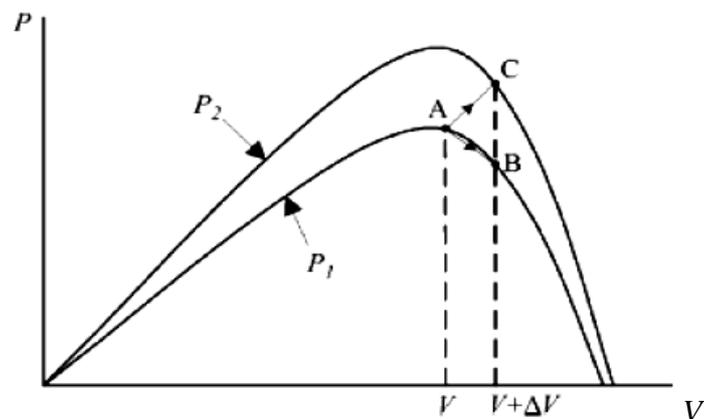


Figure IV.5 : Divergence de la méthode P&O

Deux capteurs sont généralement nécessaires pour mesurer la tension et le courant à partir desquels la puissance est calculée.

Il existe dans la littérature d'autres algorithmes MPPT. On peut citer :

- Algorithme de la Tension Constante (Constant Voltage)
- Algorithme du Courant constant (Constant Current)
- Conductance Incrémentale (Incremental Conductance)

IV.4. Résultats de simulation de la commande par mode glissant avec MPPT :

-Les valeurs des paramètres du hacheur sont données ainsi :

$$R=20\Omega, L= 2 \text{ mH}, C=500 \mu\text{F}, U_{stack} = 17 \text{ volts}, r=Rc=0.01 \Omega$$

-Les valeurs des paramètres de la surface : $k_1 = 1, k_2 = 0.6$

- Les valeurs des paramètres du panneau photovoltaïque :

V_{co} : tension de circuit ouvert 24 volts

I_{cc} : courant de court circuit 2.41 A

Resistance série 0.45 Ω

La simulation a été effectuée pour différent éclairement passant de 1000 w/m² à 400 w/m² et de la température qui varie de 100° C à 0° C comme le montre les figure IV.6 et IV.7. D'après la figure IV.9 et IV.10 , le résultat de la simulation obtenue pour le système basé sur MPPT avec le contrôleur de mode de glissement, avec la variation de l'irradiation et de la température utilisée et la charge est considérée constante ($R = 200$).

La figure IV.11 illustre l'évolution de la trajectoire de la surface de glissement. Nous constatons que le système converge vers son point d'équilibre. Il est à noter la présence du phénomène du broutement.

Dans la figure **IV.8** La puissance de sortie moyenne du générateur photovoltaïque indique des valeurs de puissance maximale.

La figure IV.12, montre, en détail la variation dynamique du MPPT pour un changement de température et d'éclairage progressif. La sortie de puissance du générateur photovoltaïque, indique la proximité du point de puissance maximale ce qui permet d'assurer une bonne vitesse dynamique.

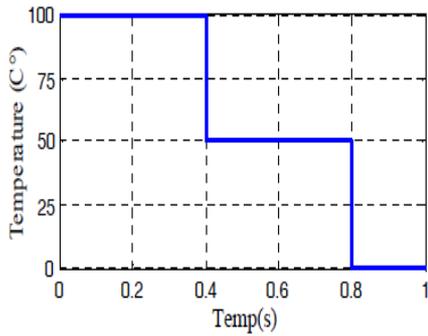


Figure IV.6 : Variation de la température

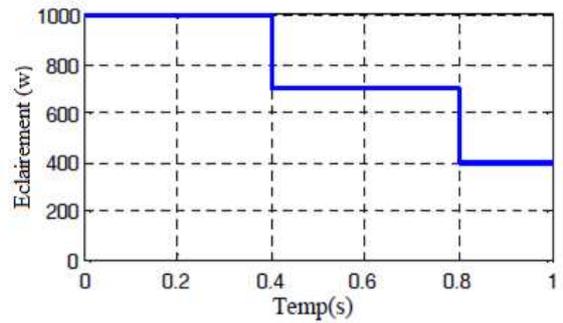


Figure IV.7: Variation de l'éclairement

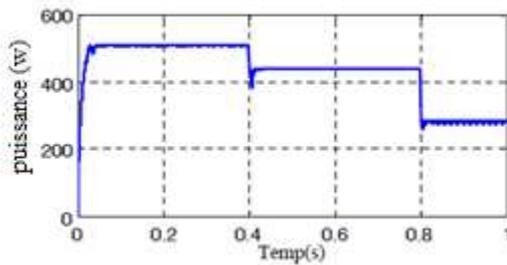


Figure IV.8 :La puissance des sortie du panneau photovoltaïque

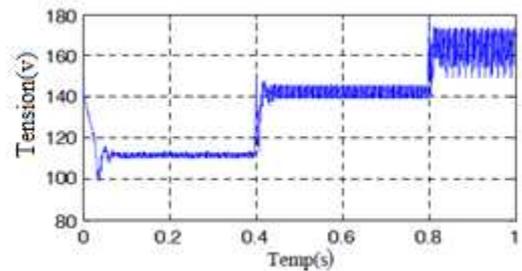


Figure IV.9 :la tension de sortie du panneau photovoltaïque

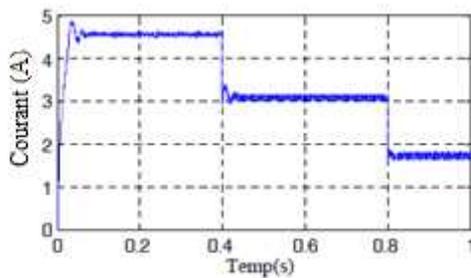


Figure IV.10 : Le courant de sortie du générateur photovoltaïque

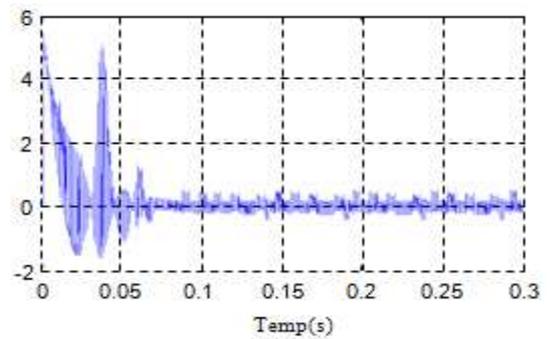


Figure IV.11: surface de glissement

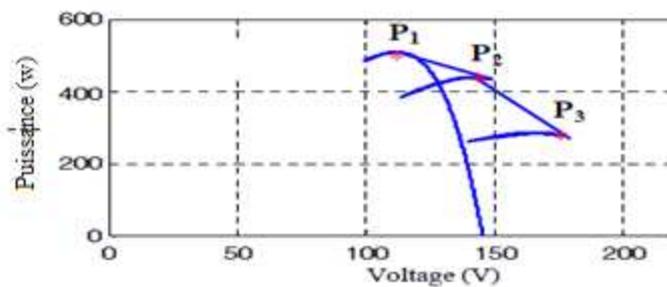


Figure IV.12. Le fonctionnement dynamique MPPT pour un changement de température et d'éclairement progressif.

Conclusion :

Pour avoir le meilleur transfert de puissance entre le générateur photovoltaïque 'GPV' et la charge, nous avons modélisé l'ensemble de la chaîne de conversion sous Matlab Simulink et l'algorithme de recherche du point de puissance maximale (MPPT) a été conçu puis simulé. Il force le générateur GPV à travailler à son point de puissance maximale (MPP), induisant une amélioration globale du rendement du système de conversion électrique, bien que satisfaisante par rapport à une connexion directe du générateur photovoltaïque.

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'un panneau photovoltaïque .

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 cellule photovoltaïque était basée sur le modèle électrique équivalent. L'effet des changements climatiques a aussi été révélé à travers des graphiques représentatifs. Le logiciel Matlab a été utilisé pour simuler le comportement de la cellule photovoltaïque.

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, le convertisseur DC/DC est particulièrement approprié pour l'application de la commande en mode glissant à l'application photovoltaïque, en raison de son état contrôlable.

Le quatrième chapitre a été dédié à l'application de l'extraction de la puissance maximale à partir du panneau photovoltaïque. Pour ce faire, nous avons implémenté une commande MPPT, ce qui permet d'extraire le maximum de puissance et offrant un bon temps de convergence au système PV de fonctionner dans les conditions optimales d'utilisation. Par cette stratégie, les résultats de simulation ont montré de manière générale l'efficacité de la commande par mode glissant .

- [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 pneumatique 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] **Ghoneim.A.A**, “Design optimization of photovoltaic powered water pumping Systems”, Energy conversion and Management, vol.47, pp. 1449-1463. 2006.
- [25] **Y.Bakelli** “Etude et dimensionnement d’un convertisseur statique pour la connexion d’un générateur photovoltaïque au réseau” Mémoire de Magister, Université M’Hamed Bougara (FHC) Boumerdes, juillet 2005.
- [26] **I. HADJ MAHAMMED** « Modélisation du générateur photovoltaïque». Mémoire de Magister, Ecole Nationale Polytechnique - El-Harrach 2002.
- [27] **J. Ghazanfari and M. M. Farsangi**« Maximum Power Point Tracking using Sliding Mode Control for Photovoltaic Array». *Iranian Journal of Electrical & Electronic Engineering*, Vol. 9, No. 3, Sep. 2013. ISBN 978-2-913923-30-0
- [28] **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
- [29] **N. AOUCHICHE, M.S. AÏT CHEIKH ET A. MALEK** « Poursuite du point de puissance maximale d’un système photovoltaïque par les méthodes de l’incrémentation de conductance et la perturbation & observation». *Revue des Energies Renouvelables Vol. 16 N°3 (2013) 485 – 498*.

- [30] **BENSACI Wafa** «Modélisation et simulation d'un système photovoltaïque adapté par une commande MPPT». Thèse de Master. Université Kasdi Merbah–Ouargla. 2012
- [31] **Othmane BENSEDDIK, Fathi DJALOU** «Etude et optimisation du fonctionnement d'un système photovoltaïque». Thèse de master. Université Kasdi Merbah–Ouargla. 2012
- [32] **BORNI Abdelhalim**. «étude et régulation d'un circuit d'extraction de la puissance maximale d'un panneau solaire». Thèse de Magister. Université Mentouri de Constantine. 2009
- [33] **ABBASSEN Lyes**. «Etude de la connexion au réseau électrique d'une centrale photovoltaïque». Thèse de Magister. Université Mouloud Mammeri de Tizi ouzou .2011
- [34] **Samah SAKER**. «Modélisation et Contrôle du système, Pile à Combustible, Convertisseurs et supercondensateur». Thèse de Magister Université Mohamed Khider – Biskra. 2010
- [35] **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
- [36] **M. Sarvi, I. Soltani, N. NamazyPour, and N. Rabbania**. «New sliding mode controller for dc/dc converters in photovoltaic systems». Hindawi Publishing Corporation. Journal of energy Volume 2013, Article ID 871025, 7 pages <http://dx.doi.org/10.1155/2013/871025>
- [37] **Boucli-hacene omar**. «Conception et réalisation d'un générateur photovoltaïque muni d'un convertisseur mmpt pour une meilleure gestion de l'énergie. »
- [37] **R. Anusuyadevi, P. Suresh Pandiarajan, J. Muruga Bharathi** «Sliding Mode Controller based Maximum Power Point Tracking of DC to DC Boost ». International Journal of Power Electronics and Drive System (IJPEDS) Vol.3, No.3, September 2013, pp. 321~327 ISSN: 2088-8694