République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de L'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Université des Sciences et de la Technologie d'Oran
Mohamed Boudiaf

Faculté de Génie Electrique
Département d'Electronique
Ecole Doctorale des Techniques et Applications Spatiales
Option : Instrumentation Spatiale

Thèse de Magister

Présentée par :

DJELLALI EL HOSSYEN

Thème

Commande des Convertisseurs DC-DC par Mode de Glissement (Application pour le Module Energie de Bord des Microsatellites)

Soutenu publiquement en 2011 devant le jury :

Mr	A. BOUDGHENE STAMBOULI	Professeur – USTO	Président
Mr	N. BOUGHANEMI	Professeur – USTO	Examinateur
Mr	M. BOUHAMIDA	Professeur – USTO	Examinateur
Mr	A. SI MOHAMMED	Maitre de recherche – CTS	Examinateur
Mr	L. MERAD	Maitre de recherche – CTS	Promoteur
Mr	Y. BENTOUTOU	Maitre de recherche – CTS	Invité

Année Universitaire : 2011/2012

REMERCIEMENTS

A dieu, le tout puissant, nous rendons grâce pour nous avoir donné santé, patience, et surtout raison. Ce travail a été effectué au laboratoire de l'instrumentation spatiale CTS d'Arzew en collaboration avec l'université USTO d'Oran

Je ne sais pas comment remercier mon encadreur Mr.L.MERAD pour m'avoir accordé sa confiance en me proposant ce sujet de recherche et en acceptant de le diriger, pour ses conseils qui m'ont permis d'évoluer, pour sa tolérance, sa motivation et son soutien tout au long de ce travail.

Je veux aussi exprimer ma gratitude et ma reconnaissance envers mes enseignants de l'EDTAS à savoir : Mr. A SI MOHAMMED,

Mr. A. BOUDJAMAI, et Mr. N. BOUGHANEMI coordinateur de l'école doctorale en techniques et applications spatiales.

Je remercie également mon professeur Mr. A.BOUDGHENE STAMBOULI de m'avoir accordé l'honneur et le plaisir de présider le jury de mon mémoire, ainsi que Mr.N. BOUGHANEMI, Mr..BOUHAMIDA. Mr.Y. BENTOUTOU et Mr.A. SI MOHAMMED d'avoir voulus examiner, juger ce travail et participer au jury.

Résumé

Le travail de cette thèse porte sur la synthèse de systèmes de commande robuste pour les convertisseurs continu-continu (DC/DC), en utilisant le principe des modes glissants (commande à structure variable).

Les convertisseurs DC/DC sont par nature des systèmes dont la structure varie (commutation d'interrupteurs), par conséquent la technique des modes glissants s'adapte bien aux cas des systèmes à structure variables (commutation d'interrupteurs). Cette technique est caractérisée par la discontinuité de la commande aux passages par une surface de commutation. Tout repose donc sur le choix approprié de cette surface de commutation appelé encore surface de glissement. La commande de glissement peut être considérée comme une régulation par tout ou rien qui entre dans un mode de fonctionnement particulier. L'avantage saillant de la commande à structure variable avec le mode de glissant est la robustesse contre les changements des paramètres ou des perturbations des systèmes.

L'objectif de cette thèse consiste donc à remplacer la modulation de largeur d'impulsion (MLI) déjà utilisée dans le module énergie de bord d'Alsat-1.

Les résultats de simulation et les études comparatives faites avec la technique MLI nous montre l'intérêt de la commande par mode glissant pour des convertisseurs DC/DC, en particulier la robustesse et la performance du système.

ملخص

تطرقنا في هدا العمل إلى دراسة وتحليل للأنظمة ذات التحكم المهاري عالي الجودة لطبولوجية المحولات من نوع مستمر- مستمر, ودالك باستعمال مبدأ تقنية التحكم الانزلاقي (تحكم ذات تركيب أو بنية متغيرة).

المحولات من نوع مستمر- مستمر تنتمي إلى الأنظمة ذات تركيب متغير(قاطعة إبدال), ومن نفس الطبيعة تقنية التحكم الانزلاقي تتكيف بطريقة جيدة في حالة الأنظمة ذات تركيب متغير(قاطعة إبدال) .

إن تقنية التحكم الانزلاقي تعتمد على التحكم المتقطع عبر مسار يعبر عنه بمساحة, هاته الأخيرة يتم اختيارها بشكل دقيق وتسمى أيضا مساحة الانزلاق.

التحكم الانزلاقي يمكن اعتباره منظم أو معدل الكل أو لا شيء ودالك بشكل سير خاص ومحدد. الأهمية و الميزة البارزة في نضام التحكم ذات تركيب متغير مع تقنية التحكم الانزلاقي هي المهارة العالية ضد التغيرات في قيم ومكونات النظام أو اضطرابات النضام.

الهدف من هدا البحث ادن هو استبدال تقنية النمطية الواسعة الدبدبات (MLI) المستعملة أساسا داخل وحدة نظام الطاقة للقمر الصناعي السات 1.

نتائج التمثيليات ودراسات المقارنة المفصلة في البحث لتقنية (MLI) أوضحت أهمية تقنية التحكم الانزلاقي للمحولات من نوع مستمر- مستمر,وبشكل خاص في المهارة العالية والجودة في سير النضام.

كلمات مفتاحيه

تركيب متغير. التحكم الانزلاقي , (MLI) تقنية النمطية الواسعة الدبدبات, السات 1 , المحول مستمر- مستمر

Sommaire

Introduction générale..... 1

Chapitre 1. Généralités sur les satellites et environnement spatiale

1.1 Introduction..... 4
1.2 Système satellite 4
1.2.1 Charge utile 5
1.2.2 Plate forme .....
1.2.2.1 Structure..... 6
1.2.2.2 Sous système contrôle thermique..... 5
1.2.2.3 Sous système énergie de bord 6
1.2.2.4 Sous-système gestion de bord 7
1.2.2.5 Sous-système propulsion 8
1.2.2.6 Sous-système contrôle d'attitude 9
1.2.2.7 Câblage et Pyrotechnie 10
1.3 Caractéristiques de l'environnement spatial 10
1.3.1 Vide 10
1.3.2 Rayonnements énergétique 10
1.3.3 Microgravité 11
1.3.4 Espace vide 11
1.4 Conclusion 12

Chapitre 2. Architectures du système d'énergie de bord d'un stellite

2.1 Introduction 13
2.2 Topologies des systèmes photovoltaïques..... 14
2.3 Générateur photovoltaïque..... 15
2.3.1 Panneaux solaires photovoltaïques 15
2.3.2 Principe..... 17
2.3.3 Constitution d'un générateur photovoltaïque 19
2.2.4 Rendement..... 20
2.2.5 Température 21
2.3.6 Principe de la recherche du point de puissance maximal 22
2.3.6.1 Classification des commandes MPPT..... 22
2.4 Stockage de l'énergie 23
2.4.1 Classification des batteries..... 23
2.4.2 Paramètres des batteries..... 23
2.5 Convertisseur continu- continu..... 26
2.5.1 Convertisseur série ou abaisseur de tension(Buck)..... 28
2.5.1.1 Conduction continue 28
2.5.2 Convertisseur parallèle ou élévateur de tension (Boost)..... 30
2.5.2.1 Relation générale..... 31

2.6 Conclusion..... 33

Chapitre 3. Commande d'un convertisseur DC-DC par MLI

3.1 Introduction 34
3.2 Structure des systèmes étudiés..... 34
3.3 Commande par modulation de largeur d'impulsion 35
3.4 Application au hacheur fonctionnant en abaisseur de tension..... 36
3.4.1 Détermination de la valeur des éléments..... 39
3.4.2 Ondulation admissible..... 40
3.4.3 Analyse fréquentielle..... 40
3.4.4 Différents modes de conduction..... 41
3.4.4.1 Mode de conduction continu..... 41
3.4.4.2 Mode de conduction discontinu 41
3.4.4.3 Mode de conduction critique..... 41
3.4.5 Conception du filtre 42
3.5 Résultats de simulation..... 44
3.6 Conclusion..... 48

Chapitre 4. Commande d'un convertisseur DC-DC par modes glissants

4.1 Introduction 49
4.2 Configuration de base pour les systèmes à structure variable 50
4.3 Solution des systèmes dynamiques à seconde membre discontinu..... 52
4.3.1 Méthode de Fillipov 52
4.3.2 Méthode d'Utkin: commande équivalente 53
4.3.3 Principe de commande par mode de glissement..... 54
4.3.4 Condition d'invariance de la variété (surface) s..... 55
4.4 Application des modes glissants à la commande d'un convertisseur DC –DC..... 56
4.4.1 Modèle mathématique du hacheur 56
4.4.2 Condition d'existence 58
4.5 Résultats des simulations 59
4.6 Test de la Robustesse par SMC 64
4.7 Conclusion 70
Conclusion générale..... 71
Bibliographie 73

Liste des figures

Figure (1.1)	**Système d'énergie de bord d'Alsat -1;**	7
Figure (1.2)	**Paramètres orbitaux pour les orbites d'attente et de transfert**;	8
Figure (1.3)	**Architecture générale d'un satellite**;	11
Figure (2.1)	**Bus non régulé**;	14
Figure (2.2)	**Bus régulé**;	15
Figure (2.3)	**Module solaire photovoltaïque**;	16
Figure (2.4)	**Notion de système à générateur photovoltaïque**;	17
Figure (2.5)	**Caractéristique I(V) d'une cellule photovoltaïque**;	18
Figure (2.6)	**Schéma équivalant électrique d'une cellule PV**;	19
Figure (2.7)	**Schématisation d'un GPV élémentaire avec diodes by-pass et diode anti-etour** ;	20
Figure (2.8)	**Influence de la température sur les cellules**;	21
Figure (2.9)	**Caractéristique de la cellule PV pour différentes températures**;	21
Figure (2.10)	**Chaîne élémentaire de conversion photovoltaïque convertisseur DC contrôlé par une commande MPPT**;	22
Figure (2.11)	**Représentation schématique d'un convertisseur Buck**;	28
Figure (2.12)	**Formes d'ondes des principales grandeurs**;	30
Figure (2.13)	**Représentation schématique d'un convertisseur Boost**;	31
Figure (2.14)	**Formes d'ondes des principales grandeurs**;	33
Figure (3.1)	**Structure d'un système électronique de puissance**;	35
Figure (3.2)	**Schéma de principe de la commande par MLI;**	36
Figure (3.3)	**Convertisseur abaisseur de tension**;	36
Figure (3.4)	**Evolution de la tension et du courant au niveau des interrupteurs**;	37
Figure (3.5)	**Schéma équivalent du circuit pendant l'intervalle t_e**;	38
Figure (3.6)	**Schéma équivalent du circuit pendant l'intervalle t_d**;	39
Figure (3.7)	**caractéristique de la tension sortie en fonction du rapport cyclique**;	39
Figure (3.8)	**Tension et courant d'inductance en mode continu;**	41
Figure (3.9)	**Tension et courant d'inductance en mode discontinu**;	41
Figure (3.10)	**Courant d'inductance en mode critique**;	42
Figure (3.11)	**Schéma électrique du filtre**;	42
Figure (3.12)	**Diagramme de BODE de la fonction de transfert**;	43

Figure (3.13)	**Tension de sortie par MLI;**	45
Figure (3.14)	**Courant d'inductance par MLI;**	45
Figure (3.15)	**Courant de sortie par MLI**;	45
Figure (3.16)	**Tension et courant de sortie pour différentes va leurs de la charge par MLI.**;	46
Figure (3.17)	**Courant d'inductance pour différentes valeurs de la charge par MLI** ;	46
Figure (3.18)	**Tension et courant de sortie pour différentes valeurs de la fréquence de commutation;**	47
Figure (3.19)	**Courant d'inductance pour différent es valeurs de la fréquence de commutation** ;	47
Figure (4.1)	**Configuration par changement par retour d'état;**	50
Figure (4.2)	**Configuration en changeant la structure par commutation d'interrupteur;**	51
Figure (4.3)	**Construction du champ de vecteur moyen f^0 a partir des champs f^+ et f^-;**	52
Figure (4.4)	**Commande équivalente et commande réelle;**	54
Figure (4.5)	**Schéma du convertisseur DC-DC (Buck);**	56
Figure (4.6)	**Trajectoire de phase symbolique du Buck sans réglage;**	57
Figure (4.7)	**Phénomène de réticence;**	58
Figure (4.8)	**Tension de sortie par SMC;**	60
Figure (4.9)	**Courant d'inductance par SMC;**	60
Figure (4.10)	**Courant de sortie par SMC;**	60
Figure (4.11)	**Tension et courant de sortie pour différentes valeurs de (g) du contrôleur par mode glissant SMC;**	61
Figure (4.12)	**Courant d'inductance pour différentes valeurs de (g) du contrôleur par mode glissant SMC;**	61
Figure (4.13)	**Tension et courant de sortie pour différentes valeurs de la charge;**	62
Figure (4.14)	**Courant d'inductance pour différentes valeurs de la charge;**	63
Figure (4.15)	**Tension de sortie par SMC pour différentes valeurs de (g) ; avec variation de charge R (15→60) Ω à l'instant t=0.0037s;**	65
Figure (4.16)	**Tension de sortie par MLI avec variation de charge R (15→60) Ω à l' instant t=0.0037s;**	65
Figure (4.17)	**Courant d'inductance par SMC pour différentes valeurs de (g) avec variation de charge R (15→60) Ω à l'instant t=0.0037s;**	66
Figure (4.18)	**Courant d'inductance par MLI avec variation de charge R (15→60) Ω à l' instant t=0.0037s;**	66
Figure (4.19)	**Courant de sortie par SMC (a) et MLI (b) avec variation de charge R (15→60) Ω à l'instant t=0.0037s;**	66
Figure (4.20)	**Tension de sortie par SMC pour différentes valeurs de (g) avec variation de capacité C (250→25000) µF à l'instant t=0.0037s;**	67

Figure (4.21)	**Tension de sortie par MLI avec variation de capacité C (250→25000) µF à l'instant t=0.0037s;**	67
Figure (4.22)	**Courant d'inductance par SMC pour différent valeur de (g) avec variation de capacité C (250→25000) µF à l'instant t=0.0037s;**	68
Figure (4.23)	**Courant d'inductance par MLI avec variation de capacité C (250→25000) µF à l'instant t=0.0037s;**	68
Figure (4.24)	**Courant de sortie par SMC avec variation de capacité C (250→25000) µF à l'instant t=0.0037s;**	69
Figure (4.25)	**Courant de sortie par MLI avec variation de capacité C (250→25000) µF à l'instant t=0.0037s.**	69

Introduction Générale

Introduction générale

Le système d'alimentation électrique représente l'un des défis les plus importants du design d'un microsatellite lorsque l'on considère qu'il faut limiter au minimum les masses et les volumes de ses composantes. La fabrication de la structure du satellite sera fortement influencée par le système d'alimentation électrique et la demande s'évalue à partir de la consommation de chacun des sous systèmes.

Puisque tous les sous-systèmes de bord ont besoin d'énergie pour fonctionner, dans la quasi-totalité des cas, cette énergie est fournie par des panneaux photovoltaïques qui transforment l'énergie des photons lumineux en énergie électrique et cette dernière doit être régulée avant d'être utilisée directement par les systèmes de bord ou stockée dans les batteries qui permettent de faire face à des pointes de consommation des équipements, ou d'assurer la continuité du fonctionnement quand le satellite est en éclipse.

Une exigence essentielle de la mission d'un satellite est la continuité du fonctionnement, en période d'ensoleillement comme en période d'éclipse, tout au long de sa vie opérationnelle. Pour cela il est nécessaire de pouvoir exploiter une source d'énergie fournissant l'électricité dont l'ensemble des sous-systèmes a besoin [1]. Cette source d'énergie est généralement constituée de trois composants principaux : les générateurs primaires (dans le cas le plus général, les générateurs primaires des satellites sont des générateurs photovoltaïques), les éléments de stockages (qui sont assuré par les accumulateurs électrochimiques) et l'électronique de conditionnement.

L'électronique de puissance est une partie du génie électrique qui traite la conversion statique de l'énergie électrique d'une forme en une autre forme, adaptée au besoin de l'utilisateur. L'élément clé de cette conversion statique est l'interrupteur [2]. En effet, celui-ci utilisé en commutation, est l'organe de commande des convertisseurs statique. Ceux-ci comportent donc des circuits électriques à changement de structure par commutation d'interrupteurs. Il est donc souhaitable d'appliquer à ces convertisseurs électriques des lois de commande qui s'adaptent mieux au fonctionnement discontinu de ces systèmes.

Les solutions du problème de la commande de façon générale (système électrique; automatique robotique etc…) proposées par les chercheurs peuvent être classifiées comme suivant :

1. Les lois non linéaires ;
2. Les techniques d'intelligence artificielle (logique floue; réseau de neurones);

3. Les stratégies par mode glissant.

Ces dernières semblent être des lois bien connues et qui ont prouvées leur efficacité en simulation et en temps réel et conviennent parfaitement à la commande, grâce à leurs caractéristiques de robustesse devant les incertitudes paramétriques et les perturbations.

La théorie des systèmes à structure variable (SSV) et les modes glissants (**MG** ou ***Sliding Mode Controller SMC***) associés, est une technique de commande non linéaire [3]. Elle est caractérisée par la discontinuité de la commande aux passages par une surface de commutation. Tout repose donc sur le choix approprié de cette surface de commutation appelé encore surface de glissement.

L'idée des systèmes à structure variable a jailli à l'issue des travaux du mathématicien soviétique A.G.Fillipov sur les équations différentielles à second membre discontinu. La théorie des systèmes à structure variable a été étudiée et développée exclusivement en union soviétique dans les années soixante [4]. Par la suite, de nombreuses recherches ont été menées partout ailleurs, soit pour compléter l'étude théorique, soit pour l'appliquer aux systèmes physiques. L'utilisation de cette méthode de commande a été longtemps limitée par les oscillations causées par le phénomène de glissement (en anglais : chattering).

Dans le récent ouvrage de Buhler sur la commande par mode glissement restreint au cas des systèmes linéaires, la théorie est présentée sous forme plus adaptée à une application pratique. L'exemple du moteur à courant continu est traité [5].

La technique mode glissants consiste à amener la trajectoire d'état vers la surface de glissement et de la faire commuter à l'aide d'une logique de commutation appropriée autour de celle-ci jusqu'au point d'équilibre. D'où le phénomène de glissement. Ce dernier rend le système bouclé stable et assure la robustesse et insensible à certaines variations des paramètres et aux perturbations. Une propriété importante des régimes glissants est que la trajectoire d'état en mode glissant évolue dans un espace de dimension inférieur, ce qui réduit donc l'ordre du système.

L'objectif de cette thèse vise l'application de nouvelles techniques de commandes non linéaire pour la régulation des convertisseurs DC/DC. Dans ce contexte, nous avons proposé dans un premier temps l'exploitation et l'application de la technique de commande par mode de glissement. Cette technique s'adapte bien aux cas des systèmes à structure variables (commutation d'interrupteurs Cette technique est caractérisée par la discontinuité de la commande aux passages par une surface de commutation. Tout repose donc sur le choix approprié de cette surface de commutation appelé encore surface de glissement.

La commande par mode de glissement peut être considérée comme une régulation par tout ou rien dans un mode de fonctionnement particulier. L'avantage saillant de cette commande est la robustesse contre les changements des paramètres ou des perturbations des systèmes.

L'idée consiste donc à remplacer la loi de commande par la modulation de largeur d'impulsion (MLI) qui déjà utilisée comme technique de régulation du convertisseur DC/DC dans le module énergie de bord d'**Alsat-1**, par une commande par mode de glissement. Des études comparatives seront faites avec la technique MLI afin de valider l'approche utilisée de point de vue robustesse et performance.

Le premier chapitre sera réservé aux généralités sur les satellites et l'environnement spatial. Une étude théorique est dédiée à la structure du satellite tout en présentant les sous-systèmes et leur fonctionnement.

Le deuxième chapitre est consacré à l'étude de l'architecture du système d'énergie de bord du microsatellite ALSAT-1 : le système photovoltaïque; système de régulation; les convertisseurs continu DC/DC. Nous décrivons quelques structures de base des convertisseurs DC/DC servant de liaison entre le générateur photovoltaïque et l'élément de stockage.

Le troisième chapitre s'intéresse à la régulation d'un type de convertisseur DC/DC ; à savoir un Buck (qui est un abaisseur de tension) par l'utilisation de la technique à modulation de largeur d'impulsion (MLI).

Le quatrième et dernier chapitre est dédié à la commande des convertisseurs DC/DC par la technique des modes glissants. Le premier volet du chapitre sera consacré à une présentation de la technique de réglage par mode de glissement. Après avoir posé le problème, nous passons à l'application de ce type commande sur un cas réel celui du microsatellite Alsat-1. Des études comparatives seront faites en fin du chapitre dans le but de valider ce type de commande en termes de robustesse et performances.

Nous achèverons notre manuscrit par une conclusion générale sur tout ce qui a été dit ou obtenu à propos de la commande des convertisseurs DC/DC ainsi que les perspectives prometteuses existantes dans ce domaine d'études intéressant les laboratoires de recherche.

Chapitre I

Généralités sur les Satellites et Environnement Spatial

Chapitre 1

Généralités sur les satellites et environnement spatial

1.1 Introduction

La grande variété des satellites rend difficile d'imaginer une classification rationnelle car il n'existe pas de critère unique selon lequel on peut les comparer. En effet, doit-on les différencier par leur masse ou par leur taille ? Ce critère serait envisageable car l'apparition depuis quelques années de la notion de petits satellites qui seraient plus simples et plus économiques que les grands satellites complexes, suscite un intérêt croissant. Peut-on les classer par la puissance électrique émise ou encore la quantité d'information transmise en bits par seconde ? Doit-on accorder une importance essentielle à leur durée de vie en orbite qui est un facteur important de la rentabilité économique des investissements consentis ? Ou encore, doit-on accorder un poids particulier à leur fiabilité et la sûreté de fonctionnement ? Tous ces critères, pris isolément, conduisent à des classifications quelque peu arbitraires par exemple la classification à partir du type de mission (scientifique, ou application), localisation du satellite dans l'orbite (géostationnaire, héliosynchrone.) ou a partir des caractéristiques physiques (la forme, la masse…).

Dans ce chapitre, nous présentons les concepts de base des satellites, ainsi que les différents modules constituant les satellites.

1.2 Système satellite

Un satellite est un récepteur/ transmetteur sans fil spécialisé qui répète des radios fréquence. Le satellite est lancé par une fusée et placés en orbite autour de la terre.

Le satellite se compose de deux parties. La « charge utile » désigne les équipements qui remplissent la mission : télescopes, caméras, instruments de mesure de l'environnement, radars, etc. La « plateforme » désigne le camion dans lequel cette charge utile est située. Elle assure des fonctions de base.

1.2.1 Charge utile

La charge utile est un système ou un ensemble de systèmes que peut transporter un véhicule spatial et qui est destinée à remplir une mission déterminée : télescopes, caméras, instruments de mesure d'environnement, radars, etc.

La notion de charge utile varie selon les points de vues ; ainsi ce terme peut s'appliquer à un satellite par rapport au lanceur qui le porte, ou bien au bloc expérimental embarqué sur un satellite par rapport à ce satellite qui assure en général la télécommunication et l'observation entre la terre et le spatial.

1.2.2 Plate forme

La plate forme correspond originellement à la structure destinée à supporter la charge utile et est équipée pour lui fournir les ressources nécessaires à son fonctionnement, elle est formée de plusieurs sous-systèmes :

- La structure,
- Sous système de contrôle thermique,
- Sous système énergie de bord,
- La propulsion,
- Sous système de détermination et de contrôle d'attitude et d'orbite,
- Sous système gestion bord (Télémesure et Télécommande),
- Le câblage et pyrotechnie,
- Sous système télécommande et télémesure.

1.2.2.1 Structure

Les fonctions essentielles de la structure consiste à :

- Assurer l'interface avec le lanceur et la distribution des charges dues au lancement.
- Servir de support aux divers équipements.
- Servir d'écran de protection pour les équipements, vis à vis des rayonnements rencontrés dans l'espace.

1.2.2.2 Sous système contrôle thermique

Comme son nom l'indique, ce sous-système se charge de contrôler les températures des équipements, en les gardant dans leurs plages de températures de fonctionnement,

en utilisant un contrôle passif, telles que les couvertures de surface, les isolations, et, ou un contrôle actif tels que les radiateurs, les volets mobiles, etc...

Dans un satellite de télécommunication, une grande partie de la tâche de ce sous-système est de maintenir la température des batteries conforme aux basses limites, pour éviter la congélation du carburant d'hydrazine, et pour dégager la chaleur dissipée par les Tubes à Onde Progressive vers l'extérieur.

On peut dire que ce sous-système a deux buts principaux qui se résument à [6] :

- Assurer aux divers équipements, une fois intégrés dans le satellite et pendant toute la durée de vie, des températures ambiantes comprises dans des plages fixées par spécification, et ceci quel que soit le mode de fonctionnement (cas de fonctionnement normal, cas de pannes prévues, etc.). La gamme des températures spécifiées dépend pour les divers équipements de:
  - ✓ températures limites imposées par les fabricants des composants électroniques,
  - ✓ durée de vie recherchée pour certains équipements particuliers (telle que la batterie).
- Assurer, dans la structure du satellite, une uniformisation suffisante des températures dans le cas où la stabilité dimensionnelle et des alignements précis sont exigés (antennes de télécommunication, optique des senseurs, etc.…).

La durée de vie est extrêmement importante, car d'une part les composants électroniques se dégradent et la dissipation des divers équipements peut varier du début à la fin de la durée de vie. D'autre part, les moyens utilisés pour assurer le contrôle thermique se dégradent aussi en fonction du temps, sous l'influence du rayonnement (UV: Ultra Violé, particules chargées, micrométéorites, etc…).

1.2.2.3 Sous système énergie de bord

Le satellite est composé de dispositifs très complexes tels que les panneaux solaires, les antennes de télécommunication, les senseurs….etc. Ces dispositifs comme tout autres, ont besoins d'être alimentés pour fonctionner. Au premier abord, le mot alimentation révèle peu de choses à un utilisateur d'un dispositif usuel, car son seul souci est d'obtenir le moyen pour l'alimenter, sans se préoccuper de la manière dont celui-ci est construit. Pour un spécialiste en spatiale, l'alimentation est la première contrainte qui le préoccupe.

Actuellement, la source la plus utilisée si ce n'est pas l'unique, est le Soleil, car il constitue un moyen non exhaustif et permanent, et son utilisation ne nécessite pas qu'il soit embarqué ou transmis à partir du sol, d'où l'économie en masse du satellite et en coût de la mission.

Le sous-système énergie de bord (figure 1.1) est chargé de fournir l'énergie nécessaire au fonctionnement du véhicule spatial dans toutes les conditions rencontrées durant sa mission et ceci jusqu'à la fin de la durée de vie prévue [7].

On peut distinguer trois composantes principales :

- les générateurs primaires,
- les générateurs secondaires ou batteries,
- l'électronique de conditionnement.

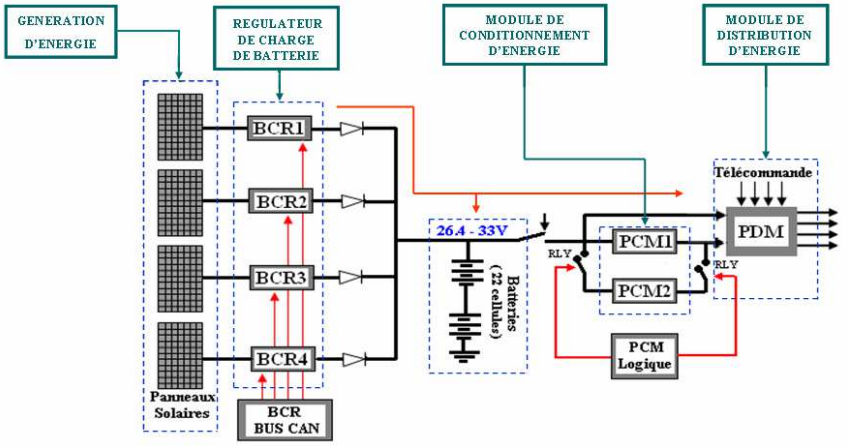


Fig 1.1 : Système d'énergie de bord d'Alsat 1.

1.2.2.4 Sous-système gestion de bord

Le sous système gestion bord constitue le nœud des informations transitant à bord entre les différents équipements et dont la conception est de plus en plus unifiée autour de microprocesseurs assurant la gestion des données, leur mise en forme, le codage et le décodage et aiguillant les informations vers les équipements en utilisant des artères de données tout en permettant au satellite [1] :

- de transmettre au sol, toutes les informations relatives au fonctionnement du satellite telles que :
    - les données de servitude: comme les mesures de températures, de tension, de courant. Ces données permettent de contrôler le fonctionnement du satellite ou de détecter des anomalies.
    - les données concernant la mission du satellite (résultat des mesures spécifiques à la mission: telle que la transmission d'une image dans le cas d'une mission d'observation de la Terre, etc...)

- de recevoir les signaux de télécommande venant du sol.
- de distribuer aux équipements, les ordres ou les séquences d'ordres nécessaires à leur bon fonctionnement ou à la configuration du satellite.

1.2.2.5 Sous-système propulsion

Le sous-système propulsif a pour fonction de créer les accroissements de vitesse nécessaires à toutes les manœuvres du satellite au cours de toute sa vie depuis la manœuvre d'apogée (éventuelle) jusqu'aux manœuvres périodiques de contrôle de poste ou de contrôle d'attitude, et éventuellement, la manœuvre de désorbitation.

On distingue deux grandes classes de systèmes propulsifs qui peuvent être intégrés dans un satellite. La première constitue les systèmes propulsifs utilisés pour transférer le satellite d'une orbite de transfert vers une orbite définitive figure (1.2). Ces systèmes sont comparables aux étages supérieurs des lanceurs. Les moteurs d'apogée, considérés comme un type classique de ces systèmes, sont destinés dans le cas d'un satellite géostationnaire, à le faire passer de l'orbite de transfert à l'orbite équatoriale géostationnaire. Représentant une masse équivalente à celle du satellite en fin de vie (encore appelée masse sèche du satellite), la masse d'ergol nécessaire pour réaliser un tel transfert, est extrêmement importante. La seconde classe représente les systèmes propulsifs qui assurent pendant toute la durée de vie opérationnelle du satellite, son maintien à poste et en attitude. Les besoins en masse d'ergol sont nettement moins importants par rapport aux systèmes de la première classe; ils sont pour les satellites géostationnaires et par année de durée de vie, de 1 à 2% de la masse du satellite en fin de vie [1,6].

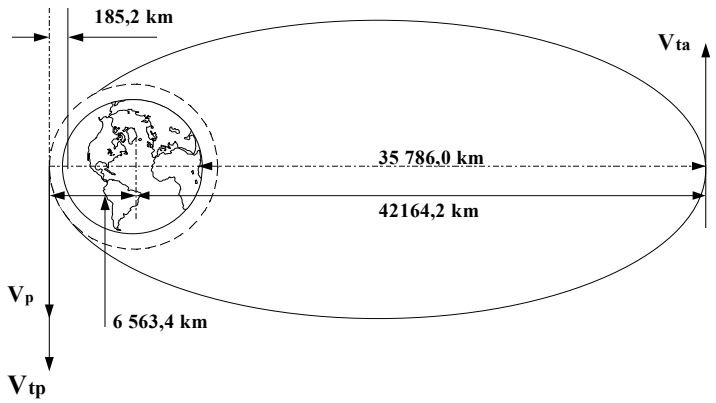


Figure 1.2 : Paramètres orbitaux pour les orbites d'attente et de transfert.

1.2.2.6 Sous système contrôle d'attitude et d'orbite

Le contrôle d'attitude et d'orbite détermine l'attitude du satellite par l'orientation d'un système d'axes liés au satellite par rapport à des repères externes (Terre, soleil, étoiles) à l'aide de détecteurs

d'attitude et détermine en fonction de l'attitude recherchée les commandes d'attitude en imprimant des corrections de vitesse autour du centre de gravité. Il a en outre pour fonction de déterminer les incréments de vitesse à effectuer pour assurer les manœuvres d'orbite pendant toute la durée de vie de l'engin spatial.

Avant d'exercer une poussée et maintenir toute sa durée de vie, il faut fournir une attitude, afin que l'incrément de vitesse délivré au satellite soit orienté dans la direction optimale pour acquérir l'orbite et la position du satellite par rapport à la terre, son travail commence pratiquement dés la fin de la propulsion du dernier étage du lanceur, il s'arrête avec la fin de vie du satellite.

1. Contrôle d'Orbite

Le contrôle d'orbite nécessite d'intervenir depuis le sol (TC) et l'orbitographie, dont le but d'assujettir le centre de gravité à se déplacer sur une orbite définie.

Le satellite est soumis à des forces perturbatrices qui modifient son orbite, alors il s'écarte de sa position nominale, or pour chaque satellite il y a une fenêtre qui est vue par une station terrestre (surveillé), et que le satellite doit rester dans cette dernière.

2.Contrôle d'Attitude

Le contrôle d'attitude est réalisé à bord du satellite, dont le but est selon la mission : de maintenir un ou deux axes liés au véhicule dans une direction déterminée qui peut être variable dans le temps [1].

Le SCAO est la disposition de la charge utile (contrôle d'attitude) pour assurer un pointage des antennes vers les zones terrestres désirées, ce pointage satellite-→ terre est dit «pointage géocentrique » (vers le centre de la terre).

Il y a deux modes pour la stabilisation du satellite :

Stabilisation passive : pas de moyen de pilotage.
Stabilisation active : L'existence de moyen de pilotage capable de créer des couples de contrôle ; en utilisation des tuyères (petit propulseur) et des roues à réaction.
La stabilisation d'un satellite fait appel en général à plusieurs sous ensembles :
La mesure d'attitude : sont des ensembles de détecteurs optiques pour la plupart, qui associent à une horloge de bord, permettant de déterminer la position du satellite par rapport aux astres, le soleil et la terre.

Les moyens de contrôle : Sont le plus souvent des jets de gaz de propergols, ils peuvent également faire appel à des moyens électromagnétiques en utilisent l'interaction avec le champ magnétique

terrestre pour orienter le satellite.

Les électroniques de traitement : Qui à partir des informations des senseurs élaborent les calculs de position du satellite et les manœuvres à effectuer pour la corriger.

1.2.2.7 Câblage et Pyrotechnie

- Câblage : Transmet à chaque équipement la puissance électrique nécessaire à son alimentation, les ordres de télécommande qui lui sont destinés, ou les paramètres de télémesure [7].
- Surveillance : Ensemble de capteurs enregistrant les paramètres thermiques, l'état des relais...
- Pyrotechnie :
  - ✓ Circuits électriques de commande,
  - ✓ Eléments pyrotechniques nécessaires à la mise en configuration du satellite (déblocage d'éléments mécaniques tels que le générateur solaire, les antennes, les vannes de propulsion de leur configuration).

1.3 Caractéristiques de l'environnement spatial

L'environnement spatial dont on parlera ci-après est celui qui concerne le plus de projets spatiaux, mais il faut bien noter que les projets sont multiples et divers (satellites terrestres, sondes interplanétaires ballons atmosphériques, véhicules planétaires, ...) [1,6].

1.3.1 Vide

Dès 100 km d'altitude la pression atmosphérique autour de la terre n'est plus que de 10-3 torr, soit de l'ordre de 10-6 fois la pression au niveau du sol, el à 200 km nous n'avons plus que 10-6 Torr. Les échanges thermiques par chocs moléculaires entre les molécules gazeuses constituant l'atmosphère et un satellite en orbite classique seront donc parfaitement négligeables devant les autres formes d'échanges conduction/rayonnement) alors que la convection naturelle au sol permet de parler de température ambiante en se référant à la température de l'air.

1.3.2 Rayonnements énergétiques

Pour autant que l'on s'intéresse au bilan thermique du satellite les sources de rayonnement qui interviendront sont le soleil la terre (ou la planète au foyer orbital), la réflexion Albédo du flux solaire par la terre (ou planète).

1.3.3 Microgravité

Le fait que la force centrifuge équilibre la force de gravité au barycentre du satellite implique que tout élément de celui-ci ne sera plus soumis qu'à des "résidus" de force de gravité ou des accélérations

«parasites» dues par exemple à la vitesse de spin. Cela amène à parler de microgravité et à ne plus prendre en compte les effets classiques de la pesanteur terrestre comme la convection naturelle dans un fluide (gazeux ou liquide) et permettra par contre l'utilisation de forces négligeables ou de second ordre au sol (capillarité,...).

1.3.4 Espace vide

Bien que ce terme ne soit pas très adapté, il nous permet de préciser qu'autour du satellite le nombre de corps «proches» et «chaud» est très généralement limité (Terre, Lune, Soleil, un autre véhicule), qu'ainsi les sources de rayonnements «énergétiques» sont bien identifiées et que tout rayonnement émis par le satellite ne reviendra pas sur lui (hormis par réflexion sur un véhicule proche éventuellement). Le fonds du ciel est généralement assimilé à un corps noir à 4 K.

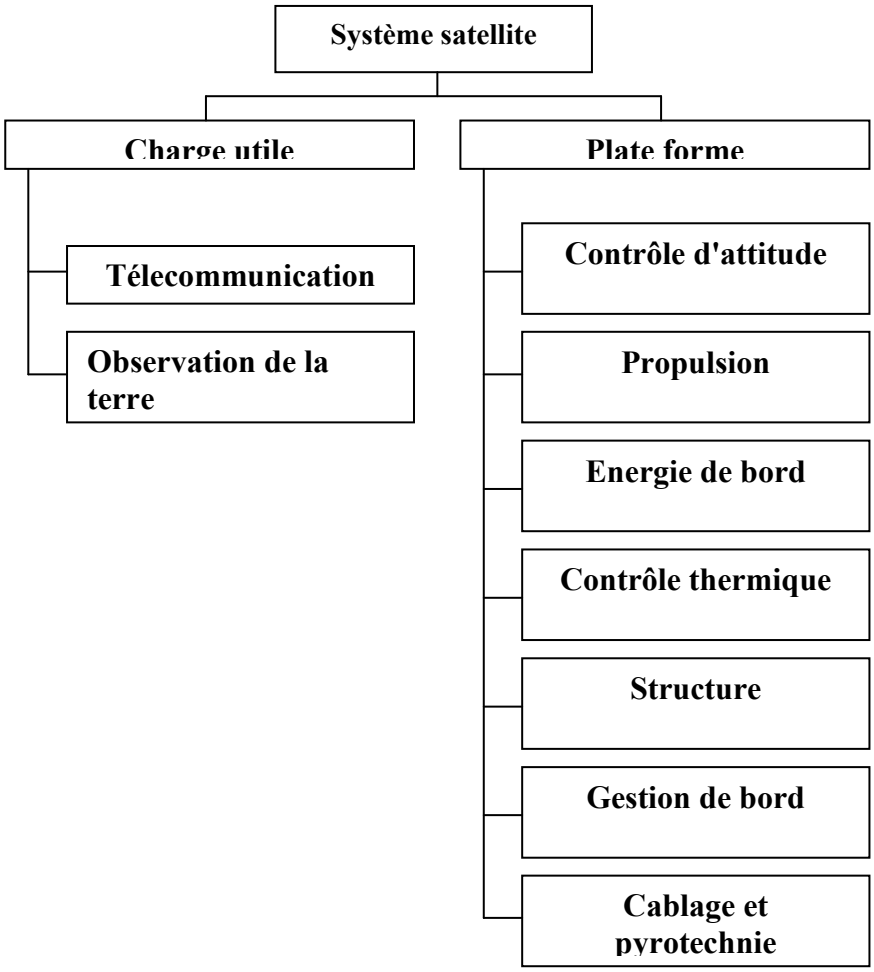


Fig 1.3 : Architecture générale d'un satellite.

1.4 Conclusion

On ne peut pas, a priori, donner de recette pour définir la configuration générale, l'architecture d'un satellite. Celle-ci est influencée au premier lieu par la définition de la mission qui peut être différente d'un satellite à l'autre...

On peut cependant identifier deux grands types de mission :

- Missions scientifiques,
- missions d'application.

Les satellites scientifiques sont les premiers qui ont été lancés. Ils ont permis d'une part de mieux connaître l'environnement terrestre et donc de préparer la voie aux successeurs, et d'autre part d'effectuer des découvertes qui ont considérablement augmenté notre niveau de connaissances.

Les satellites d'application se caractérisent, en gros, par le fait qu'ils sont à vocation pratique, donc terrestres.

Deux grandes catégories peuvent être dégagées:

- satellites d'observation de la terre (météo-ressources terrestres-observations),
- satellites de télécommunications.

Chapitre II

Architecture du Système d'Energie de Bord d'un Satellite

Chapitre 2

Architectures du système d'énergie de bord d'un satellite

2.1 Introduction

Il existe toute une panoplie de convertisseurs DC/DC [8,9]. Allant des structures de base à conversion directe de l'énergie, en passant par celles à stockage intermédiaire en incluant ou non un transformateur d'isolement, on se trouve confronté à une multiplicité de solutions. Cependant, parmi toutes les solutions envisageables et compte tenu des caractéristiques d'une pile à combustible, quelques propriétés semblent indispensables [10] :

- ✓ le caractère atténuateur du convertisseur.
- ✓ la possibilité de régler la tension de sortie du convertisseur indépendamment des fluctuations de sa tension d'entrée.
- ✓ la possibilité de contrôler le courant absorbé par le convertisseur.
- ✓ la minimisation de l'ondulation du courant.

Dans ce chapitre, on s'intéresse tout particulièrement à l'architecture du système d'énergie de bord du microsatellite ALSAT-1 : le système photovoltaïque; système de régulation; les convertisseurs continu DC/DC ….

On présentera ensuite quelques structures de base des convertisseurs DC/DC servant de liaison entre le générateur photovoltaïque et l'élément de stockage. Ces convertisseurs feront l'objet d'une étude détaillée dans ce chapitre.

Les convertisseurs DC/DC, sont utilisés comme interface entre un panneau solaire et une charge électrique (batterie), ils représentent la partie la plus importante de la chaîne de conversion panneau charge puisqu'ils assurent une bonne charge de la batterie et ainsi conditionne directement la durée de vie de cette dernière. En effet, parmi les différents phénomènes altérants la durée de vie de la batterie, l'ondulation du courant et les harmoniques contenus dans ce dernier sont parfois cités [11], même si sur ce point les avis sont partagés. Ils sont directement liés à l'architecture du convertisseur placé en aval de la pile à combustible.

2.2 Topologies des systèmes photovoltaïques

Tous les systèmes d'énergie quelque soit la mission ont une chose en commun, ils prennent un grand pourcentage de la masse du satellite. Pour cette raison, il n'y a pas un modèle de topologie de système d'alimentation standard, et pour chaque mission le système d'alimentation doit être conçu selon les besoins afin d'obtenir un compromis entre performances optimales, poids et une quantité minimale de cellules solaires, etc. Chaque conception d'un système d'alimentation débute avec un bilan de puissance. C'est de calculer et d'évaluer la taille du système d'alimentation et combien de cellules sont nécessaires, etc. La durée de vie de la mission doit être prise en considération, ainsi que la dégradation des composants, de l'orbite, etc., avant de prendre des décisions très difficiles, particulièrement quand le reste de l'engin spatial est toujours dans un état de conception et que tout est susceptible de changer plusieurs fois avant la conception finale de l'engin spatial [12].

Il existe deux types fondamentaux de configuration du système d'alimentation :

1. Le bus non régulé ou distribué.
2. Le bus régulé ou centralisé.

Le bus non régulé représenté par la figure 2.1 signifie que le sous système à alimenté reçois l'alimentation électrique directement du GPV. Le sous système doit lui même prendre soin de réguler les fluctuations de la puissance d'entrée.

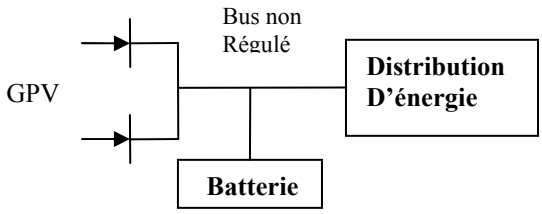


Fig 2.1 : Bus non régulé.

Dans le cas du bus régulé, l'énergie électrique issue du GPV est directement régulée et distribuée sous forme de tensions électriques fixes. Souvent une combinaison des deux techniques est utilisée ; un bus régulé pour des tensions standard et un bus non régulé pour la batterie. Le bus régulé tel que le montre la figure 2.2 est donc de nouveau subdivisé en plusieurs architectures.

Dans le premier système figure 2.2 (a), un régulateur shunt prend soin de convertir l'énergie solaire dans un bus régulé. Un régulateur de charge de batterie prend soin de charger la batterie

en convertissant la tension du bus en tension de batterie. Un régulateur de décharge de batterie convertit la tension de batterie en tension de bus régulée pendant les périodes d'éclipse.

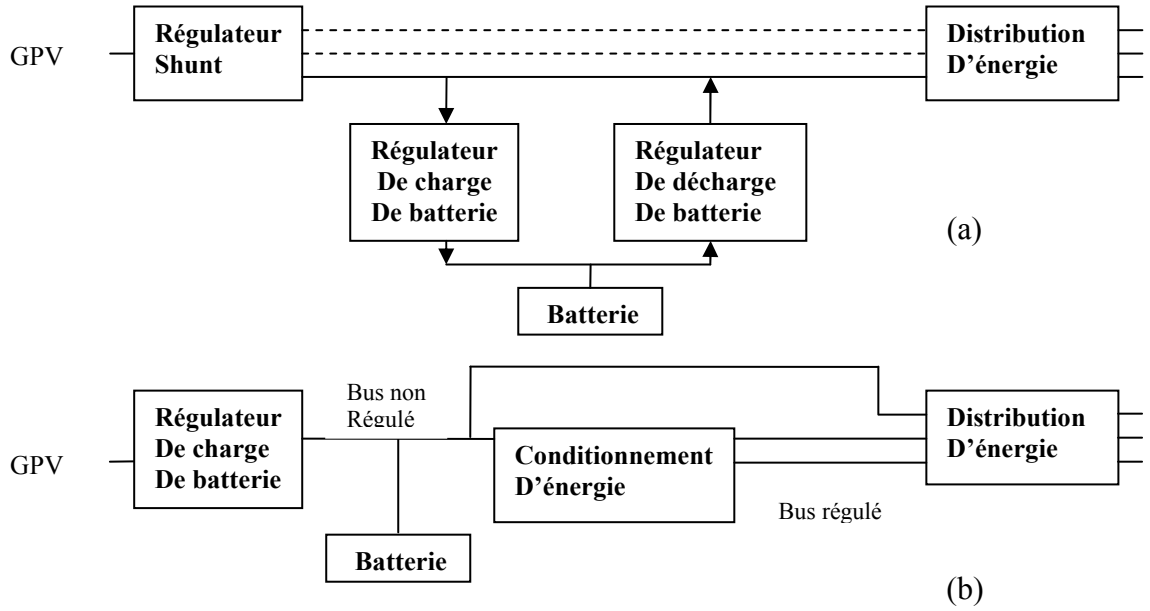


Fig 2.2 : Bus régulé.

Le deuxième système figure 2.2 (b) représente la configuration utilisée dans la conception du système énergétique d'Alsat-1 qui sera discutée plus tard. Le premier système tend à être plus efficace pour un engin spatial avec relativement des durées d'éclipse courtes. Le deuxième système est plus efficace pour un engin spatial avec de grandes durées d'éclipse et orbite basse (LEO).

2.3 Générateur photovoltaïque

2.3.1. Panneaux solaires photovoltaïques :

Un module solaire photovoltaïque (ou panneau solaire photovoltaïque) est un générateur électrique de courant continu constitué d'un ensemble de cellules photovoltaïques reliées entre elles électriquement, qui sert de module de base pour les installations photovoltaïque et notamment les centrales solaires photovoltaïques [10].

Les panneaux solaires photovoltaïques regroupent des cellules photovoltaïques reliées entre elles en série et en parallèle. Ils peuvent s'installer sur des supports fixes au sol ou sur des systèmes mobiles de poursuite du soleil appelés trackers, dans ce dernier cas la production électrique augmente d'environ 30 % par rapport à une installation fixe.

Fig.2.3: Module solaire photovoltaïque.

Caractéristiques :

Les panneaux sont généralement des parallélépèdes rectangles rigides minces (quelques centimètres d'épaisseurs), dont la longueur et la largeur sont de l'ordre du mètre, pour une surface de l'ordre du m², et une masse de l'ordre de la dizaine de kg. Divers éléments (branchements électrique, fixations, éventuellement cadre pour assurer une étanchéité...) sont inclus. Il existe également des modules sous forme de membranes souples et résistantes, ainsi que des panneaux à concentration, plus complexes mais exploitant mieux l'élément le plus cher du panneau (la cellule photovoltaïque).

Technologie :

Ce sont les cellules à base de silicium qui sont actuellement les plus utilisée, les autres types étant encore soit en phase de recherche/développement, soit trop chère et réservées à des usages où leur prix n'est pas un obstacle. On distingue en outre, en fonction des technologies utilisées :

- silicium monocristallin : Les capteurs photovoltaïques sont à base de cristaux de silicium encapsulés dans une enveloppe plastique.
- silicium polycristallin : Les capteurs photovoltaïques sont à base de polycristaux de silicium, notablement moins coûteux à fabriquer que le silicium monocristallin, mais qui ont aussi un rendement un peu plus faible. Ces polycristaux sont obtenus par fusion des rebuts du silicium de qualité électronique.
- silicium amorphe: les panneaux « étalés » sont réalisés avec du silicium amorphe au fort pouvoir énergisant et présentés en bandes souples permettant une parfaite intégration architecturale.

Applications :

Les modules solaires photovoltaïques se sont d'abord développée dans des applications très variées non connectées au réseau électrique, soit parce qu'il n'y a aucun réseau disponible

(satellites, mer, montagne, désert..), soit parce que le raccordement reviendrait trop cher par rapport à la puissance nécessaire (balises, horodateur, abris-bus, ...) ; dans ce cas, on utilise des appareils électriques adaptés au courant continu livrés par les modules.

Plusieurs modules sont intégrés dans une centrale solaire photovoltaïque qui peut être soit un système photovoltaïque autonome soit un système photovoltaïque raccordé au réseau. Ce type d'application n'est rendue possible que par des subventions massives existant dans certains états, car l'énergie ainsi produite reste encore environ 10 fois plus chère que l'électricité nucléaire ou à partir d'hydrocarbures fossiles : la source solaire est certes gratuite, mais l'investissement requis est très élevé.

2.3.2 Principe

L'énergie solaire photovoltaïque (PV) provient de la conversion directe de l'énergie provenant de photons, comprise dans le rayonnement solaire, en énergie électrique, par le biais de capteurs fabriqués avec des matériaux sensibles aux longueurs d'ondes du visible (nommés cellules PV) [10]. L'association de plusieurs cellules PV en série/parallèle donne lieu à un générateur photovoltaïque qui a une caractéristique statique courant-tension I(V) non linéaire et présentant un point de puissance maximale (PPM). Cette caractéristique dépend du niveau d'éclairement et de la température de la cellule ainsi que du vieillissement de l'ensemble. Le point de fonctionnement du GPV peut donc varier entre les points extrêmes correspondant au courant de court-circuit I_{CC} et la tension en circuit ouvert V_{OC}. La détermination du point de fonctionnement du GPV dépend directement de la charge à laquelle il est connecté. Il est plus ou moins éloigné du PPM, caractérisé par le courant et la tension optimaux notés (I_{opt} ,V_{opt}).

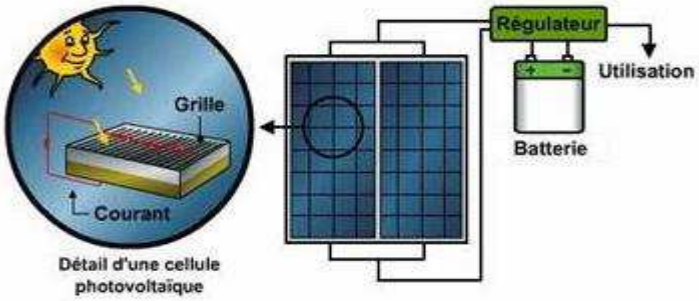


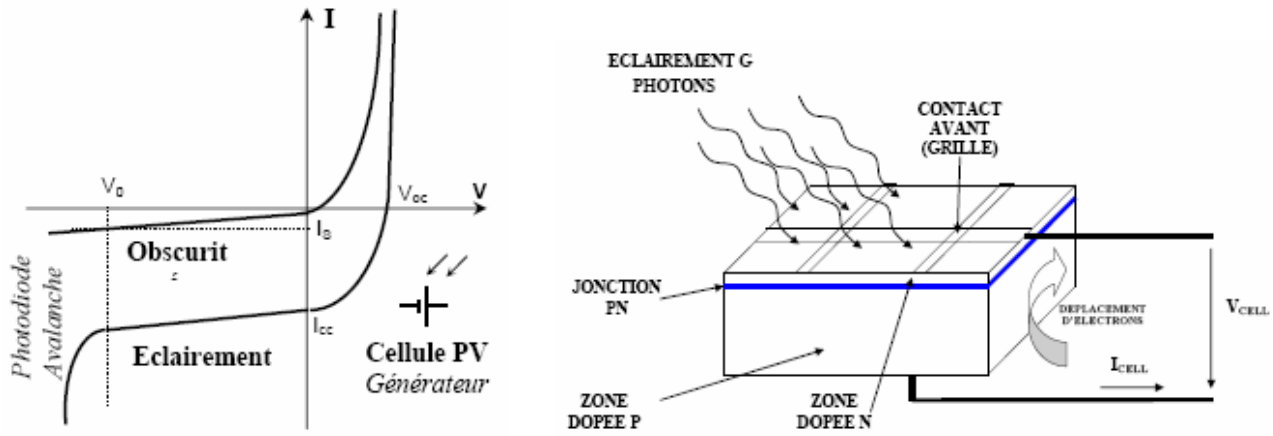
Fig.2.4 : Notion de système à générateur photovoltaïque.

Une cellule photovoltaïque 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 [12].

La figure 2.5 illustre une cellule PV typique où sa constitution est détaillée.

Une cellule PV élémentaire d'un GPV est réalisée à partir de deux couches de silicium, une dopée P (dopée au bore) et l'autre dopée N (dopée au phosphore) créant ainsi une jonction PN avec une barrière de potentiel. Lorsque les photons sont absorbés par le semi-conducteur, ils transmettent leur énergie aux atomes de la jonction PN de telle sorte que les électrons de ces atomes se libèrent et créent des électrons (charges N) et des trous (charges P). Ceci crée alors une différence de potentiel entre les deux couches. Cette différence de potentiel est mesurable entre les connexions des bornes positives et négatives de la cellule. A travers une charge continue, on peut en plus récolter des porteurs. La tension maximale de la cellule est d'environ 0.6 V pour un courant nul. Cette tension est nommée tension de circuit ouvert (V_{OC}).

Le courant maximal se produit lorsque les bornes de la cellule sont court-circuitées, il est appelé courant de court circuit (I_{CC}) et dépend fortement du niveau d'éclairement. Une cellule PV a comme nous le voyons sur la figure 2.5, une caractéristique I(V) non linéaire avec un PPM.



(a) Caractéristique I(V) (b) Coupe transversale d'une cellule PV

Fig.2.5 : Caractéristique I(V) d'une cellule photovoltaïque.

Une cellule PV peut se modéliser à partir de l'équation définissant le comportement statique de la jonction PN d'une diode classique. Ainsi, la figure 2.6 illustre le schéma équivalent électrique d'une cellule PV réelle. Dans cette équation, on prend en compte le courant de court-circuit et les différentes résistances modélisant les pertes dues à la connectique. Ainsi, en statique, le comportement d'une cellule PV constituée d'une jonction PN à base de silicium peut être décrit par l'équation suivante [8] :

$$I_{CELL} = I_{CC} - I_{SAT}\left[\exp\left(\frac{V_{CELL} + I_{CELL}R_S}{nV_T}\right) - 1\right] - \frac{V_{CELL} + I_{CELL}R_S}{R_P} \quad (2.1)$$

avec $V_T = \frac{KT}{e}$

Où I_{SAT} est le courant de saturation, V_T, le potentiel thermodynamique, K, la constante de Boltzmann, T, la température effective de la cellule en Kelvin, e, la charge de l'électron, n, le facteur de non idéalité de la jonction, I_{CELL} est le courant fourni par la cellule, V_{CELL} la tension à ses bornes, I_{CC} le courant de court-circuit de la cellule dépendant de l'éclairement et la température, R_P, la résistance shunt caractérisant les courants de fuite de la jonction et R_S la résistance série représentant les diverses résistances des contacts et de connexions.

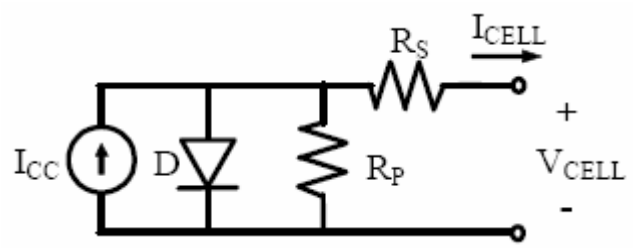


Fig.2.6 : Schéma équivalant électrique d'une cellule PV.

2.3.3 Constitution d'un générateur photovoltaïque (GPV)

L'association de plusieurs cellules PV en série/parallèle donne lieu à un GPV. Si les cellules se connectent en série, les tensions de chaque cellule s'additionnent, augmentant la tension totale du générateur. D'une autre part, si les cellules se connectent en parallèle, c'est l'ampérage qui augmentera.

La plupart des panneaux PV commerciaux sont constitués par des sous réseaux de cellules connectés en série. Chacun de ces sous réseaux est lui-même constitué d'un groupe de cellules PV connectés en série. Le nombre de cellules par sous réseaux est le fruit d'un compromis économique entre protection et pertes d'une partie importante du GPV en cas de défaut partiel.

Lorsque nous concevons une installation photovoltaïque, nous devons assurer la protection électrique de cette installation afin d'augmenter sa durée de vie en évitant notamment des pannes

destructrices liées à l'association des cellules et de leur fonctionnement en cas d'ombrage. La figure 2.7 montre la schématique de protection classiquement adoptée pour un GPV élémentaire. Pour cela, deux types de protections sont classiquement utilisés dans les installations actuelles :

1. la protection en cas de connexion en parallèle de modules PV pour éviter les courants négatifs dans les GPV (diode anti-retour)
2. la protection lors de la mise en série de modules PV permettant de ne pas perdre la totalité de la chaîne (diode by-pass) et éviter les points chauds.

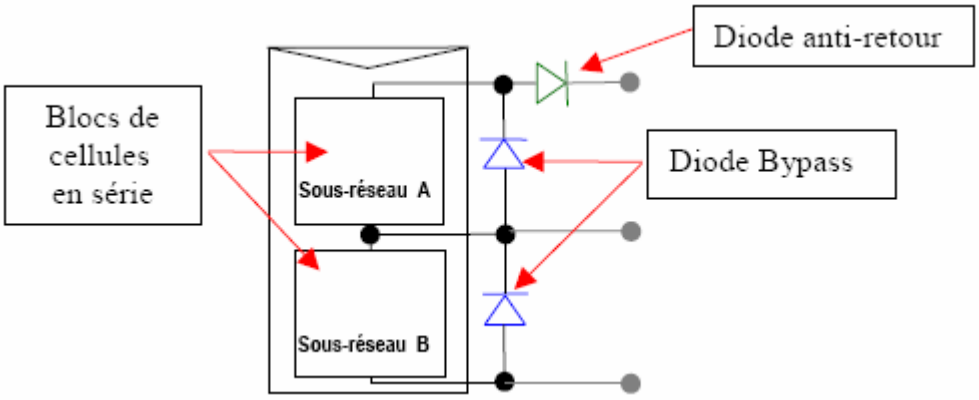


Fig.2.7 : Schématisation d'un GPV élémentaire avec diodes by-pass et diode anti-retour.

2.3.4 Rendement

Le rendement énergétique est défini comme étant le rapport entre la puissance maximale produite et la puissance du rayonnement solaire parvenant au module. Soit S la surface du module et E l'éclairement en W/m2, ce rendement a pour formule :

$$\eta = \frac{P_m}{E \cdot S} \tag{2.2}$$

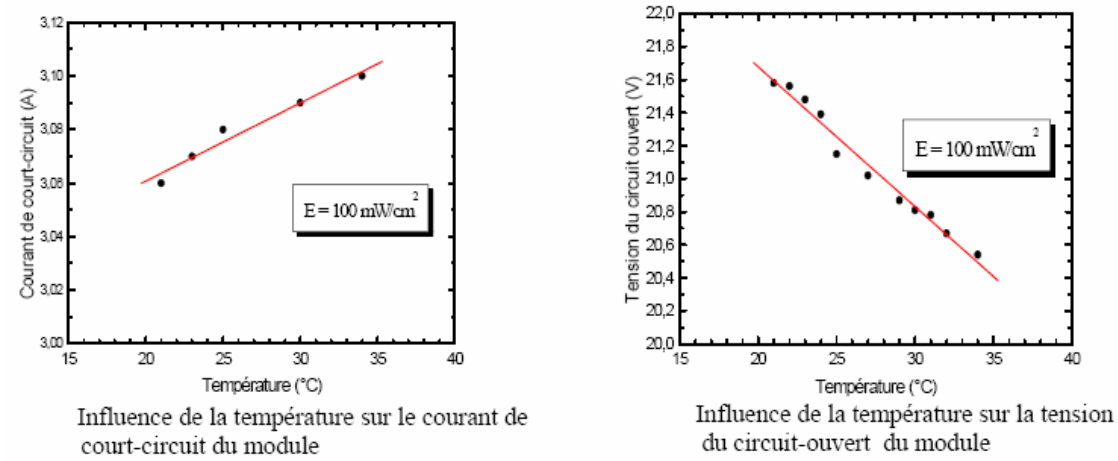
Le rendement des cellules solaires dépend de plusieurs facteurs :

1. Construction des cellules solaires et ses dimensions. Plus la cellule est grande, et plus il est facile d'obtenir des rendements élevés. En outre, la couche de cellules et la configuration anti-réfléchissante de la grille doivent être considérées.
2. Niveau d'illumination.
3. La température.
4. Les dommages causés par les radiations.
5. Facteur de forme.

2.3.5 Température

Le rendement des cellules dépend largement de la température. Tous changements de température causent trois changements de la courbe I(V) d'une cellule [10]:

1. Un petit changement du courant de court-circuit.
2. Un plus grand changement de la tension de circuit ouvert.
3. Un changement dans la région du point de fonctionnement optimum.



(a) (b)

Fig.2.8 : Influence de la température sur les cellules.

Si la température augmente, alors la largeur de la bande interdite Eg diminue, ainsi il y'a augmentation du courant. En même temps on assiste à une augmentation notable du courant direct de la diode, entraînant une diminution de la tension de circuit ouvert. L'augmentation de la température se traduit donc au total par une baisse relative de la puissance disponible.

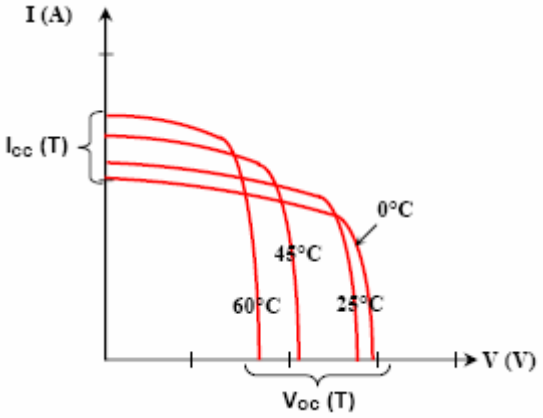


Fig.2.9 : Caractéristique de la cellule PV pour différentes températures.

2.3.6 Principe de la recherche du point de puissance maximal (MPPT)

La chaîne de puissance d'un GPV où une charge est alimentée par un générateur à travers un convertisseur continu-continu commandé par une MPPT peut être représentée comme indiquée sur la figure 2.10. La commande MPPT fait varier le rapport cyclique du convertisseur de telle sorte que la puissance fournie par le GPV soit le PMAX disponible à ses bornes. L'algorithme MPPT peut être plus ou moins compliqué pour rechercher le PPM, mais en général il est basé sur la variation du rapport cyclique du convertisseur jusqu'à se placer sur le PPM en fonction des évolutions des paramètres d'entrée du convertisseur (I_{PV} et V_{PV}).

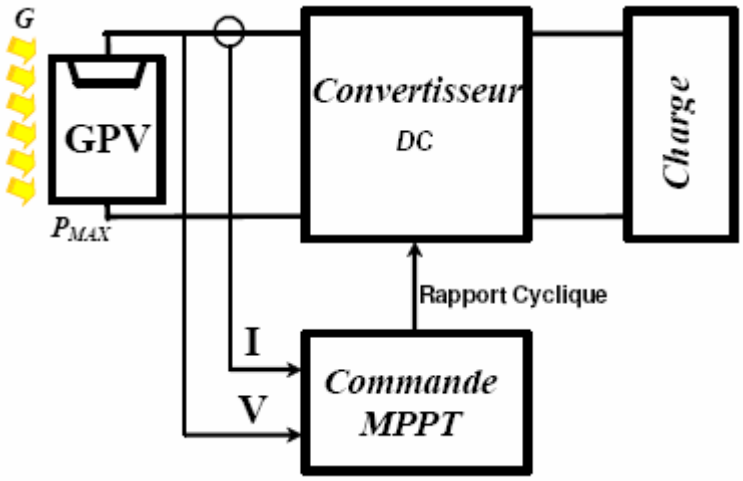


Fig.2.10 : Chaîne élémentaire de conversion photovoltaïque convertisseur DC contrôlé par une commande MPPT.

2.3.6.1 Classification des commandes MPPT

Nous pouvons classifier d'une manière générale les commandes MPPT selon le type d'implémentation électronique : analogique, numérique ou mixte. Il est cependant plus intéressant de les classifier selon le type de recherche qu'elles effectuent et selon les paramètres d'entrée de la commande MPPT. Bien qu'il existe un grand nombre de publications scientifiques qui présentent des commandes MPPT plus ou moins complexes, nous nous centrerons sur quelques-unes représentant le mieux un type d'algorithme [10].

- ✓ Classification des commandes MPPT selon les paramètres d'entrée.
  1. Commandes MPPT fonctionnant à partir des paramètres d'entrée du CS
  2. Commandes MPPT fonctionnant à partir des paramètres de sortie du convertisseur.
- ✓ Classification des commandes MPPT selon le type de recherche ou contrôle.

2.4 Stockage de l'énergie

Les batteries ont révolutionné la façon de stockage de l'énergie électrique et elles ont permis une très grande mobilité et indépendance du secteur fixe, les portables, les systèmes PV jusqu'aux équipements spatiaux (technologie de point). Elles représentent un dispositif qui convertit de l'énergie chimique, stockée dans ces matériaux actifs, en une énergie électrique, par le moyen d'une réaction électrochimique d'oxydoréduction (redox).

2.4.1 Classification des batteries

Les batteries se regroupent sous deux grandes classes : accumulateurs primaires (non rechargeable) et autres secondaires (rechargeable), on distingue aussi d'autres genres de classifications basées soit sur une structure particulière (conception technologique) ou un domaine d'utilisation bien défini [13] (Annexe A1).

1. Batteries primaires

Elles sont dans l'incapacité d'être chargées électriquement. On les utilise qu'une seule fois, après on doit les changer car les réactions chimiques qui leur fournissent le courant sont irréversibles, sans oublier leur prix relativement élevé ; tout de même les batteries primaires sont très commodes pour certaines applications (torche, source portable pour des dispositifs électronique et électrotechnique, appareillage d'instrumentation, jouets. Les avantages principaux d'une batterie primaire sont : une durée de vie appréciable, aucune maintenance à prévoir, et une facilité d'utilisation.

2. Batteries secondaires

Une batterie secondaire est un dispositif électrochimique destiné à emmagasiner de l'électricité pour la restituer ensuite à la demande. Ce genre de batterie peut être chargé électriquement une fois déchargée par le passage d'un courant électrique à travers ces électrodes en sens inverse du courant de décharge. C'est ce qui lui donne son aspect de dispositif de stockage d'énergie électrique connue sous le nom 'Accumulateur '.

1er Application. Les applications où les accumulateurs sont utilisés comme un moyen de stockage d'énergie, sont généralement connectés à une source première pour être chargé, et une charge qui consomme l'énergie délivrée par l'accumulateur en régime de décharge. Exemple : les voiture, les installations électriques en avion, en cas d'urgence ou comme énergie de réserve.

2^em^ Application. Dans ce cas ils sont utilisés à la place des batteries primaires en régime de décharge ; mais heureusement rechargeable plusieurs fois (cycle) plutôt que jetable qui est le cas des primaires

2.4.2 Paramètres des batteries

La diversité des domaines d'utilisation des batteries (Photovoltaïque, Véhicule électrique, Véhicule Hybride, Portable…), a imposé plusieurs type de critère qui est utile pour déterminer les performances d'une batterie a travers ces paramètres afin d'en classer les différents types des batteries suivant leur conformité aux exigences [1, 7, 10, 14].

1. Voltage

Est la tension aux bornes de la batterie. Il est le paramètre le plus apparent et facile à déterminer mais malheureusement, nous informe superficiellement sur l'état de la batterie à travers le profile de la courbe de charge et décharge. Différente référence de voltages sont définis :

- Tension théorique,(E_{th}) : est fonction des matières actives (Anode, Cathode électrolyte) et la température, elle est déduite à partir de la loi de Nernst.
- Tension circuit ouvert, (V_{Co}) : (*Open circuit voltage*) la tension mesurée de la cellule (batterie) sous aucune charge.
- Tension nominale, (V_N) : (*Nominal voltage*) c'est l'une des tensions typiques, admissible en mode de fonctionnement, pour batterie au NiCd.
- Tension de fin de décharge, (V_{end}) : (*Cut-off voltage*) quand la cellule (batterie) atteint cette tension ; elle a donc délivrée la majorité de sa capacité.

2. Capacité

Une des caractéristiques la plus importante d'une batterie est sa capacité. Cette capacité représente la quantité de courant qui peut être extraite d'une électrode via les 'masses actives', c'est-à-dire l'électrolyte et les matériaux actifs des électrodes, sur une décharge.
Cette capacité s'exprime en ampère-heure'Ah', elle se calcule par intégration temporelle du courant de décharge :

$$C = \int_0^t i(t)\, dt \qquad (2.3)$$

De par les couples chimiques choisis, chaque batterie possède une capacité théorique ($\boldsymbol{C}t_h$), basée uniquement sur le poids des matériaux actifs participant à la réaction. Cette capacité est($\boldsymbol{C}t_h$), déterminée à partir de la loi de Faraday.

$$\boldsymbol{C}t_h = n * 26.8 * \frac{E^0}{M_{act}} \quad [Mhw/Kg] \tag{2.4}$$

Dans cette formule, ($\boldsymbol{n}$) est le nombre d'électrons échangés et ($\boldsymbol{M}_{act}$) le poids de masse active intervenant dans la réaction.

En pratique cependant, la capacité effective de la batterie est toujours inférieure à cette capacité théorique. Dans certains cas, c'est l'électrolyte qui est le facteur limitatif. On définit alors un coefficient α qui relie la capacité effective à ($\boldsymbol{C}t_h$) :

$$C_{effect} = \alpha \ C_{th} \tag{2.5}$$

Cette capacité dépend du courant, du temps de décharge ainsi que de la température. Par exemple, la capacité qui est extraite en 5 heures jusqu'à atteindre la tension minimale acceptée est appelée capacité 5 heures ou ($\mathbf{C}_5$) en abrégé. Le courant de décharge correspondant est appelé courant ($\boldsymbol{I}_5$). Cette capacité dépend également des derniers cycles de charge/décharge imposés à la batterie et peut également être influencée par le temps de repos. Dans des cas extrêmes, tels les cas de décharge à grand courant, un cycle précédent peut affecter et réduire la capacité ; cet effet est connu sous le nom d'effet "mémoire".

Les variations de capacité avec la température et l'intensité du courant de décharge sont usuellement modélisées par des lois empiriques, car les phénomènes intervenant alors sont assez mal connus. Les formules les plus souvent employées sont la loi de ***Peukert*** pour ce qui concerne la relation capacité/courant et une formule déterminée par l'***IEC*** (International Electrotechnical Commission) pour la dépendance capacité/température:

- **Loi de Peukert :** $C = I^n \ t$ (2.6)

$\boldsymbol{C}$ est la capacité en Ah, ($\boldsymbol{I}$) le courant en A et ($\boldsymbol{t}$) le temps en h.

Le coefficient ($\boldsymbol{n}$ et $\boldsymbol{C}$) sont déterminés expérimentalement pour la batterie examinée. La valeur de (n) est proche de 1 pour les faibles courants et peut atteindre la valeur 2 pour de grands courants.

- **Formule IEC 254-1:** $C_T = \ C_T - 30 * (1 + 0.008 * (T - 30))$ (2.7)

On débute de la capacité C_T=30 mesurée à 30°C pour un courant de décharge fixé et on en déduit la capacité C_T à une autre température T pour le même courant.

3. Autodécharge (Self-discharge)

C'est la perte de capacité obtenue en laissant la batterie au repos, c'est-à-dire sans charge pendant un temps donné. Elle est exprimée en général en (%/mois) et elle augmente avec le vieillissement naturel de la batterie, température, l'adjonction d'eau non déminéralisée et la présence d'antimoine dans les grilles.

4. Etat de charge (State Of Charge, SOC)

SOC est défini comme étant une fraction de la capacité nominale de la batterie. La décharge d'une batterie résulte une diminution du SOC. Une batterie qui a perdu ¾ de sa capacité ou a été déchargée à 75% est dite à 25% de son l'état de charge.

5. Profondeur de décharge (*Depth of Discharge, DOD*)

C'est le pourcentage de la capacité déchargée. Par exemple : si une batterie d'une capacité de 100Ah est déchargée de 60Ah, la profondeur de décharge est de 60%. On limite en général la profondeur de décharge à 80% de la capacité nominale. Pour les applications solaires la profondeur de décharge ne dépasse guère 50 à 60%.

2.5 Convertisseurs continu- continu

On distingue en général deux classes de convertisseurs DC/DC [9, 11, 12]:

- Les convertisseurs qui débitent sur un récepteur destiné à être alimenté sous une tension continue variable, appelés variateur de courant continu à pulsation,
- Les convertisseurs destinés à fournir à leur sortie une tension continue constante pour servir d'alimentation régulée vis-à-vis de divers équipements.

Dans ce chapitre, nous nous intéresserons à la deuxième catégorie qui constitue les alimentations à découpage.

Le principe de fonctionnement des alimentations à découpage diffère totalement de celui des

alimentations à régulateur continu série. En effet dans une alimentation à découpage, le transistor de régulation fonctionne en interrupteur contrôlé (régime de commutation) alors que pour une alimentation continue série, le transistor de régulation fonctionne en régime linéaire.
La tension continue de départ peut parvenir d'un réseau alternatif redressé et filtré, une batterie, une alimentation stabilisée, une tension issue d'un panneau solaire qui est notre cas d'utilisation.

Les avantages liés à la commutation sont :

- Un rendement élevé, quel que soit l'écart de tension entrée-sortie.
- Fonctionnement en abaisseur, élévateur ou inverseur de tension.
- Encombrement réduit.

Par contre les inconvénients sont :

- Circuit d'asservissement plus complexe.
- Ondulation résiduelle plus élevée.
- Génération de parasites en H.F (RFI).
- Bruit résiduel.
- Réponse transitoire lente.
- Nécessite obligatoirement une inductance ou un transformateur H.F.
- Nécessite une charge minimale afin d'éviter le passage entre deux modes de fonctionnement ; ' le mode continu ' et ' le mode intermittent '.

La fréquence de travail, c'est-à-dire la fréquence de commutation du contacteur statique, est assez élevée : 50kHz à 500kHz. Une fréquence de travail élevée permet.

- de réduire l'encombrement de l'inductance et de la capacité de filtrage.
- de réduire l'ondulation résiduelle.

La régulation de tension s'effectue en modulant le rapport cyclique des signaux de commutation. Elle fait souvent appel à un circuit intégré spécifique.

Ce chapitre est consacré à la présentation des structures des alimentations à découpage sans transformateur intermédiaire.

Nous supposerons tout au long de cette présentation que nous avons à faire à :

- des sources parfaites,
- des interrupteurs parfaits,
- des commutations instantanées.

2.5.1 Convertisseur série ou abaisseur de tension (Buck)

Cette alimentation (*Buck converter ou step-down converter*) utilise un contacteur statique série qui doit être alimenté par une source de tension et débiter sur une source de courant.
La charge R et le condensateur C apparaissant comme un récepteur de tension, il faut ajouter une inductance L série pour rétablir le caractère de récepteur de courant vis-à-vis de la sortie de l'alimentation à découpage proprement dite. On arrive ainsi au schéma de la Figure 2.11.

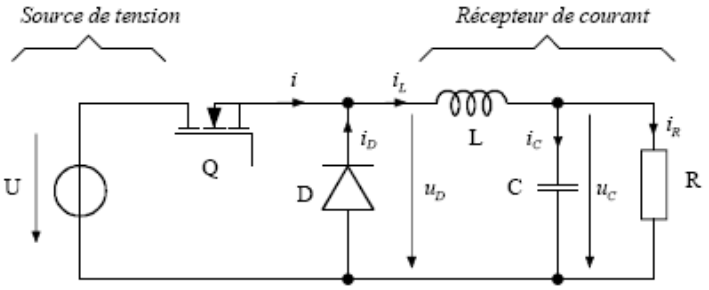


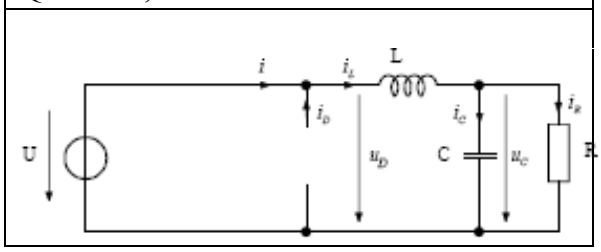
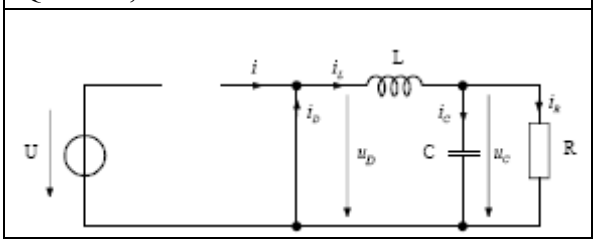
Fig.2.11 : Représentation schématique d'un convertisseur Buck.

En régime permanent, le rapport de conversion de tension entre la sortie et l'entrée est donné par la relation :

$$\frac{U_C}{U} = D \tag{2.8}$$

2.5.1.1 Conduction continue

Le système passe par deux états de conduction pour chacun on obtient un système d'équation:

Q conduit, D ouvert : $0 \le t < t_e = D \cdot T_P$	Q ouvert, D conduit : $D \cdot T_P = t_e \le t < T_P$
	

Tension aux bornes de l'inductance :

$$U_L^{[t_e]} = U - U_C = L \cdot \frac{\Delta i_L^{[t_e]}}{t_e}$$

$$\boxed{U_L^{[t_d]} = -U_C = L \cdot \frac{\Delta i_L^{[t_d]}}{t_d}}$$

Courant moyen dans le condensateur :

$$\boxed{I_C^{[t_e]} = -I_R^{[t_e]} + I_L^{[t_e]} = -I_R + I_L = -\frac{U_C}{R} + I_L}$$

$$\boxed{I_C^{[t_d]} = -I_R^{[t_d]} + I_L^{[t_d]} = -I_R + I_L = -\frac{U_C}{R} + I_L}$$

Courant moyen fournit par l'alimentation (courant moyen dans le transistor Q) :

$$\boxed{I^{[t_e]} = I_L^{[t_e]} = I_L}$$

$$\boxed{I^{[t_d]} = 0}$$

Courant moyen dans la diode :

$$\boxed{I_D^{[t_e]} = 0}$$

$$\boxed{I_D^{[t_d]} = I_L^{[t_d]} = I_L}$$

Ondulation de courant aux bornes de l'inductance :

$$\boxed{\Delta I_L^{[t_e]} = \frac{U_L^{[t_e]}}{L} \cdot t_e = \frac{U - U_C}{L} \cdot t_e}$$

$$\boxed{\Delta I_L^{[t_d]} = \frac{U_L^{[t_d]}}{L} \cdot t_d = \frac{-U_C}{L} \cdot t_d}$$

$$\boxed{U_L = 0 \quad \Rightarrow \quad \Delta I_L = \Delta i_L^{[t_e]} = -\Delta i_L^{[t_d]}}$$

$$\Downarrow$$

$$\boxed{\Delta I_L = i_{LMAX} - i_{LMIN} = \frac{U \cdot T_P}{L} \cdot (1 - D) \cdot D = \frac{U_C \cdot T_P}{L} \cdot (1 - D)}$$

La Figure 2.12 donne les formes d'ondes des principales grandeurs dans les conditions normales de fonctionnement, c'est-à-dire quand le courant I_L diffère de zéro tout au long de la période de hachage ou quand on est en conduction continue.

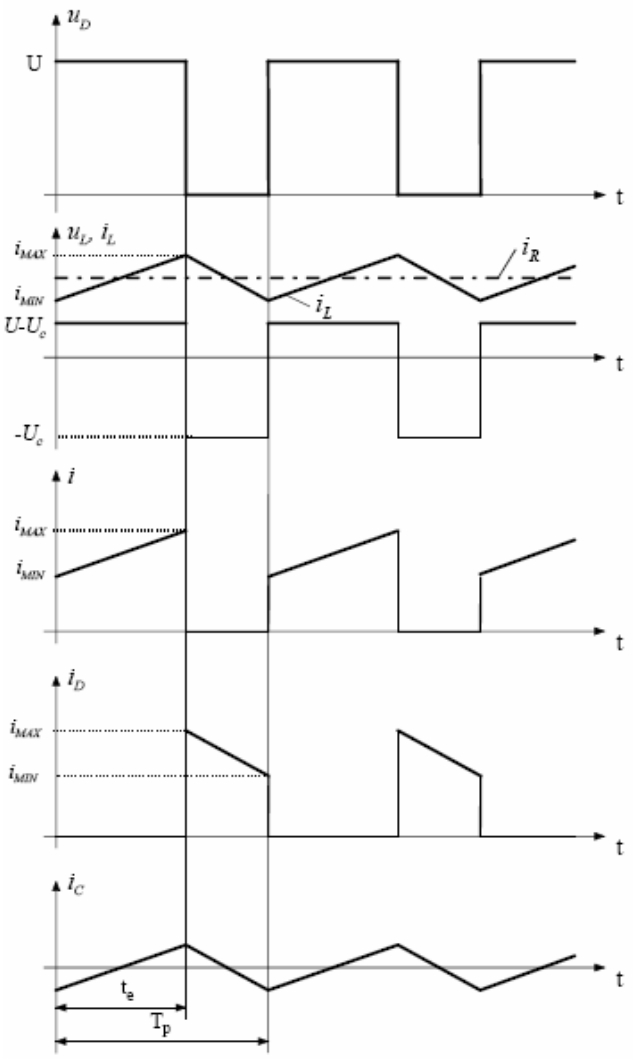


Fig2.12 : Formes d'ondes des principales grandeurs.

2.5.2 Convertisseur parallèle ou élévateur de tension (Boost)

Cette alimentation (Boost converter ou Step-up converter) utilise un contacteur statique parallèle qui doit être alimenté par une source de courant et débiter dans une source de tension. Le récepteur proprement dit, constitué par la résistance R et le condensateur de filtrage C monté en parallèle à ses bornes, a le comportement d'une source de tension exigée par l'alimentation à découpage. Par contre il faut placer une inductance L en série avec la source d'alimentation de tension UC pour la transformer en source de courant. On aboutit ainsi au schéma de la Figure 2.13.

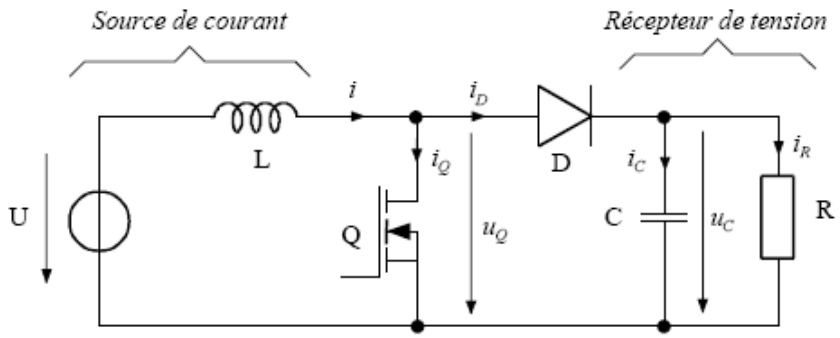


Fig.2.13 : Représentation schématique d'un convertisseur Boost.

En régime permanent, le rapport de conversion de tension entre la sortie et l'entrée est donné par la relation :

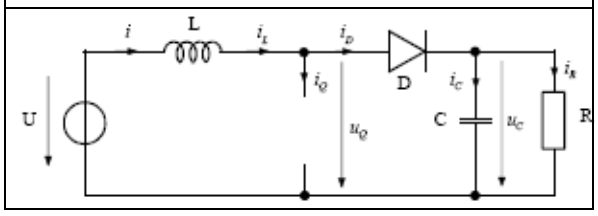
$$\frac{U_C}{U} = \frac{1}{1-D} \tag{2.9}$$

2.5.2.1 Relations générales

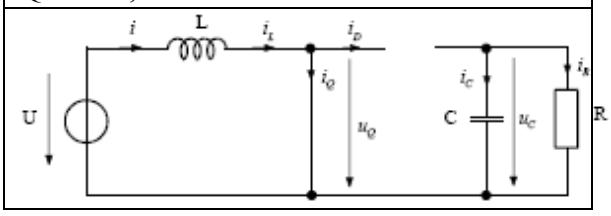
Le schéma présenté à la figure ci-dessous prend en considération une source d'entrée U continue et un circuit de charge à la sortie de type résistive 'R'.

Même résonnement que pour un convertisseur abaisseur de tension on obtient :

Q conduit, D ouvert : $0 \le t < t_e = D \cdot T_P$



Q ouvert, D conduit : $D \cdot T_P = t_e \le t < T_P$



Tension aux bornes de l'inductance :

$$U_L^{[t_e]} = U = L \cdot \frac{\Delta i_L^{[t_e]}}{t_e}$$

$$U_L^{[t_d]} = U - U_C = L \cdot \frac{\Delta i_L^{[t_d]}}{t_d}$$

Courant moyen dans le condensateur :

$$I_C^{[t_e]} = -I_R^{[t_e]} = -I_R = -\frac{U_C}{R}$$

$$I_C^{[t_d]} = -I_R^{[t_d]} + I_L^{[t_d]} = -I_R + I_L = -\frac{U_C}{R} + I_L$$

Courant moyen fournit par l'alimentation :

$$I^{[t_e]} = I_L^{[t_e]} = I_L$$

$$I^{[t_d]} = I_L^{[t_d]} = I_L$$

Courant moyen dans la diode :

$$\boxed{I_D^{[t_e]} = 0} \qquad \boxed{I_D^{[t_d]} = I_L^{[t_d]} = I_L}$$

Ondulation de courant aux bornes de l'inductance :

$$\boxed{\Delta I_L^{[t_e]} = \frac{U_L^{[t_e]}}{L} \cdot t_e = \frac{U}{L} \cdot t_e} \qquad \boxed{\Delta I_L^{[t_d]} = \frac{U_L^{[t_d]}}{L} \cdot t_d = \frac{U - U_C}{L} \cdot t_d}$$

$$\boxed{U_L = 0 \quad \Rightarrow \quad \Delta I_L = \Delta i_L^{[t_e]} = -\Delta i_L^{[t_d]}}$$

$$\Downarrow$$

$$\boxed{\Delta I_L = i_{LMAX} - i_{LMIN} = \frac{U \cdot T_P}{L} \cdot D = \frac{U_C \cdot T_P}{L} \cdot (1 - D) \cdot D}$$

La Figure 2.14 donne les formes d'ondes des principales grandeurs dans les conditions normales de fonctionnement, c'est-à-dire quand le courant I_L diffère de zéro tout au long de la période de hachage ou quand on est en conduction continue.

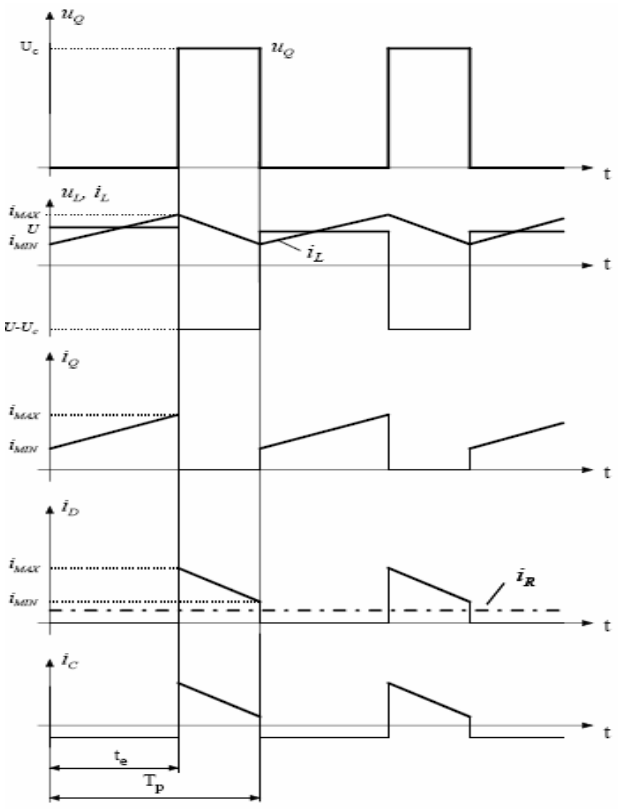


Fig.2.14 : Formes d'ondes des principales grandeurs.

En conduction continue, le convertisseur élévateur de tension est équivalent à un transformateur DC ou le rapport du nombre de spires de ce transformateur peut être continuellement contrôlé électroniquement entre 1 et "∞" par variation du rapport cyclique D. Pour un rapport cyclique donné, la tension de sortie est indépendante de la charge.

2.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté l'architecture du système d'énergie de bord d'un satellite à savoir : le générateur photovoltaïque, les cellules solaires, les batteries et leurs caractéristiques essentielles. Dans une seconde étape, on a étudié quelques structures de base de convertisseurs DC/DC (Buck, boost) servant de liaison entre le générateur photovoltaïque et l'élément de stockage.

Chapitre III

Commande D'un Convertisseur DC- DC Par Modulation de Largeur d'Impulsions MLI

Chapitre 3

Commande d'un convertisseur DC-DC par MLI

3.1 Introduction

Les hacheurs sont des convertisseurs statiques DC/DC permettant de délivrer une tension continue variable à partir d'une source de tension continue constante.

Avec une tension alternative, un simple transformateur permet de changer la tension d'un niveau à un autre niveau. Mais dans le cas d'une tension continue, on doit avoir recours à une approche bien différente, en utilisant un hacheur.

Dans certaines applications industrielles, on doit transformer une tension continue quelconque en une tension continue supérieure ou inférieure. Par exemple, dans le cas d'**ALSAT-1** les panneaux solaire peuvent fournir une tension pouvant atteindre les 40V.

Dans ce chapitre, on présentera la régulation d'un type de convertisseur DC/DC ; à savoir un Buck (qui est un abaisseur de tension) par la technique à modulation de largeur d'impulsion (MLI).

3.2 Structure des systèmes étudiés

Dans ce chapitre, nous nous intéressons aux systèmes comportant des convertisseurs électroniques de puissance fonctionnant en mode complètement commandé dont la commande est réalisée par la technique de la modulation de largeur d'impulsions (MLI).

La structure de base de ce type de systèmes est représentée à la Figure 3.1 : le convertisseur électronique de puissance est constitué d'une matrice d'interrupteurs intercalée entre deux sous-systèmes électriques : un générateur d'énergie électrique et un récepteur. La commande de l'état des interrupteurs à semi-conducteurs qui constituent le convertisseur permet d'agir sur les connexions existant entre les n bornes de sortie du générateur et les m bornes d'entrée du récepteur et de gérer ainsi le transfert d'énergie entre ces deux sous-systèmes. Les signaux nécessaires à la commande des interrupteurs sont élaborés par une électronique de commande et de régulation qui le plus souvent détermine les intervalles de conduction des interrupteurs à partir de consignes reçues de l'extérieur et des mesures prélevées sur l'état du système.

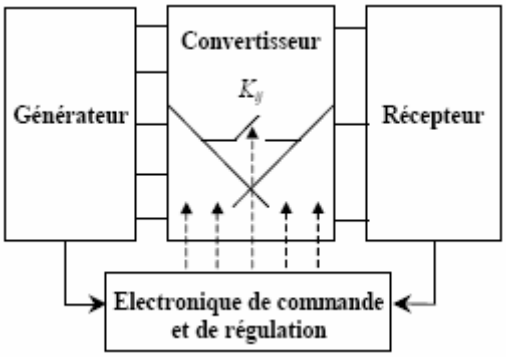


Fig.3.1 : Structure d'un système électronique de puissance.

3.3 Commande par modulation de largeur d'impulsions

La modulation de largeur d'impulsions (MLI ; en anglais : pulse width modulation, soit PWM), est une technique couramment utilisée pour synthétiser des signaux continus à l'aide de circuit à fonctionnement tout ou rien, ou plus généralement à états discrets.

Le principe général est qu'en appliquant une succession d'états discrets pendant des durées bien choisies, on peut obtenir en moyenne sur une certaine durée n'importe quelle valeur intermédiaire. Le principe donc est de générer un signal logique (valant 0 ou 1), à fréquence fixe mais dont le rapport cyclique est contrôlé numériquement. La moyenne du signal de sortie est égale au rapport cyclique.

Dans le cas de la commande MLI, on fait varier l'état des interrupteurs à une cadence qui ne dépend pas de la manière dont évoluent les grandeurs relatives aux systèmes interconnectés par le convertisseur électronique de puissance, cette cadence étant fixée essentiellement en fonction de la vitesse de commutation des interrupteurs.

Comme toute commutation revient à modifier le potentiel d'une borne d'accès du système à caractère de source de courant en la connectant d'une borne à une autre du système à caractère de source de tension, la commande par modulation en largeur d'impulsions ou commande MLI consiste à choisir une fréquence de commutation pour les interrupteurs et à fixer à l'intérieur de la période de commutation les intervalles de conduction des interrupteurs connectées à une borne de la « source de courant » en fonction d'un signal de référence qui correspond au potentiel souhaité pour cette borne.

Sous forme analogique ce type de commande est réalisé en comparant le signal de référence avec une ou plusieurs porteuses triangulaires (ou en dent de scie) dont la fréquence correspond à la cadence à laquelle on veut faire varier l'état des interrupteurs.

Sous forme numérique ce type de commande est réalisé en fixant à l'aide de « *timers* » les intervalles de conduction des différents interrupteurs sur chaque période ou chaque demi-période de modulation.
Mais d'autres lois de commande sont possibles : on peut par exemple générer la séquence de commande des interrupteurs de manière à imposer les courants aux bornes d'accès du système à caractère de source de tension [2, 8].

3.4 Application au hacheur fonctionnant en abaisseur de tension

Comme on l'a mentionné dans l'introduction, les hacheurs sont des convertisseurs statiques qui sont alimentés par des sources de tension continue et produisent aux bornes d'une charge une tension de valeur moyenne réglable [6].

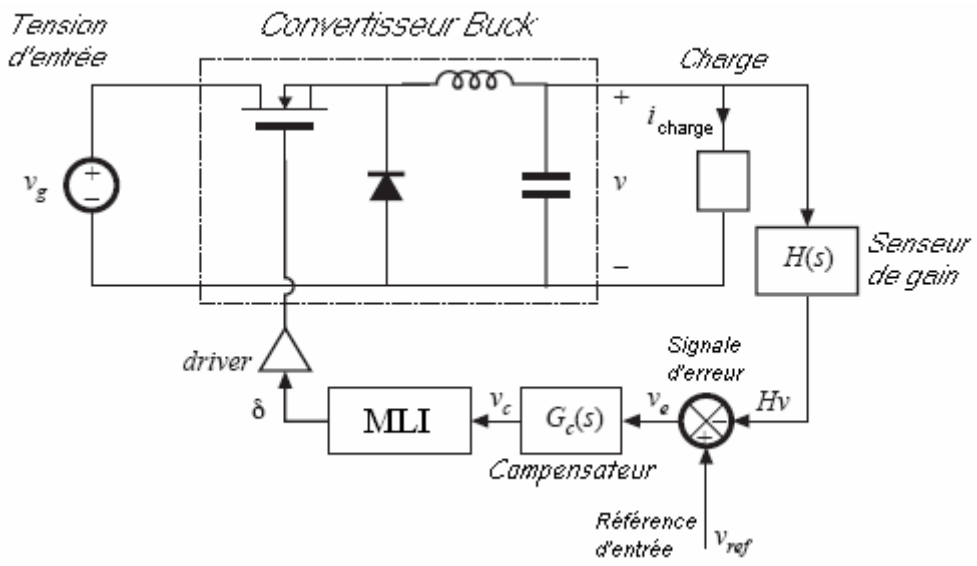


Fig.3.2 : Schéma de principe de la commande par MLI.

Un hacheur dévolteur inclut un interrupteur (transistor bipolaire, transistor MOSFET ou IGBT…) à commande unidirectionnelle et une diode à amorçage spontané. Ces derniers ne peuvent pas être en même temps à l'état ON, l'interrupteur est ON et/ou OFF une fois chaque période de commutation. Le type d'hacheur qu'on a utilisé est un hacheur convertisseur ***Buck*** qui fournit une tension moyenne aux bornes du récepteur, inférieure à celle de la source, et un courant moyen dans le récepteur supérieur à celui de la source.

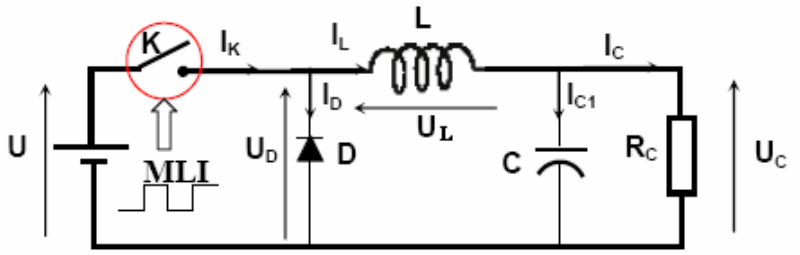


Fig.3.3 : Convertisseur abaisseur de tension.

Les éléments L et C forment un filtre dont le but est de limiter l'ondulation résultant du découpage sur la tension et le courant de sortie.

Le cycle de fonctionnement, de période de hachage T ($T = 1/f$), comporte deux étapes :

- Lors de la première, on rend l'interrupteur passant, K est fermé et la diode polarisée en inverse, est bloquée. Cette phase dure 'te' de 0 à DT, avec α compris entre 0 et 1. D est appelé rapport cyclique.
- Lors de la seconde, on ouvre K. La diode devient passante. Cette phase dure 'td' de DT à T.

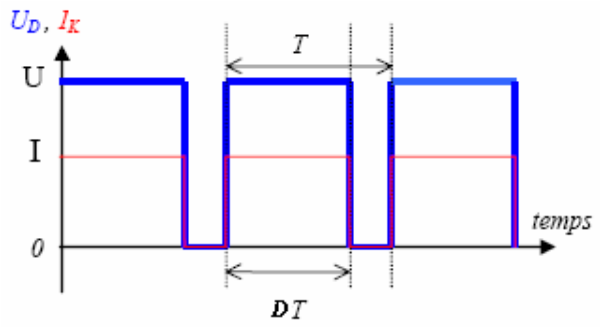


Fig.3.4 : Evolution de la tension et du courant au niveau des interrupteurs.

✓ **Première étape : K est à l'état ON** : $t_e = [0\ \ DT]$

Pendant l'intervalle te l'interrupteur K est fermé :

$I_K = I_S$, $I_D = 0$ la diode est bloquée

Nous avons alors : $U_C = U - U_L$

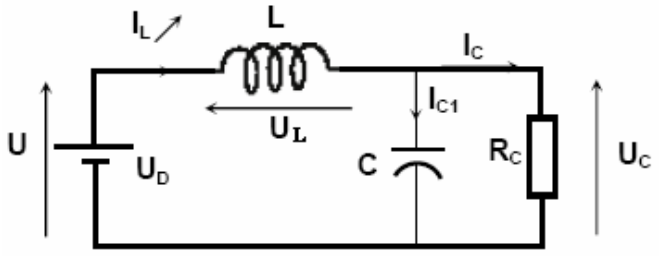


Fig.3.5 : Schéma équivalent du circuit pendant l'intervalle te.

On a $U_L = L\dfrac{di_L}{dt}$, le courant i_L circulant dans l'inductance ***L*** est croissant d'ou

t = 0 → $i_L = I_{\min}$, t = D_T → $i_L = I_{\max}$

on peut écrire : $U_L = L\dfrac{I_{\max} - I_{\min}}{t_e}$

ce qui donne :

$$U - U_C = L\frac{I_{\max} - I_{\min}}{t_e} \qquad (3.1)$$

Pendant cette durée de temps le courant de source I_S circule dans L et dans l'ensemble C et RC. Alors, sur une période l'énergie emmagasinée dans l'inductance (puis restitué) est inférieure à l'énergie fournie par la source et reçue par la charge (d'où le nom de convertisseur dévolteur).

- ✓ **2éme étape K est à l'état OFF** : $t_d = [DT\ \ T]$

Pendant l'intervalle ***td*** L'interrupteur K est ouvert :

$I_K = 0,\ I_D = i_L$ la diode devient spontanément passante

Par la même expression $U_L = L\dfrac{di_L}{dt}$ et $U_L = -U_C$

Ce qui implique $U_C = -L\dfrac{di_L}{dt}$, le courant i_L circulant dans l'inductance L est décroissant

On a donc $t = DT \rightarrow i_L = I_{\max}$, $t = T \rightarrow i_L = I_{\min}$

Soit :

$$U_C = -L\,\frac{I_{\min} - I_{\max}}{t_d} \tag{3.2}$$

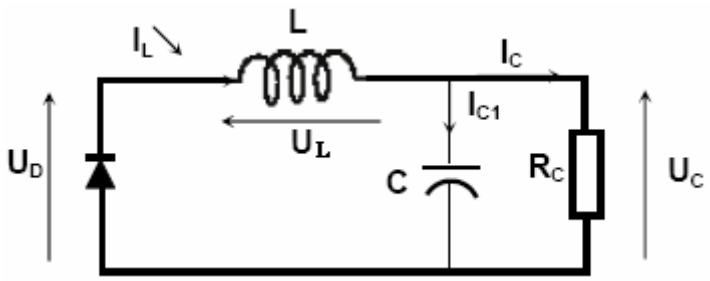


Fig.3.6 : Schéma équivalent du circuit pendant l'intervalle t_d.

en regroupant les deux équations (3.1) et (3.2)

$$L = (U - U_C)\frac{t_e}{I_{\max} - I_{\min}} = -U_C\,\frac{t_d}{I_{\min} - I_{\max}} \quad \text{avec } t_e = T - t_d$$

$U_C = U\,\dfrac{t_e}{T} = D \cdot U$ ou $D = \dfrac{t_e}{T}$ qui est le rapport cyclique utilisé pour la régulation de notre tension de sortie U_C ; l'évolution de cette dernière, en fonction de D, est indiquée par la figure 3.7 :

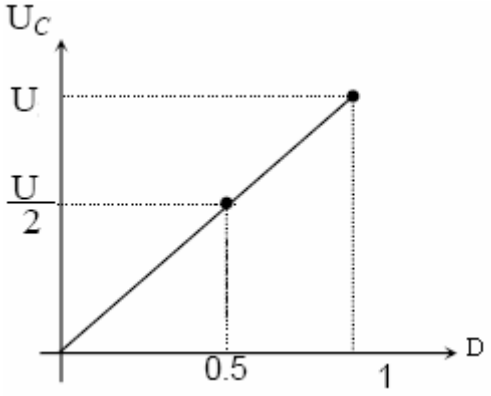


Fig.3.7 : La caractéristique de la tension sortie en fonction du rapport cyclique.

Il est à noter que la forme d'onde de différents paramètres est donnée par la figure (2.12) du chapitre précédant.

3.4.1 Détermination de la valeur des éléments

Les éléments sont, dans la plupart des cas, déterminés pour un fonctionnement en régime continu et à courant de sortie I_C nominal tout en se basant sur la figure 2.12.

1. Valeur de l'inductance ***L*** :

L'inductance L est déterminée à partir du temps de conduction t_e et de l'ondulation du courant Δi_L qui la traverse.

De la relation (3.1) on peut avoir $L = (U - U_C)\dfrac{t_e}{I_{\max} - I_{\min}}$

Ou encore : $L = \dfrac{U - U_C}{\Delta I_I} \cdot DT = \dfrac{U_C \cdot (1 - D)}{\Delta I_L \cdot f}$

D'où :

$$L = \frac{U - U_C}{K \cdot I_S} \cdot DT \qquad (3.3)$$

L en henrys, ***T*** en secondes, I_S étant le courant de sortie.

Sachant que, en régime continu, on peut définir l'ondulation du courant i_L en fonction du courant de sortie I_S .

$\Delta I_L = K \cdot I_S$ (en général K<1)

2. Valeur du condensateur ***C*** :

Sa valeur est conditionnée par l'ondulation de la tension de sortie ΔV_C. On utilise la méthode

de la variation de charge ΔQ.

La variation de la tension V_C est décalée dans le temps, par rapport à la variation du courant i_{C1}. L'évolution de V_C est positive tant que $I_L > I_C$. L'apport de charge ΔQ+ correspond à la surface de charge hachurée.

Ainsi : $\Delta Q+ = \dfrac{\Delta I_L}{8 \cdot f}$

$C = \dfrac{\Delta I_L}{8 \cdot f \cdot \Delta U_C}$ avec (***f***) la fréquence du de commutation en Hz, ***C*** en farads.

En utilisant la relation (3.1), on obtient :

$$C = \frac{(U - U_C) \cdot U_C}{8 \cdot U \cdot \Delta U_C \cdot L \cdot f^2} \tag{3.4}$$

avec ΔU_C ondulation crête à crête.

3.4.2 Ondulation admissible

Les valeurs des composants utilisés (***C, L***) influent directement sur l'allure du signal de sortie, il faut être judicieux dans notre choix de tel sort qu'il soit adéquat avec les exigences de notre application ; l'ondulation à la sortie est donnée par les équations qui suivent:

$$\Delta I_L = (U - U_C) \cdot \frac{t_e}{L} = \frac{(1 - D) \cdot D \cdot U}{L \cdot f} \tag{3.5}$$

$$\Delta U_C = \frac{(U - U_C) \cdot U_C}{8 \cdot U \cdot C \cdot L \cdot f^2} = \frac{(1 - D) \cdot D \cdot U}{8 \cdot C \cdot L \cdot f^2} \tag{3.6}$$

3.4.3 Analyse fréquentielle

En analysant attentivement l'alimentation abaisseuse de tension, on remarque que l'inductance et le condensateur forment un filtre du 2ème ordre où la résistance de charge joue le rôle d'amortissement.

En posant pour la fréquence de pulsation $f_P = \dfrac{1}{T_P}$

et pour le filtre, une fréquence de coupure donnée par $f_C = \dfrac{1}{2\pi \cdot \sqrt{LC}}$

on obtient, à l'aide de la relation 2.6, pour l'ondulation relative de tension

$$\frac{\Delta U_C}{U_C} = \frac{\pi^2}{2} \cdot (1 - D) \cdot \left(\frac{f_C}{f_P} \right)^2 \tag{3.7}$$

3.4.4 Les différents modes de conduction

On distingue deux modes de fonctionnement, mode à conduction continue et deuxième à conduction discontinue.

3.4.4.1 Mode de conduction continu

Le courant de sortie dans ce cas est suffisamment fort et le courant dans l'inductance ne s'annule jamais (figure 3.8), même avec l'ondulation due au découpage.

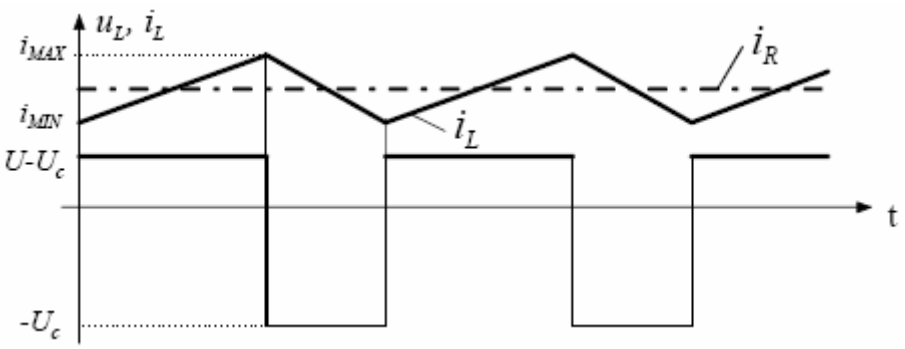


Fig.3.8 : Tension et courant d'inductance en mode continu.

3.4.4.2 Mode de conduction discontinu

Dans le second cas, le courant de sortie moyen est bien entendu positif, mais, en raison de sa faible valeur moyenne, l'ondulation du courant dans l'inductance peut amener ce dernier à s'annuler. Or, les interrupteurs étant unidirectionnels, le courant ne peut changer de signe et reste à 0 (figure 3.9).

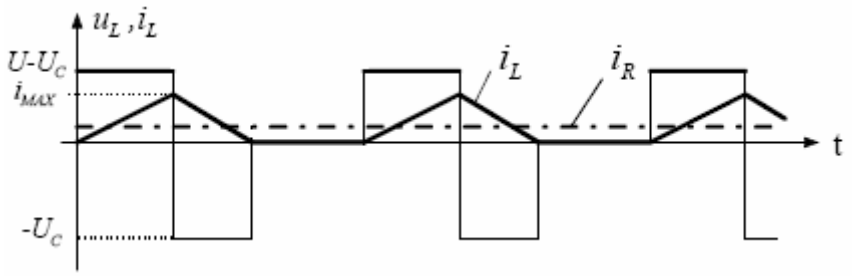


Fig.3.9 : Tension et courant d'inductance en mode discontinu.

3.4.4.3 Mode de conduction critique

Ce mode correspond à un cas particulier intermédiaire entre les deux modes qui précédent. Il consiste à un courant dans la bobine qui s'annule instantanément (figure 3.10).

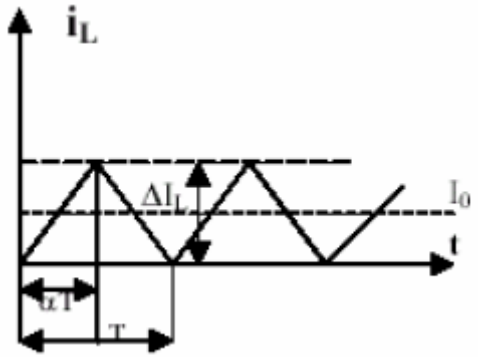


Fig.3.10 : Courant d'inductance en mode critique.

3.4.6 Conception du filtre

On considère le circuit électrique schématisé ci-dessous, dans un premier temps, nous écrivons les équations régissant le fonctionnement.

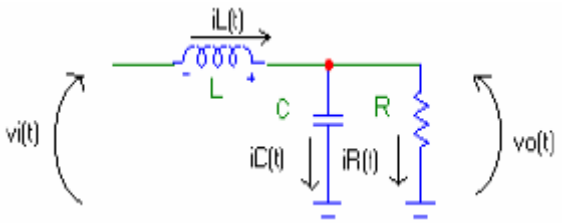


Fig.3.11 : Schéma électrique du filtre.

$$V_o(t) = R \cdot i_R(t) \tag{3.8}$$

$$V_i(t) - V_o(t) = L \cdot \frac{di_L(t)}{dt} \tag{3.9}$$

$$i_C = C\frac{dV_o(t)}{d(t)} \tag{3.10}$$

Où $V_i(t) = d(t)$

La combinaison des équations (3.8), (3.9) et (3.10) mène à l'équation différentielle suivante :

$$\frac{d^2V_o(t)}{dt^2} + \frac{1}{RC} \cdot \frac{dV_o(t)}{dt} + \frac{1}{LC} \cdot V_o(t) = \frac{1}{LC} \cdot d(t) \tag{3.11}$$

En appliquant la transformée de Laplace à l'équation (3.11) on obtient la fonction de transfert correspondant au filtre, on suppose les conditions initiale sont égales à zéro.

$$\frac{V_o(s)}{D(s)} = \frac{\frac{1}{LC}}{s^2 + \frac{s}{RC} + \frac{1}{LC}} \tag{3.12}$$

L'équation (3.12) ressemble à la forme d'un polynôme typique dont la fonction de transfert est donnée par l'équation :

$$H(s) = \frac{\omega_0^2}{s^2 + 2\xi\omega_0 s + \omega_0^2} \tag{3.13}$$

Ou le paramètre ξ est le facteur d'amortissement et ω_0 est la pulsation du pole. La même équation peut être écrite sous la forme ou Q est le facteur de forme.

$$H(s) = \frac{\omega_0^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q} \cdot s + \omega_0^2} \tag{3.14}$$

$$p_1, p_2 = -\frac{\omega_0}{2Q} \pm j\omega_0 \cdot \sqrt{1 - \left(1/4Q^2 \right)} \tag{3.15}$$

Le paramètre $\boldsymbol{Q}$ détermine la distance des pôles à l'axe des imaginaires; les pôles de la fonction $H(s)$ sont complexes pour des valeurs de ($Q > 0.5$). Plus la valeur de $\boldsymbol{Q}$ est grande et plus la réponse du filtre devient plus sélective. Une valeur infinie de $\boldsymbol{Q}$ localise les pôles sur l'axe des imaginaires.

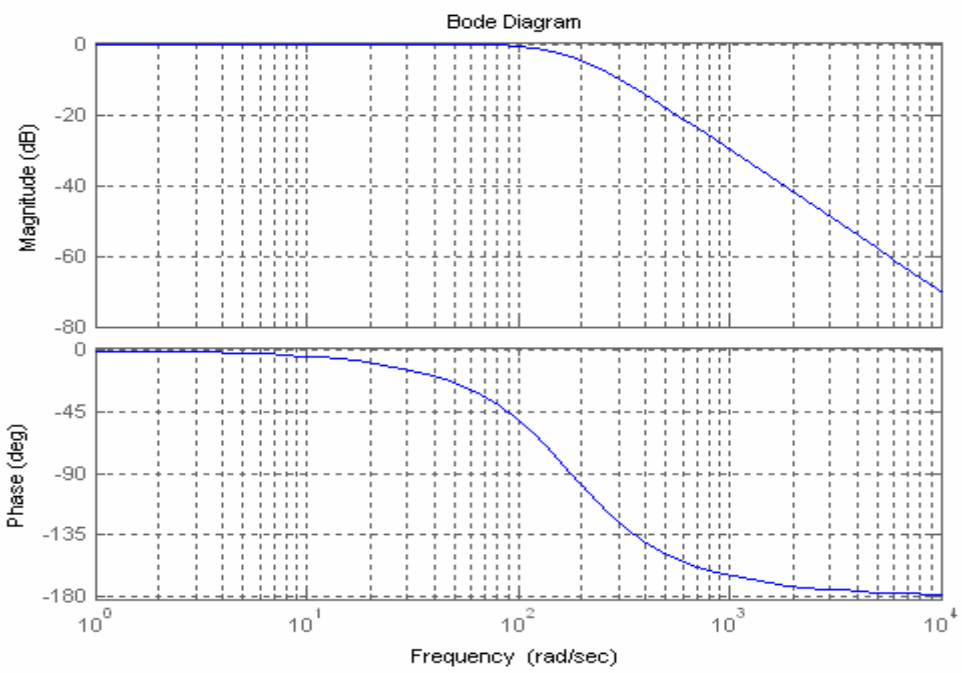


Fig.3.12 : Diagramme de BODE de la fonction de transfert.

3.5 Résultats de simulation

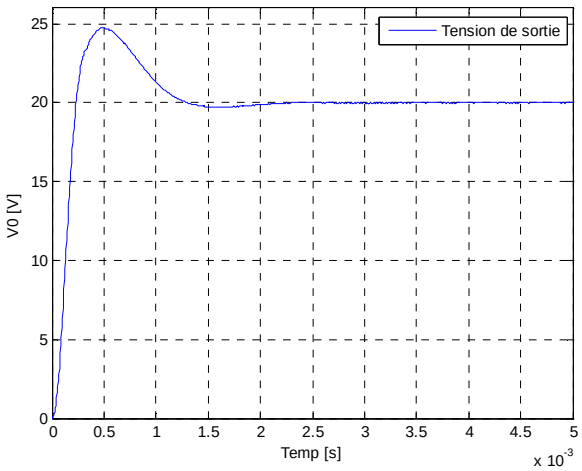
On présente ici quelques résultats obtenus par des simulations numériques concernant l'analyse des performances de ce type de commande appliquée à un convertisseur DC-DC.
Les valeurs des éléments sont ceux du convertisseur Buck d'**ALSAT-1** et sont données par le tableau 1:

V_{in}	V_O	f_c	L	C	Charge
$40V$	$20V$	$100\,Khz$	$125\,\mu H$	$250\,\mu F$	$15\,\Omega$

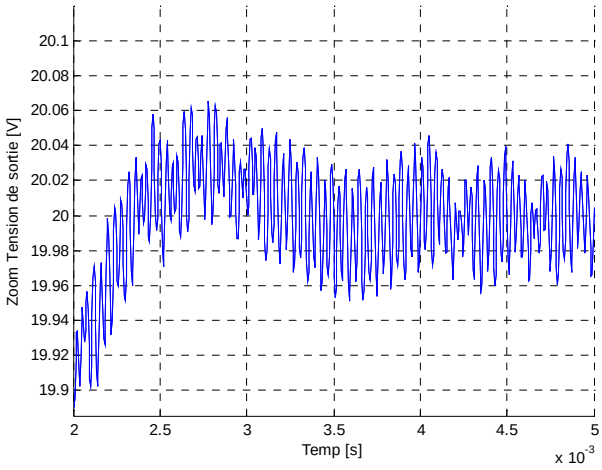
Tableau 1 : Valeurs des éléments du convertisseur Buck

Les figures (3.13 et 3.14 et 3.15) représentent l'allure de la tension V_o, du courant dans l'inductance et du courant de sortie ainsi que la forme d'onde des ondulations résiduelles. On remarque qu'il y'a un pic de valeur assez importante, de même pour la tension de sortie l'établissement de l'état d'équilibre passe par un pic maximal et un pique minimal (*overshoot*). Un zoom sur cette dernière montre la présence d'ondulations résiduelles dont la forme d'onde a subit une déformation due au phénomène de décrochage synchrone. Le courant d'inductance est aussi affecté par ce phénomène.

Les figures (3.16, 3.17, 3.18 et 3.19) illustrent l'influence de la variation de la valeur de la charge sur le courant et la tension de sortie ainsi que le courant de l'inductance. L'augmentation de la valeur de la charge engendre une augmentation du temps de réponse avec élargissement du pic à l'état transitoire et une diminution de l'amplitude pic à pic de l'ondulation résiduelle de la tension de sortie, par contre l'augmentation de la valeur de la charge engendre une diminution de la valeur du courant de sortie.
Cependant, la valeur de la fréquence de commutation influe sur l'amplitude du pic à l'état transitoire et sur l'amplitude crête à crête des ondulations; en effet l'amplitude diminue avec l'augmentation de la fréquence (figure 3.19).

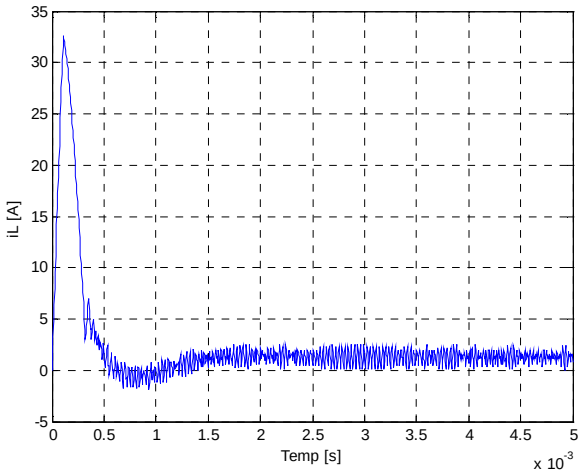


(a)

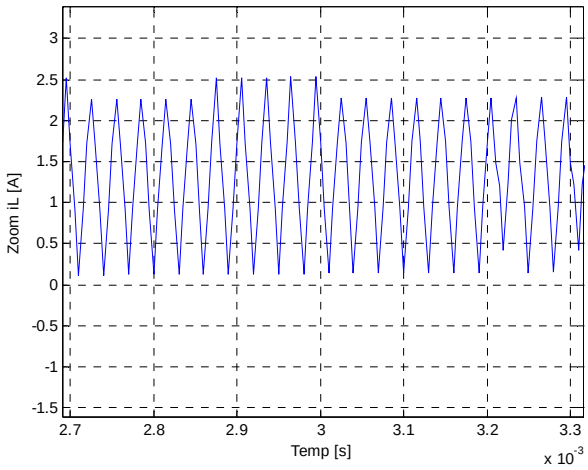


(b)

Fig.3.13 : Tension de sortie.



(a)



(b)

Fig.3.14 : Courant d'inductance.

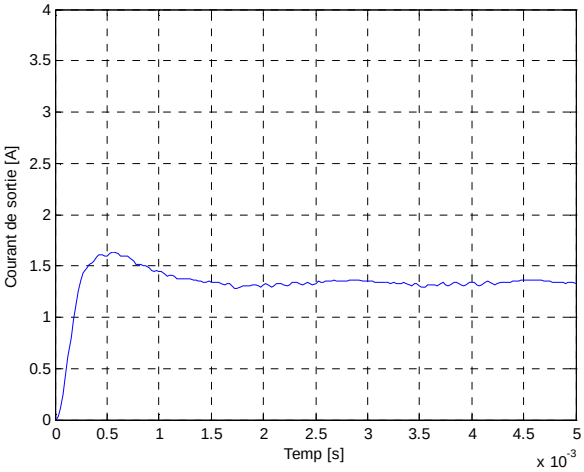
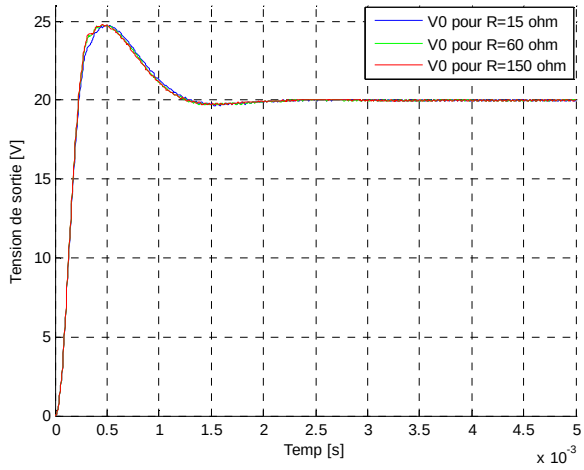
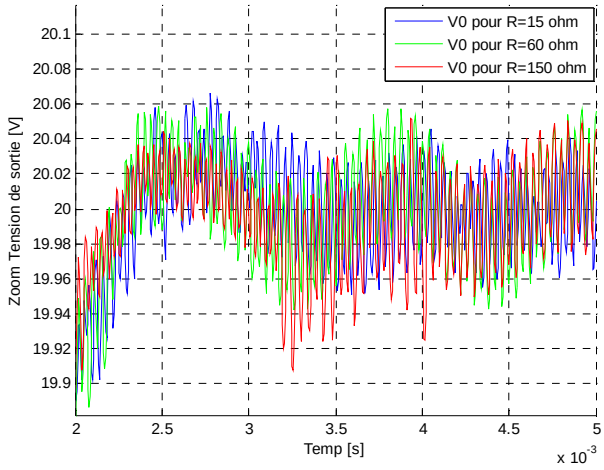


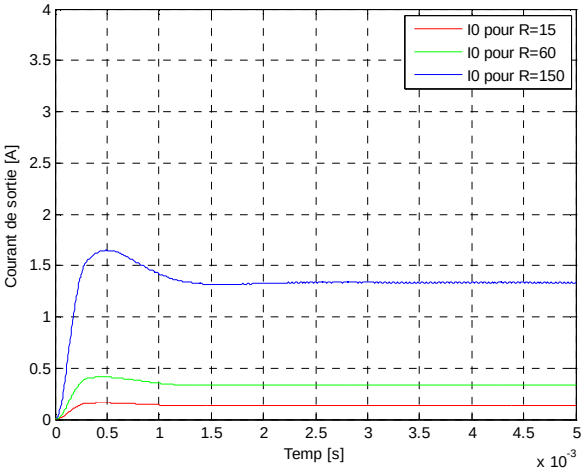
Fig.3.15 : Courant de sortie.



(a)

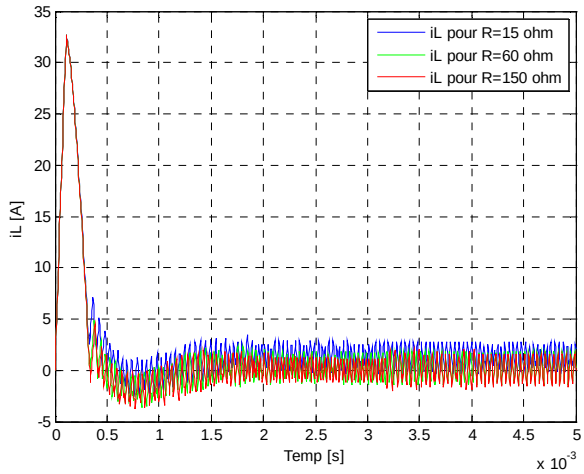


(b)

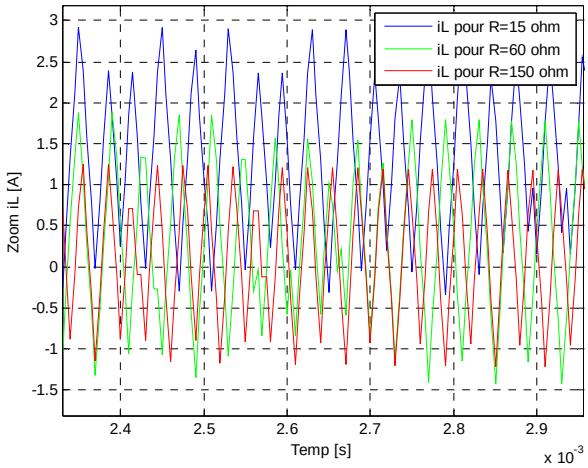


(c)

Fig.3.16 : Tension et courant de sortie pour différentes valeurs de la charge

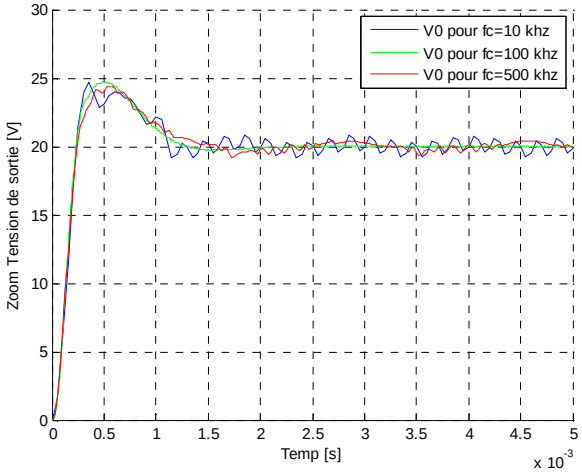


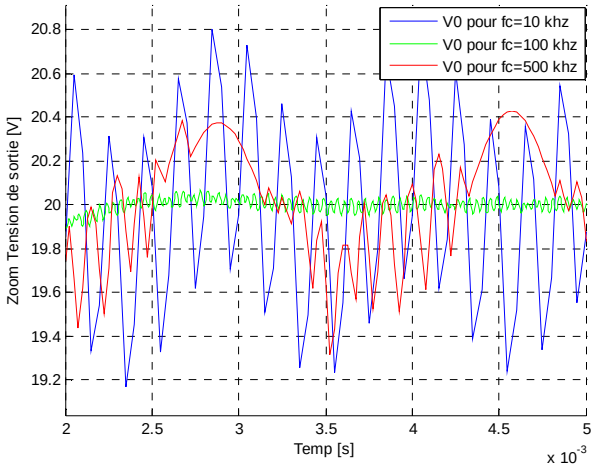
(a)



(b)

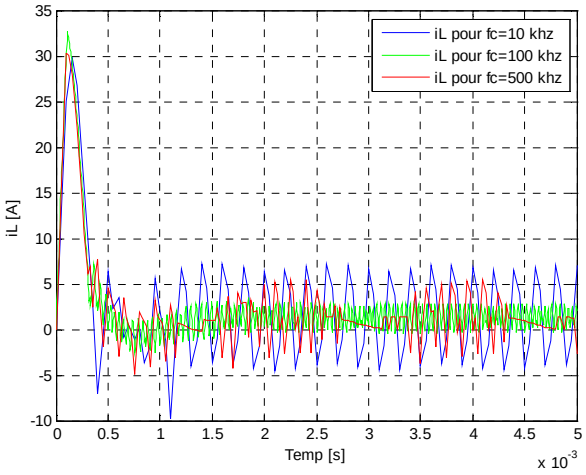
Fig.3.17 : Courant d'inductance pour différentes valeurs de la charge

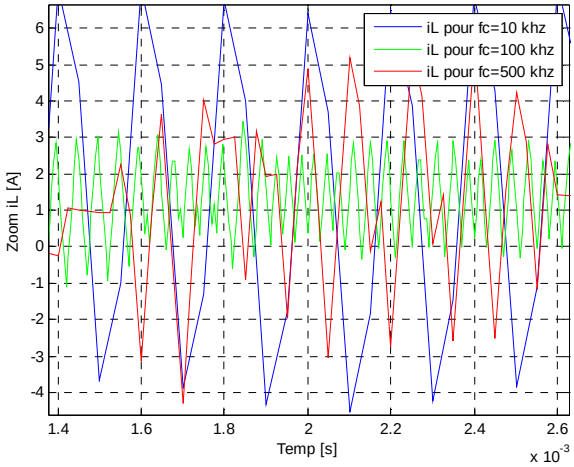




(a) (b)

Fig.3.18 :Tension et courant de sortie pour différentes valeurs de la fréquence de commutation.





(a) b)

Fig.3.19 : Courant d'inductance pour différentes valeurs de la fréquence de commutation.

3.6 Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté une approche concernant la commande des convertisseurs DC/DC par la modulation de largeur d'impulsion. L'étude et les résultats numériques obtenus ont démontré l'efficacité de cette technique en termes de rendement et de simplicité à mettre en œuvre. Cependant, elle présente toute fois l'inconvénient d'avoir un pic d'amplitude assez important à l'état transitoire qui doit être pris en considération et présente aussi le problème de dégradation de la forme d'onde due au phénomène de décrochage synchrone qui reste dans le cas des convertisseurs DC/DC moins important.

Une exploitation efficace des commandes du convertisseur DC/DC appliquées au sous système énergie de bord nécessite l'introduction de régulateurs tels que les modes glissants permettant de stabiliser la dynamique avec un comportement plus robuste et une adaptation qui prend en charge les non linéarités. Ce type de régulateurs fera l'objet d'un développement exposé au chapitre suivant.

Chapitre IV

Commande des Convertisseurs DC-DC Par Mode Glissant

Chapitre 4

Commande des Convertisseurs DC-DC par Mode Glissant

4.1 Introduction

La théorie des systèmes à structure variable (ssv) et les modes glissants associés [4] a fait l'objet d'études détaillées au cours des clinquantes dernières années aussi bien par les chercheurs soviétiques, que par les chercheurs des autres pays. La discussion qui a eu lieu au premier congrès de l'IFAC en 1960 entre Neimark et Fllipov a été concluant dans la mesure où un nouveau problème sur la théorie des modes glissant a été posé. Ce n'est que durant cette discussion que l'ambigüité de la détermination du comportement dynamique du système commandé sur la surface de commutation a été levée.

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

- ✓ La trajectoire de l'état du système en mode de glissement appartient à une variété (surface) de dimension inferieure à celle de l'espace d'état. Par conséquent l'ordre des équations différentielles régissant le fonctionnement du système en mode de glissement est réduit.
- ✓ La dynamique du système en mode de glissement est déterminée uniquement par le choix des coefficients de la surface de glissement.
- ✓ Sous certaines conditions similaires aux systèmes dont la commande est à fort gain, la technique des modes glissants est robuste par rapport aux variations de certains paramètres.
- ✓ La théorie des modes glissants s'adapte bien pour les systèmes dont la commande est discontinue. Ce qui est le cas pour les convertisseurs électriques qui sont bâtis autour d'interrupteur qui ne fonctionnent qu'en mode discontinue (tout ou rient).

L'intérêt récent accordé à cette technique de commande est dû essentiellement à la disponibilité d'une part d'interrupteurs de plus en plus performants grâce au développement de la microélectronique et d'autre part de microprocesseur de technologie avancée, grâce au

développement de la micro-informatique pour la commande en temps réel des systèmes dynamiques. Pour un aperçu général des différentes applications de cette technique de commande et des résultats théoriques se référer à l'article de Utkin [15].

Récemment, H. Sira-Ramirez [16] a utilisé des notions de géométrie différentielle, pour analyser et synthétiser des régimes glissants pour les systèmes non linéaires analytiques et linéaires par rapport à la commande, dont la structure varie. Par ailleurs, H. Sira-Ramirez a montré que, sous certaines conditions, la commande par mode glissant est équivalente à la commande par modulation de largeur d'impulsions.

Dans ce chapitre, on s'intéresse en premier lieu à la théorie des modes glissants, nous rappellerons les relations de base des modes glissants vue sous l'angle géométrie différentielle. Dans la seconde partie, nous évoquerons l'application de la théorie des modes glissants pour le contrôle du convertisseur DC-DC implanté au niveau du système énergie de bord d'ALSAT-1. Par la suite, des études comparatives seront faites avec la technique MLI afin de valider l'approche utilisée de point de vue robustesse et performance du système.

4.2 Configuration de base pour les systèmes à structure variable

Dans les systèmes de commande à structure variable, on peut distinguer deux configurations de base différentes. La première configuration change de structure par commutation d'une contre-réaction d'état variable (figure 4.1.a), tandis que la deuxième configuration change la structure par commutation au niveau de l'organe de commande [5].

- La Figure 4.1 définie une configuration permettant un changement de la structure par commutation entre deux retour d'état.

Suivant que $s(x_s)$ est positif ou négatif, la commande u est donnée par :

$$\begin{cases} u = s(x_s) = -k_1^T x_s & si \quad s(x_s) > 0 \\ u = s(x_s) = -k_2^T x_s & si \quad s(x_s) < 0 \end{cases}$$

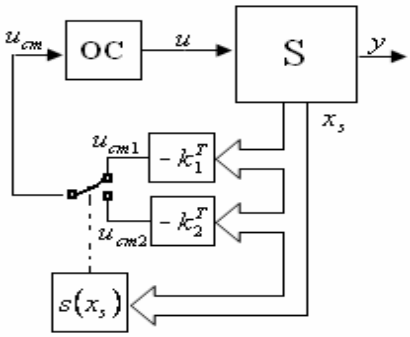


Fig.4.1 : Configuration par changement par retour d'état.

En mode glissant, le système évolue sur la surface de glissement, par conséquent $s(x_s) = 0$.

- La Figure (4.2) présente une autre configuration permettant la variation de la structure du système par simple commutation d'interrupteur. Ce qui est le cas pour les convertisseurs électriques.

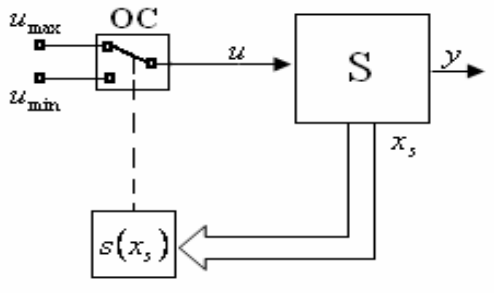


Fig.4.2 : Configuration en changeant la structure par commutation d'interrupteur.

Seule l'information sur le signe de la fonction $s(x_s)$ suffit pour décider de l'ouverture ou de la fermeture de l'interrupteur pilotant le convertisseur. Dans ce cas de configuration, la logique de commutation est donnée par :

$$\begin{cases} u_{\max} & si \quad s(x_s) > 0 \\ u_{\min} & si \quad s(x_s) < 0 \end{cases} \tag{4.1}$$

Lorsque le régime glissant est atteint, les variables d'état sont reliées entre elles par la relation $s(x_s) = 0$. La trajectoire de l'état du système :

$$\dot{x} = \frac{dx}{dt} = f(x) + g(x)u \tag{4.2}$$

Soumis à la logique de commutation (4.1) est définie partout sauf sur la surface de discontinuité (S). Plusieurs définitions ont été proposées pour décrire la solution de (4.2) et (4.2) lorsque le régime glissant existe localement sur (S).

4.3 Solution des systèmes dynamiques à seconde membre discontinu

La méthode de Fillipov [17] est l'une des premières méthodes qui a montré l'existence et l'unicité de la solution des systèmes dynamiques à seconde membre discontinu en régime glissant. Fillipov a définie un champ de vecteur moyen décrivant la trajectoire d'état en mode glissant idéal. Ce champs de vecteur moyen est obtenu par la moyenne géométrique ou pour une combinaison convexe des champs de vecteurs définis de chaque coté de (S) (Figure 4.3). Ce champ de vecteur moyen est

tangentiel à la surface de glissement où le mode glissant existe.

4.3.1 Méthode de Fillipov

Soit le système non linéaire suivant :

$$\dot{x} = f(x,t,u) \tag{4.3}$$

f la fonction du système; x les états du système;

et u : la commande non linéaire de type discontinue.

$$u = \begin{cases} u^{+}(x,t) & si \quad s(x,t) < 0 \\ u^{-}(x,t) & si \quad s(x,t) < 0 \end{cases} \tag{4.4}$$

Il est montré par Fillipov [17] que la trajectoire d'état du système (4.2) avec la loi de commande (4.4) en régime glissant ($s(x,t) = 0$) est donnée par la relation suivante:

$$\dot{x} = \alpha f^{+} + (1-\alpha) f^{-} = f^{0} \tag{4.5}$$

Avec $0 \le \alpha \le 1$

$$f^{+} = f(x,t,u^{+}) \qquad et \qquad f^{-} = f(x,t,u^{-}) \tag{4.6}$$

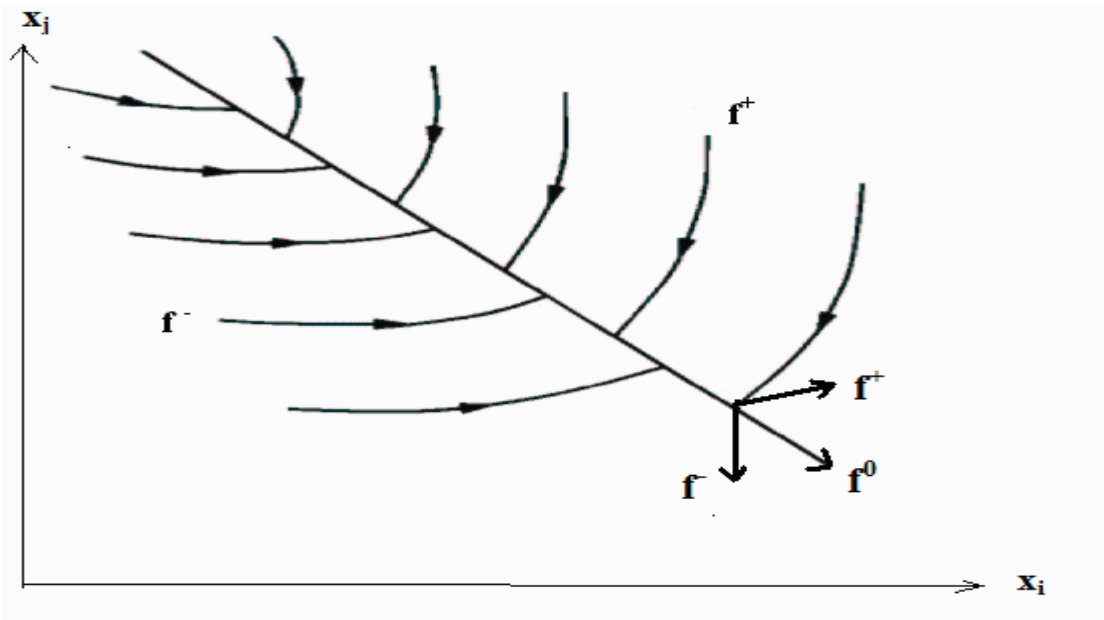


Fig.4.3 : Construction du champ de vecteur moyen f^0 a partir des champs f^+ et f^-

En mode glissant : $s(x,t) = 0$

Et $$\frac{ds(x,t)}{dt} = (\frac{ds}{dx})T f^{0} + \frac{\partial s}{\partial t} =< ds, f^{0} > + \frac{\partial s}{\partial t} = 0 \tag{4.7}$$

D'où $$\alpha = \frac{< ds, f^- > + \frac{\partial s}{\partial t}}{< ds, f^- - f^+ >} \tag{4.8}$$

En utilisant l'expression de α dans (4.4), on obtient l'équation d'état décrivant le système en régime glissant d'après Fillipov.

$$\dot{x} = [\frac{< ds, f^- > + \frac{\partial s}{\partial t}}{< ds, f^- - f^+ >}]f^+ - [\frac{< ds, f^+ >}{< ds, f^- - f^+ >}]f^- = f^0 \tag{4.9}$$

La méthode de Fillipov est une des possibilités permettant la détermination de la trajectoire d'état en mode de glissement. Une autre méthode, appelée méthode de commande équivalent, à été proposée par Utkin [15].

4.3.2 Méthode d'Utkin: commande équivalente

Pour un système décrit par l'équation d'état suivant :

$$\dot{x} = f(x,t) + g(x,t)u \tag{4.10}$$

En régime de glissement $s(x,t) = 0$ (4.11)

Et $$\frac{ds(x,t)}{dt} = (\frac{\partial s}{\partial x})T\frac{dx}{dt} + \frac{\partial s}{\partial t} = (\frac{\partial s}{\partial x})T[f(x,t) + g(x,t)u_{eq}] + \frac{\partial s}{\partial t} = 0 \tag{4.12}$$

Avec u_{eq} la commande équivalente [3,15], déterminée à partir de (4.12) par:

$$u_{eq}(x,t) = -[(\frac{\partial s}{\partial x})Tg(x,t)]^{-1}\left\{(\frac{\partial s}{\partial x})Tf(x,t) + \frac{\partial s}{\partial t}\right\} \tag{4.13}$$

Avec la condition $[(\frac{\partial s}{\partial x})Tg(x,t)] \neq 0$

En remplacent l'expression de $u_{eq}(x,t)$ dans (4.9), on obtient la trajectoire d'état en mode glissant:

$$\dot{x} = \left\{1 - g(x,t)[(\frac{\partial s}{\partial x})Tg(x,t)]^{-1}\frac{\partial s}{\partial x}T\right\}f(x,t) - g(x,t)\left\{[(\frac{\partial s}{\partial x})Tg(x,t)]^{-1}\right\}\frac{\partial s}{\partial t} \tag{4.14}$$

La commande équivalente est interprétée physiquement comme étant une fonction continue représentant la moyenne des commutations successives de u entre $u_{\max}$ *et* $u_{\min}$ (Figure 4.4)

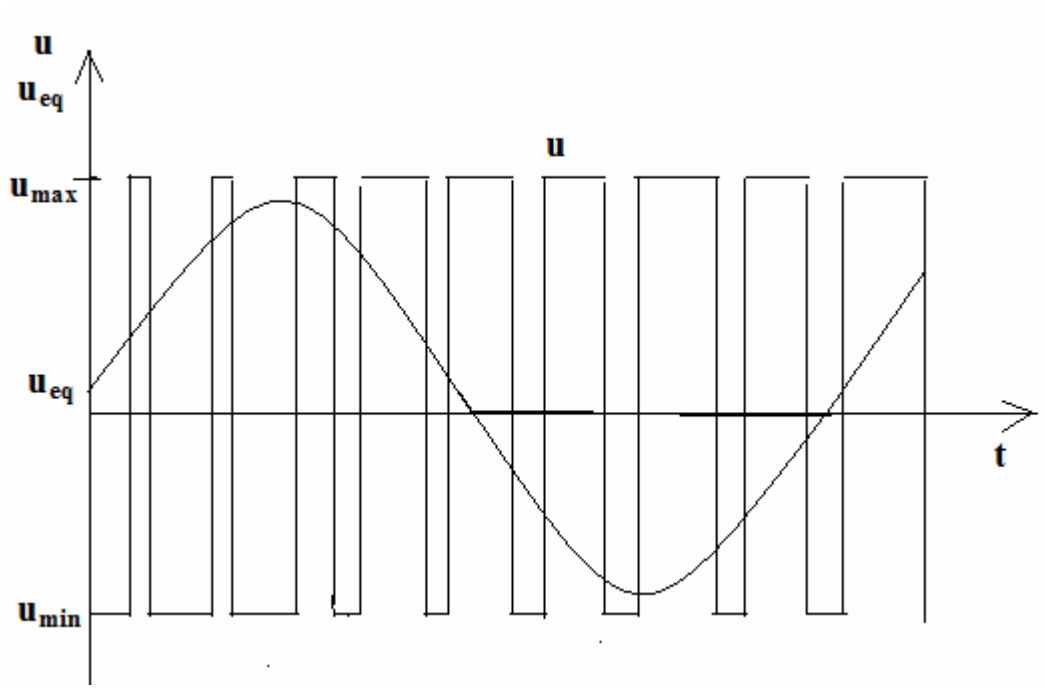


Fig.4.4 : Commande équivalente et commande réelle.

4.3.3 Principe de commande par mode de glissement :

Soit le système dynamique non linéaire analytique:

$$\dot{x} = \frac{dx}{dt} = f(x) + g(x)u \qquad (4.15)$$

Ou $x \in X$ un ouvert de R^n et u la fonction commande (éventuellement discontinue)

$u \quad :R^n \Rightarrow R, f(x) et\ g(x)$ des champs de vecteurs définis dans un ouvert de $R^n\ X$ avec

$g(x) \neq 0 \forall x \in X$

Soit (s) une fonction continue $u \quad :x \Rightarrow R$, dont le gradient est non nul sur X, l'ensemble

$$S = \{x \in R^n : s(x) = 0\ \} \qquad (4.16)$$

Définit une sous variété (surface) régulière de dimension (n-1) dans X, connue aussi comme variété de glissement ou surface de glissement.

La loi de commande par structure variable est obtenue en imposant à la fonction commande un des deux retour d'état dépendant du signe de s(x) :

$$u = \begin{cases} u^+(x) & si \quad s(x) < 0 \\ u^-(x) & si \quad s(x) < 0 \end{cases} \qquad (4.17)$$

Avec $u^+(x)\ et\ u^-(x)$ représente les bonnes extrémales de la fonction commande u, sont supposées

être des fonctions continues en x, avec $u^{+}(x) > u^{-}(x)$ localement dans X. soit $L_h s$ la dérivée directionnelle de la fonction scalaire s suivant le champ de vecteur h.

Supposons que comme résultat de cette politique de commande (4.17), la trajectoire d'état atteint la surface de commutation et est contrainte à se mouvoir au voisinage de S. On dit que le régime glissant existe sur S [4,15] chaque fois que :

$$\lim_{s\to 0^{+}} \quad L_{f+gu^{+}} s < 0 \qquad \lim_{s\to 0^{--}} \quad L_{f+gu^{-}} s > 0 \tag{4 18}$$

soit ds , le gradient de s(x) et <.,.> le produit scalaire de deux vecteur ou covecteurs.

La condition (4.18) peut s'écrit aussi

$$\lim_{s\to 0^{+}} < ds, f + gu^{+} > \ < 0 \ \lim_{s\to 0^{-}} < ds, f + gu^{-} > \ > 0 \tag{4.19}$$

L'interprétation de ces inégalités sur S est que les projections des champs de vecteurs $f + gu^{+}$

$f + gu^{+}$ sur le vecteur gradient à S sont de signes contraires, par conséquent les champs commandés se dirigent vers la surface de commutation s.

4.3.4. Condition d'invariance de la variété (surface) s.

Lorsque la trajectoire d'état se dirige vers la surface de commutation, elle est amenée à osciller autour de la surface de commutation sous l'influence de la commande discontinue (4.17). Dans ces conditions, on dit que le système est en régime glissant, et le mouvement glissant idéal est décrit en utilisant *les conditions d'invariance* suivant [3] :

$$s(x) = 0 \qquad , \ L_{f+gu} s =< ds, f + gu_{eq} >= 0 \tag{4.20}$$

$u_{eq}(x)$ est une loi de commande continue pour laquelle s est une variété intégrale locale ou une variété locale invariante. A partir de la définition de la dérivée directionnelle et tenant compte de (4.20), la commande équivalente est donnée explicitement par :

$$u_{eq}(x) = -\frac{L_f s}{L_g s} = -\frac{< ds, f >}{< ds, g >} = \left(\left(\frac{\partial s}{\partial x}\right)^{T} g\right)^{-1} \left(\frac{\partial s}{\partial x}\right)^{T} f \tag{4.21}$$

Soit $\Delta_s(x)$ un sous espace de l'espace tangent à X en x, notée par $T_x X$, tel que

$$< ds, \Delta_s(x) >= 0 \quad \Delta_s(x) = \ker ds(x) \tag{4.22}$$

$\Delta_s(x)$ est appelée distribution glissant associe à S.

Les conditions (4.20) peuvent s'écrit simplement comme :

$$f + gu_{eq} \in \ker \ ds = \Delta_s(x) \tag{4.23}$$

Le système régit par $\dot{x} = \frac{dx}{dt} = f(x) + g(x)u_{eq}(x)$ décrit la dynamique en mode de glissement idéal.

4.4 Application des modes glissants à la commande d'un convertisseur DC -DC

Le principe général des convertisseurs DC/DC consiste à stocker temporairement de l'énergie dans une inductance (champ magnétique) ou une capacité (champ électrique). Cette énergie est ensuite restituée à la charge par exemple le cas des convertisseurs statique : buck et boost… .

Le Buck (ou abaisseur de tension - hacheur) convertit une tension d'entrée en une tension régulée inférieure à celle-ci. La Figure .4.5 représente un circuit simplifié de convertisseur continue-continue Buck.

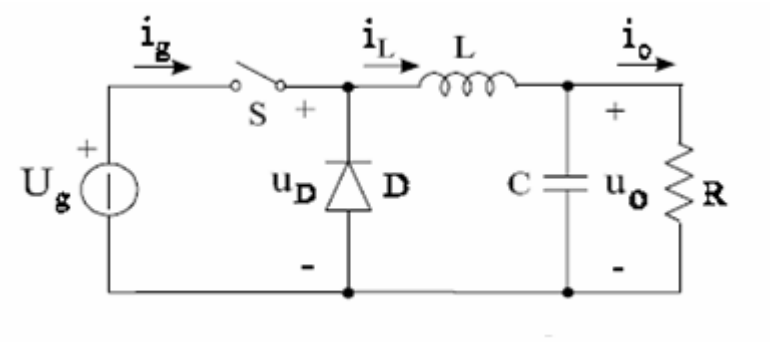


Fig.4.5: Schéma du convertisseur DC-DC (Buck).

4.4.1 Modèle mathématique du hacheur :

La Figure (4.5) représente le schéma du hacheur. Il est constitué d'une source de tension ***Ug*** c'est le panneau solaire du satellite, d'une inductance de lissage ***L***, d'un interrupteur contrôlé S, d'une diode de roue libre D, d'une capacité de filtrage **C**, et finalement de la charge **R**.

Dans notre étude, on suppose que notre système fonctionne en régime continu, c'est-à-dire que le courant dans l'inductance de lissage ne s'annule pas. Le modèle mathématique du hacheur peut être déduit en appliquant la loi de Kirchhoff dans le cas où l'interrupteur est passant, et dans le cas où il est bloquant. Les équations (4.24) représentent le modèle du hacheur c-à-d en régime continue dans l'espace d'état:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = -\dfrac{x_1}{LC} - \dfrac{dx_2}{RC} + \dfrac{U_g}{LC}u - \dfrac{U_0^*}{LC} \end{cases} \tag{4.24}$$

Avec x_1, x_2 *et* $\dot{x}_1, \dot{x}_2$ les états et leurs dérivés respectivement et $\boldsymbol{u}$ est la commande de forme discontinue commutative ON-OFF (0 ou 1) on peut alors écrire :

$$\dot{x} = Ax + Bu + D \tag{4.25}$$

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\dfrac{1}{LC} & -\dfrac{1}{RC} \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0 \\ \dfrac{U_g}{LC} \end{bmatrix}, D = \begin{bmatrix} 0 \\ -\dfrac{U_o^*}{LC} \end{bmatrix} \tag{4.26}$$

Dans le cas convertisseurs classiques, le facteur d'atténuation de ce système du second ordre est inférieur à 1, résultant des valeurs propres conjuguées complexes avec une partie réelle négative. La trajectoire de phase correspondant aux sous-structures u = ±1 est montrée dans la figue.4.6 pour différentes valeurs des conditions initiales [18,19].

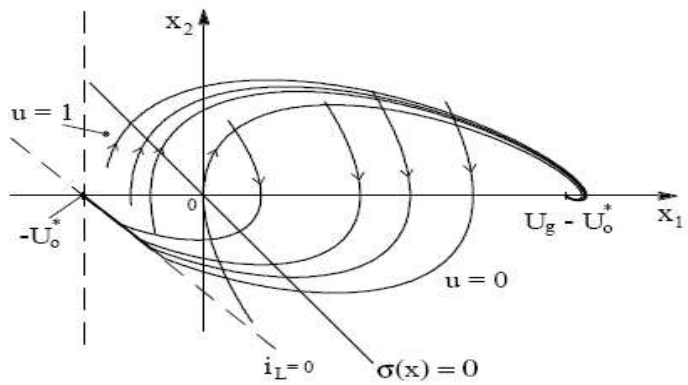


Fig.4.6: Trajectoire de phase symbolique du Buck sans réglage.

Il est commode de choisir la surface de glissement comme combinaison linéaire des variables d'état puisqu'il c'est très simple à implémenter dans un système de contrôle réel et ceci permet l'utilisation de la méthode de contrôle équivalente pour décrire la dynamique du système en modes glissants (Annexe A3). Ainsi, nous pouvons écrire [18, 20] :

$$\sigma(x,t) = G^T x = g_1.x_1 + x_2 = 0 \tag{4.27}$$

Avec $\sigma(x,t)$ c'est la surface de glissement de (4.11) $s(x,t)$,

où $G^T = [g\ ,1]$ est le vecteur des coefficients de la surface de glissement correspondant à G (le coefficient g_2 a été choisi égal à 1 sans perte de généralités).

4.4.2 Condition d'existence :

A partir l'équation (4.24) on peut localiser les limites du régime glissant du convertisseur (Buck) a travers les grandeur : courant de l'inductance ; la tension d'entrée et de consigne ; la surface de glissement respectivement ($\mathbf{i_L}$, $\mathbf{U_g}$,$\mathbf{U_0^*}$, $\mathbf{G^T}$=[g ,1]),

$$\dot{\sigma}(x) = \begin{cases} G^T Ax + G^T Bu^+ + G^T D < 0 & Si \quad \sigma(x) > 0 \\ G^T Ax + G^T Bu^- + G^T D > 0 & Si \quad \sigma(x) < 0 \end{cases} \tag{4.28}$$

- **Phénomène de réticence ou 'chattering'**

La technique de commande par mode glissant assure un comportement désiré du système en boucle fermé. Cependant, elle a besoin (dans le cas idéal) d'une commutation infinie au niveau des système a structure variable (convertisseur DC-DC). Cette oscillation au voisinage de la surface est appelé réticence (chatring) ou broutement. La Figure (4.7) montre l'effet de la réticence dans la convergence du système. La réticence n'est pas désirable, car elle induit des dynamiques de haute fréquence du système, augmentant la consommation énergétiques qui peut endommager le système.

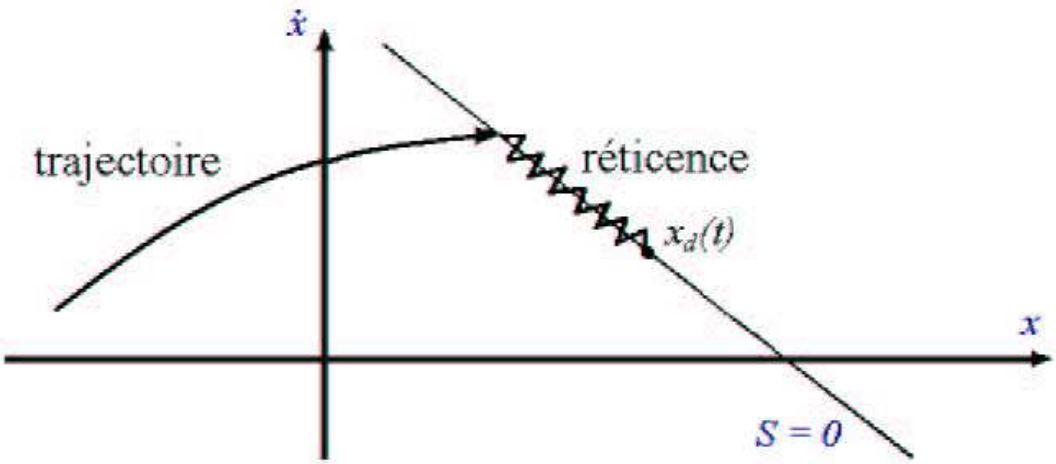


Fig 4.7. Phénomène de réticence.

De nombreuses études ont été effectué dans le but de renduire ou d'éliminer ce problème, par exemple : les solutions par limitation de la condition de glissement, les solutions par observateur, etc.

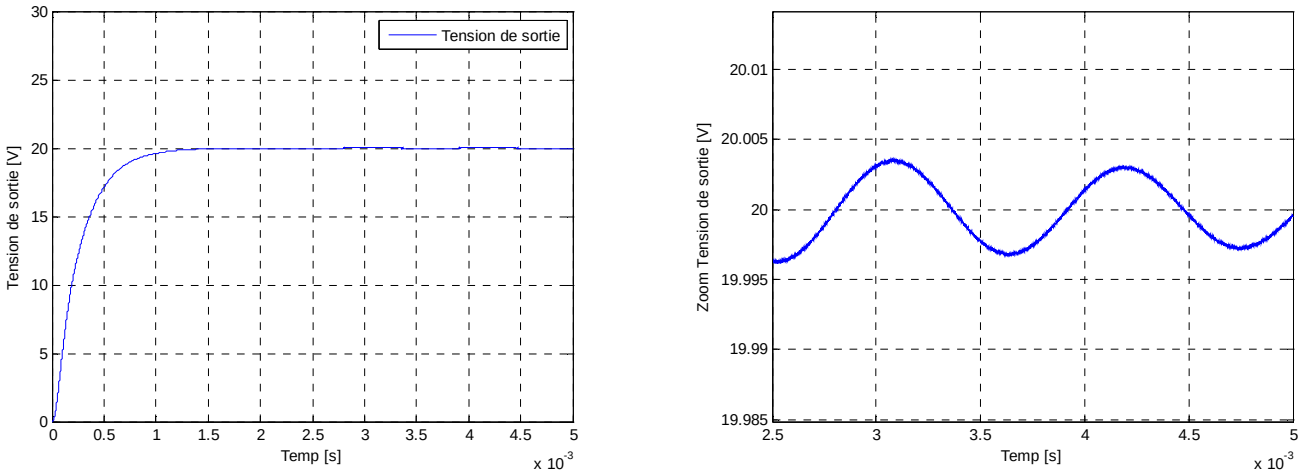
4.5 Résultats des simulations

On présente ici quelques résultats obtenus par simulations numériques concernant l'analyse des performances de ce type de commande appliquer à un convertisseur DC-DC. Les valeurs des éléments sont toujours ceux du convertisseur Buck d'Alsat-1 du Tableau.3.1.

Les figures (4.8, 4.9 et 4.10) représentent l'allure de la tension V_o, du courant d'inductance et de sortie respectivement ainsi que le la forme d'onde des ondulations résiduelles. On remarque sur la tension de sortie et le courant de l'inductance le passage par un pique de valeurs très inférieures par rapport à la commande MLI. En ce qui concerne la tension de sortie, l'établissement de l'état d'équilibre passe seulement par une valeur maximale, un zoom sur cette dernière montre la présence d'ondulations résiduelles dont la forme d'onde n'a subit aucune déformation.

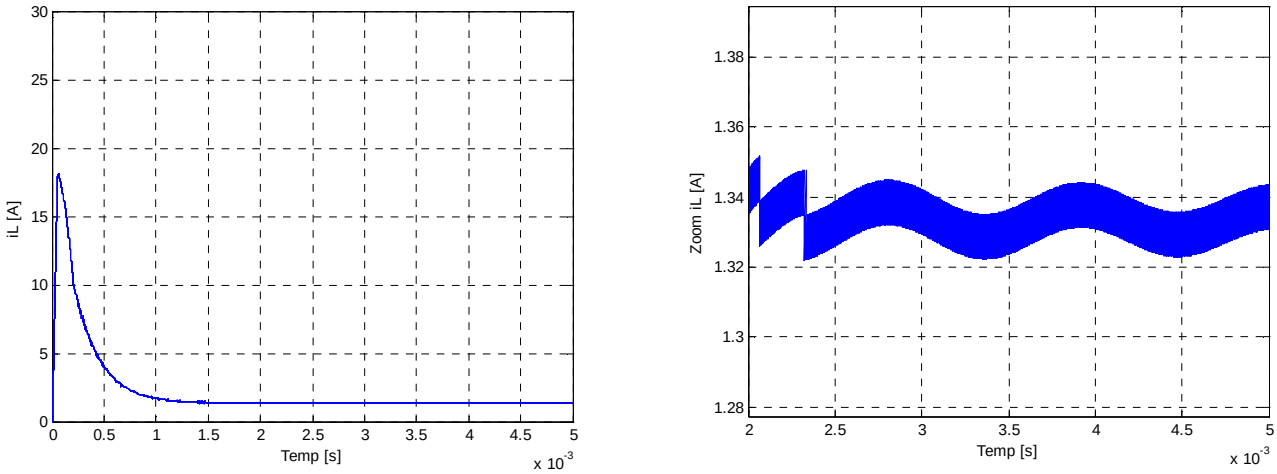
Les figures (4.11, 4.12) montrent l'allure de la tension de sortie et le courant de l'inductance pour différentes valeurs du coefficient de surface de glissement g ; on remarque que pour des valeurs comprises entre 4000 et 12000, on obtient de bonnes réponses pour des valeurs de cet intervalle avec une amplitude minimale des ondulations, et pour des valeurs au delà de cet intervalle, on remarque une apparition d'oscillations plus importantes de l'amplitude des ondulations (une augmentation du temps de réponse avec élargissement du pique à l'état transitoire) avec l'apparition d'un passage de la valeur maximale vers une valeur minimale (overshoot) avant d'atteindre l'état d'équilibre d'où la forme d'onde très importante.

Les figures (4.13 et 4.14) illustrent l'influence de la variation de la charge sur le courant et la tension de sortie ainsi que le courant de l'inductance. L'augmentation de la valeur de la charge engendre une variation presque nulle dans la forme d'onde de tension de sortie ce qui justifie la robustesse du système avec une diminution de la valeur continue du courant de sortie.



(a) (b)

Fig.4.8 : Tension de sortie par SMC.



(a) (b)

Fig.4.9 : Courant d'inductance par SMC.

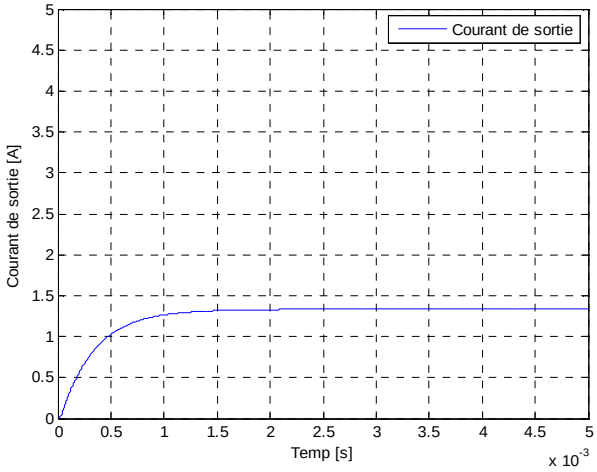
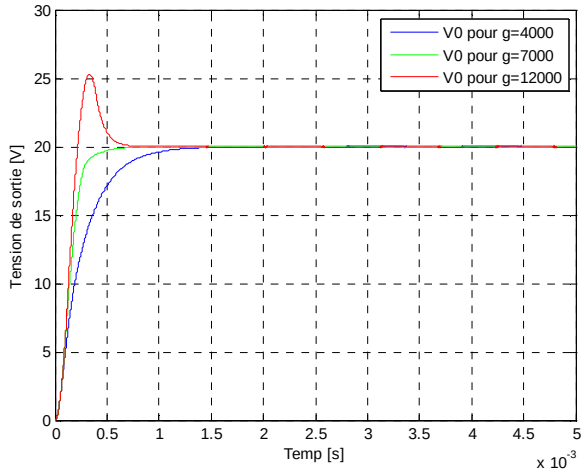
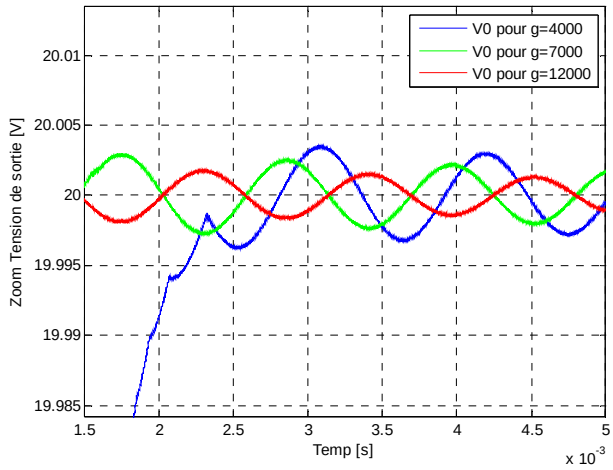


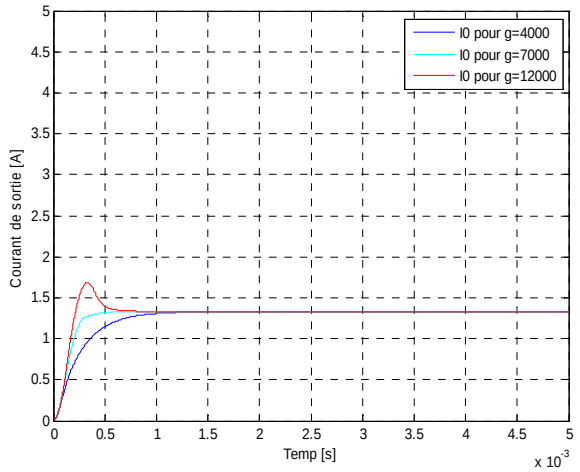
Fig.4.10 : Courant de sortie par SMC.



(a)

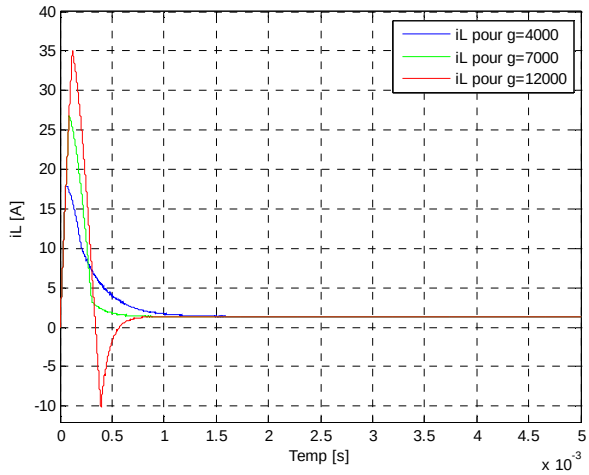


(b)

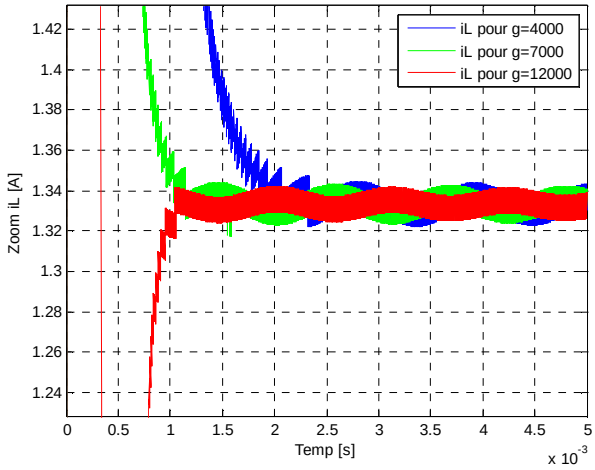


(c)

Fig.4.11 : Tension et courant de sortie pour différentes valeurs de (g) du contrôleur par mode glissant SMC.

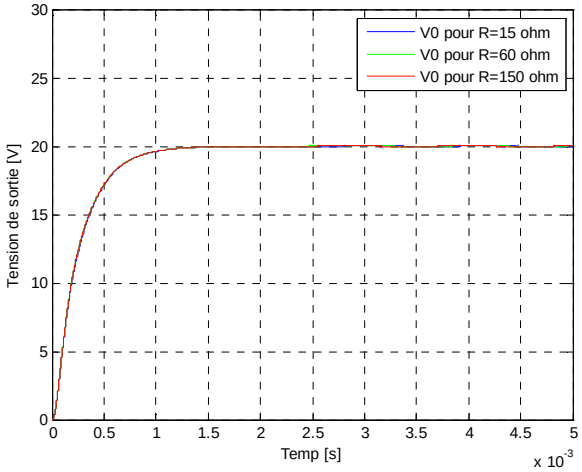


(a)

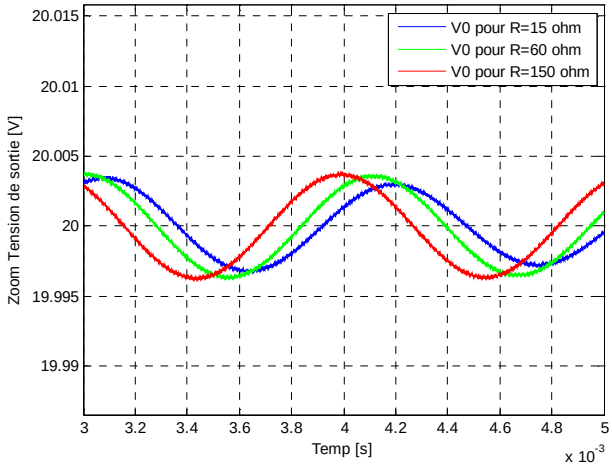


(b)

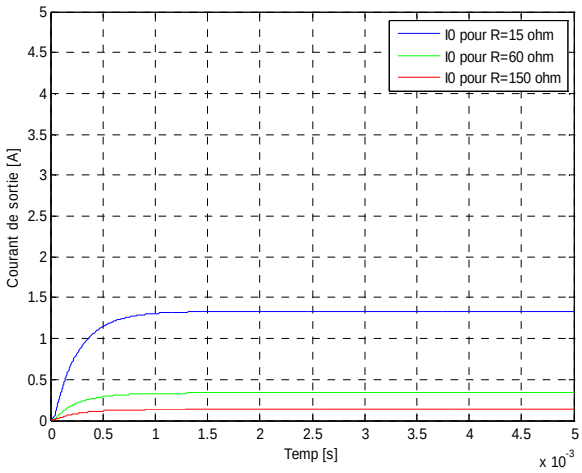
Fig.4.12 : Courant d'inductance pour différentes valeurs de (g) du contrôleur par mode glissant SMC.



(a)

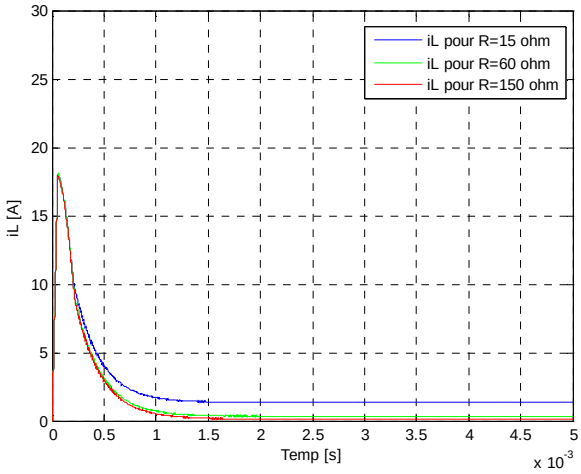


(b)

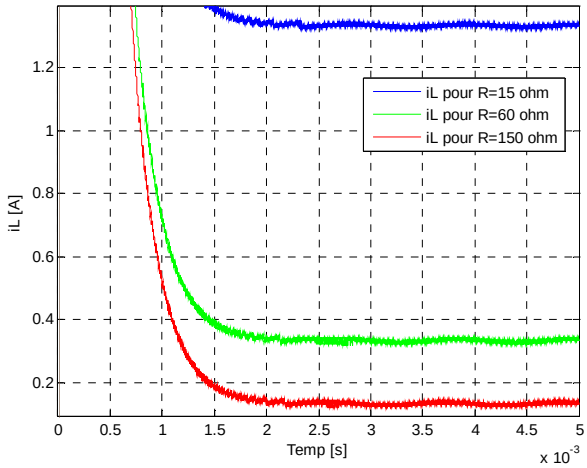


(c)

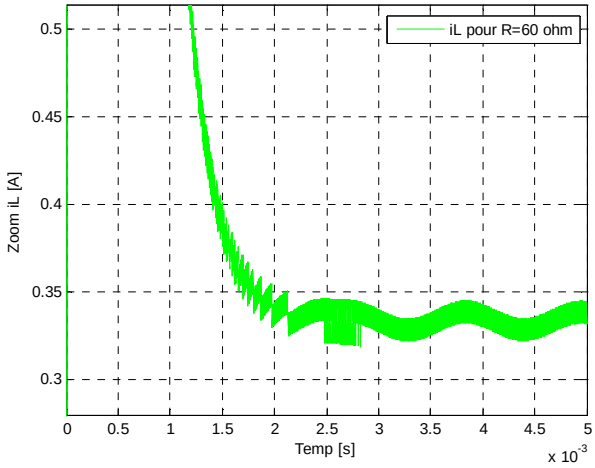
Fig 4.13 : Tension et courant de sortie pour différentes valeurs de la charge.



(a)



(b)



(c)

Fig 4.14 : Courant d'inductance pour différentes valeurs de la charge.

4.6 Test de la Robustesse par SMC

L'objectif de ce travail est l'étude de comportement de la robustesse de la commande par mode glissant **SMC**, dans le but de remplacer la commande par modulation de largeur d'impulsions **MLI** implémentée sur le module énergie de bord d'Alsat-1.

Dans ce qui suit, nous allons élaborer une étude comparative entre les deux technique **MLI** et **SMC** de point de vue robustesse et performance du système, pour cela nous avons essayé de faire un test de variation paramétrique et de changer les paramètres du convertisseur (R, L, C).

Les figures (4.15, 4.16, 4.17, 4.18 et 4.19) illustrent l'influence de la variation de la valeur de la charge sur le courant et la tension de sortie ainsi que le courant de l'inductance et ceci pour une variation de la charge de (15→60) Ω a différentes valeurs de **g (**coefficient de surface de glissement**)** appliquée a l'instant (t=0.0037s) en utilisant les techniques de commande **SMC** et **MLI.** On remarque que la tension de sortie aux bornes de la charge reste inchangée vis-à-vis des variations de la charge dans le cas de commande par modes glissants avec une dynamique rapide vers une consigne désirée (tension de sortie). Par contre en utilisant la MLI, la réponse de la tension a changé avec un dépassement et une amplitude d'ondulation importante avec apparition du phénomène de chattering.
Les résultats du courant aux bornes de l'inductance et courant de sortie montrent clairement l'avantage de la commande par **SMC** avec une dynamique rapide et moins de chattering. On peut conclure que la technique par modes glissants est plus robuste.

Maintenant nous essayons de changer la valeur de la bobine C (250→25000) μF à l' instant (t=0.0037s) dans le but de tester la robustesse du système en utilisant la commande **SMC**. Les résultats de simulations sont illustrés par les figures (4.20, 4.22 et 4.24) à différentes valeurs de **g**. A ce stade, nous représentons de même les résultats de simulations en utilisant la technique **MLI (**figures 4.21, 4.23 et 4.24).

Dans le cas de la SMC, on remarque que le changement de la valeur de C améliore le temps de réponse, par contre dans le cas de technique MLI la forme de la tension de sortie présente plus d'oscillations ou chattering.

On remarque aussi, que le courant aux bornes de l'inductance et courant de sortie en utilisant la commande MLI, présente un pic d'amplitude important qui influe sur la forme d'onde à l'instant t=0.0037s, par contre dans le cas de la SMC, aucune déformation des ondes du courant n'apparait ce qui montre la robustesse et la performance du système.

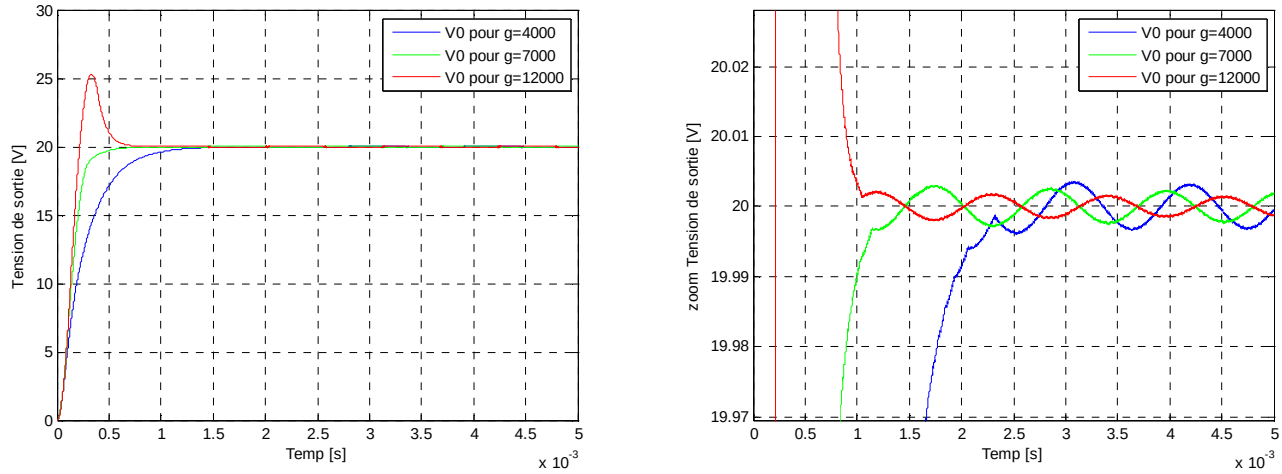


Fig 4.15 : Tension de sortie par SMC pour différentes valeurs de **(g)** avec variation de charge R (15→60) Ω à l'instant t=0.0037s.

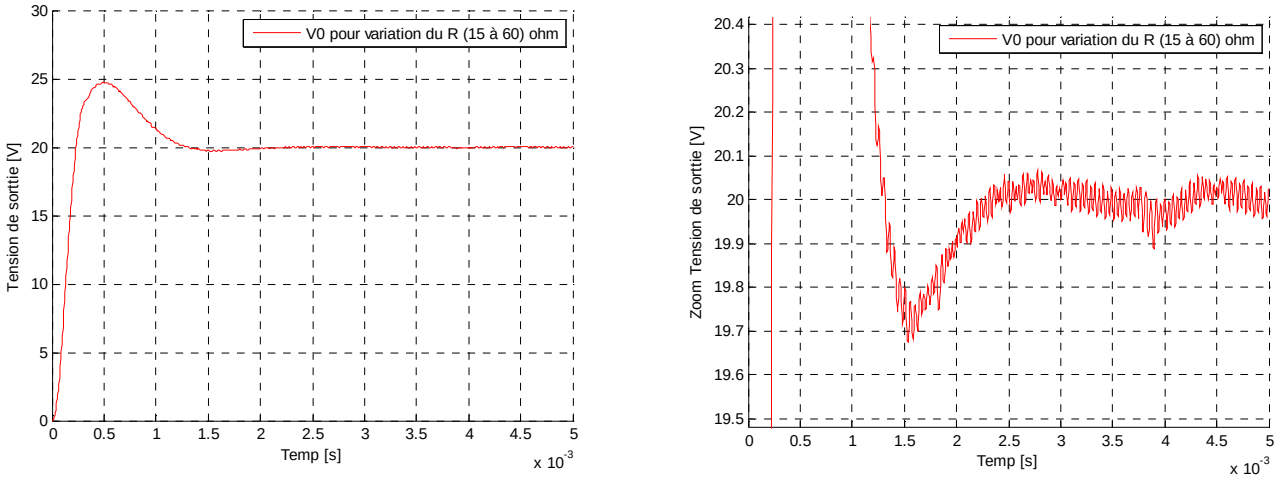


Fig 4.16 : Tension de sortie par MLI avec variation de charge R (15→60) Ω à l'instant t=0.0037.

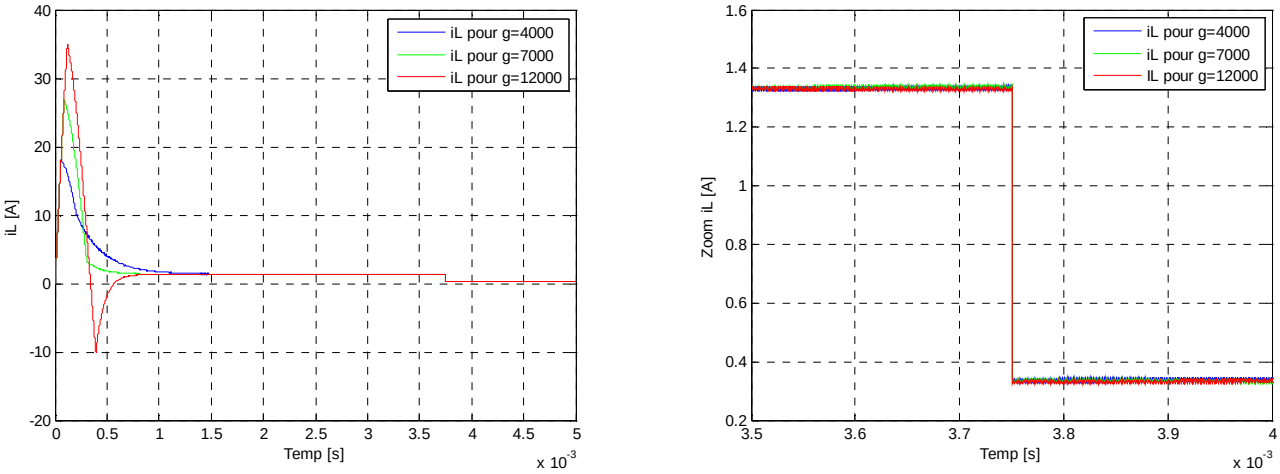


Fig 4.17 : Courant d'inductance par SMC pour différentes valeurs de **(g)** avec variation de charge R (15→60) Ω à l'instant t=0.0037s.

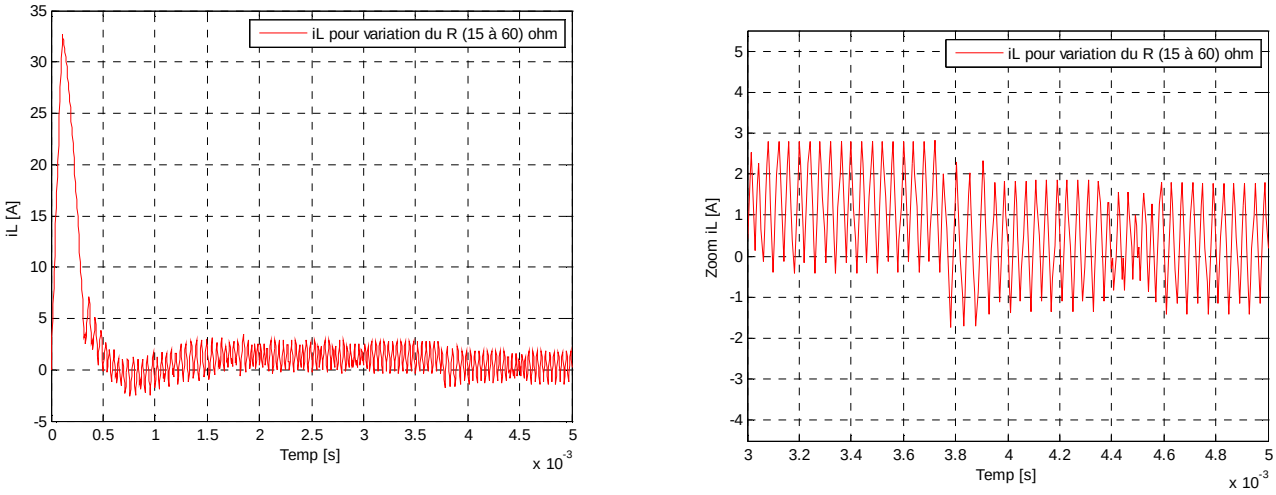
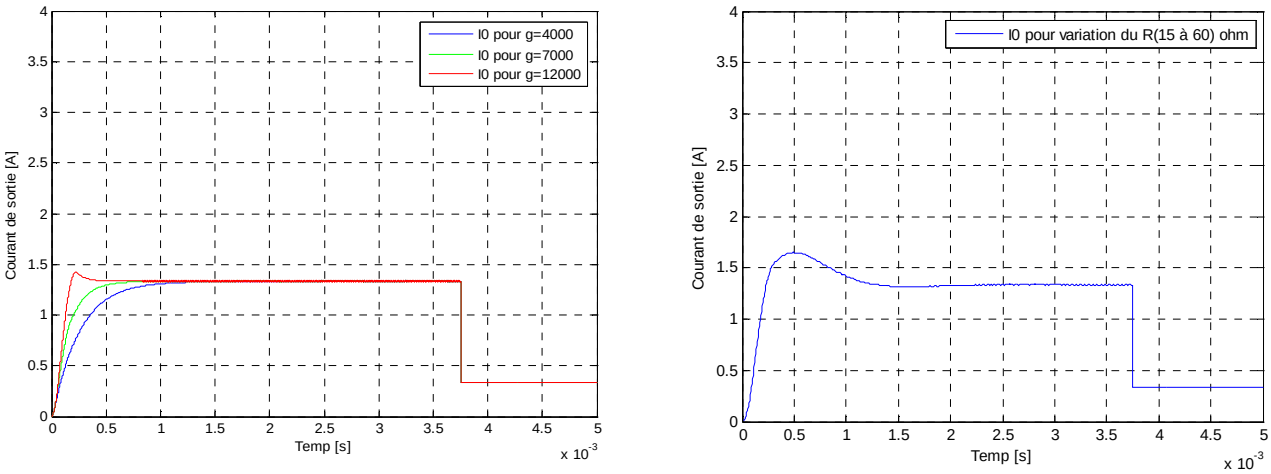


Fig 4.18 : Courant d'inductance par MLI avec variation de charge R (15→60) Ω à l'instant t=0.0037s.



(a) **(b)**

Fig 4.19 : Courant de sortie par SMC (a) et MLI (b) avec variation de charge R (15→60) Ω à l'instant t=0.0037s.

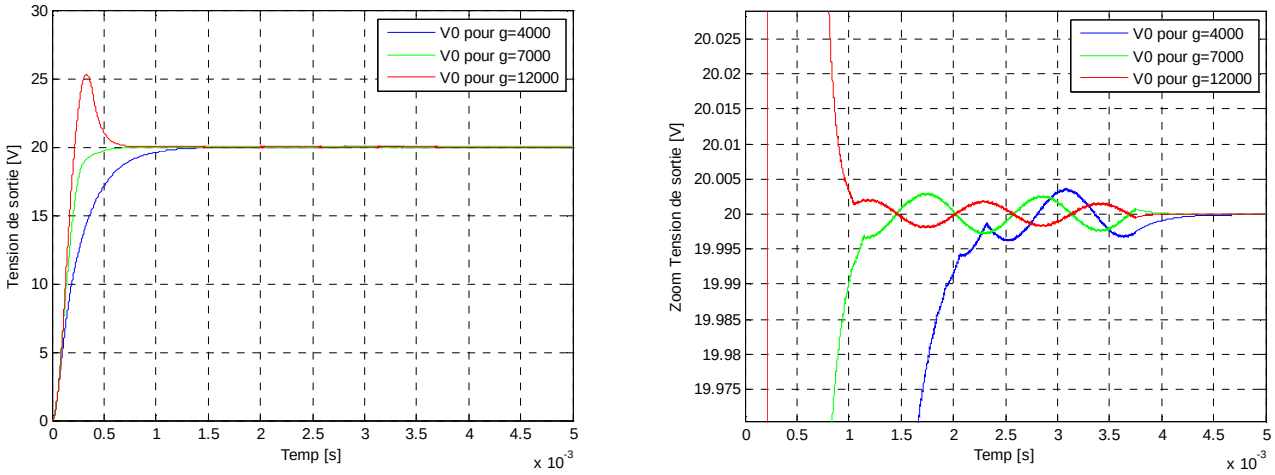


Fig 4.20 : Tension de sortie par SMC pour différentes valeurs de **(g)**
avec variation de capacité C (250→25000) µF à l'instant 0.0037.

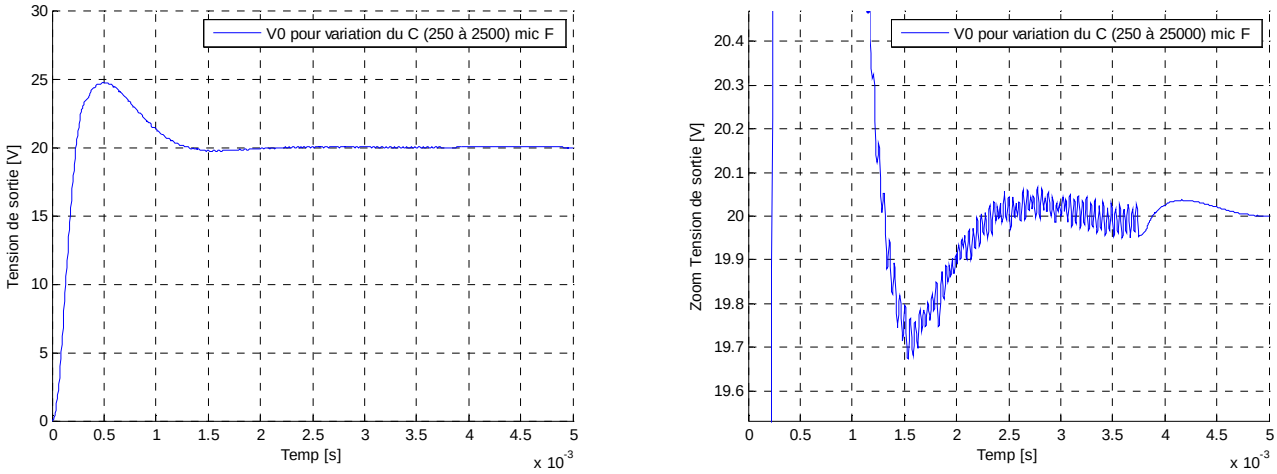


Fig 4.21 : Tension de sortie par MLI
avec variation de capacité C (250→25000) µF à l'instant t=0.0037s.

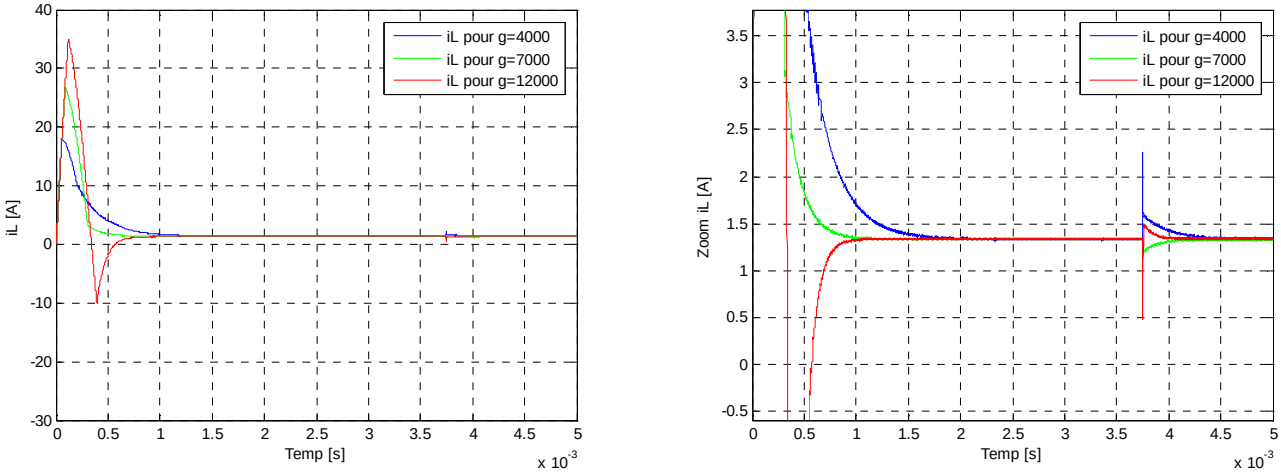


Fig 4.22 : Courant d'inductance par SMC pour différentes valeurs de **(g)** avec variation de capacité C (250→25000) µF à l'instant t=0.0037s.

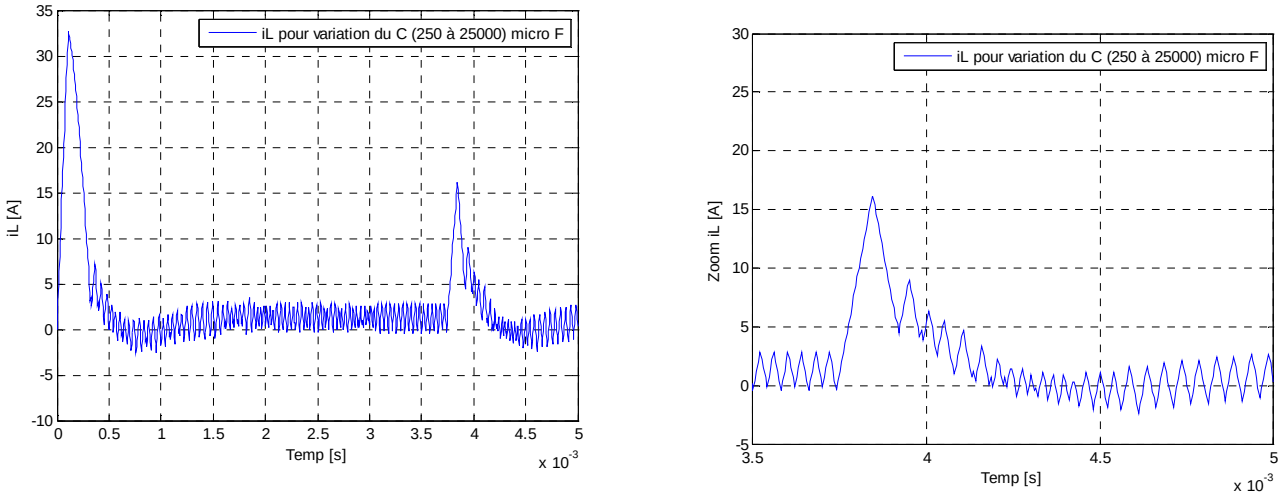


Fig 4.23 : Courant d'inductance par MLI avec variation de capacité C (250→25000) µF à l'instant t=0.0037s.

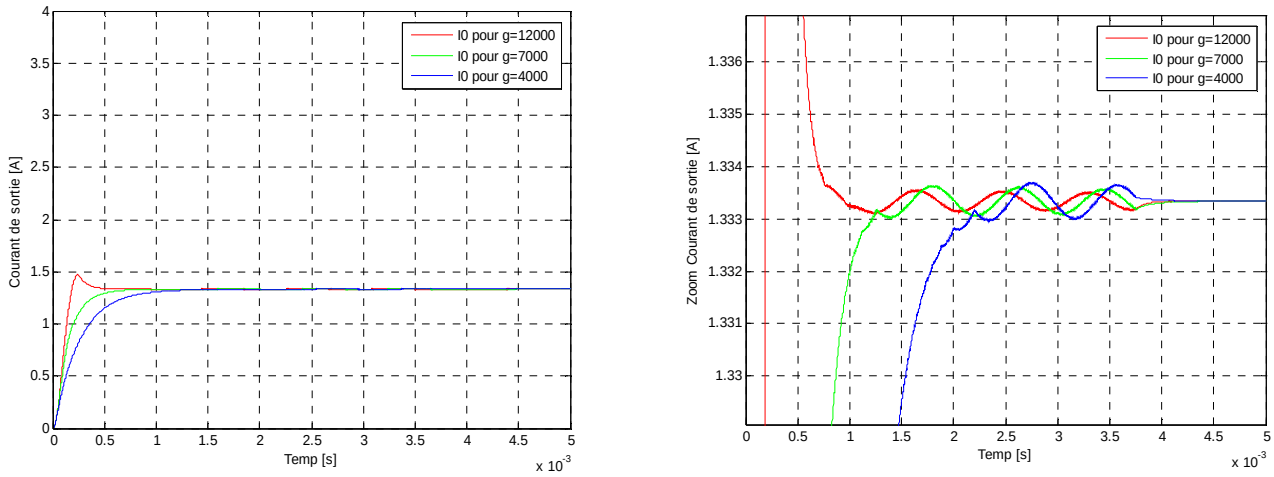


Fig 4.24 : Courant de sortie par SMC
avec variation de capacité C (250→25000) µF à l'instant t=0.0037s.

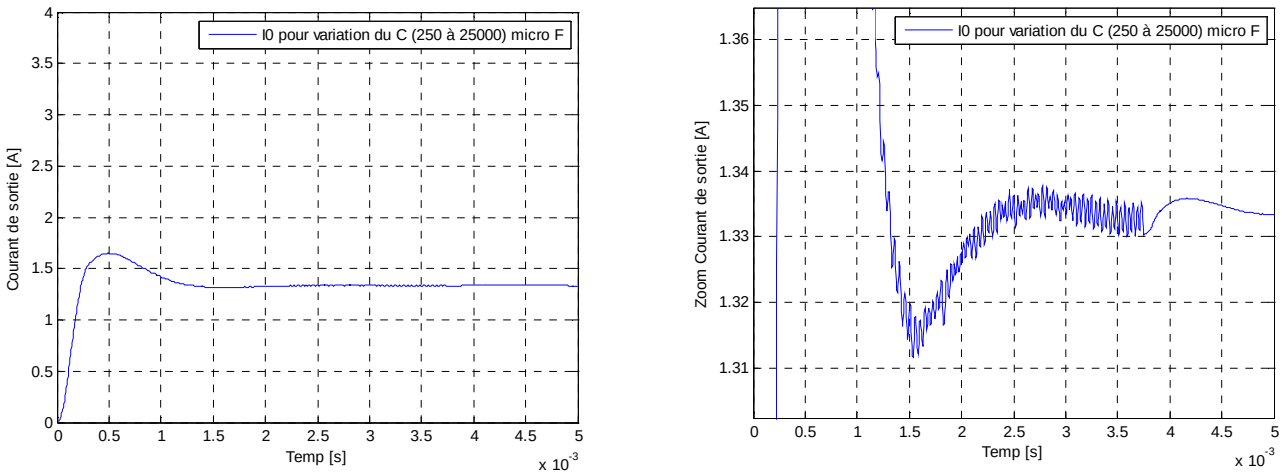


Fig 4.25 : Courant de sortie par MLI.
avec variation de capacité C (250→25000) µF à l'instant t=0.0037s.

4.7 Conclusion

Dans ce chapitre, on a décrit les principes de base de la théorie de la commande par mode de glissement appliquée aux convertisseurs DC/DC. Cette technique s'adaptant bien aux cas des systèmes à structure variables et sur tout connue pour sa robustesse vis-à-vis des changements des paramètres ou des perturbations des systèmes.

Les résultats des simulations confirment bien cet aspect théorique et démontrent que l'approche de commande par mode glissant est plus robuste par rapport à la commande MLI déjà implémentée sur le module énergie de bord d'Alsat-1.

Conclusion Générale

Conclusion générale

L'objectif de ce travail a été de synthétiser des lois de commande robuste pour des convertisseurs électroniques. Le choix de la technique de commande par mode de glissement comme technique remplaçant la modulation de largeur d'impulsion (MLI) implémentée sur le sous système d'énergie d'Alsat 1 a été motivé par la présence d'interrupteurs dans les convertisseurs électriques, qui en commutant font varier la structure du circuit. Cette méthode de commande, permet de moduler l'énergie qui transite par le convertisseur de la source vers la charge, en fonction des besoins de l'utilisateur.

Un seul type de convertisseur a été traités dans ce rapport ; un convertisseur DC/DC de type abaisseur de tension (Buck). Du point de vue de modélisation, le modèle d'état de l'abaisseur est linéaire, mais la commutation est de nature discontinue (commutation d'interrupteurs).

Dans ce mémoire, une étude comparative des deux techniques de commande à savoir : la commande par MLI et modes glissants, appliquées à la mise en forme du courant et de la tension dans un convertisseur DC/DC, a été élaborée. Dans ce contexte nous avons étudié séparément chaque technique afin de définir les avantages et les inconvénients de chacune d'elle.

La modulation de largeur d'impulsion (MLI) est une technique de commande qui est réputée par sa simplicité à mettre en œuvre du point de vue conception, et par son faible coût de réalisation ce qui a élargie son domaine d'application : conversion analogique-numérique, amplificateur de classe D, dans les dispositif de puissance utilisant des commutateur de type MOSFET, IGBT, GTO dont les convertisseur DC/DC en particulier pour les applications spatiales.

Cette technique présente quelques inconvénients, notamment la présence du pique à l'état transitoire qui peut être destructive, un autre inconvénient est dû au phénomène de décrochage synchrone et qui engendre une dégradation de la forme d'onde. Cependant, cette dégradation apparaît seulement sur la forme d'onde des ondulations.

L'introduction d'une nouvelle variante de commande telle que la commande par mode de glissement s'est révélée très robuste et performante. Les résultats obtenus par simulation montrent clairement des améliorations par rapport à la technique MLI vis à vis de l'amplitude crête à crête de l'ondulation résiduelle et de l'apparition du pic à l'état transitoire avec une dynamique plus rapide.

Sous certaines conditions une équivalence de la commande par modulation de largeur d'impulsions et de la commande par mode de glissement peut être utilisée au profit de la commande MLI pour synthétiser des rapports cycliques robustes. En ce qui concerne les perspectives de ce travail, nous pouvons citer :

- ✓ Réalisation expérimentale de la commande par mode de glissement sur un convertisseur abaisseur de tension.
- ✓ Application d'une autre technique de commande plus robuste telle que la technique neuro-floue.

Bibliographie

BIBLIOGRAPHIE

[1] G. **Maral** and **M**.**Bousquet,** "*Satellite Communications Systems", John Wiley and Sons, 1986.*

[2] S. Ben-Yaakov, "*Control Design of PWM converter", Http://www.ee.bgu.ac.il/~pel/ , 2006.*

[3] F. BODJAMA,*"Commande par mode de glissement application aux convertisseur électrique", Thèse de Doctorat en Electrotechnique de l'université Paul Sabatier, Toulouse, 1991.*

[4] V.I.Utkin, "vari*able structure systems: present and Futur", Automation and Remote Control, Vol 44, No.9, 1984, pp75-94.*

[5] H. Bühler " *Réglage par mode de glissement* ", *Presses polytechniques romandes, 1986.*

[6] V. Marinus Van Der Zel, "*Autonomous power system for low earth orbit Micro satellite.Guildford", UK, University of Surrey, 1990.*

[7] M. Bekhti, *M..N Sweeting, and W. Sun, "Alsat-1: The first step into space. for Algeria," in Proc. 53rd IAC and World Space Congress., Houston, TX,. 2002.*

[8] C.C. Fang and **E.H. Abed**, "s*ampled-data modelling and analysis of PWM DC-DC converters PartI. Closed-loop circuits," preprint, Feb. 1998.*

[9] J. K. **Mc Dermott** "*Power, Space Mission Analysis and Design", Kluwer Academic Publishers, 1991.*

[10] M.A. Green, "*Advanced Solar Energy Conversion, Third Generation Photovoltaic", Springer New York 2003.*

[11] N. Schibli, "*DC-DC converter for two quadrant with controlled output Voltage", EPE'99, Lausanne, pp 17.*

[12] B. Marty, "*practical switching power supply design". Academic press, INC, Edition 1993.*

[13] D. Linden and **T.B. Reddy**, *"Handbook of Batteries", McGraw-Hill, Third Edition.2002.*

[14] M. C. Brown, '*Pratical switching power supply design"*, *Academic press, INC, Edition 1993.*

[15] V.I.Utkin,"*Discontinous Control systems: state of the Art in theory and Applications",10 th World Congress, International Federation of Automatic Control Munich, Federal Republic of Germany, july 27-31, 1987,pp 75-94.*

[16] H. Sira-Ramirez, "*A Geometrie Approach to the Feedback Control of Switch Mode DC-to DC Power Supplies",IEEE Transaction on Circuit and systems, Vol 35, No.10, October 1988, pp.1229-1298.*

[17] A. F.Fillipov, "*differential equation with discontinuous right–hand side ",Mathematicheskii sbornich,51 No.1 ,1960,pp. 99-128 (in Russian).*

[18] G. Spiazzi, **P. Mattavelli**, **L. Rossetto**, **L. Malesani**, "*Application of Sliding Mode Control to Switch-Mode Power Supplies", Journal of Circuits, Systems and Computers (JCSC), Vol.5,*No. 3, September 1995, pp.337-354

[19] P. Mattavelli, **L. Rossetto**, **G. Spiazzi**, "*Small-signal analysis of DC-DC converters with sliding mode control", Proc. of Applied Power Electronics Conf. (APEC), Dallas, March 1995, pp.153-159.*

[20] A. Altowati, "DC *DC switching converter", Helsinki University , Master 2006.*

République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de L'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Université des Sciences et de la Technologie d'Oran
Mohamed Boudiaf

Faculté de Génie Electrique
Département d'Electronique
Ecole Doctorale des Techniques et Applications Spatiales
Option : Instrumentation Spatiale

Thèse de Magister

Présentée par :

DJELLALI EL HOSSYEN

Thème

Commande des Convertisseurs DC-DC par Mode de Glissement (Application pour le Module Energie de Bord des Microsatellites)

Soutenu publiquement en 2011 devant le jury :

Mr	A. BOUDGHENE STAMBOULI	Professeur – USTO	Président
Mr	N. BOUGHANEMI	Professeur – USTO	Examinateur
Mr	M. BOUHAMIDA	Professeur – USTO	Examinateur
Mr	A. SI MOHAMMED	Maitre de recherche – CTS	Examinateur
Mr	L. MERAD	Maitre de recherche – CTS	Promoteur
Mr	Y. BENTOUTOU	Maitre de recherche – CTS	Invité

Année Universitaire : 2011/2012

REMERCIEMENTS

A dieu, le tout puissant, nous rendons grâce pour nous avoir donné santé, patience, et surtout raison. Ce travail a été effectué au laboratoire de l'instrumentation spatiale CTS d'Arzew en collaboration avec l'université USTO d'Oran

Je ne sais pas comment remercier mon encadreur Mr.L.MERAD pour m'avoir accordé sa confiance en me proposant ce sujet de recherche et en acceptant de le diriger, pour ses conseils qui m'ont permis d'évoluer, pour sa tolérance, sa motivation et son soutien tout au long de ce travail.

Je veux aussi exprimer ma gratitude et ma reconnaissance envers mes enseignants de l'EDTAS à savoir : Mr. A SI MOHAMMED,

Mr. A. BOUDJAMAI, et Mr. N. BOUGHANEMI coordinateur de l'école doctorale en techniques et applications spatiales.

Je remercie également mon professeur Mr. A.BOUDGHENE STAMBOULI de m'avoir accordé l'honneur et le plaisir de présider le jury de mon mémoire, ainsi que Mr.N. BOUGHANEMI, Mr..BOUHAMIDA. Mr.Y. BENTOUTOU et Mr.A. SI MOHAMMED d'avoir voulus examiner, juger ce travail et participer au jury.

Résumé

Le travail de cette thèse porte sur la synthèse de systèmes de commande robuste pour les convertisseurs continu-continu (DC/DC), en utilisant le principe des modes glissants (commande à structure variable).

Les convertisseurs DC/DC sont par nature des systèmes dont la structure varie (commutation d'interrupteurs), par conséquent la technique des modes glissants s'adapte bien aux cas des systèmes à structure variables (commutation d'interrupteurs). Cette technique est caractérisée par la discontinuité de la commande aux passages par une surface de commutation. Tout repose donc sur le choix approprié de cette surface de commutation appelé encore surface de glissement. La commande de glissement peut être considérée comme une régulation par tout ou rien qui entre dans un mode de fonctionnement particulier. L'avantage saillant de la commande à structure variable avec le mode de glissant est la robustesse contre les changements des paramètres ou des perturbations des systèmes.

L'objectif de cette thèse consiste donc à remplacer la modulation de largeur d'impulsion (MLI) déjà utilisée dans le module énergie de bord d'Alsat-1.

Les résultats de simulation et les études comparatives faites avec la technique MLI nous montre l'intérêt de la commande par mode glissant pour des convertisseurs DC/DC, en particulier la robustesse et la performance du système.

ملخص

تطرقنا في هدا العمل إلى دراسة وتحليل للأنظمة ذات التحكم المهاري عالي الجودة لطبولوجية المحولات من نوع مستمر- مستمر, ودالك باستعمال مبدأ تقنية التحكم الانزلاقي (تحكم ذات تركيب أو بنية متغيرة).

المحولات من نوع مستمر- مستمر تنتمي إلى الأنظمة ذات تركيب متغير(قاطعة إبدال), ومن نفس الطبيعة تقنية التحكم الانزلاقي تتكيف بطريقة جيدة في حالة الأنظمة ذات تركيب متغير(قاطعة إبدال) .

إن تقنية التحكم الانزلاقي تعتمد على التحكم المتقطع عبر مسار يعبر عنه بمساحة, هاته الأخيرة يتم اختيارها بشكل دقيق وتسمى أيضا مساحة الانزلاق.

التحكم الانزلاقي يمكن اعتباره منظم أو معدل الكل أو لا شيء ودالك بشكل سير خاص ومحدد. الأهمية و الميزة البارزة في نضام التحكم ذات تركيب متغير مع تقنية التحكم الانزلاقي هي المهارة العالية ضد التغيرات في قيم ومكونات النظام أو اضطرابات النضام.

الهدف من هدا البحث ادن هو استبدال تقنية النمطية الواسعة الدبدبات (MLI) المستعملة أساسا داخل وحدة نظام الطاقة للقمر الصناعي السات 1.

نتائج التمثيليات ودراسات المقارنة المفصلة في البحث لتقنية (MLI) أوضحت أهمية تقنية التحكم الانزلاقي للمحولات من نوع مستمر- مستمر,وبشكل خاص في المهارة العالية والجودة في سير النضام.

كلمات مفتاحيه

تركيب متغير. التحكم الانزلاقي , (MLI) تقنية النمطية الواسعة الدبدبات, السات 1 , المحول مستمر- مستمر

Sommaire

Introduction générale..... 1

Chapitre 1. Généralités sur les satellites et environnement spatiale

1.1 Introduction..... 4
1.2 Système satellite 4
1.2.1 Charge utile 5
1.2.2 Plate forme .....
1.2.2.1 Structure..... 6
1.2.2.2 Sous système contrôle thermique..... 5
1.2.2.3 Sous système énergie de bord 6
1.2.2.4 Sous-système gestion de bord 7
1.2.2.5 Sous-système propulsion 8
1.2.2.6 Sous-système contrôle d'attitude 9
1.2.2.7 Câblage et Pyrotechnie 10
1.3 Caractéristiques de l'environnement spatial 10
1.3.1 Vide 10
1.3.2 Rayonnements énergétique 10
1.3.3 Microgravité 11
1.3.4 Espace vide 11
1.4 Conclusion 12

Chapitre 2. Architectures du système d'énergie de bord d'un stellite

2.1 Introduction 13
2.2 Topologies des systèmes photovoltaïques..... 14
2.3 Générateur photovoltaïque..... 15
2.3.1 Panneaux solaires photovoltaïques 15
2.3.2 Principe..... 17
2.3.3 Constitution d'un générateur photovoltaïque 19
2.2.4 Rendement..... 20
2.2.5 Température 21
2.3.6 Principe de la recherche du point de puissance maximal 22
2.3.6.1 Classification des commandes MPPT..... 22
2.4 Stockage de l'énergie 23
2.4.1 Classification des batteries..... 23
2.4.2 Paramètres des batteries..... 23
2.5 Convertisseur continu- continu..... 26
2.5.1 Convertisseur série ou abaisseur de tension(Buck)..... 28
2.5.1.1 Conduction continue 28
2.5.2 Convertisseur parallèle ou élévateur de tension (Boost)..... 30
2.5.2.1 Relation générale..... 31

2.6 Conclusion..... 33

Chapitre 3. Commande d'un convertisseur DC-DC par MLI

3.1 Introduction 34
3.2 Structure des systèmes étudiés..... 34
3.3 Commande par modulation de largeur d'impulsion 35
3.4 Application au hacheur fonctionnant en abaisseur de tension..... 36
3.4.1 Détermination de la valeur des éléments..... 39
3.4.2 Ondulation admissible..... 40
3.4.3 Analyse fréquentielle..... 40
3.4.4 Différents modes de conduction..... 41
3.4.4.1 Mode de conduction continu..... 41
3.4.4.2 Mode de conduction discontinu 41
3.4.4.3 Mode de conduction critique..... 41
3.4.5 Conception du filtre 42
3.5 Résultats de simulation..... 44
3.6 Conclusion..... 48

Chapitre 4. Commande d'un convertisseur DC-DC par modes glissants

4.1 Introduction 49
4.2 Configuration de base pour les systèmes à structure variable 50
4.3 Solution des systèmes dynamiques à seconde membre discontinu..... 52
4.3.1 Méthode de Fillipov 52
4.3.2 Méthode d'Utkin: commande équivalente 53
4.3.3 Principe de commande par mode de glissement..... 54
4.3.4 Condition d'invariance de la variété (surface) s..... 55
4.4 Application des modes glissants à la commande d'un convertisseur DC –DC..... 56
4.4.1 Modèle mathématique du hacheur 56
4.4.2 Condition d'existence 58
4.5 Résultats des simulations 59
4.6 Test de la Robustesse par SMC 64
4.7 Conclusion 70
Conclusion générale..... 71
Bibliographie 73

Liste des figures

Figure (1.1)	**Système d'énergie de bord d'Alsat -1;**	7
Figure (1.2)	**Paramètres orbitaux pour les orbites d'attente et de transfert**;	8
Figure (1.3)	**Architecture générale d'un satellite**;	11
Figure (2.1)	**Bus non régulé**;	14
Figure (2.2)	**Bus régulé**;	15
Figure (2.3)	**Module solaire photovoltaïque**;	16
Figure (2.4)	**Notion de système à générateur photovoltaïque**;	17
Figure (2.5)	**Caractéristique I(V) d'une cellule photovoltaïque**;	18
Figure (2.6)	**Schéma équivalant électrique d'une cellule PV**;	19
Figure (2.7)	**Schématisation d'un GPV élémentaire avec diodes by-pass et diode anti-etour** ;	20
Figure (2.8)	**Influence de la température sur les cellules**;	21
Figure (2.9)	**Caractéristique de la cellule PV pour différentes températures**;	21
Figure (2.10)	**Chaîne élémentaire de conversion photovoltaïque convertisseur DC contrôlé par une commande MPPT**;	22
Figure (2.11)	**Représentation schématique d'un convertisseur Buck**;	28
Figure (2.12)	**Formes d'ondes des principales grandeurs**;	30
Figure (2.13)	**Représentation schématique d'un convertisseur Boost**;	31
Figure (2.14)	**Formes d'ondes des principales grandeurs**;	33
Figure (3.1)	**Structure d'un système électronique de puissance**;	35
Figure (3.2)	**Schéma de principe de la commande par MLI;**	36
Figure (3.3)	**Convertisseur abaisseur de tension**;	36
Figure (3.4)	**Evolution de la tension et du courant au niveau des interrupteurs**;	37
Figure (3.5)	**Schéma équivalent du circuit pendant l'intervalle t_e**;	38
Figure (3.6)	**Schéma équivalent du circuit pendant l'intervalle t_d**;	39
Figure (3.7)	**caractéristique de la tension sortie en fonction du rapport cyclique**;	39
Figure (3.8)	**Tension et courant d'inductance en mode continu;**	41
Figure (3.9)	**Tension et courant d'inductance en mode discontinu**;	41
Figure (3.10)	**Courant d'inductance en mode critique**;	42
Figure (3.11)	**Schéma électrique du filtre**;	42
Figure (3.12)	**Diagramme de BODE de la fonction de transfert**;	43

Figure (3.13)	**Tension de sortie par MLI;**	45
Figure (3.14)	**Courant d'inductance par MLI;**	45
Figure (3.15)	**Courant de sortie par MLI**;	45
Figure (3.16)	**Tension et courant de sortie pour différentes va leurs de la charge par MLI.**;	46
Figure (3.17)	**Courant d'inductance pour différentes valeurs de la charge par MLI** ;	46
Figure (3.18)	**Tension et courant de sortie pour différentes valeurs de la fréquence de commutation;**	47
Figure (3.19)	**Courant d'inductance pour différent es valeurs de la fréquence de commutation** ;	47
Figure (4.1)	**Configuration par changement par retour d'état;**	50
Figure (4.2)	**Configuration en changeant la structure par commutation d'interrupteur;**	51
Figure (4.3)	**Construction du champ de vecteur moyen f^0 a partir des champs f^+ et f^-;**	52
Figure (4.4)	**Commande équivalente et commande réelle;**	54
Figure (4.5)	**Schéma du convertisseur DC-DC (Buck);**	56
Figure (4.6)	**Trajectoire de phase symbolique du Buck sans réglage;**	57
Figure (4.7)	**Phénomène de réticence;**	58
Figure (4.8)	**Tension de sortie par SMC;**	60
Figure (4.9)	**Courant d'inductance par SMC;**	60
Figure (4.10)	**Courant de sortie par SMC;**	60
Figure (4.11)	**Tension et courant de sortie pour différentes valeurs de (g) du contrôleur par mode glissant SMC;**	61
Figure (4.12)	**Courant d'inductance pour différentes valeurs de (g) du contrôleur par mode glissant SMC;**	61
Figure (4.13)	**Tension et courant de sortie pour différentes valeurs de la charge;**	62
Figure (4.14)	**Courant d'inductance pour différentes valeurs de la charge;**	63
Figure (4.15)	**Tension de sortie par SMC pour différentes valeurs de (g) ; avec variation de charge R (15→60) Ω à l'instant t=0.0037s;**	65
Figure (4.16)	**Tension de sortie par MLI avec variation de charge R (15→60) Ω à l' instant t=0.0037s;**	65
Figure (4.17)	**Courant d'inductance par SMC pour différentes valeurs de (g) avec variation de charge R (15→60) Ω à l'instant t=0.0037s;**	66
Figure (4.18)	**Courant d'inductance par MLI avec variation de charge R (15→60) Ω à l' instant t=0.0037s;**	66
Figure (4.19)	**Courant de sortie par SMC (a) et MLI (b) avec variation de charge R (15→60) Ω à l'instant t=0.0037s;**	66
Figure (4.20)	**Tension de sortie par SMC pour différentes valeurs de (g) avec variation de capacité C (250→25000) µF à l'instant t=0.0037s;**	67

Figure (4.21)	**Tension de sortie par MLI avec variation de capacité C (250→25000) µF à l'instant t=0.0037s;**	67
Figure (4.22)	**Courant d'inductance par SMC pour différent valeur de (g) avec variation de capacité C (250→25000) µF à l'instant t=0.0037s;**	68
Figure (4.23)	**Courant d'inductance par MLI avec variation de capacité C (250→25000) µF à l'instant t=0.0037s;**	68
Figure (4.24)	**Courant de sortie par SMC avec variation de capacité C (250→25000) µF à l'instant t=0.0037s;**	69
Figure (4.25)	**Courant de sortie par MLI avec variation de capacité C (250→25000) µF à l'instant t=0.0037s.**	69

Introduction Générale

Introduction générale

Le système d'alimentation électrique représente l'un des défis les plus importants du design d'un microsatellite lorsque l'on considère qu'il faut limiter au minimum les masses et les volumes de ses composantes. La fabrication de la structure du satellite sera fortement influencée par le système d'alimentation électrique et la demande s'évalue à partir de la consommation de chacun des sous systèmes.

Puisque tous les sous-systèmes de bord ont besoin d'énergie pour fonctionner, dans la quasi-totalité des cas, cette énergie est fournie par des panneaux photovoltaïques qui transforment l'énergie des photons lumineux en énergie électrique et cette dernière doit être régulée avant d'être utilisée directement par les systèmes de bord ou stockée dans les batteries qui permettent de faire face à des pointes de consommation des équipements, ou d'assurer la continuité du fonctionnement quand le satellite est en éclipse.

Une exigence essentielle de la mission d'un satellite est la continuité du fonctionnement, en période d'ensoleillement comme en période d'éclipse, tout au long de sa vie opérationnelle. Pour cela il est nécessaire de pouvoir exploiter une source d'énergie fournissant l'électricité dont l'ensemble des sous-systèmes a besoin [1]. Cette source d'énergie est généralement constituée de trois composants principaux : les générateurs primaires (dans le cas le plus général, les générateurs primaires des satellites sont des générateurs photovoltaïques), les éléments de stockages (qui sont assuré par les accumulateurs électrochimiques) et l'électronique de conditionnement.

L'électronique de puissance est une partie du génie électrique qui traite la conversion statique de l'énergie électrique d'une forme en une autre forme, adaptée au besoin de l'utilisateur. L'élément clé de cette conversion statique est l'interrupteur [2]. En effet, celui-ci utilisé en commutation, est l'organe de commande des convertisseurs statique. Ceux-ci comportent donc des circuits électriques à changement de structure par commutation d'interrupteurs. Il est donc souhaitable d'appliquer à ces convertisseurs électriques des lois de commande qui s'adaptent mieux au fonctionnement discontinu de ces systèmes.

Les solutions du problème de la commande de façon générale (système électrique; automatique robotique etc…) proposées par les chercheurs peuvent être classifiées comme suivant :

1. Les lois non linéaires ;
2. Les techniques d'intelligence artificielle (logique floue; réseau de neurones);

3. Les stratégies par mode glissant.

Ces dernières semblent être des lois bien connues et qui ont prouvées leur efficacité en simulation et en temps réel et conviennent parfaitement à la commande, grâce à leurs caractéristiques de robustesse devant les incertitudes paramétriques et les perturbations.

La théorie des systèmes à structure variable (SSV) et les modes glissants (**MG** ou ***Sliding Mode Controller SMC***) associés, est une technique de commande non linéaire [3]. Elle est caractérisée par la discontinuité de la commande aux passages par une surface de commutation. Tout repose donc sur le choix approprié de cette surface de commutation appelé encore surface de glissement.

L'idée des systèmes à structure variable a jailli à l'issue des travaux du mathématicien soviétique A.G.Fillipov sur les équations différentielles à second membre discontinu. La théorie des systèmes à structure variable a été étudiée et développée exclusivement en union soviétique dans les années soixante [4]. Par la suite, de nombreuses recherches ont été menées partout ailleurs, soit pour compléter l'étude théorique, soit pour l'appliquer aux systèmes physiques. L'utilisation de cette méthode de commande a été longtemps limitée par les oscillations causées par le phénomène de glissement (en anglais : chattering).

Dans le récent ouvrage de Buhler sur la commande par mode glissement restreint au cas des systèmes linéaires, la théorie est présentée sous forme plus adaptée à une application pratique. L'exemple du moteur à courant continu est traité [5].

La technique mode glissants consiste à amener la trajectoire d'état vers la surface de glissement et de la faire commuter à l'aide d'une logique de commutation appropriée autour de celle-ci jusqu'au point d'équilibre. D'où le phénomène de glissement. Ce dernier rend le système bouclé stable et assure la robustesse et insensible à certaines variations des paramètres et aux perturbations. Une propriété importante des régimes glissants est que la trajectoire d'état en mode glissant évolue dans un espace de dimension inférieur, ce qui réduit donc l'ordre du système.

L'objectif de cette thèse vise l'application de nouvelles techniques de commandes non linéaire pour la régulation des convertisseurs DC/DC. Dans ce contexte, nous avons proposé dans un premier temps l'exploitation et l'application de la technique de commande par mode de glissement. Cette technique s'adapte bien aux cas des systèmes à structure variables (commutation d'interrupteurs Cette technique est caractérisée par la discontinuité de la commande aux passages par une surface de commutation. Tout repose donc sur le choix approprié de cette surface de commutation appelé encore surface de glissement.

La commande par mode de glissement peut être considérée comme une régulation par tout ou rien dans un mode de fonctionnement particulier. L'avantage saillant de cette commande est la robustesse contre les changements des paramètres ou des perturbations des systèmes.

L'idée consiste donc à remplacer la loi de commande par la modulation de largeur d'impulsion (MLI) qui déjà utilisée comme technique de régulation du convertisseur DC/DC dans le module énergie de bord d'**Alsat-1**, par une commande par mode de glissement. Des études comparatives seront faites avec la technique MLI afin de valider l'approche utilisée de point de vue robustesse et performance.

Le premier chapitre sera réservé aux généralités sur les satellites et l'environnement spatial. Une étude théorique est dédiée à la structure du satellite tout en présentant les sous-systèmes et leur fonctionnement.

Le deuxième chapitre est consacré à l'étude de l'architecture du système d'énergie de bord du microsatellite ALSAT-1 : le système photovoltaïque; système de régulation; les convertisseurs continu DC/DC. Nous décrivons quelques structures de base des convertisseurs DC/DC servant de liaison entre le générateur photovoltaïque et l'élément de stockage.

Le troisième chapitre s'intéresse à la régulation d'un type de convertisseur DC/DC ; à savoir un Buck (qui est un abaisseur de tension) par l'utilisation de la technique à modulation de largeur d'impulsion (MLI).

Le quatrième et dernier chapitre est dédié à la commande des convertisseurs DC/DC par la technique des modes glissants. Le premier volet du chapitre sera consacré à une présentation de la technique de réglage par mode de glissement. Après avoir posé le problème, nous passons à l'application de ce type commande sur un cas réel celui du microsatellite Alsat-1. Des études comparatives seront faites en fin du chapitre dans le but de valider ce type de commande en termes de robustesse et performances.

Nous achèverons notre manuscrit par une conclusion générale sur tout ce qui a été dit ou obtenu à propos de la commande des convertisseurs DC/DC ainsi que les perspectives prometteuses existantes dans ce domaine d'études intéressant les laboratoires de recherche.

Chapitre I

Généralités sur les Satellites et Environnement Spatial

Chapitre 1

Généralités sur les satellites et environnement spatial

1.1 Introduction

La grande variété des satellites rend difficile d'imaginer une classification rationnelle car il n'existe pas de critère unique selon lequel on peut les comparer. En effet, doit-on les différencier par leur masse ou par leur taille ? Ce critère serait envisageable car l'apparition depuis quelques années de la notion de petits satellites qui seraient plus simples et plus économiques que les grands satellites complexes, suscite un intérêt croissant. Peut-on les classer par la puissance électrique émise ou encore la quantité d'information transmise en bits par seconde ? Doit-on accorder une importance essentielle à leur durée de vie en orbite qui est un facteur important de la rentabilité économique des investissements consentis ? Ou encore, doit-on accorder un poids particulier à leur fiabilité et la sûreté de fonctionnement ? Tous ces critères, pris isolément, conduisent à des classifications quelque peu arbitraires par exemple la classification à partir du type de mission (scientifique, ou application), localisation du satellite dans l'orbite (géostationnaire, héliosynchrone.) ou a partir des caractéristiques physiques (la forme, la masse…).

Dans ce chapitre, nous présentons les concepts de base des satellites, ainsi que les différents modules constituant les satellites.

1.2 Système satellite

Un satellite est un récepteur/ transmetteur sans fil spécialisé qui répète des radios fréquence. Le satellite est lancé par une fusée et placés en orbite autour de la terre.

Le satellite se compose de deux parties. La « charge utile » désigne les équipements qui remplissent la mission : télescopes, caméras, instruments de mesure de l'environnement, radars, etc. La « plateforme » désigne le camion dans lequel cette charge utile est située. Elle assure des fonctions de base.

1.2.1 Charge utile

La charge utile est un système ou un ensemble de systèmes que peut transporter un véhicule spatial et qui est destinée à remplir une mission déterminée : télescopes, caméras, instruments de mesure d'environnement, radars, etc.

La notion de charge utile varie selon les points de vues ; ainsi ce terme peut s'appliquer à un satellite par rapport au lanceur qui le porte, ou bien au bloc expérimental embarqué sur un satellite par rapport à ce satellite qui assure en général la télécommunication et l'observation entre la terre et le spatial.

1.2.2 Plate forme

La plate forme correspond originellement à la structure destinée à supporter la charge utile et est équipée pour lui fournir les ressources nécessaires à son fonctionnement, elle est formée de plusieurs sous-systèmes :

- La structure,
- Sous système de contrôle thermique,
- Sous système énergie de bord,
- La propulsion,
- Sous système de détermination et de contrôle d'attitude et d'orbite,
- Sous système gestion bord (Télémesure et Télécommande),
- Le câblage et pyrotechnie,
- Sous système télécommande et télémesure.

1.2.2.1 Structure

Les fonctions essentielles de la structure consiste à :

- Assurer l'interface avec le lanceur et la distribution des charges dues au lancement.
- Servir de support aux divers équipements.
- Servir d'écran de protection pour les équipements, vis à vis des rayonnements rencontrés dans l'espace.

1.2.2.2 Sous système contrôle thermique

Comme son nom l'indique, ce sous-système se charge de contrôler les températures des équipements, en les gardant dans leurs plages de températures de fonctionnement,

en utilisant un contrôle passif, telles que les couvertures de surface, les isolations, et, ou un contrôle actif tels que les radiateurs, les volets mobiles, etc...

Dans un satellite de télécommunication, une grande partie de la tâche de ce sous-système est de maintenir la température des batteries conforme aux basses limites, pour éviter la congélation du carburant d'hydrazine, et pour dégager la chaleur dissipée par les Tubes à Onde Progressive vers l'extérieur.

On peut dire que ce sous-système a deux buts principaux qui se résument à [6] :

- Assurer aux divers équipements, une fois intégrés dans le satellite et pendant toute la durée de vie, des températures ambiantes comprises dans des plages fixées par spécification, et ceci quel que soit le mode de fonctionnement (cas de fonctionnement normal, cas de pannes prévues, etc.). La gamme des températures spécifiées dépend pour les divers équipements de:
  - ✓ températures limites imposées par les fabricants des composants électroniques,
  - ✓ durée de vie recherchée pour certains équipements particuliers (telle que la batterie).
- Assurer, dans la structure du satellite, une uniformisation suffisante des températures dans le cas où la stabilité dimensionnelle et des alignements précis sont exigés (antennes de télécommunication, optique des senseurs, etc.…).

La durée de vie est extrêmement importante, car d'une part les composants électroniques se dégradent et la dissipation des divers équipements peut varier du début à la fin de la durée de vie. D'autre part, les moyens utilisés pour assurer le contrôle thermique se dégradent aussi en fonction du temps, sous l'influence du rayonnement (UV: Ultra Violé, particules chargées, micrométéorites, etc…).

1.2.2.3 Sous système énergie de bord

Le satellite est composé de dispositifs très complexes tels que les panneaux solaires, les antennes de télécommunication, les senseurs….etc. Ces dispositifs comme tout autres, ont besoins d'être alimentés pour fonctionner. Au premier abord, le mot alimentation révèle peu de choses à un utilisateur d'un dispositif usuel, car son seul souci est d'obtenir le moyen pour l'alimenter, sans se préoccuper de la manière dont celui-ci est construit. Pour un spécialiste en spatiale, l'alimentation est la première contrainte qui le préoccupe.

Actuellement, la source la plus utilisée si ce n'est pas l'unique, est le Soleil, car il constitue un moyen non exhaustif et permanent, et son utilisation ne nécessite pas qu'il soit embarqué ou transmis à partir du sol, d'où l'économie en masse du satellite et en coût de la mission.

Le sous-système énergie de bord (figure 1.1) est chargé de fournir l'énergie nécessaire au fonctionnement du véhicule spatial dans toutes les conditions rencontrées durant sa mission et ceci jusqu'à la fin de la durée de vie prévue [7].

On peut distinguer trois composantes principales :

- les générateurs primaires,
- les générateurs secondaires ou batteries,
- l'électronique de conditionnement.

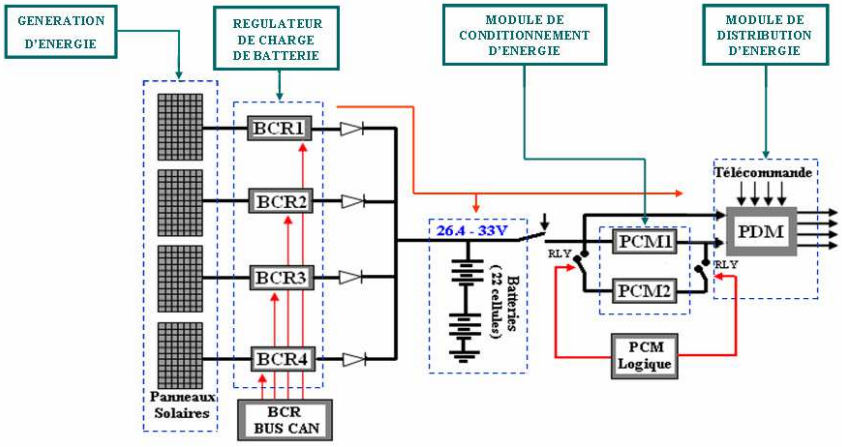


Fig 1.1 : Système d'énergie de bord d'Alsat 1.

1.2.2.4 Sous-système gestion de bord

Le sous système gestion bord constitue le nœud des informations transitant à bord entre les différents équipements et dont la conception est de plus en plus unifiée autour de microprocesseurs assurant la gestion des données, leur mise en forme, le codage et le décodage et aiguillant les informations vers les équipements en utilisant des artères de données tout en permettant au satellite [1] :

- de transmettre au sol, toutes les informations relatives au fonctionnement du satellite telles que :
    - les données de servitude: comme les mesures de températures, de tension, de courant. Ces données permettent de contrôler le fonctionnement du satellite ou de détecter des anomalies.
    - les données concernant la mission du satellite (résultat des mesures spécifiques à la mission: telle que la transmission d'une image dans le cas d'une mission d'observation de la Terre, etc...)

- de recevoir les signaux de télécommande venant du sol.
- de distribuer aux équipements, les ordres ou les séquences d'ordres nécessaires à leur bon fonctionnement ou à la configuration du satellite.

1.2.2.5 Sous-système propulsion

Le sous-système propulsif a pour fonction de créer les accroissements de vitesse nécessaires à toutes les manœuvres du satellite au cours de toute sa vie depuis la manœuvre d'apogée (éventuelle) jusqu'aux manœuvres périodiques de contrôle de poste ou de contrôle d'attitude, et éventuellement, la manœuvre de désorbitation.

On distingue deux grandes classes de systèmes propulsifs qui peuvent être intégrés dans un satellite. La première constitue les systèmes propulsifs utilisés pour transférer le satellite d'une orbite de transfert vers une orbite définitive figure (1.2). Ces systèmes sont comparables aux étages supérieurs des lanceurs. Les moteurs d'apogée, considérés comme un type classique de ces systèmes, sont destinés dans le cas d'un satellite géostationnaire, à le faire passer de l'orbite de transfert à l'orbite équatoriale géostationnaire. Représentant une masse équivalente à celle du satellite en fin de vie (encore appelée masse sèche du satellite), la masse d'ergol nécessaire pour réaliser un tel transfert, est extrêmement importante. La seconde classe représente les systèmes propulsifs qui assurent pendant toute la durée de vie opérationnelle du satellite, son maintien à poste et en attitude. Les besoins en masse d'ergol sont nettement moins importants par rapport aux systèmes de la première classe; ils sont pour les satellites géostationnaires et par année de durée de vie, de 1 à 2% de la masse du satellite en fin de vie [1,6].

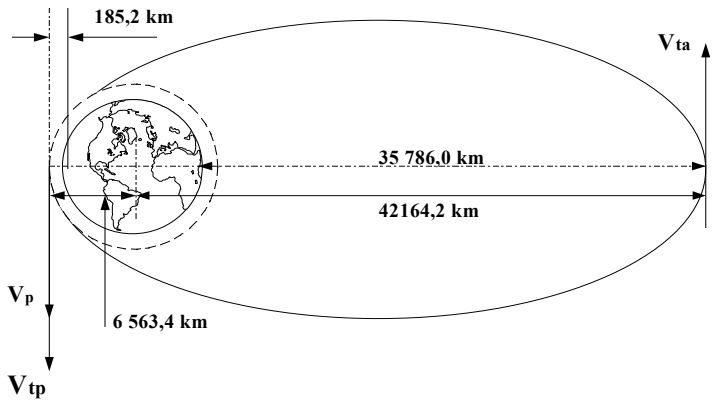


Figure 1.2 : Paramètres orbitaux pour les orbites d'attente et de transfert.

1.2.2.6 Sous système contrôle d'attitude et d'orbite

Le contrôle d'attitude et d'orbite détermine l'attitude du satellite par l'orientation d'un système d'axes liés au satellite par rapport à des repères externes (Terre, soleil, étoiles) à l'aide de détecteurs

d'attitude et détermine en fonction de l'attitude recherchée les commandes d'attitude en imprimant des corrections de vitesse autour du centre de gravité. Il a en outre pour fonction de déterminer les incréments de vitesse à effectuer pour assurer les manœuvres d'orbite pendant toute la durée de vie de l'engin spatial.

Avant d'exercer une poussée et maintenir toute sa durée de vie, il faut fournir une attitude, afin que l'incrément de vitesse délivré au satellite soit orienté dans la direction optimale pour acquérir l'orbite et la position du satellite par rapport à la terre, son travail commence pratiquement dés la fin de la propulsion du dernier étage du lanceur, il s'arrête avec la fin de vie du satellite.

1. Contrôle d'Orbite

Le contrôle d'orbite nécessite d'intervenir depuis le sol (TC) et l'orbitographie, dont le but d'assujettir le centre de gravité à se déplacer sur une orbite définie.

Le satellite est soumis à des forces perturbatrices qui modifient son orbite, alors il s'écarte de sa position nominale, or pour chaque satellite il y a une fenêtre qui est vue par une station terrestre (surveillé), et que le satellite doit rester dans cette dernière.

2.Contrôle d'Attitude

Le contrôle d'attitude est réalisé à bord du satellite, dont le but est selon la mission : de maintenir un ou deux axes liés au véhicule dans une direction déterminée qui peut être variable dans le temps [1].

Le SCAO est la disposition de la charge utile (contrôle d'attitude) pour assurer un pointage des antennes vers les zones terrestres désirées, ce pointage satellite-→ terre est dit «pointage géocentrique » (vers le centre de la terre).

Il y a deux modes pour la stabilisation du satellite :

Stabilisation passive : pas de moyen de pilotage.
Stabilisation active : L'existence de moyen de pilotage capable de créer des couples de contrôle ; en utilisation des tuyères (petit propulseur) et des roues à réaction.
La stabilisation d'un satellite fait appel en général à plusieurs sous ensembles :
La mesure d'attitude : sont des ensembles de détecteurs optiques pour la plupart, qui associent à une horloge de bord, permettant de déterminer la position du satellite par rapport aux astres, le soleil et la terre.

Les moyens de contrôle : Sont le plus souvent des jets de gaz de propergols, ils peuvent également faire appel à des moyens électromagnétiques en utilisent l'interaction avec le champ magnétique

terrestre pour orienter le satellite.

Les électroniques de traitement : Qui à partir des informations des senseurs élaborent les calculs de position du satellite et les manœuvres à effectuer pour la corriger.

1.2.2.7 Câblage et Pyrotechnie

- Câblage : Transmet à chaque équipement la puissance électrique nécessaire à son alimentation, les ordres de télécommande qui lui sont destinés, ou les paramètres de télémesure [7].
- Surveillance : Ensemble de capteurs enregistrant les paramètres thermiques, l'état des relais...
- Pyrotechnie :
  - ✓ Circuits électriques de commande,
  - ✓ Eléments pyrotechniques nécessaires à la mise en configuration du satellite (déblocage d'éléments mécaniques tels que le générateur solaire, les antennes, les vannes de propulsion de leur configuration).

1.3 Caractéristiques de l'environnement spatial

L'environnement spatial dont on parlera ci-après est celui qui concerne le plus de projets spatiaux, mais il faut bien noter que les projets sont multiples et divers (satellites terrestres, sondes interplanétaires ballons atmosphériques, véhicules planétaires, ...) [1,6].

1.3.1 Vide

Dès 100 km d'altitude la pression atmosphérique autour de la terre n'est plus que de 10-3 torr, soit de l'ordre de 10-6 fois la pression au niveau du sol, el à 200 km nous n'avons plus que 10-6 Torr. Les échanges thermiques par chocs moléculaires entre les molécules gazeuses constituant l'atmosphère et un satellite en orbite classique seront donc parfaitement négligeables devant les autres formes d'échanges conduction/rayonnement) alors que la convection naturelle au sol permet de parler de température ambiante en se référant à la température de l'air.

1.3.2 Rayonnements énergétiques

Pour autant que l'on s'intéresse au bilan thermique du satellite les sources de rayonnement qui interviendront sont le soleil la terre (ou la planète au foyer orbital), la réflexion Albédo du flux solaire par la terre (ou planète).

1.3.3 Microgravité

Le fait que la force centrifuge équilibre la force de gravité au barycentre du satellite implique que tout élément de celui-ci ne sera plus soumis qu'à des "résidus" de force de gravité ou des accélérations

«parasites» dues par exemple à la vitesse de spin. Cela amène à parler de microgravité et à ne plus prendre en compte les effets classiques de la pesanteur terrestre comme la convection naturelle dans un fluide (gazeux ou liquide) et permettra par contre l'utilisation de forces négligeables ou de second ordre au sol (capillarité,...).

1.3.4 Espace vide

Bien que ce terme ne soit pas très adapté, il nous permet de préciser qu'autour du satellite le nombre de corps «proches» et «chaud» est très généralement limité (Terre, Lune, Soleil, un autre véhicule), qu'ainsi les sources de rayonnements «énergétiques» sont bien identifiées et que tout rayonnement émis par le satellite ne reviendra pas sur lui (hormis par réflexion sur un véhicule proche éventuellement). Le fonds du ciel est généralement assimilé à un corps noir à 4 K.

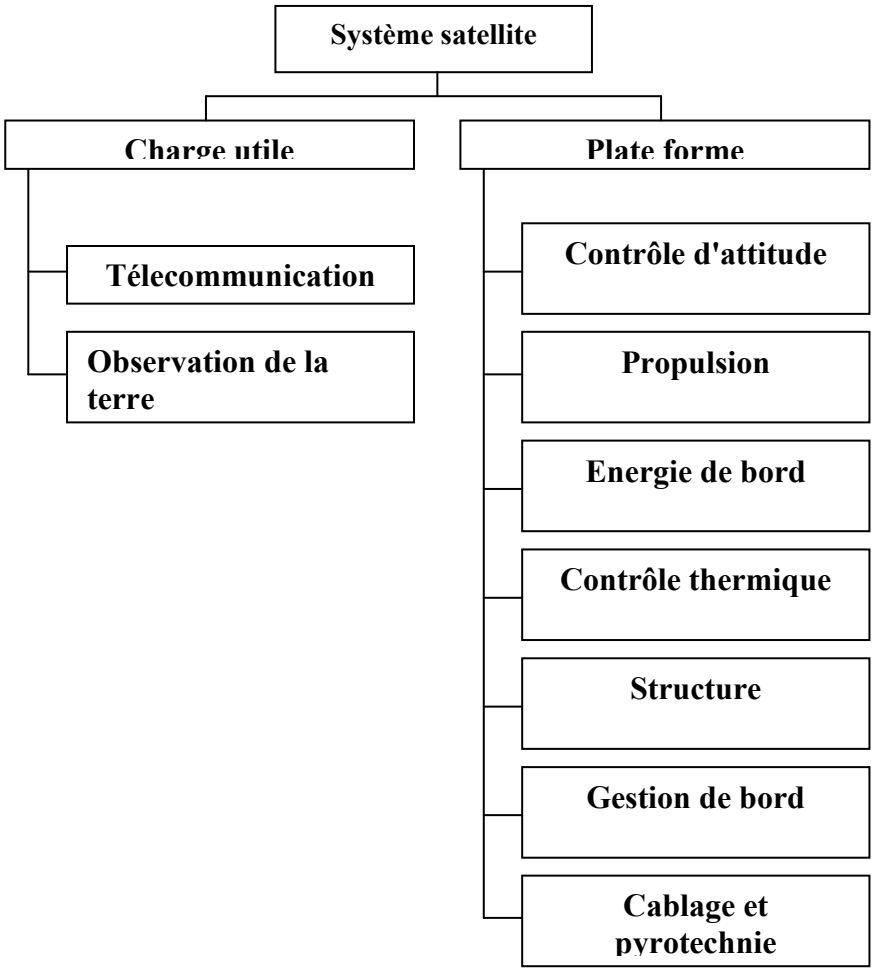


Fig 1.3 : Architecture générale d'un satellite.

1.4 Conclusion

On ne peut pas, a priori, donner de recette pour définir la configuration générale, l'architecture d'un satellite. Celle-ci est influencée au premier lieu par la définition de la mission qui peut être différente d'un satellite à l'autre...

On peut cependant identifier deux grands types de mission :

- Missions scientifiques,
- missions d'application.

Les satellites scientifiques sont les premiers qui ont été lancés. Ils ont permis d'une part de mieux connaître l'environnement terrestre et donc de préparer la voie aux successeurs, et d'autre part d'effectuer des découvertes qui ont considérablement augmenté notre niveau de connaissances.

Les satellites d'application se caractérisent, en gros, par le fait qu'ils sont à vocation pratique, donc terrestres.

Deux grandes catégories peuvent être dégagées:

- satellites d'observation de la terre (météo-ressources terrestres-observations),
- satellites de télécommunications.

Chapitre II

Architecture du Système d'Energie de Bord d'un Satellite

Chapitre 2

Architectures du système d'énergie de bord d'un satellite

2.1 Introduction

Il existe toute une panoplie de convertisseurs DC/DC [8,9]. Allant des structures de base à conversion directe de l'énergie, en passant par celles à stockage intermédiaire en incluant ou non un transformateur d'isolement, on se trouve confronté à une multiplicité de solutions. Cependant, parmi toutes les solutions envisageables et compte tenu des caractéristiques d'une pile à combustible, quelques propriétés semblent indispensables [10] :

- ✓ le caractère atténuateur du convertisseur.
- ✓ la possibilité de régler la tension de sortie du convertisseur indépendamment des fluctuations de sa tension d'entrée.
- ✓ la possibilité de contrôler le courant absorbé par le convertisseur.
- ✓ la minimisation de l'ondulation du courant.

Dans ce chapitre, on s'intéresse tout particulièrement à l'architecture du système d'énergie de bord du microsatellite ALSAT-1 : le système photovoltaïque; système de régulation; les convertisseurs continu DC/DC ….

On présentera ensuite quelques structures de base des convertisseurs DC/DC servant de liaison entre le générateur photovoltaïque et l'élément de stockage. Ces convertisseurs feront l'objet d'une étude détaillée dans ce chapitre.

Les convertisseurs DC/DC, sont utilisés comme interface entre un panneau solaire et une charge électrique (batterie), ils représentent la partie la plus importante de la chaîne de conversion panneau charge puisqu'ils assurent une bonne charge de la batterie et ainsi conditionne directement la durée de vie de cette dernière. En effet, parmi les différents phénomènes altérants la durée de vie de la batterie, l'ondulation du courant et les harmoniques contenus dans ce dernier sont parfois cités [11], même si sur ce point les avis sont partagés. Ils sont directement liés à l'architecture du convertisseur placé en aval de la pile à combustible.

2.2 Topologies des systèmes photovoltaïques

Tous les systèmes d'énergie quelque soit la mission ont une chose en commun, ils prennent un grand pourcentage de la masse du satellite. Pour cette raison, il n'y a pas un modèle de topologie de système d'alimentation standard, et pour chaque mission le système d'alimentation doit être conçu selon les besoins afin d'obtenir un compromis entre performances optimales, poids et une quantité minimale de cellules solaires, etc. Chaque conception d'un système d'alimentation débute avec un bilan de puissance. C'est de calculer et d'évaluer la taille du système d'alimentation et combien de cellules sont nécessaires, etc. La durée de vie de la mission doit être prise en considération, ainsi que la dégradation des composants, de l'orbite, etc., avant de prendre des décisions très difficiles, particulièrement quand le reste de l'engin spatial est toujours dans un état de conception et que tout est susceptible de changer plusieurs fois avant la conception finale de l'engin spatial [12].

Il existe deux types fondamentaux de configuration du système d'alimentation :

1. Le bus non régulé ou distribué.
2. Le bus régulé ou centralisé.

Le bus non régulé représenté par la figure 2.1 signifie que le sous système à alimenté reçois l'alimentation électrique directement du GPV. Le sous système doit lui même prendre soin de réguler les fluctuations de la puissance d'entrée.

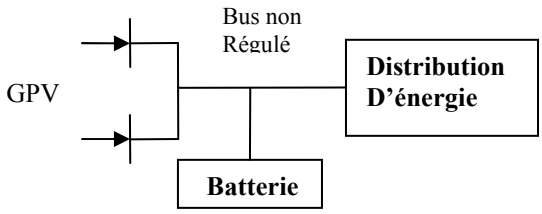


Fig 2.1 : Bus non régulé.

Dans le cas du bus régulé, l'énergie électrique issue du GPV est directement régulée et distribuée sous forme de tensions électriques fixes. Souvent une combinaison des deux techniques est utilisée ; un bus régulé pour des tensions standard et un bus non régulé pour la batterie. Le bus régulé tel que le montre la figure 2.2 est donc de nouveau subdivisé en plusieurs architectures.

Dans le premier système figure 2.2 (a), un régulateur shunt prend soin de convertir l'énergie solaire dans un bus régulé. Un régulateur de charge de batterie prend soin de charger la batterie

en convertissant la tension du bus en tension de batterie. Un régulateur de décharge de batterie convertit la tension de batterie en tension de bus régulée pendant les périodes d'éclipse.

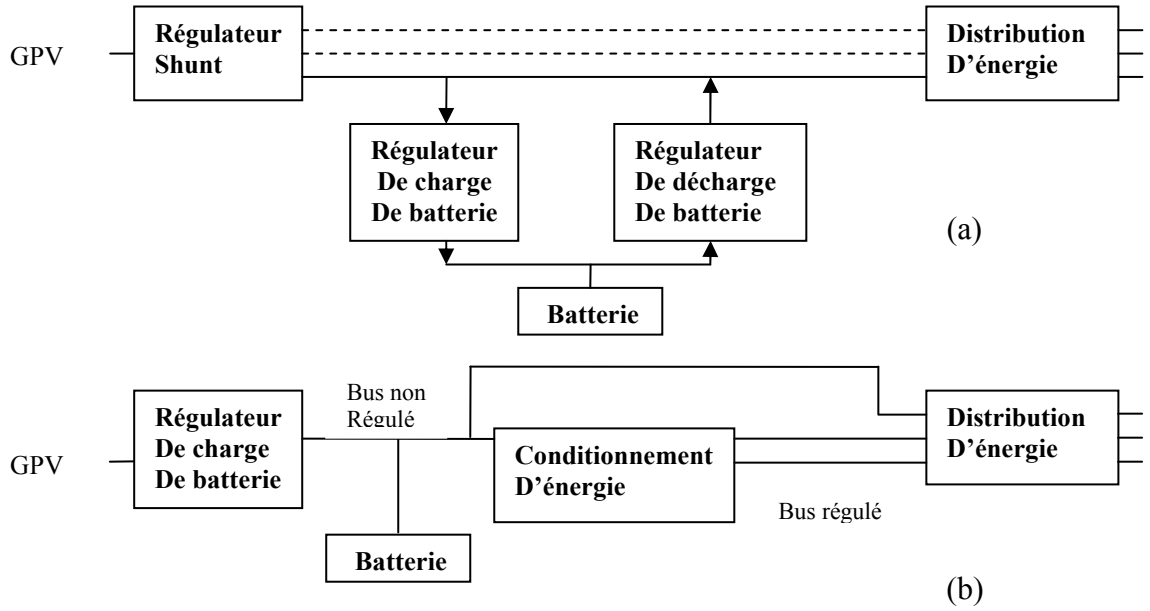


Fig 2.2 : Bus régulé.

Le deuxième système figure 2.2 (b) représente la configuration utilisée dans la conception du système énergétique d'Alsat-1 qui sera discutée plus tard. Le premier système tend à être plus efficace pour un engin spatial avec relativement des durées d'éclipse courtes. Le deuxième système est plus efficace pour un engin spatial avec de grandes durées d'éclipse et orbite basse (LEO).

2.3 Générateur photovoltaïque

2.3.1. Panneaux solaires photovoltaïques :

Un module solaire photovoltaïque (ou panneau solaire photovoltaïque) est un générateur électrique de courant continu constitué d'un ensemble de cellules photovoltaïques reliées entre elles électriquement, qui sert de module de base pour les installations photovoltaïque et notamment les centrales solaires photovoltaïques [10].

Les panneaux solaires photovoltaïques regroupent des cellules photovoltaïques reliées entre elles en série et en parallèle. Ils peuvent s'installer sur des supports fixes au sol ou sur des systèmes mobiles de poursuite du soleil appelés trackers, dans ce dernier cas la production électrique augmente d'environ 30 % par rapport à une installation fixe.

Fig.2.3: Module solaire photovoltaïque.

Caractéristiques :

Les panneaux sont généralement des parallélépèdes rectangles rigides minces (quelques centimètres d'épaisseurs), dont la longueur et la largeur sont de l'ordre du mètre, pour une surface de l'ordre du m², et une masse de l'ordre de la dizaine de kg. Divers éléments (branchements électrique, fixations, éventuellement cadre pour assurer une étanchéité...) sont inclus. Il existe également des modules sous forme de membranes souples et résistantes, ainsi que des panneaux à concentration, plus complexes mais exploitant mieux l'élément le plus cher du panneau (la cellule photovoltaïque).

Technologie :

Ce sont les cellules à base de silicium qui sont actuellement les plus utilisée, les autres types étant encore soit en phase de recherche/développement, soit trop chère et réservées à des usages où leur prix n'est pas un obstacle. On distingue en outre, en fonction des technologies utilisées :

- silicium monocristallin : Les capteurs photovoltaïques sont à base de cristaux de silicium encapsulés dans une enveloppe plastique.
- silicium polycristallin : Les capteurs photovoltaïques sont à base de polycristaux de silicium, notablement moins coûteux à fabriquer que le silicium monocristallin, mais qui ont aussi un rendement un peu plus faible. Ces polycristaux sont obtenus par fusion des rebuts du silicium de qualité électronique.
- silicium amorphe: les panneaux « étalés » sont réalisés avec du silicium amorphe au fort pouvoir énergisant et présentés en bandes souples permettant une parfaite intégration architecturale.

Applications :

Les modules solaires photovoltaïques se sont d'abord développée dans des applications très variées non connectées au réseau électrique, soit parce qu'il n'y a aucun réseau disponible

(satellites, mer, montagne, désert..), soit parce que le raccordement reviendrait trop cher par rapport à la puissance nécessaire (balises, horodateur, abris-bus, ...) ; dans ce cas, on utilise des appareils électriques adaptés au courant continu livrés par les modules.

Plusieurs modules sont intégrés dans une centrale solaire photovoltaïque qui peut être soit un système photovoltaïque autonome soit un système photovoltaïque raccordé au réseau. Ce type d'application n'est rendue possible que par des subventions massives existant dans certains états, car l'énergie ainsi produite reste encore environ 10 fois plus chère que l'électricité nucléaire ou à partir d'hydrocarbures fossiles : la source solaire est certes gratuite, mais l'investissement requis est très élevé.

2.3.2 Principe

L'énergie solaire photovoltaïque (PV) provient de la conversion directe de l'énergie provenant de photons, comprise dans le rayonnement solaire, en énergie électrique, par le biais de capteurs fabriqués avec des matériaux sensibles aux longueurs d'ondes du visible (nommés cellules PV) [10]. L'association de plusieurs cellules PV en série/parallèle donne lieu à un générateur photovoltaïque qui a une caractéristique statique courant-tension I(V) non linéaire et présentant un point de puissance maximale (PPM). Cette caractéristique dépend du niveau d'éclairement et de la température de la cellule ainsi que du vieillissement de l'ensemble. Le point de fonctionnement du GPV peut donc varier entre les points extrêmes correspondant au courant de court-circuit I_{CC} et la tension en circuit ouvert V_{OC}. La détermination du point de fonctionnement du GPV dépend directement de la charge à laquelle il est connecté. Il est plus ou moins éloigné du PPM, caractérisé par le courant et la tension optimaux notés (I_{opt} ,V_{opt}).

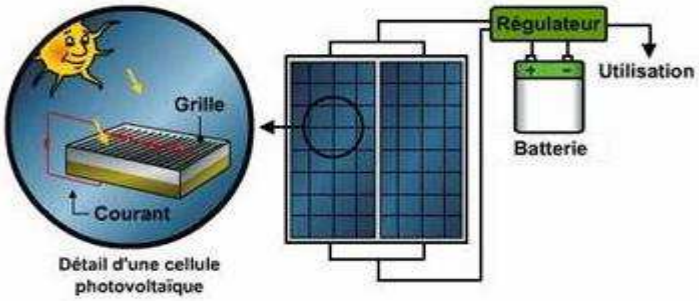


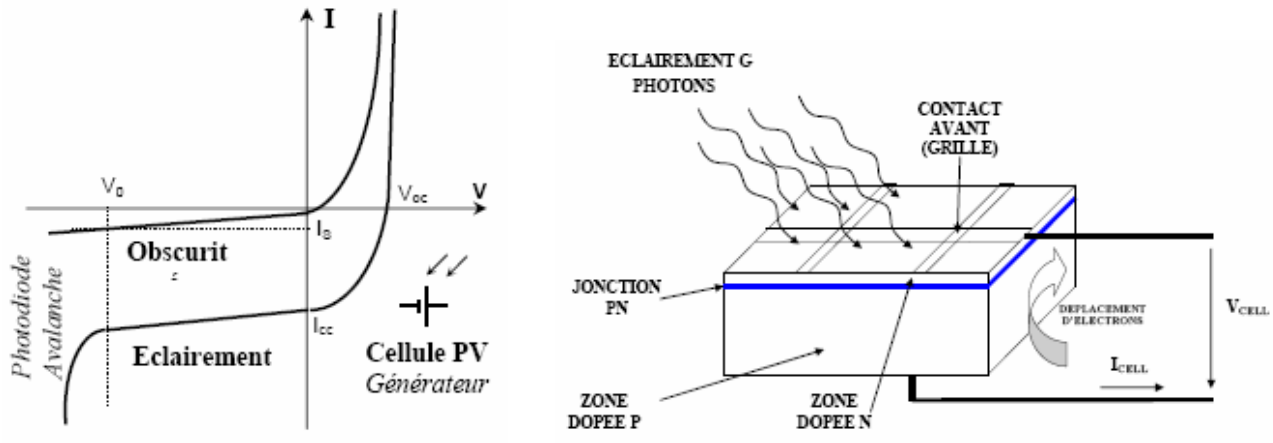
Fig.2.4 : Notion de système à générateur photovoltaïque.

Une cellule photovoltaïque 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 [12].

La figure 2.5 illustre une cellule PV typique où sa constitution est détaillée.

Une cellule PV élémentaire d'un GPV est réalisée à partir de deux couches de silicium, une dopée P (dopée au bore) et l'autre dopée N (dopée au phosphore) créant ainsi une jonction PN avec une barrière de potentiel. Lorsque les photons sont absorbés par le semi-conducteur, ils transmettent leur énergie aux atomes de la jonction PN de telle sorte que les électrons de ces atomes se libèrent et créent des électrons (charges N) et des trous (charges P). Ceci crée alors une différence de potentiel entre les deux couches. Cette différence de potentiel est mesurable entre les connexions des bornes positives et négatives de la cellule. A travers une charge continue, on peut en plus récolter des porteurs. La tension maximale de la cellule est d'environ 0.6 V pour un courant nul. Cette tension est nommée tension de circuit ouvert (V_{OC}).

Le courant maximal se produit lorsque les bornes de la cellule sont court-circuitées, il est appelé courant de court circuit (I_{CC}) et dépend fortement du niveau d'éclairement. Une cellule PV a comme nous le voyons sur la figure 2.5, une caractéristique I(V) non linéaire avec un PPM.



(a) Caractéristique I(V) (b) Coupe transversale d'une cellule PV

Fig.2.5 : Caractéristique I(V) d'une cellule photovoltaïque.

Une cellule PV peut se modéliser à partir de l'équation définissant le comportement statique de la jonction PN d'une diode classique. Ainsi, la figure 2.6 illustre le schéma équivalent électrique d'une cellule PV réelle. Dans cette équation, on prend en compte le courant de court-circuit et les différentes résistances modélisant les pertes dues à la connectique. Ainsi, en statique, le comportement d'une cellule PV constituée d'une jonction PN à base de silicium peut être décrit par l'équation suivante [8] :

$$I_{CELL} = I_{CC} - I_{SAT}\left[\exp\left(\frac{V_{CELL} + I_{CELL}R_S}{nV_T}\right) - 1\right] - \frac{V_{CELL} + I_{CELL}R_S}{R_P} \quad (2.1)$$

avec $V_T = \frac{KT}{e}$

Où I_{SAT} est le courant de saturation, V_T, le potentiel thermodynamique, K, la constante de Boltzmann, T, la température effective de la cellule en Kelvin, e, la charge de l'électron, n, le facteur de non idéalité de la jonction, I_{CELL} est le courant fourni par la cellule, V_{CELL} la tension à ses bornes, I_{CC} le courant de court-circuit de la cellule dépendant de l'éclairement et la température, R_P, la résistance shunt caractérisant les courants de fuite de la jonction et R_S la résistance série représentant les diverses résistances des contacts et de connexions.

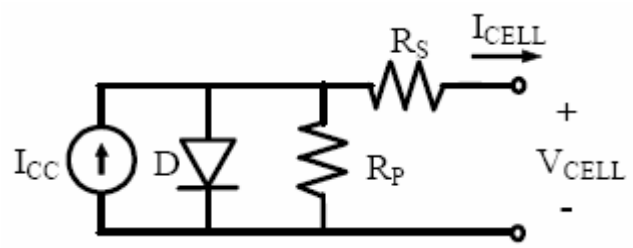


Fig.2.6 : Schéma équivalant électrique d'une cellule PV.

2.3.3 Constitution d'un générateur photovoltaïque (GPV)

L'association de plusieurs cellules PV en série/parallèle donne lieu à un GPV. Si les cellules se connectent en série, les tensions de chaque cellule s'additionnent, augmentant la tension totale du générateur. D'une autre part, si les cellules se connectent en parallèle, c'est l'ampérage qui augmentera.

La plupart des panneaux PV commerciaux sont constitués par des sous réseaux de cellules connectés en série. Chacun de ces sous réseaux est lui-même constitué d'un groupe de cellules PV connectés en série. Le nombre de cellules par sous réseaux est le fruit d'un compromis économique entre protection et pertes d'une partie importante du GPV en cas de défaut partiel.

Lorsque nous concevons une installation photovoltaïque, nous devons assurer la protection électrique de cette installation afin d'augmenter sa durée de vie en évitant notamment des pannes

destructrices liées à l'association des cellules et de leur fonctionnement en cas d'ombrage. La figure 2.7 montre la schématique de protection classiquement adoptée pour un GPV élémentaire. Pour cela, deux types de protections sont classiquement utilisés dans les installations actuelles :

1. la protection en cas de connexion en parallèle de modules PV pour éviter les courants négatifs dans les GPV (diode anti-retour)
2. la protection lors de la mise en série de modules PV permettant de ne pas perdre la totalité de la chaîne (diode by-pass) et éviter les points chauds.

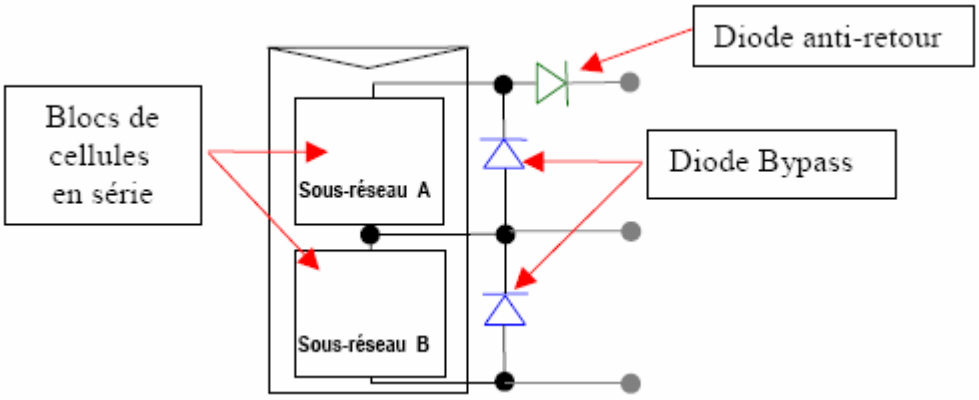


Fig.2.7 : Schématisation d'un GPV élémentaire avec diodes by-pass et diode anti-retour.

2.3.4 Rendement

Le rendement énergétique est défini comme étant le rapport entre la puissance maximale produite et la puissance du rayonnement solaire parvenant au module. Soit S la surface du module et E l'éclairement en W/m2, ce rendement a pour formule :

$$\eta = \frac{P_m}{E \cdot S} \tag{2.2}$$

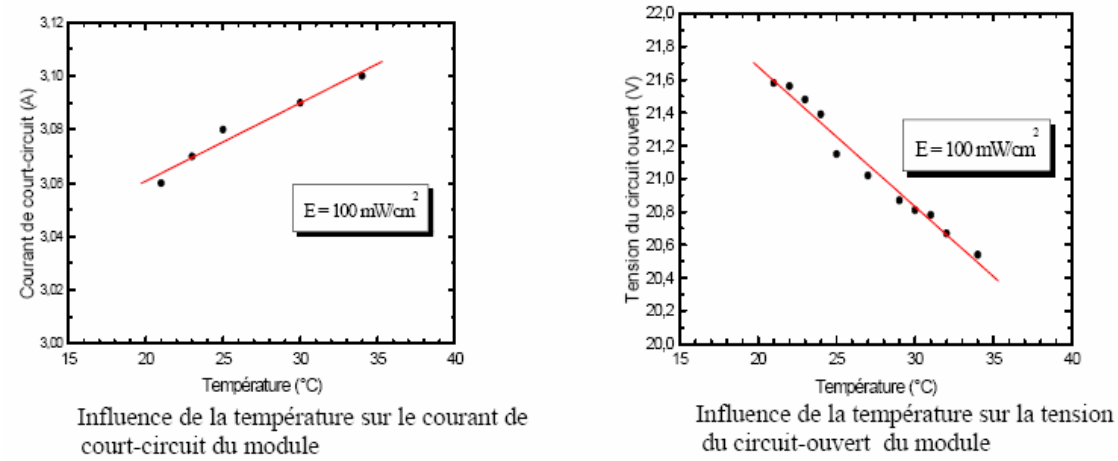
Le rendement des cellules solaires dépend de plusieurs facteurs :

1. Construction des cellules solaires et ses dimensions. Plus la cellule est grande, et plus il est facile d'obtenir des rendements élevés. En outre, la couche de cellules et la configuration anti-réfléchissante de la grille doivent être considérées.
2. Niveau d'illumination.
3. La température.
4. Les dommages causés par les radiations.
5. Facteur de forme.

2.3.5 Température

Le rendement des cellules dépend largement de la température. Tous changements de température causent trois changements de la courbe I(V) d'une cellule [10]:

1. Un petit changement du courant de court-circuit.
2. Un plus grand changement de la tension de circuit ouvert.
3. Un changement dans la région du point de fonctionnement optimum.



(a) (b)

Fig.2.8 : Influence de la température sur les cellules.

Si la température augmente, alors la largeur de la bande interdite Eg diminue, ainsi il y'a augmentation du courant. En même temps on assiste à une augmentation notable du courant direct de la diode, entraînant une diminution de la tension de circuit ouvert. L'augmentation de la température se traduit donc au total par une baisse relative de la puissance disponible.

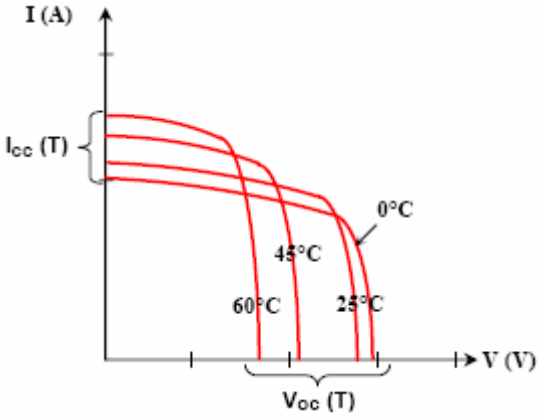


Fig.2.9 : Caractéristique de la cellule PV pour différentes températures.

2.3.6 Principe de la recherche du point de puissance maximal (MPPT)

La chaîne de puissance d'un GPV où une charge est alimentée par un générateur à travers un convertisseur continu-continu commandé par une MPPT peut être représentée comme indiquée sur la figure 2.10. La commande MPPT fait varier le rapport cyclique du convertisseur de telle sorte que la puissance fournie par le GPV soit le PMAX disponible à ses bornes. L'algorithme MPPT peut être plus ou moins compliqué pour rechercher le PPM, mais en général il est basé sur la variation du rapport cyclique du convertisseur jusqu'à se placer sur le PPM en fonction des évolutions des paramètres d'entrée du convertisseur (I_{PV} et V_{PV}).

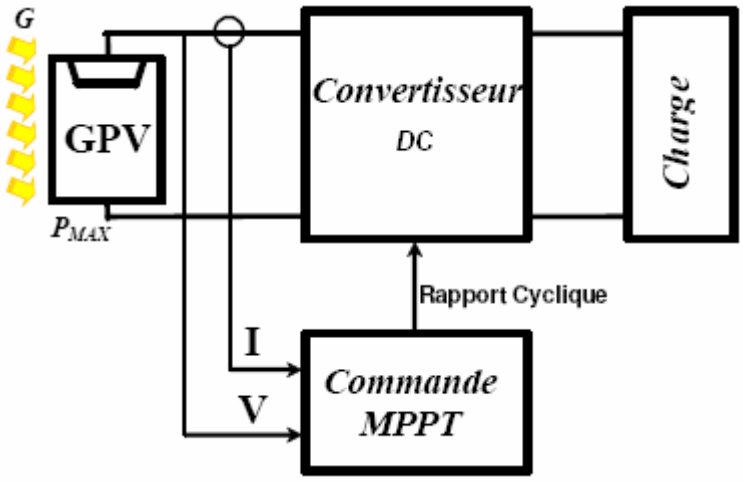


Fig.2.10 : Chaîne élémentaire de conversion photovoltaïque convertisseur DC contrôlé par une commande MPPT.

2.3.6.1 Classification des commandes MPPT

Nous pouvons classifier d'une manière générale les commandes MPPT selon le type d'implémentation électronique : analogique, numérique ou mixte. Il est cependant plus intéressant de les classifier selon le type de recherche qu'elles effectuent et selon les paramètres d'entrée de la commande MPPT. Bien qu'il existe un grand nombre de publications scientifiques qui présentent des commandes MPPT plus ou moins complexes, nous nous centrerons sur quelques-unes représentant le mieux un type d'algorithme [10].

- ✓ Classification des commandes MPPT selon les paramètres d'entrée.
  1. Commandes MPPT fonctionnant à partir des paramètres d'entrée du CS
  2. Commandes MPPT fonctionnant à partir des paramètres de sortie du convertisseur.
- ✓ Classification des commandes MPPT selon le type de recherche ou contrôle.

2.4 Stockage de l'énergie

Les batteries ont révolutionné la façon de stockage de l'énergie électrique et elles ont permis une très grande mobilité et indépendance du secteur fixe, les portables, les systèmes PV jusqu'aux équipements spatiaux (technologie de point). Elles représentent un dispositif qui convertit de l'énergie chimique, stockée dans ces matériaux actifs, en une énergie électrique, par le moyen d'une réaction électrochimique d'oxydoréduction (redox).

2.4.1 Classification des batteries

Les batteries se regroupent sous deux grandes classes : accumulateurs primaires (non rechargeable) et autres secondaires (rechargeable), on distingue aussi d'autres genres de classifications basées soit sur une structure particulière (conception technologique) ou un domaine d'utilisation bien défini [13] (Annexe A1).

1. Batteries primaires

Elles sont dans l'incapacité d'être chargées électriquement. On les utilise qu'une seule fois, après on doit les changer car les réactions chimiques qui leur fournissent le courant sont irréversibles, sans oublier leur prix relativement élevé ; tout de même les batteries primaires sont très commodes pour certaines applications (torche, source portable pour des dispositifs électronique et électrotechnique, appareillage d'instrumentation, jouets. Les avantages principaux d'une batterie primaire sont : une durée de vie appréciable, aucune maintenance à prévoir, et une facilité d'utilisation.

2. Batteries secondaires

Une batterie secondaire est un dispositif électrochimique destiné à emmagasiner de l'électricité pour la restituer ensuite à la demande. Ce genre de batterie peut être chargé électriquement une fois déchargée par le passage d'un courant électrique à travers ces électrodes en sens inverse du courant de décharge. C'est ce qui lui donne son aspect de dispositif de stockage d'énergie électrique connue sous le nom 'Accumulateur '.

1er Application. Les applications où les accumulateurs sont utilisés comme un moyen de stockage d'énergie, sont généralement connectés à une source première pour être chargé, et une charge qui consomme l'énergie délivrée par l'accumulateur en régime de décharge. Exemple : les voiture, les installations électriques en avion, en cas d'urgence ou comme énergie de réserve.

2^em^ Application. Dans ce cas ils sont utilisés à la place des batteries primaires en régime de décharge ; mais heureusement rechargeable plusieurs fois (cycle) plutôt que jetable qui est le cas des primaires

2.4.2 Paramètres des batteries

La diversité des domaines d'utilisation des batteries (Photovoltaïque, Véhicule électrique, Véhicule Hybride, Portable…), a imposé plusieurs type de critère qui est utile pour déterminer les performances d'une batterie a travers ces paramètres afin d'en classer les différents types des batteries suivant leur conformité aux exigences [1, 7, 10, 14].

1. Voltage

Est la tension aux bornes de la batterie. Il est le paramètre le plus apparent et facile à déterminer mais malheureusement, nous informe superficiellement sur l'état de la batterie à travers le profile de la courbe de charge et décharge. Différente référence de voltages sont définis :

- Tension théorique,(E_{th}) : est fonction des matières actives (Anode, Cathode électrolyte) et la température, elle est déduite à partir de la loi de Nernst.
- Tension circuit ouvert, (V_{Co}) : (*Open circuit voltage*) la tension mesurée de la cellule (batterie) sous aucune charge.
- Tension nominale, (V_N) : (*Nominal voltage*) c'est l'une des tensions typiques, admissible en mode de fonctionnement, pour batterie au NiCd.
- Tension de fin de décharge, (V_{end}) : (*Cut-off voltage*) quand la cellule (batterie) atteint cette tension ; elle a donc délivrée la majorité de sa capacité.

2. Capacité

Une des caractéristiques la plus importante d'une batterie est sa capacité. Cette capacité représente la quantité de courant qui peut être extraite d'une électrode via les 'masses actives', c'est-à-dire l'électrolyte et les matériaux actifs des électrodes, sur une décharge.
Cette capacité s'exprime en ampère-heure'Ah', elle se calcule par intégration temporelle du courant de décharge :

$$C = \int_0^t i(t)\, dt \qquad (2.3)$$

De par les couples chimiques choisis, chaque batterie possède une capacité théorique ($\boldsymbol{C}t_h$), basée uniquement sur le poids des matériaux actifs participant à la réaction. Cette capacité est($\boldsymbol{C}t_h$), déterminée à partir de la loi de Faraday.

$$\boldsymbol{C}t_h = n * 26.8 * \frac{E^0}{M_{act}} \quad [Mhw/Kg] \tag{2.4}$$

Dans cette formule, ($\boldsymbol{n}$) est le nombre d'électrons échangés et ($\boldsymbol{M}_{act}$) le poids de masse active intervenant dans la réaction.

En pratique cependant, la capacité effective de la batterie est toujours inférieure à cette capacité théorique. Dans certains cas, c'est l'électrolyte qui est le facteur limitatif. On définit alors un coefficient α qui relie la capacité effective à ($\boldsymbol{C}t_h$) :

$$C_{effect} = \alpha \ C_{th} \tag{2.5}$$

Cette capacité dépend du courant, du temps de décharge ainsi que de la température. Par exemple, la capacité qui est extraite en 5 heures jusqu'à atteindre la tension minimale acceptée est appelée capacité 5 heures ou ($\mathbf{C}_5$) en abrégé. Le courant de décharge correspondant est appelé courant ($\boldsymbol{I}_5$). Cette capacité dépend également des derniers cycles de charge/décharge imposés à la batterie et peut également être influencée par le temps de repos. Dans des cas extrêmes, tels les cas de décharge à grand courant, un cycle précédent peut affecter et réduire la capacité ; cet effet est connu sous le nom d'effet "mémoire".

Les variations de capacité avec la température et l'intensité du courant de décharge sont usuellement modélisées par des lois empiriques, car les phénomènes intervenant alors sont assez mal connus. Les formules les plus souvent employées sont la loi de ***Peukert*** pour ce qui concerne la relation capacité/courant et une formule déterminée par l'***IEC*** (International Electrotechnical Commission) pour la dépendance capacité/température:

- **Loi de Peukert :** $C = I^n \ t$ (2.6)

$\boldsymbol{C}$ est la capacité en Ah, ($\boldsymbol{I}$) le courant en A et ($\boldsymbol{t}$) le temps en h.

Le coefficient ($\boldsymbol{n}$ et $\boldsymbol{C}$) sont déterminés expérimentalement pour la batterie examinée. La valeur de (n) est proche de 1 pour les faibles courants et peut atteindre la valeur 2 pour de grands courants.

- **Formule IEC 254-1:** $C_T = \ C_T - 30 * (1 + 0.008 * (T - 30))$ (2.7)

On débute de la capacité C_T=30 mesurée à 30°C pour un courant de décharge fixé et on en déduit la capacité C_T à une autre température T pour le même courant.

3. Autodécharge (Self-discharge)

C'est la perte de capacité obtenue en laissant la batterie au repos, c'est-à-dire sans charge pendant un temps donné. Elle est exprimée en général en (%/mois) et elle augmente avec le vieillissement naturel de la batterie, température, l'adjonction d'eau non déminéralisée et la présence d'antimoine dans les grilles.

4. Etat de charge (State Of Charge, SOC)

SOC est défini comme étant une fraction de la capacité nominale de la batterie. La décharge d'une batterie résulte une diminution du SOC. Une batterie qui a perdu ¾ de sa capacité ou a été déchargée à 75% est dite à 25% de son l'état de charge.

5. Profondeur de décharge (*Depth of Discharge, DOD*)

C'est le pourcentage de la capacité déchargée. Par exemple : si une batterie d'une capacité de 100Ah est déchargée de 60Ah, la profondeur de décharge est de 60%. On limite en général la profondeur de décharge à 80% de la capacité nominale. Pour les applications solaires la profondeur de décharge ne dépasse guère 50 à 60%.

2.5 Convertisseurs continu- continu

On distingue en général deux classes de convertisseurs DC/DC [9, 11, 12]:

- Les convertisseurs qui débitent sur un récepteur destiné à être alimenté sous une tension continue variable, appelés variateur de courant continu à pulsation,
- Les convertisseurs destinés à fournir à leur sortie une tension continue constante pour servir d'alimentation régulée vis-à-vis de divers équipements.

Dans ce chapitre, nous nous intéresserons à la deuxième catégorie qui constitue les alimentations à découpage.

Le principe de fonctionnement des alimentations à découpage diffère totalement de celui des

alimentations à régulateur continu série. En effet dans une alimentation à découpage, le transistor de régulation fonctionne en interrupteur contrôlé (régime de commutation) alors que pour une alimentation continue série, le transistor de régulation fonctionne en régime linéaire.
La tension continue de départ peut parvenir d'un réseau alternatif redressé et filtré, une batterie, une alimentation stabilisée, une tension issue d'un panneau solaire qui est notre cas d'utilisation.

Les avantages liés à la commutation sont :

- Un rendement élevé, quel que soit l'écart de tension entrée-sortie.
- Fonctionnement en abaisseur, élévateur ou inverseur de tension.
- Encombrement réduit.

Par contre les inconvénients sont :

- Circuit d'asservissement plus complexe.
- Ondulation résiduelle plus élevée.
- Génération de parasites en H.F (RFI).
- Bruit résiduel.
- Réponse transitoire lente.
- Nécessite obligatoirement une inductance ou un transformateur H.F.
- Nécessite une charge minimale afin d'éviter le passage entre deux modes de fonctionnement ; ' le mode continu ' et ' le mode intermittent '.

La fréquence de travail, c'est-à-dire la fréquence de commutation du contacteur statique, est assez élevée : 50kHz à 500kHz. Une fréquence de travail élevée permet.

- de réduire l'encombrement de l'inductance et de la capacité de filtrage.
- de réduire l'ondulation résiduelle.

La régulation de tension s'effectue en modulant le rapport cyclique des signaux de commutation. Elle fait souvent appel à un circuit intégré spécifique.

Ce chapitre est consacré à la présentation des structures des alimentations à découpage sans transformateur intermédiaire.

Nous supposerons tout au long de cette présentation que nous avons à faire à :

- des sources parfaites,
- des interrupteurs parfaits,
- des commutations instantanées.

2.5.1 Convertisseur série ou abaisseur de tension (Buck)

Cette alimentation (*Buck converter ou step-down converter*) utilise un contacteur statique série qui doit être alimenté par une source de tension et débiter sur une source de courant.
La charge R et le condensateur C apparaissant comme un récepteur de tension, il faut ajouter une inductance L série pour rétablir le caractère de récepteur de courant vis-à-vis de la sortie de l'alimentation à découpage proprement dite. On arrive ainsi au schéma de la Figure 2.11.

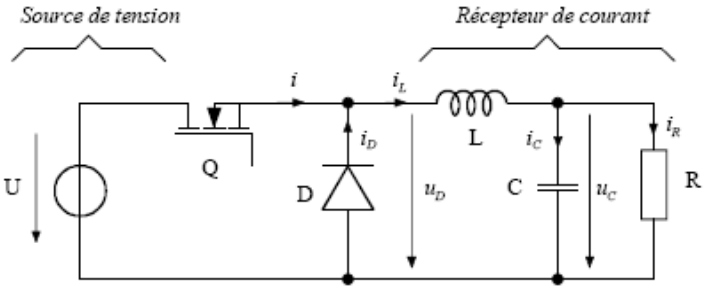


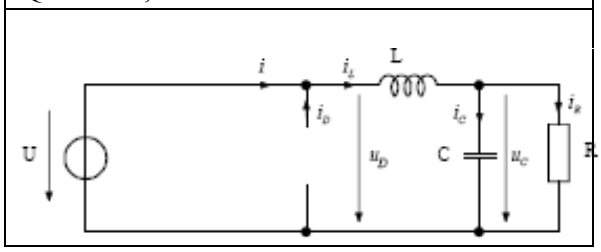
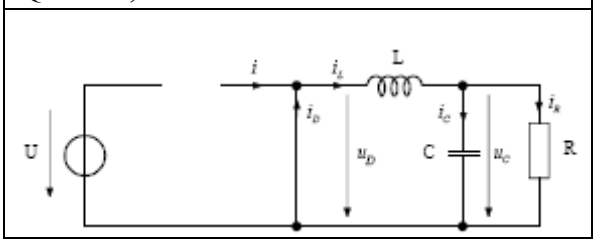
Fig.2.11 : Représentation schématique d'un convertisseur Buck.

En régime permanent, le rapport de conversion de tension entre la sortie et l'entrée est donné par la relation :

$$\frac{U_C}{U} = D \tag{2.8}$$

2.5.1.1 Conduction continue

Le système passe par deux états de conduction pour chacun on obtient un système d'équation:

Q conduit, D ouvert : $0 \le t < t_e = D \cdot T_P$	Q ouvert, D conduit : $D \cdot T_P = t_e \le t < T_P$
	

Tension aux bornes de l'inductance :

$$U_L^{[t_e]} = U - U_C = L \cdot \frac{\Delta i_L^{[t_e]}}{t_e}$$

$$\boxed{U_L^{[t_d]} = -U_C = L \cdot \frac{\Delta i_L^{[t_d]}}{t_d}}$$

Courant moyen dans le condensateur :

$$\boxed{I_C^{[t_e]} = -I_R^{[t_e]} + I_L^{[t_e]} = -I_R + I_L = -\frac{U_C}{R} + I_L}$$

$$\boxed{I_C^{[t_d]} = -I_R^{[t_d]} + I_L^{[t_d]} = -I_R + I_L = -\frac{U_C}{R} + I_L}$$

Courant moyen fournit par l'alimentation (courant moyen dans le transistor Q) :

$$\boxed{I^{[t_e]} = I_L^{[t_e]} = I_L}$$

$$\boxed{I^{[t_d]} = 0}$$

Courant moyen dans la diode :

$$\boxed{I_D^{[t_e]} = 0}$$

$$\boxed{I_D^{[t_d]} = I_L^{[t_d]} = I_L}$$

Ondulation de courant aux bornes de l'inductance :

$$\boxed{\Delta I_L^{[t_e]} = \frac{U_L^{[t_e]}}{L} \cdot t_e = \frac{U - U_C}{L} \cdot t_e}$$

$$\boxed{\Delta I_L^{[t_d]} = \frac{U_L^{[t_d]}}{L} \cdot t_d = \frac{-U_C}{L} \cdot t_d}$$

$$\boxed{U_L = 0 \quad \Rightarrow \quad \Delta I_L = \Delta i_L^{[t_e]} = -\Delta i_L^{[t_d]}}$$

$$\Downarrow$$

$$\boxed{\Delta I_L = i_{LMAX} - i_{LMIN} = \frac{U \cdot T_P}{L} \cdot (1 - D) \cdot D = \frac{U_C \cdot T_P}{L} \cdot (1 - D)}$$

La Figure 2.12 donne les formes d'ondes des principales grandeurs dans les conditions normales de fonctionnement, c'est-à-dire quand le courant I_L diffère de zéro tout au long de la période de hachage ou quand on est en conduction continue.

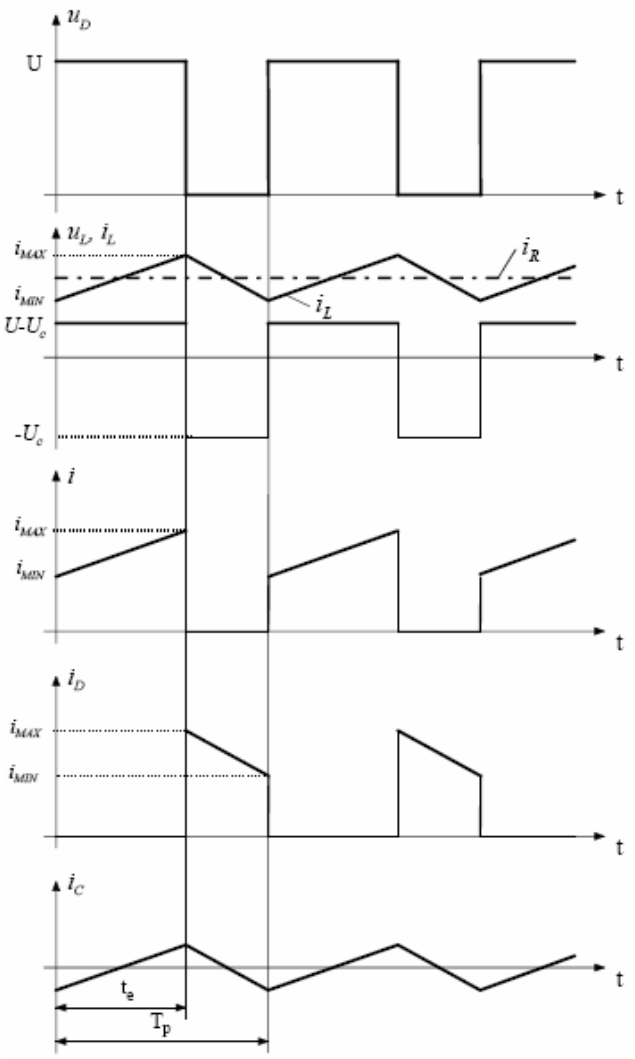


Fig2.12 : Formes d'ondes des principales grandeurs.

2.5.2 Convertisseur parallèle ou élévateur de tension (Boost)

Cette alimentation (Boost converter ou Step-up converter) utilise un contacteur statique parallèle qui doit être alimenté par une source de courant et débiter dans une source de tension. Le récepteur proprement dit, constitué par la résistance R et le condensateur de filtrage C monté en parallèle à ses bornes, a le comportement d'une source de tension exigée par l'alimentation à découpage. Par contre il faut placer une inductance L en série avec la source d'alimentation de tension UC pour la transformer en source de courant. On aboutit ainsi au schéma de la Figure 2.13.

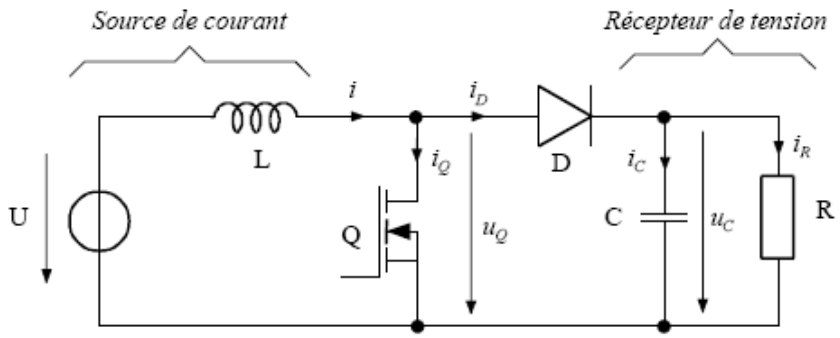


Fig.2.13 : Représentation schématique d'un convertisseur Boost.

En régime permanent, le rapport de conversion de tension entre la sortie et l'entrée est donné par la relation :

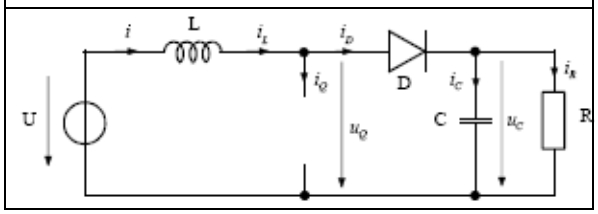
$$\frac{U_C}{U} = \frac{1}{1-D} \tag{2.9}$$

2.5.2.1 Relations générales

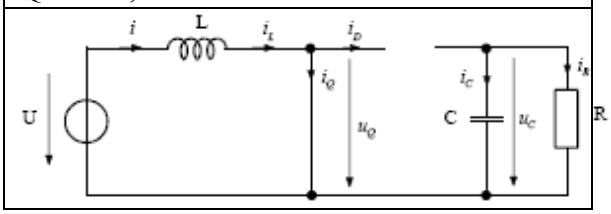
Le schéma présenté à la figure ci-dessous prend en considération une source d'entrée U continue et un circuit de charge à la sortie de type résistive 'R'.

Même résonnement que pour un convertisseur abaisseur de tension on obtient :

Q conduit, D ouvert : $0 \le t < t_e = D \cdot T_P$



Q ouvert, D conduit : $D \cdot T_P = t_e \le t < T_P$



Tension aux bornes de l'inductance :

$$U_L^{[t_e]} = U = L \cdot \frac{\Delta i_L^{[t_e]}}{t_e}$$

$$U_L^{[t_d]} = U - U_C = L \cdot \frac{\Delta i_L^{[t_d]}}{t_d}$$

Courant moyen dans le condensateur :

$$I_C^{[t_e]} = -I_R^{[t_e]} = -I_R = -\frac{U_C}{R}$$

$$I_C^{[t_d]} = -I_R^{[t_d]} + I_L^{[t_d]} = -I_R + I_L = -\frac{U_C}{R} + I_L$$

Courant moyen fournit par l'alimentation :

$$I^{[t_e]} = I_L^{[t_e]} = I_L$$

$$I^{[t_d]} = I_L^{[t_d]} = I_L$$

Courant moyen dans la diode :

$$\boxed{I_D^{[t_e]} = 0} \qquad \boxed{I_D^{[t_d]} = I_L^{[t_d]} = I_L}$$

Ondulation de courant aux bornes de l'inductance :

$$\boxed{\Delta I_L^{[t_e]} = \frac{U_L^{[t_e]}}{L} \cdot t_e = \frac{U}{L} \cdot t_e} \qquad \boxed{\Delta I_L^{[t_d]} = \frac{U_L^{[t_d]}}{L} \cdot t_d = \frac{U - U_C}{L} \cdot t_d}$$

$$\boxed{U_L = 0 \quad \Rightarrow \quad \Delta I_L = \Delta i_L^{[t_e]} = -\Delta i_L^{[t_d]}}$$

$$\Downarrow$$

$$\boxed{\Delta I_L = i_{LMAX} - i_{LMIN} = \frac{U \cdot T_P}{L} \cdot D = \frac{U_C \cdot T_P}{L} \cdot (1 - D) \cdot D}$$

La Figure 2.14 donne les formes d'ondes des principales grandeurs dans les conditions normales de fonctionnement, c'est-à-dire quand le courant I_L diffère de zéro tout au long de la période de hachage ou quand on est en conduction continue.

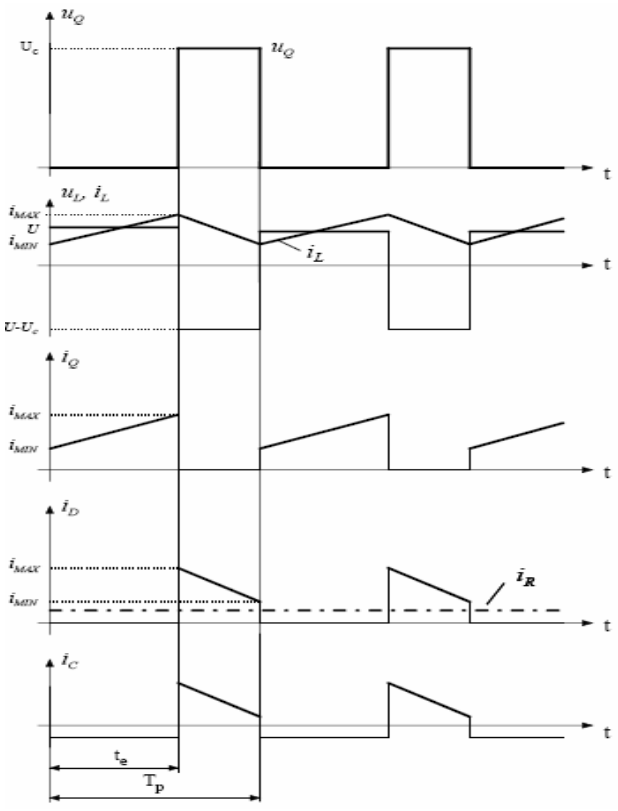


Fig.2.14 : Formes d'ondes des principales grandeurs.

En conduction continue, le convertisseur élévateur de tension est équivalent à un transformateur DC ou le rapport du nombre de spires de ce transformateur peut être continuellement contrôlé électroniquement entre 1 et "∞" par variation du rapport cyclique D. Pour un rapport cyclique donné, la tension de sortie est indépendante de la charge.

2.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté l'architecture du système d'énergie de bord d'un satellite à savoir : le générateur photovoltaïque, les cellules solaires, les batteries et leurs caractéristiques essentielles. Dans une seconde étape, on a étudié quelques structures de base de convertisseurs DC/DC (Buck, boost) servant de liaison entre le générateur photovoltaïque et l'élément de stockage.

Chapitre III

Commande D'un Convertisseur DC- DC Par Modulation de Largeur d'Impulsions MLI

Chapitre 3

Commande d'un convertisseur DC-DC par MLI

3.1 Introduction

Les hacheurs sont des convertisseurs statiques DC/DC permettant de délivrer une tension continue variable à partir d'une source de tension continue constante.

Avec une tension alternative, un simple transformateur permet de changer la tension d'un niveau à un autre niveau. Mais dans le cas d'une tension continue, on doit avoir recours à une approche bien différente, en utilisant un hacheur.

Dans certaines applications industrielles, on doit transformer une tension continue quelconque en une tension continue supérieure ou inférieure. Par exemple, dans le cas d'**ALSAT-1** les panneaux solaire peuvent fournir une tension pouvant atteindre les 40V.

Dans ce chapitre, on présentera la régulation d'un type de convertisseur DC/DC ; à savoir un Buck (qui est un abaisseur de tension) par la technique à modulation de largeur d'impulsion (MLI).

3.2 Structure des systèmes étudiés

Dans ce chapitre, nous nous intéressons aux systèmes comportant des convertisseurs électroniques de puissance fonctionnant en mode complètement commandé dont la commande est réalisée par la technique de la modulation de largeur d'impulsions (MLI).

La structure de base de ce type de systèmes est représentée à la Figure 3.1 : le convertisseur électronique de puissance est constitué d'une matrice d'interrupteurs intercalée entre deux sous-systèmes électriques : un générateur d'énergie électrique et un récepteur. La commande de l'état des interrupteurs à semi-conducteurs qui constituent le convertisseur permet d'agir sur les connexions existant entre les n bornes de sortie du générateur et les m bornes d'entrée du récepteur et de gérer ainsi le transfert d'énergie entre ces deux sous-systèmes. Les signaux nécessaires à la commande des interrupteurs sont élaborés par une électronique de commande et de régulation qui le plus souvent détermine les intervalles de conduction des interrupteurs à partir de consignes reçues de l'extérieur et des mesures prélevées sur l'état du système.

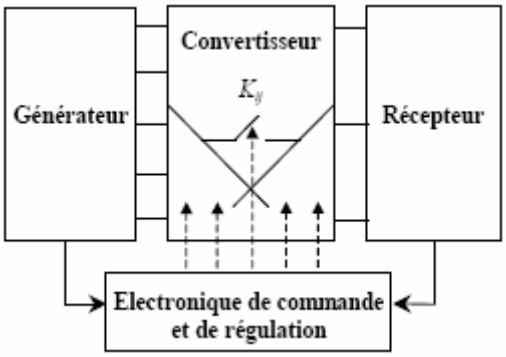


Fig.3.1 : Structure d'un système électronique de puissance.

3.3 Commande par modulation de largeur d'impulsions

La modulation de largeur d'impulsions (MLI ; en anglais : pulse width modulation, soit PWM), est une technique couramment utilisée pour synthétiser des signaux continus à l'aide de circuit à fonctionnement tout ou rien, ou plus généralement à états discrets.

Le principe général est qu'en appliquant une succession d'états discrets pendant des durées bien choisies, on peut obtenir en moyenne sur une certaine durée n'importe quelle valeur intermédiaire. Le principe donc est de générer un signal logique (valant 0 ou 1), à fréquence fixe mais dont le rapport cyclique est contrôlé numériquement. La moyenne du signal de sortie est égale au rapport cyclique.

Dans le cas de la commande MLI, on fait varier l'état des interrupteurs à une cadence qui ne dépend pas de la manière dont évoluent les grandeurs relatives aux systèmes interconnectés par le convertisseur électronique de puissance, cette cadence étant fixée essentiellement en fonction de la vitesse de commutation des interrupteurs.

Comme toute commutation revient à modifier le potentiel d'une borne d'accès du système à caractère de source de courant en la connectant d'une borne à une autre du système à caractère de source de tension, la commande par modulation en largeur d'impulsions ou commande MLI consiste à choisir une fréquence de commutation pour les interrupteurs et à fixer à l'intérieur de la période de commutation les intervalles de conduction des interrupteurs connectées à une borne de la « source de courant » en fonction d'un signal de référence qui correspond au potentiel souhaité pour cette borne.

Sous forme analogique ce type de commande est réalisé en comparant le signal de référence avec une ou plusieurs porteuses triangulaires (ou en dent de scie) dont la fréquence correspond à la cadence à laquelle on veut faire varier l'état des interrupteurs.

Sous forme numérique ce type de commande est réalisé en fixant à l'aide de « *timers* » les intervalles de conduction des différents interrupteurs sur chaque période ou chaque demi-période de modulation.
Mais d'autres lois de commande sont possibles : on peut par exemple générer la séquence de commande des interrupteurs de manière à imposer les courants aux bornes d'accès du système à caractère de source de tension [2, 8].

3.4 Application au hacheur fonctionnant en abaisseur de tension

Comme on l'a mentionné dans l'introduction, les hacheurs sont des convertisseurs statiques qui sont alimentés par des sources de tension continue et produisent aux bornes d'une charge une tension de valeur moyenne réglable [6].

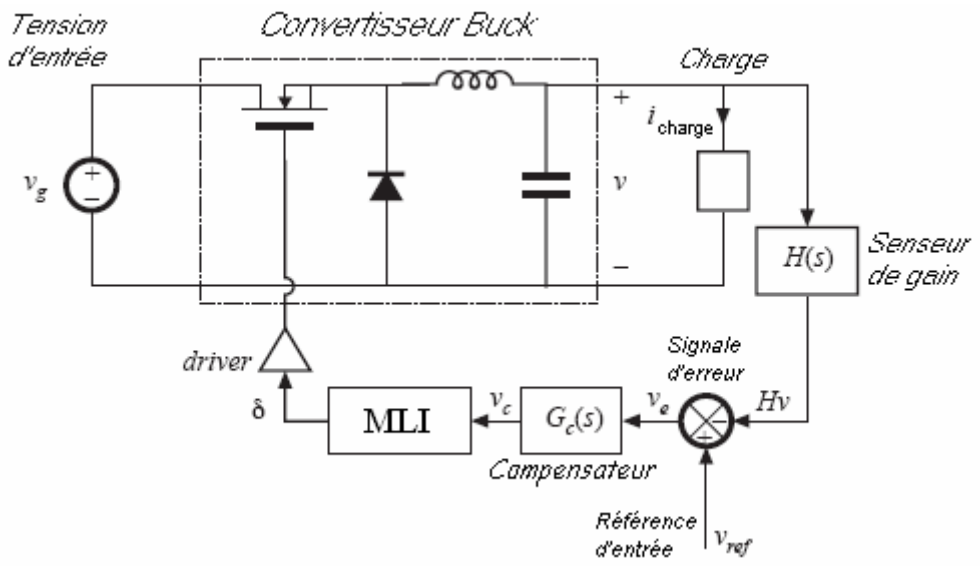


Fig.3.2 : Schéma de principe de la commande par MLI.

Un hacheur dévolteur inclut un interrupteur (transistor bipolaire, transistor MOSFET ou IGBT…) à commande unidirectionnelle et une diode à amorçage spontané. Ces derniers ne peuvent pas être en même temps à l'état ON, l'interrupteur est ON et/ou OFF une fois chaque période de commutation. Le type d'hacheur qu'on a utilisé est un hacheur convertisseur ***Buck*** qui fournit une tension moyenne aux bornes du récepteur, inférieure à celle de la source, et un courant moyen dans le récepteur supérieur à celui de la source.

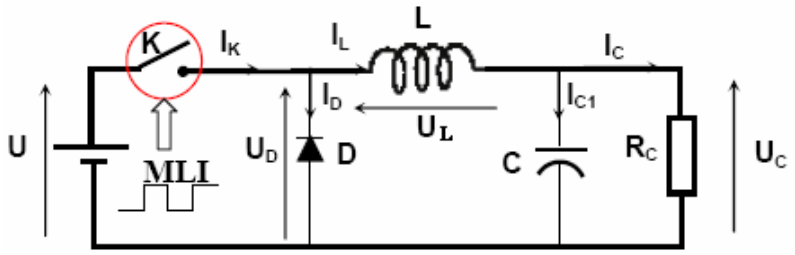


Fig.3.3 : Convertisseur abaisseur de tension.

Les éléments L et C forment un filtre dont le but est de limiter l'ondulation résultant du découpage sur la tension et le courant de sortie.

Le cycle de fonctionnement, de période de hachage T ($T = 1/f$), comporte deux étapes :

- Lors de la première, on rend l'interrupteur passant, K est fermé et la diode polarisée en inverse, est bloquée. Cette phase dure 'te' de 0 à DT, avec α compris entre 0 et 1. D est appelé rapport cyclique.
- Lors de la seconde, on ouvre K. La diode devient passante. Cette phase dure 'td' de DT à T.

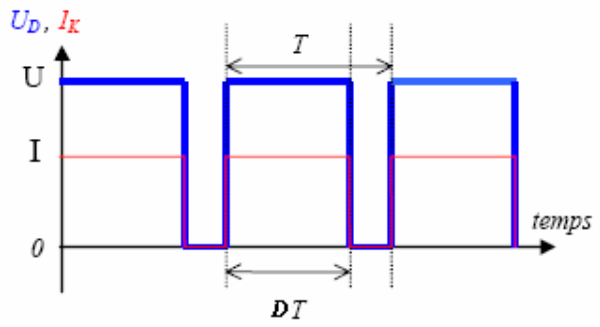


Fig.3.4 : Evolution de la tension et du courant au niveau des interrupteurs.

✓ **Première étape : K est à l'état ON** : $t_e = [0\ \ DT]$

Pendant l'intervalle te l'interrupteur K est fermé :

$I_K = I_S$, $I_D = 0$ la diode est bloquée

Nous avons alors : $U_C = U - U_L$

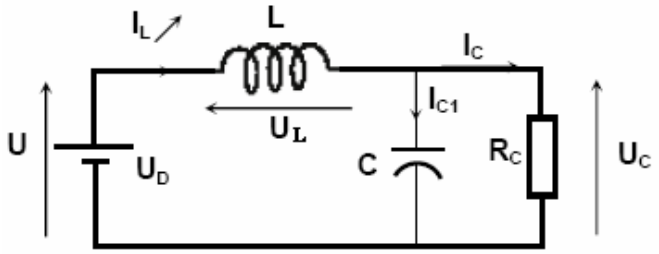


Fig.3.5 : Schéma équivalent du circuit pendant l'intervalle te.

On a $U_L = L\dfrac{di_L}{dt}$, le courant i_L circulant dans l'inductance ***L*** est croissant d'ou

t = 0 → $i_L = I_{\min}$, t = D_T → $i_L = I_{\max}$

on peut écrire : $U_L = L\dfrac{I_{\max} - I_{\min}}{t_e}$

ce qui donne :

$$U - U_C = L\frac{I_{\max} - I_{\min}}{t_e} \qquad (3.1)$$

Pendant cette durée de temps le courant de source I_S circule dans L et dans l'ensemble C et RC. Alors, sur une période l'énergie emmagasinée dans l'inductance (puis restitué) est inférieure à l'énergie fournie par la source et reçue par la charge (d'où le nom de convertisseur dévolteur).

- ✓ **2éme étape K est à l'état OFF** : $t_d = [DT\ \ T]$

Pendant l'intervalle ***td*** L'interrupteur K est ouvert :

$I_K = 0$, $I_D = i_L$ la diode devient spontanément passante

Par la même expression $U_L = L\dfrac{di_L}{dt}$ et $U_L = -U_C$

Ce qui implique $U_C = -L\dfrac{di_L}{dt}$, le courant i_L circulant dans l'inductance L est décroissant

On a donc $t = DT \rightarrow i_L = I_{\max}$, $t = T \rightarrow i_L = I_{\min}$

Soit :

$$U_C = -L\,\frac{I_{\min} - I_{\max}}{t_d} \qquad (3.2)$$

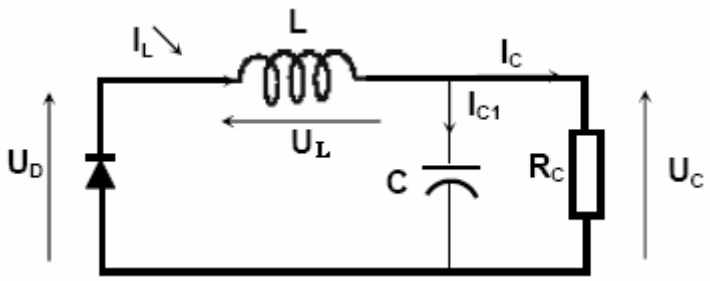


Fig.3.6 : Schéma équivalent du circuit pendant l'intervalle t_d.

en regroupant les deux équations (3.1) et (3.2)

$$L = (U - U_C)\frac{t_e}{I_{\max} - I_{\min}} = -U_C\,\frac{t_d}{I_{\min} - I_{\max}} \quad \text{avec } t_e = T - t_d$$

$U_C = U\,\dfrac{t_e}{T} = D \cdot U$ ou $D = \dfrac{t_e}{T}$ qui est le rapport cyclique utilisé pour la régulation de notre tension de sortie U_C ; l'évolution de cette dernière, en fonction de D, est indiquée par la figure 3.7 :

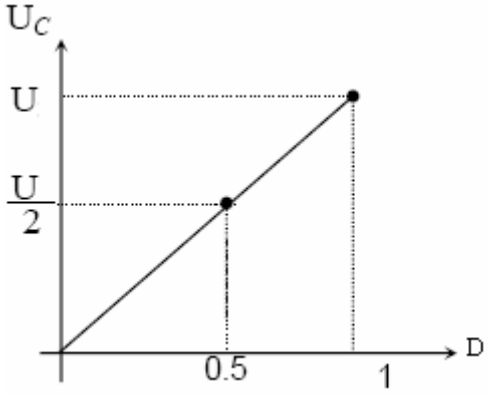


Fig.3.7 : La caractéristique de la tension sortie en fonction du rapport cyclique.

Il est à noter que la forme d'onde de différents paramètres est donnée par la figure (2.12) du chapitre précédant.

3.4.1 Détermination de la valeur des éléments

Les éléments sont, dans la plupart des cas, déterminés pour un fonctionnement en régime continu et à courant de sortie I_C nominal tout en se basant sur la figure 2.12.

1. Valeur de l'inductance ***L*** :

L'inductance L est déterminée à partir du temps de conduction t_e et de l'ondulation du courant Δi_L qui la traverse.

De la relation (3.1) on peut avoir $L = (U - U_C)\dfrac{t_e}{I_{\max} - I_{\min}}$

Ou encore : $L = \dfrac{U - U_C}{\Delta I_I} \cdot DT = \dfrac{U_C \cdot (1 - D)}{\Delta I_L \cdot f}$

D'où :

$$L = \frac{U - U_C}{K \cdot I_S} \cdot DT \qquad (3.3)$$

L en henrys, ***T*** en secondes, I_S étant le courant de sortie.

Sachant que, en régime continu, on peut définir l'ondulation du courant i_L en fonction du courant de sortie I_S .

$\Delta I_L = K \cdot I_S$ (en général K<1)

2. Valeur du condensateur ***C*** :

Sa valeur est conditionnée par l'ondulation de la tension de sortie ΔV_C. On utilise la méthode

de la variation de charge ΔQ.

La variation de la tension V_C est décalée dans le temps, par rapport à la variation du courant i_{C1}. L'évolution de V_C est positive tant que $I_L > I_C$. L'apport de charge ΔQ+ correspond à la surface de charge hachurée.

Ainsi : $\Delta Q+ = \dfrac{\Delta I_L}{8 \cdot f}$

$C = \dfrac{\Delta I_L}{8 \cdot f \cdot \Delta U_C}$ avec (***f***) la fréquence du de commutation en Hz, ***C*** en farads.

En utilisant la relation (3.1), on obtient :

$$C = \frac{(U - U_C) \cdot U_C}{8 \cdot U \cdot \Delta U_C \cdot L \cdot f^2} \tag{3.4}$$

avec ΔU_C ondulation crête à crête.

3.4.2 Ondulation admissible

Les valeurs des composants utilisés (***C, L***) influent directement sur l'allure du signal de sortie, il faut être judicieux dans notre choix de tel sort qu'il soit adéquat avec les exigences de notre application ; l'ondulation à la sortie est donnée par les équations qui suivent:

$$\Delta I_L = (U - U_C) \cdot \frac{t_e}{L} = \frac{(1 - D) \cdot D \cdot U}{L \cdot f} \tag{3.5}$$

$$\Delta U_C = \frac{(U - U_C) \cdot U_C}{8 \cdot U \cdot C \cdot L \cdot f^2} = \frac{(1 - D) \cdot D \cdot U}{8 \cdot C \cdot L \cdot f^2} \tag{3.6}$$

3.4.3 Analyse fréquentielle

En analysant attentivement l'alimentation abaisseuse de tension, on remarque que l'inductance et le condensateur forment un filtre du 2ème ordre où la résistance de charge joue le rôle d'amortissement.

En posant pour la fréquence de pulsation $f_P = \dfrac{1}{T_P}$

et pour le filtre, une fréquence de coupure donnée par $f_C = \dfrac{1}{2\pi \cdot \sqrt{LC}}$

on obtient, à l'aide de la relation 2.6, pour l'ondulation relative de tension

$$\frac{\Delta U_C}{U_C} = \frac{\pi^2}{2} \cdot (1 - D) \cdot \left(\frac{f_C}{f_P} \right)^2 \tag{3.7}$$

3.4.4 Les différents modes de conduction

On distingue deux modes de fonctionnement, mode à conduction continue et deuxième à conduction discontinue.

3.4.4.1 Mode de conduction continu

Le courant de sortie dans ce cas est suffisamment fort et le courant dans l'inductance ne s'annule jamais (figure 3.8), même avec l'ondulation due au découpage.

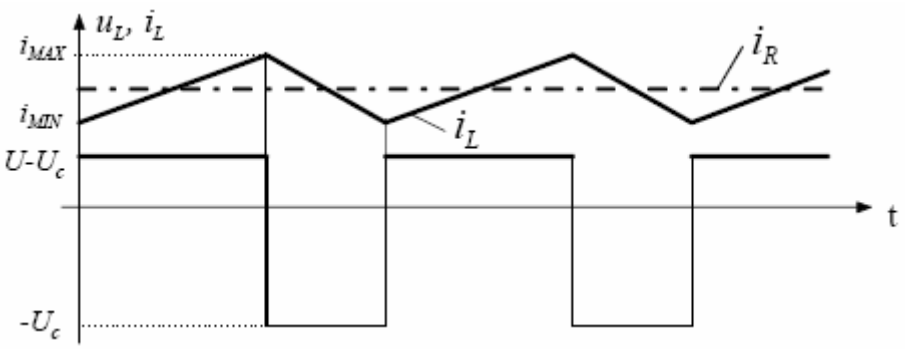


Fig.3.8 : Tension et courant d'inductance en mode continu.

3.4.4.2 Mode de conduction discontinu

Dans le second cas, le courant de sortie moyen est bien entendu positif, mais, en raison de sa faible valeur moyenne, l'ondulation du courant dans l'inductance peut amener ce dernier à s'annuler. Or, les interrupteurs étant unidirectionnels, le courant ne peut changer de signe et reste à 0 (figure 3.9).

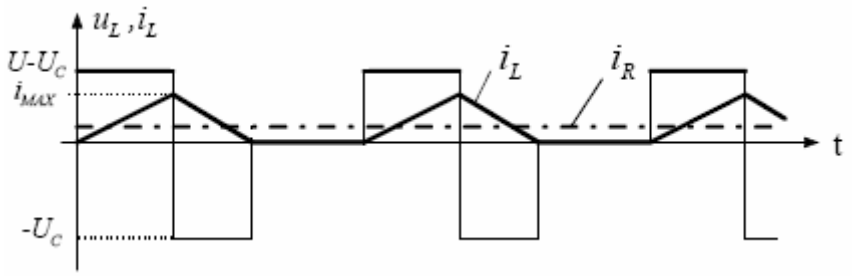


Fig.3.9 : Tension et courant d'inductance en mode discontinu.

3.4.4.3 Mode de conduction critique

Ce mode correspond à un cas particulier intermédiaire entre les deux modes qui précédent. Il consiste à un courant dans la bobine qui s'annule instantanément (figure 3.10).

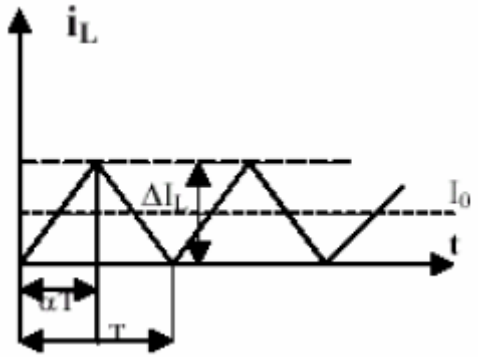


Fig.3.10 : Courant d'inductance en mode critique.

3.4.6 Conception du filtre

On considère le circuit électrique schématisé ci-dessous, dans un premier temps, nous écrivons les équations régissant le fonctionnement.

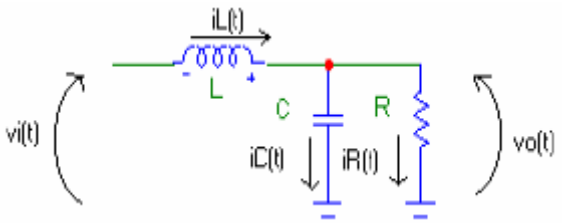


Fig.3.11 : Schéma électrique du filtre.

$$V_o(t) = R \cdot i_R(t) \tag{3.8}$$

$$V_i(t) - V_o(t) = L \cdot \frac{di_L(t)}{dt} \tag{3.9}$$

$$i_C = C\frac{dV_o(t)}{d(t)} \tag{3.10}$$

Où $V_i(t) = d(t)$

La combinaison des équations (3.8), (3.9) et (3.10) mène à l'équation différentielle suivante :

$$\frac{d^2V_o(t)}{dt^2} + \frac{1}{RC} \cdot \frac{dV_o(t)}{dt} + \frac{1}{LC} \cdot V_o(t) = \frac{1}{LC} \cdot d(t) \tag{3.11}$$

En appliquant la transformée de Laplace à l'équation (3.11) on obtient la fonction de transfert correspondant au filtre, on suppose les conditions initiale sont égales à zéro.

$$\frac{V_o(s)}{D(s)} = \frac{\frac{1}{LC}}{s^2 + \frac{s}{RC} + \frac{1}{LC}} \tag{3.12}$$

L'équation (3.12) ressemble à la forme d'un polynôme typique dont la fonction de transfert est donnée par l'équation :

$$H(s) = \frac{\omega_0^2}{s^2 + 2\xi\omega_0 s + \omega_0^2} \tag{3.13}$$

Ou le paramètre ξ est le facteur d'amortissement et ω_0 est la pulsation du pole. La même équation peut être écrite sous la forme ou Q est le facteur de forme.

$$H(s) = \frac{\omega_0^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q} \cdot s + \omega_0^2} \tag{3.14}$$

$$p_1, p_2 = -\frac{\omega_0}{2Q} \pm j\omega_0 \cdot \sqrt{1 - \left(1/4Q^2 \right)} \tag{3.15}$$

Le paramètre $\boldsymbol{Q}$ détermine la distance des pôles à l'axe des imaginaires; les pôles de la fonction $H(s)$ sont complexes pour des valeurs de ($Q > 0.5$). Plus la valeur de $\boldsymbol{Q}$ est grande et plus la réponse du filtre devient plus sélective. Une valeur infinie de $\boldsymbol{Q}$ localise les pôles sur l'axe des imaginaires.

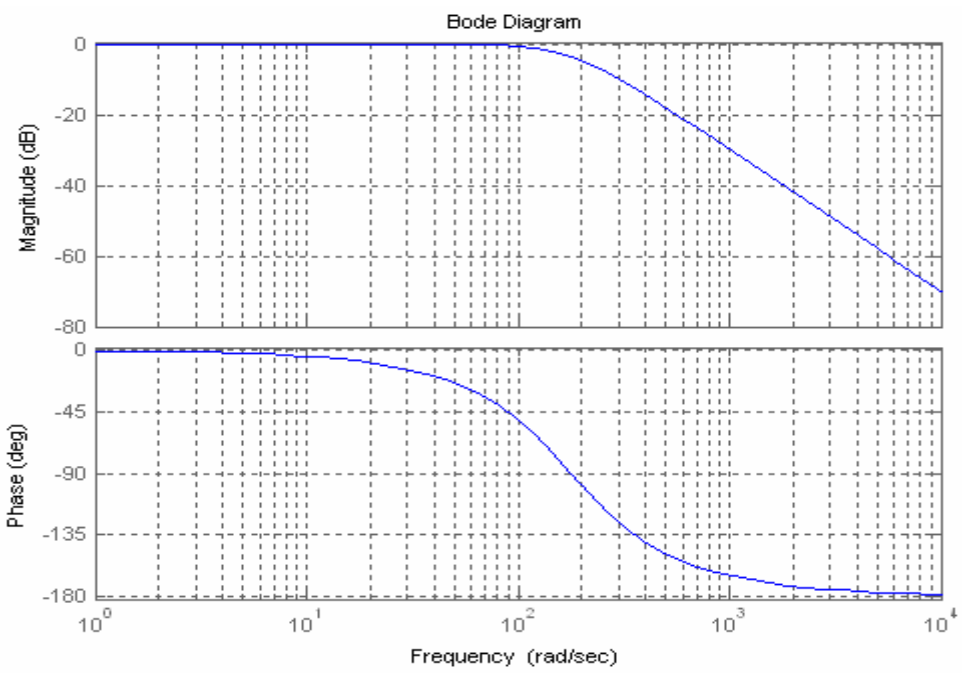


Fig.3.12 : Diagramme de BODE de la fonction de transfert.

3.5 Résultats de simulation

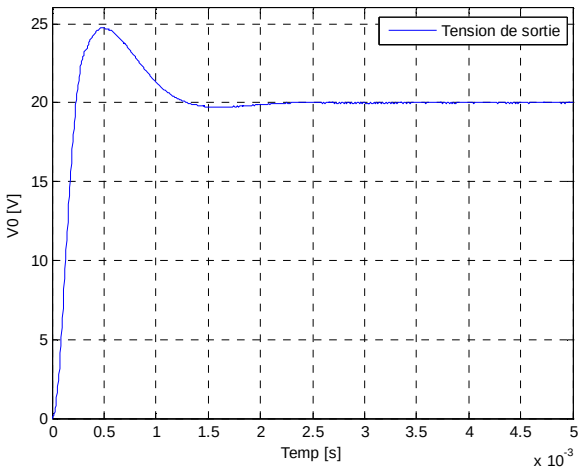
On présente ici quelques résultats obtenus par des simulations numériques concernant l'analyse des performances de ce type de commande appliquée à un convertisseur DC-DC.
Les valeurs des éléments sont ceux du convertisseur Buck d'**ALSAT-1** et sont données par le tableau 1:

V_{in}	V_O	f_c	L	C	Charge
$40V$	$20V$	$100\,Khz$	$125\,\mu H$	$250\,\mu F$	$15\,\Omega$

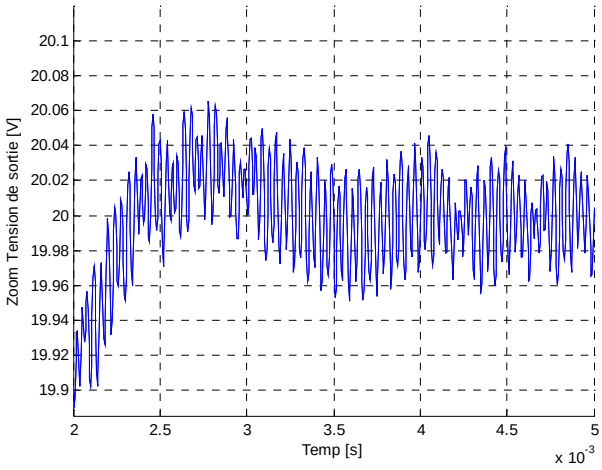
Tableau 1 : Valeurs des éléments du convertisseur Buck

Les figures (3.13 et 3.14 et 3.15) représentent l'allure de la tension V_o, du courant dans l'inductance et du courant de sortie ainsi que la forme d'onde des ondulations résiduelles. On remarque qu'il y'a un pic de valeur assez importante, de même pour la tension de sortie l'établissement de l'état d'équilibre passe par un pic maximal et un pique minimal (*overshoot*). Un zoom sur cette dernière montre la présence d'ondulations résiduelles dont la forme d'onde a subit une déformation due au phénomène de décrochage synchrone. Le courant d'inductance est aussi affecté par ce phénomène.

Les figures (3.16, 3.17, 3.18 et 3.19) illustrent l'influence de la variation de la valeur de la charge sur le courant et la tension de sortie ainsi que le courant de l'inductance. L'augmentation de la valeur de la charge engendre une augmentation du temps de réponse avec élargissement du pic à l'état transitoire et une diminution de l'amplitude pic à pic de l'ondulation résiduelle de la tension de sortie, par contre l'augmentation de la valeur de la charge engendre une diminution de la valeur du courant de sortie.
Cependant, la valeur de la fréquence de commutation influe sur l'amplitude du pic à l'état transitoire et sur l'amplitude crête à crête des ondulations; en effet l'amplitude diminue avec l'augmentation de la fréquence (figure 3.19).

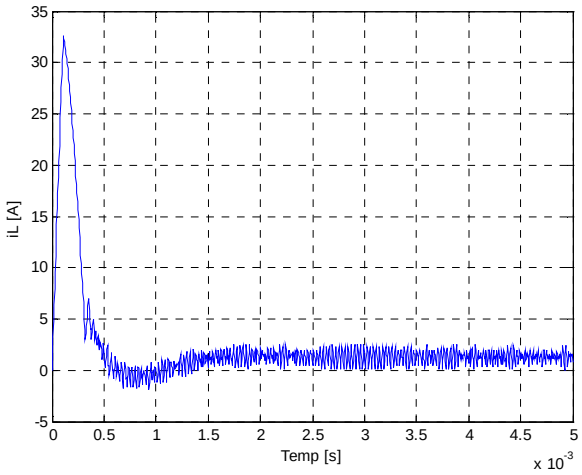


(a)

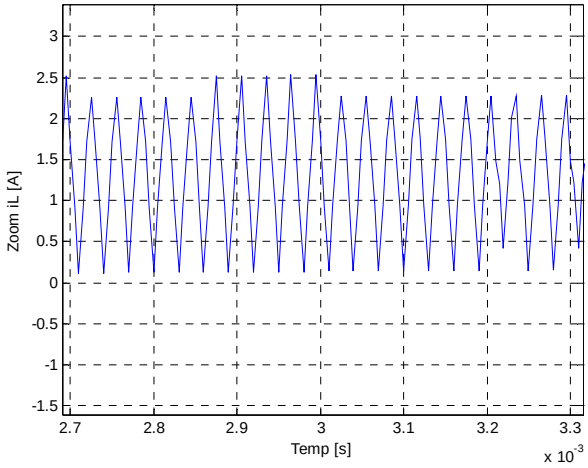


(b)

Fig.3.13 : Tension de sortie.



(a)



(b)

Fig.3.14 : Courant d'inductance.

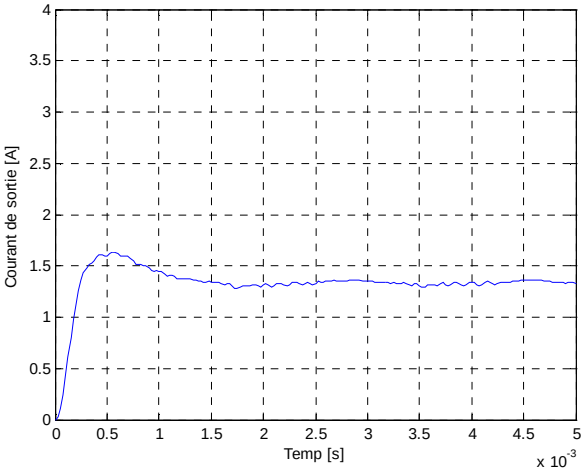
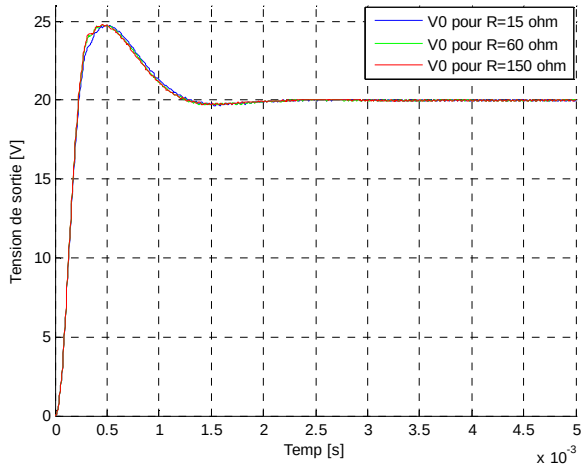
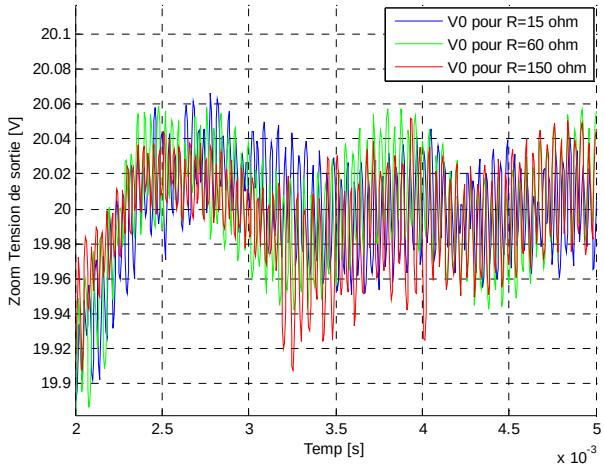


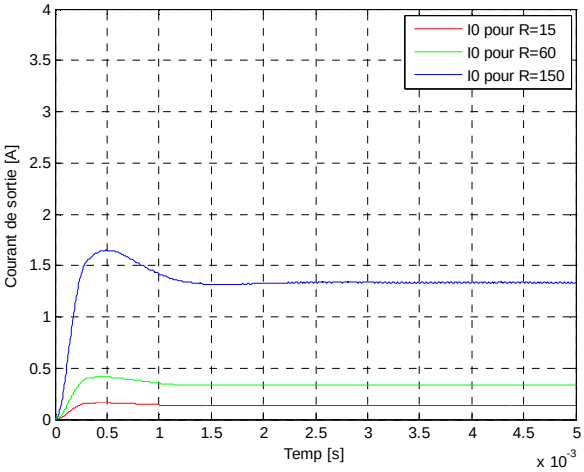
Fig.3.15 : Courant de sortie.



(a)

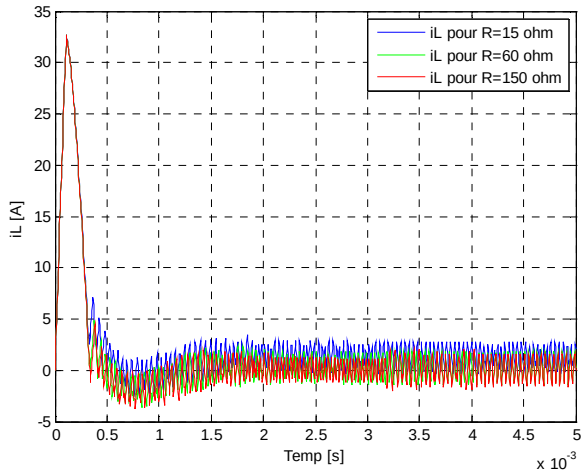


(b)

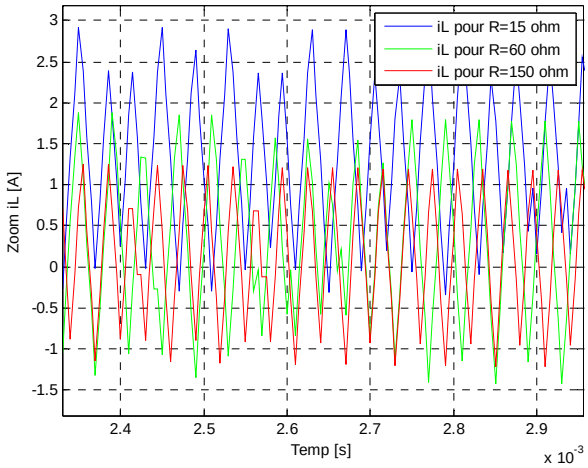


(c)

Fig.3.16 : Tension et courant de sortie pour différentes valeurs de la charge

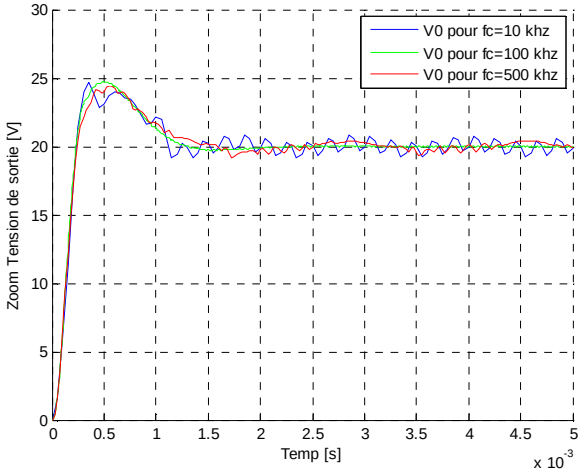


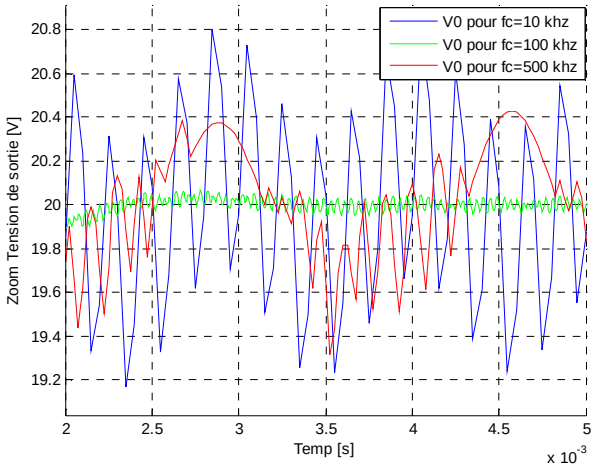
(a)



(b)

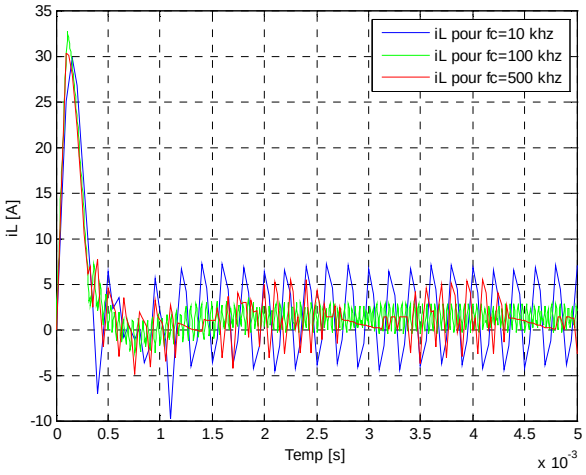
Fig.3.17 : Courant d'inductance pour différentes valeurs de la charge

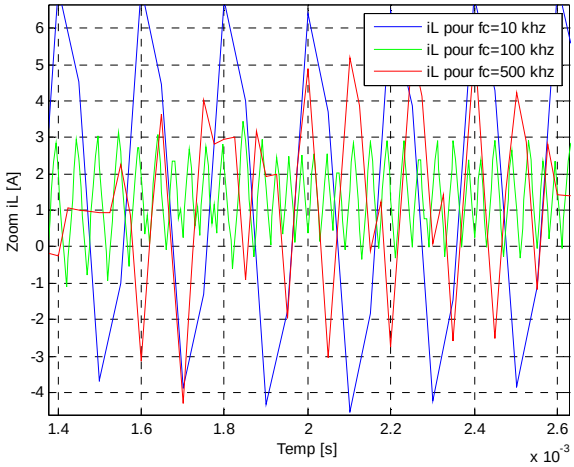




(a) (b)

Fig.3.18 :Tension et courant de sortie pour différentes valeurs de la fréquence de commutation.





(a) b)

Fig.3.19 : Courant d'inductance pour différentes valeurs de la fréquence de commutation.

3.6 Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté une approche concernant la commande des convertisseurs DC/DC par la modulation de largeur d'impulsion. L'étude et les résultats numériques obtenus ont démontré l'efficacité de cette technique en termes de rendement et de simplicité à mettre en œuvre. Cependant, elle présente toute fois l'inconvénient d'avoir un pic d'amplitude assez important à l'état transitoire qui doit être pris en considération et présente aussi le problème de dégradation de la forme d'onde due au phénomène de décrochage synchrone qui reste dans le cas des convertisseurs DC/DC moins important.

Une exploitation efficace des commandes du convertisseur DC/DC appliquées au sous système énergie de bord nécessite l'introduction de régulateurs tels que les modes glissants permettant de stabiliser la dynamique avec un comportement plus robuste et une adaptation qui prend en charge les non linéarités. Ce type de régulateurs fera l'objet d'un développement exposé au chapitre suivant.

Chapitre IV

Commande des Convertisseurs DC-DC Par Mode Glissant

Chapitre 4

Commande des Convertisseurs DC-DC par Mode Glissant

4.1 Introduction

La théorie des systèmes à structure variable (ssv) et les modes glissants associés [4] a fait l'objet d'études détaillées au cours des clinquantes dernières années aussi bien par les chercheurs soviétiques, que par les chercheurs des autres pays. La discussion qui a eu lieu au premier congrès de l'IFAC en 1960 entre Neimark et Fllipov a été concluant dans la mesure où un nouveau problème sur la théorie des modes glissant a été posé. Ce n'est que durant cette discussion que l'ambigüité de la détermination du comportement dynamique du système commandé sur la surface de commutation a été levée.

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

- ✓ La trajectoire de l'état du système en mode de glissement appartient à une variété (surface) de dimension inferieure à celle de l'espace d'état. Par conséquent l'ordre des équations différentielles régissant le fonctionnement du système en mode de glissement est réduit.
- ✓ La dynamique du système en mode de glissement est déterminée uniquement par le choix des coefficients de la surface de glissement.
- ✓ Sous certaines conditions similaires aux systèmes dont la commande est à fort gain, la technique des modes glissants est robuste par rapport aux variations de certains paramètres.
- ✓ La théorie des modes glissants s'adapte bien pour les systèmes dont la commande est discontinue. Ce qui est le cas pour les convertisseurs électriques qui sont bâtis autour d'interrupteur qui ne fonctionnent qu'en mode discontinue (tout ou rient).

L'intérêt récent accordé à cette technique de commande est dû essentiellement à la disponibilité d'une part d'interrupteurs de plus en plus performants grâce au développement de la microélectronique et d'autre part de microprocesseur de technologie avancée, grâce au

développement de la micro-informatique pour la commande en temps réel des systèmes dynamiques. Pour un aperçu général des différentes applications de cette technique de commande et des résultats théoriques se référer à l'article de Utkin [15].

Récemment, H. Sira-Ramirez [16] a utilisé des notions de géométrie différentielle, pour analyser et synthétiser des régimes glissants pour les systèmes non linéaires analytiques et linéaires par rapport à la commande, dont la structure varie. Par ailleurs, H. Sira-Ramirez a montré que, sous certaines conditions, la commande par mode glissant est équivalente à la commande par modulation de largeur d'impulsions.

Dans ce chapitre, on s'intéresse en premier lieu à la théorie des modes glissants, nous rappellerons les relations de base des modes glissants vue sous l'angle géométrie différentielle. Dans la seconde partie, nous évoquerons l'application de la théorie des modes glissants pour le contrôle du convertisseur DC-DC implanté au niveau du système énergie de bord d'ALSAT-1. Par la suite, des études comparatives seront faites avec la technique MLI afin de valider l'approche utilisée de point de vue robustesse et performance du système.

4.2 Configuration de base pour les systèmes à structure variable

Dans les systèmes de commande à structure variable, on peut distinguer deux configurations de base différentes. La première configuration change de structure par commutation d'une contre-réaction d'état variable (figure 4.1.a), tandis que la deuxième configuration change la structure par commutation au niveau de l'organe de commande [5].

- La Figure 4.1 définie une configuration permettant un changement de la structure par commutation entre deux retour d'état.

Suivant que $s(x_s)$ est positif ou négatif, la commande u est donnée par :

$$\begin{cases} u = s(x_s) = -k_1^T x_s & si \quad s(x_s) > 0 \\ u = s(x_s) = -k_2^T x_s & si \quad s(x_s) < 0 \end{cases}$$

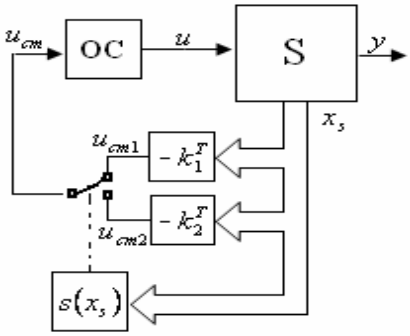


Fig.4.1 : Configuration par changement par retour d'état.

En mode glissant, le système évolue sur la surface de glissement, par conséquent $s(x_s) = 0$.

- La Figure (4.2) présente une autre configuration permettant la variation de la structure du système par simple commutation d'interrupteur. Ce qui est le cas pour les convertisseurs électriques.

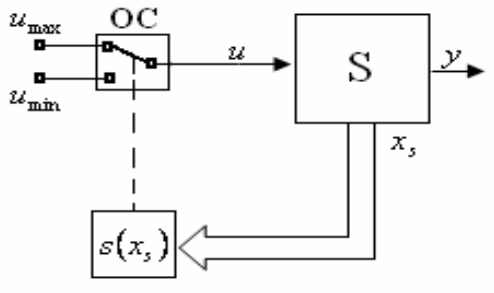


Fig.4.2 : Configuration en changeant la structure par commutation d'interrupteur.

Seule l'information sur le signe de la fonction $s(x_s)$ suffit pour décider de l'ouverture ou de la fermeture de l'interrupteur pilotant le convertisseur. Dans ce cas de configuration, la logique de commutation est donnée par :

$$\begin{cases} u_{\max} & si \quad s(x_s) > 0 \\ u_{\min} & si \quad s(x_s) < 0 \end{cases} \tag{4.1}$$

Lorsque le régime glissant est atteint, les variables d'état sont reliées entre elles par la relation $s(x_s) = 0$. La trajectoire de l'état du système :

$$\dot{x} = \frac{dx}{dt} = f(x) + g(x)u \tag{4.2}$$

Soumis à la logique de commutation (4.1) est définie partout sauf sur la surface de discontinuité (S). Plusieurs définitions ont été proposées pour décrire la solution de (4.2) et (4.2) lorsque le régime glissant existe localement sur (S).

4.3 Solution des systèmes dynamiques à seconde membre discontinu

La méthode de Fillipov [17] est l'une des premières méthodes qui a montré l'existence et l'unicité de la solution des systèmes dynamiques à seconde membre discontinu en régime glissant. Fillipov a définie un champ de vecteur moyen décrivant la trajectoire d'état en mode glissant idéal. Ce champs de vecteur moyen est obtenu par la moyenne géométrique ou pour une combinaison convexe des champs de vecteurs définis de chaque coté de (S) (Figure 4.3). Ce champ de vecteur moyen est

tangentiel à la surface de glissement où le mode glissant existe.

4.3.1 Méthode de Fillipov

Soit le système non linéaire suivant :

$$\dot{x} = f(x,t,u) \tag{4.3}$$

f la fonction du système; x les états du système;

et u : la commande non linéaire de type discontinue.

$$u = \begin{cases} u^{+}(x,t) & si \quad s(x,t) < 0 \\ u^{-}(x,t) & si \quad s(x,t) < 0 \end{cases} \tag{4.4}$$

Il est montré par Fillipov [17] que la trajectoire d'état du système (4.2) avec la loi de commande (4.4) en régime glissant ($s(x,t) = 0$) est donnée par la relation suivante:

$$\dot{x} = \alpha f^{+} + (1-\alpha) f^{-} = f^{0} \tag{4.5}$$

Avec $0 \le \alpha \le 1$

$$f^{+} = f(x,t,u^{+}) \qquad et \qquad f^{-} = f(x,t,u^{-}) \tag{4.6}$$

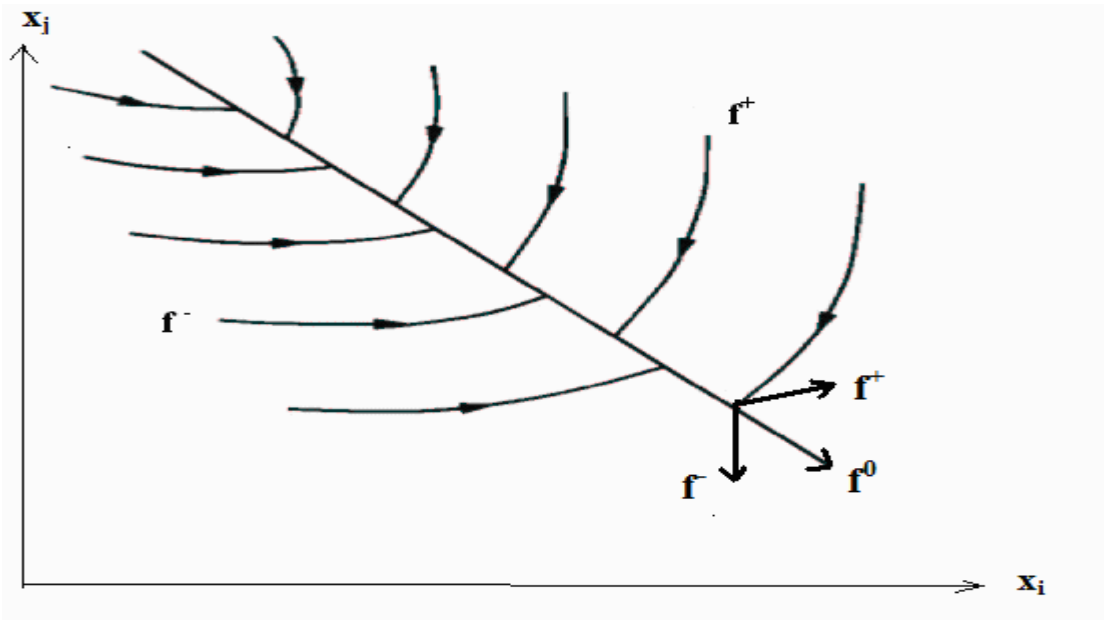


Fig.4.3 : Construction du champ de vecteur moyen f^0 a partir des champs f^+ et f^-

En mode glissant : $s(x,t) = 0$

Et $$\frac{ds(x,t)}{dt} = (\frac{ds}{dx})T f^{0} + \frac{\partial s}{\partial t} =< ds, f^{0} > + \frac{\partial s}{\partial t} = 0 \tag{4.7}$$

D'où $$\alpha = \frac{< ds, f^- > + \frac{\partial s}{\partial t}}{< ds, f^- - f^+ >} \tag{4.8}$$

En utilisant l'expression de α dans (4.4), on obtient l'équation d'état décrivant le système en régime glissant d'après Fillipov.

$$\dot{x} = [\frac{< ds, f^- > + \frac{\partial s}{\partial t}}{< ds, f^- - f^+ >}]f^+ - [\frac{< ds, f^+ >}{< ds, f^- - f^+ >}]f^- = f^0 \tag{4.9}$$

La méthode de Fillipov est une des possibilités permettant la détermination de la trajectoire d'état en mode de glissement. Une autre méthode, appelée méthode de commande équivalent, à été proposée par Utkin [15].

4.3.2 Méthode d'Utkin: commande équivalente

Pour un système décrit par l'équation d'état suivant :

$$\dot{x} = f(x,t) + g(x,t)u \tag{4.10}$$

En régime de glissement $s(x,t) = 0$ (4.11)

Et $$\frac{ds(x,t)}{dt} = (\frac{\partial s}{\partial x})T\frac{dx}{dt} + \frac{\partial s}{\partial t} = (\frac{\partial s}{\partial x})T[f(x,t) + g(x,t)u_{eq}] + \frac{\partial s}{\partial t} = 0 \tag{4.12}$$

Avec u_{eq} la commande équivalente [3,15], déterminée à partir de (4.12) par:

$$u_{eq}(x,t) = -[(\frac{\partial s}{\partial x})Tg(x,t)]^{-1}\left\{(\frac{\partial s}{\partial x})Tf(x,t) + \frac{\partial s}{\partial t}\right\} \tag{4.13}$$

Avec la condition $[(\frac{\partial s}{\partial x})Tg(x,t)] \neq 0$

En remplacent l'expression de $u_{eq}(x,t)$ dans (4.9), on obtient la trajectoire d'état en mode glissant:

$$\dot{x} = \left\{1 - g(x,t)[(\frac{\partial s}{\partial x})Tg(x,t)]^{-1}\frac{\partial s}{\partial x}T\right\}f(x,t) - g(x,t)\left\{[(\frac{\partial s}{\partial x})Tg(x,t)]^{-1}\right\}\frac{\partial s}{\partial t} \tag{4.14}$$

La commande équivalente est interprétée physiquement comme étant une fonction continue représentant la moyenne des commutations successives de u entre $u_{\max}$ *et* $u_{\min}$ (Figure 4.4)

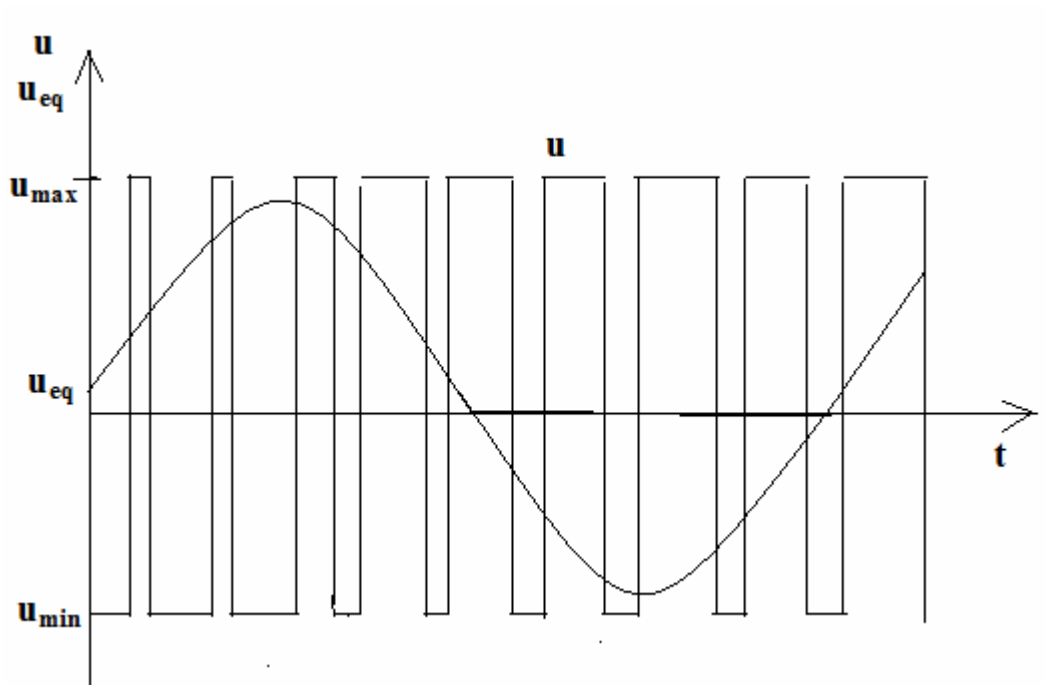


Fig.4.4 : Commande équivalente et commande réelle.

4.3.3 Principe de commande par mode de glissement :

Soit le système dynamique non linéaire analytique:

$$\dot{x} = \frac{dx}{dt} = f(x) + g(x)u \qquad (4.15)$$

Ou $x \in X$ un ouvert de R^n et u la fonction commande (éventuellement discontinue)

$u \quad :R^n \Rightarrow R, f(x) et\ g(x)$ des champs de vecteurs définis dans un ouvert de $R^n\ X$ avec

$g(x) \neq 0 \forall x \in X$

Soit (s) une fonction continue $u \quad :x \Rightarrow R$, dont le gradient est non nul sur X, l'ensemble

$$S = \{x \in R^n : s(x) = 0\ \} \qquad (4.16)$$

Définit une sous variété (surface) régulière de dimension (n-1) dans X, connue aussi comme variété de glissement ou surface de glissement.

La loi de commande par structure variable est obtenue en imposant à la fonction commande un des deux retour d'état dépendant du signe de s(x) :

$$u = \begin{cases} u^+(x) & si \quad s(x) < 0 \\ u^-(x) & si \quad s(x) < 0 \end{cases} \qquad (4.17)$$

Avec $u^+(x)\ et\ u^-(x)$ représente les bonnes extrémales de la fonction commande u, sont supposées

être des fonctions continues en x, avec $u^{+}(x) > u^{-}(x)$ localement dans X. soit $L_h s$ la dérivée directionnelle de la fonction scalaire s suivant le champ de vecteur h.

Supposons que comme résultat de cette politique de commande (4.17), la trajectoire d'état atteint la surface de commutation et est contrainte à se mouvoir au voisinage de S. On dit que le régime glissant existe sur S [4,15] chaque fois que :

$$\lim_{s\to 0^{+}} \quad L_{f+gu^{+}} s < 0 \qquad \lim_{s\to 0^{--}} \quad L_{f+gu^{-}} s > 0 \tag{4 18}$$

soit ds , le gradient de s(x) et <.,.> le produit scalaire de deux vecteur ou covecteurs.

La condition (4.18) peut s'écrit aussi

$$\lim_{s\to 0^{+}} < ds, f + gu^{+} > \ < 0 \ \lim_{s\to 0^{-}} < ds, f + gu^{-} > \ > 0 \tag{4.19}$$

L'interprétation de ces inégalités sur S est que les projections des champs de vecteurs $f + gu^{+}$

$f + gu^{+}$ sur le vecteur gradient à S sont de signes contraires, par conséquent les champs commandés se dirigent vers la surface de commutation s.

4.3.4. Condition d'invariance de la variété (surface) s.

Lorsque la trajectoire d'état se dirige vers la surface de commutation, elle est amenée à osciller autour de la surface de commutation sous l'influence de la commande discontinue (4.17). Dans ces conditions, on dit que le système est en régime glissant, et le mouvement glissant idéal est décrit en utilisant *les conditions d'invariance* suivant [3] :

$$s(x) = 0 \qquad , \ L_{f+gu} s =< ds, f + gu_{eq} >= 0 \tag{4.20}$$

$u_{eq}(x)$ est une loi de commande continue pour laquelle s est une variété intégrale locale ou une variété locale invariante. A partir de la définition de la dérivée directionnelle et tenant compte de (4.20), la commande équivalente est donnée explicitement par :

$$u_{eq}(x) = -\frac{L_f s}{L_g s} = -\frac{< ds, f >}{< ds, g >} = \left(\left(\frac{\partial s}{\partial x}\right)^{T} g\right)^{-1} \left(\frac{\partial s}{\partial x}\right)^{T} f \tag{4.21}$$

Soit $\Delta_s(x)$ un sous espace de l'espace tangent à X en x, notée par $T_x X$, tel que

$$< ds, \Delta_s(x) >= 0 \quad \Delta_s(x) = \ker ds(x) \tag{4.22}$$

$\Delta_s(x)$ est appelée distribution glissant associe à S.

Les conditions (4.20) peuvent s'écrit simplement comme :

$$f + gu_{eq} \in \ker \ ds = \Delta_s(x) \tag{4.23}$$

Le système régit par $\dot{x} = \frac{dx}{dt} = f(x) + g(x)u_{eq}(x)$ décrit la dynamique en mode de glissement idéal.

4.4 Application des modes glissants à la commande d'un convertisseur DC -DC

Le principe général des convertisseurs DC/DC consiste à stocker temporairement de l'énergie dans une inductance (champ magnétique) ou une capacité (champ électrique). Cette énergie est ensuite restituée à la charge par exemple le cas des convertisseurs statique : buck et boost… .

Le Buck (ou abaisseur de tension - hacheur) convertit une tension d'entrée en une tension régulée inférieure à celle-ci. La Figure .4.5 représente un circuit simplifié de convertisseur continue-continue Buck.

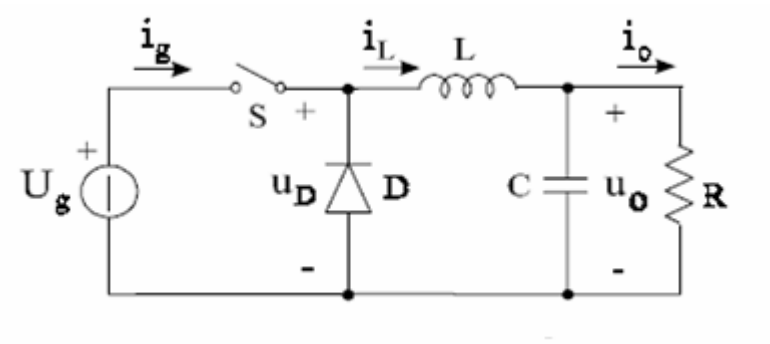


Fig.4.5: Schéma du convertisseur DC-DC (Buck).

4.4.1 Modèle mathématique du hacheur :

La Figure (4.5) représente le schéma du hacheur. Il est constitué d'une source de tension ***Ug*** c'est le panneau solaire du satellite, d'une inductance de lissage ***L***, d'un interrupteur contrôlé S, d'une diode de roue libre D, d'une capacité de filtrage **C**, et finalement de la charge **R**.

Dans notre étude, on suppose que notre système fonctionne en régime continu, c'est-à-dire que le courant dans l'inductance de lissage ne s'annule pas. Le modèle mathématique du hacheur peut être déduit en appliquant la loi de Kirchhoff dans le cas où l'interrupteur est passant, et dans le cas où il est bloquant. Les équations (4.24) représentent le modèle du hacheur c-à-d en régime continue dans l'espace d'état:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = -\dfrac{x_1}{LC} - \dfrac{dx_2}{RC} + \dfrac{U_g}{LC}u - \dfrac{U_0^*}{LC} \end{cases} \tag{4.24}$$

Avec x_1, x_2 *et* $\dot{x}_1, \dot{x}_2$ les états et leurs dérivés respectivement et $\boldsymbol{u}$ est la commande de forme discontinue commutative ON-OFF (0 ou 1) on peut alors écrire :

$$\dot{x} = Ax + Bu + D \tag{4.25}$$

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\dfrac{1}{LC} & -\dfrac{1}{RC} \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0 \\ \dfrac{U_g}{LC} \end{bmatrix}, D = \begin{bmatrix} 0 \\ -\dfrac{U_o^*}{LC} \end{bmatrix} \tag{4.26}$$

Dans le cas convertisseurs classiques, le facteur d'atténuation de ce système du second ordre est inférieur à 1, résultant des valeurs propres conjuguées complexes avec une partie réelle négative. La trajectoire de phase correspondant aux sous-structures u = ±1 est montrée dans la figue.4.6 pour différentes valeurs des conditions initiales [18,19].

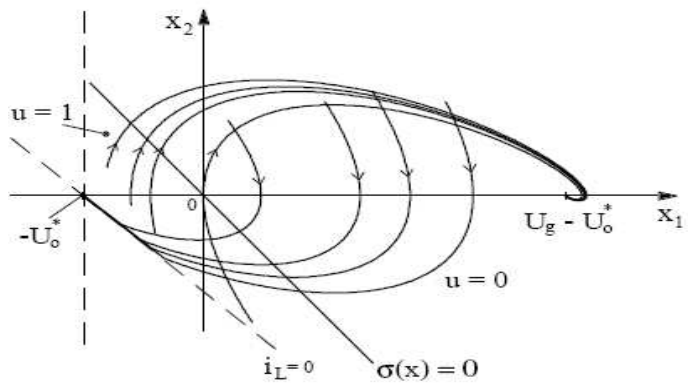


Fig.4.6: Trajectoire de phase symbolique du Buck sans réglage.

Il est commode de choisir la surface de glissement comme combinaison linéaire des variables d'état puisqu'il c'est très simple à implémenter dans un système de contrôle réel et ceci permet l'utilisation de la méthode de contrôle équivalente pour décrire la dynamique du système en modes glissants (Annexe A3). Ainsi, nous pouvons écrire [18, 20] :

$$\sigma(x,t) = G^T x = g_1.x_1 + x_2 = 0 \tag{4.27}$$

Avec $\sigma(x,t)$ c'est la surface de glissement de (4.11) $s(x,t)$,

où $G^T = [g\ ,1]$ est le vecteur des coefficients de la surface de glissement correspondant à G (le coefficient g_2 a été choisi égal à 1 sans perte de généralités).

4.4.2 Condition d'existence :

A partir l'équation (4.24) on peut localiser les limites du régime glissant du convertisseur (Buck) a travers les grandeur : courant de l'inductance ; la tension d'entrée et de consigne ; la surface de glissement respectivement ($\mathbf{i_L}$, $\mathbf{U_g}$,$\mathbf{U_0^*}$, $\mathbf{G^T}$=[g ,1]),

$$\dot{\sigma}(x) = \begin{cases} G^T Ax + G^T Bu^+ + G^T D < 0 & Si \quad \sigma(x) > 0 \\ G^T Ax + G^T Bu^- + G^T D > 0 & Si \quad \sigma(x) < 0 \end{cases} \tag{4.28}$$

- **Phénomène de réticence ou 'chattering'**

La technique de commande par mode glissant assure un comportement désiré du système en boucle fermé. Cependant, elle a besoin (dans le cas idéal) d'une commutation infinie au niveau des système a structure variable (convertisseur DC-DC). Cette oscillation au voisinage de la surface est appelé réticence (chatring) ou broutement. La Figure (4.7) montre l'effet de la réticence dans la convergence du système. La réticence n'est pas désirable, car elle induit des dynamiques de haute fréquence du système, augmentant la consommation énergétiques qui peut endommager le système.

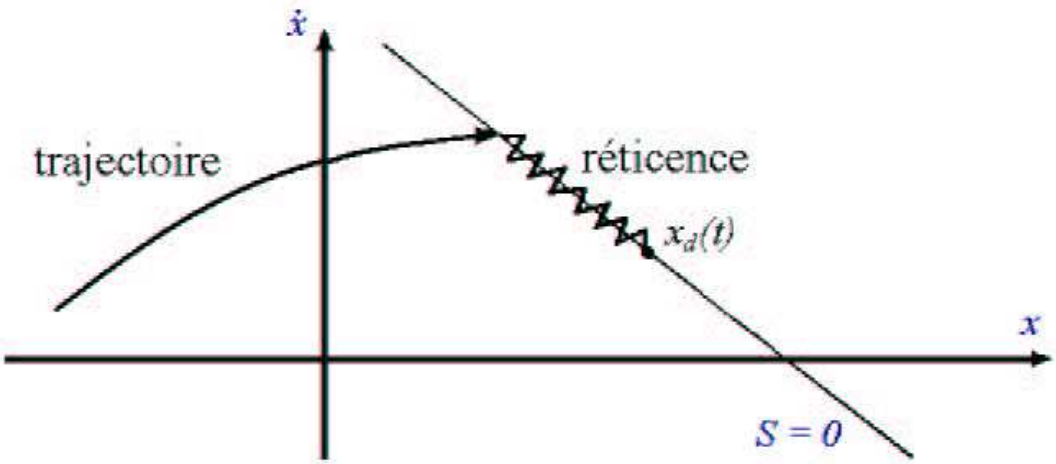


Fig 4.7. Phénomène de réticence.

De nombreuses études ont été effectué dans le but de renduire ou d'éliminer ce problème, par exemple : les solutions par limitation de la condition de glissement, les solutions par observateur, etc.

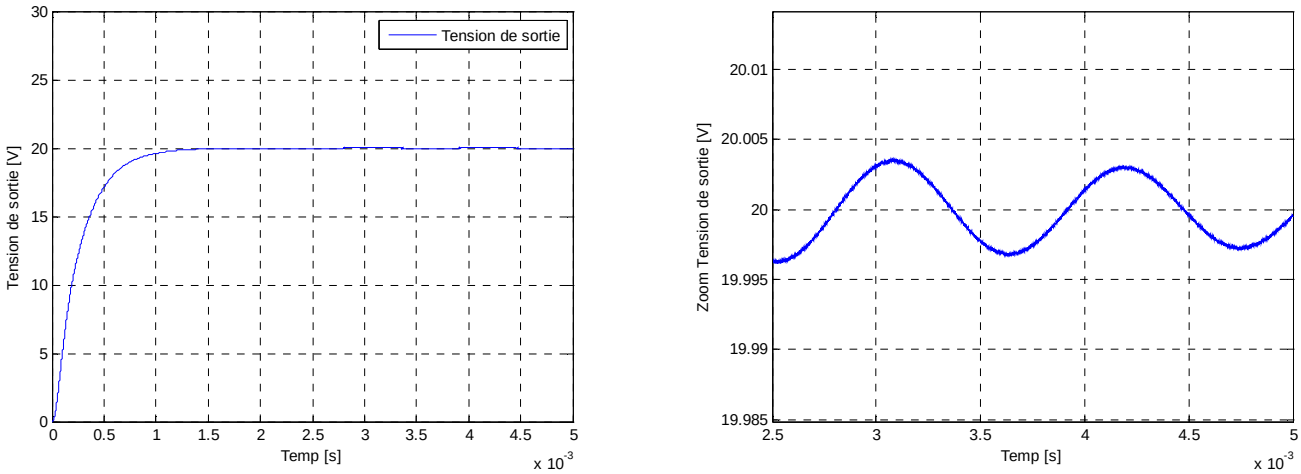
4.5 Résultats des simulations

On présente ici quelques résultats obtenus par simulations numériques concernant l'analyse des performances de ce type de commande appliquer à un convertisseur DC-DC. Les valeurs des éléments sont toujours ceux du convertisseur Buck d'Alsat-1 du Tableau.3.1.

Les figures (4.8, 4.9 et 4.10) représentent l'allure de la tension V_o, du courant d'inductance et de sortie respectivement ainsi que le la forme d'onde des ondulations résiduelles. On remarque sur la tension de sortie et le courant de l'inductance le passage par un pique de valeurs très inférieures par rapport à la commande MLI. En ce qui concerne la tension de sortie, l'établissement de l'état d'équilibre passe seulement par une valeur maximale, un zoom sur cette dernière montre la présence d'ondulations résiduelles dont la forme d'onde n'a subit aucune déformation.

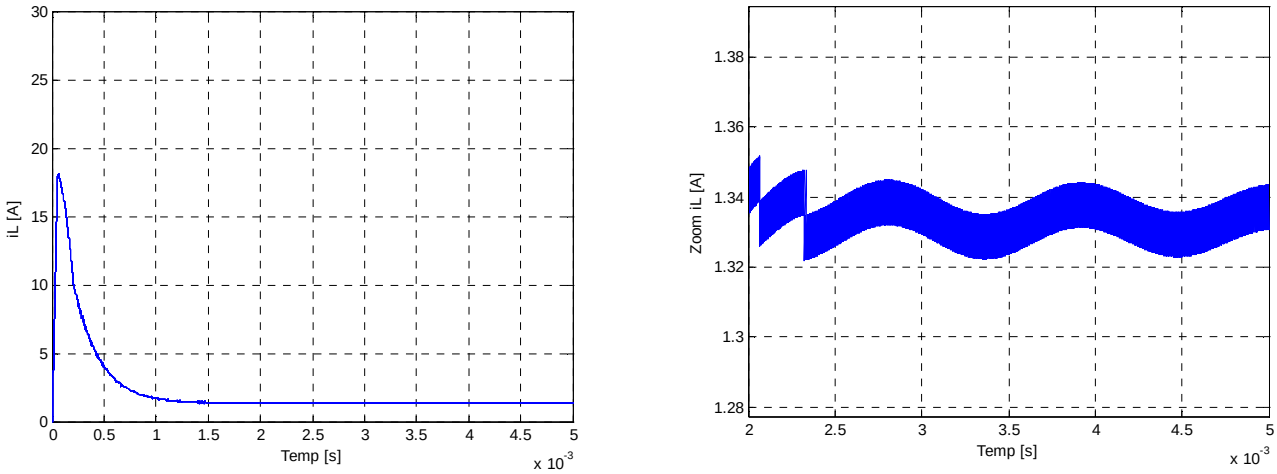
Les figures (4.11, 4.12) montrent l'allure de la tension de sortie et le courant de l'inductance pour différentes valeurs du coefficient de surface de glissement g ; on remarque que pour des valeurs comprises entre 4000 et 12000, on obtient de bonnes réponses pour des valeurs de cet intervalle avec une amplitude minimale des ondulations, et pour des valeurs au delà de cet intervalle, on remarque une apparition d'oscillations plus importantes de l'amplitude des ondulations (une augmentation du temps de réponse avec élargissement du pique à l'état transitoire) avec l'apparition d'un passage de la valeur maximale vers une valeur minimale (overshoot) avant d'atteindre l'état d'équilibre d'où la forme d'onde très importante.

Les figures (4.13 et 4.14) illustrent l'influence de la variation de la charge sur le courant et la tension de sortie ainsi que le courant de l'inductance. L'augmentation de la valeur de la charge engendre une variation presque nulle dans la forme d'onde de tension de sortie ce qui justifie la robustesse du système avec une diminution de la valeur continue du courant de sortie.



(a) (b)

Fig.4.8 : Tension de sortie par SMC.



(a) (b)

Fig.4.9 : Courant d'inductance par SMC.

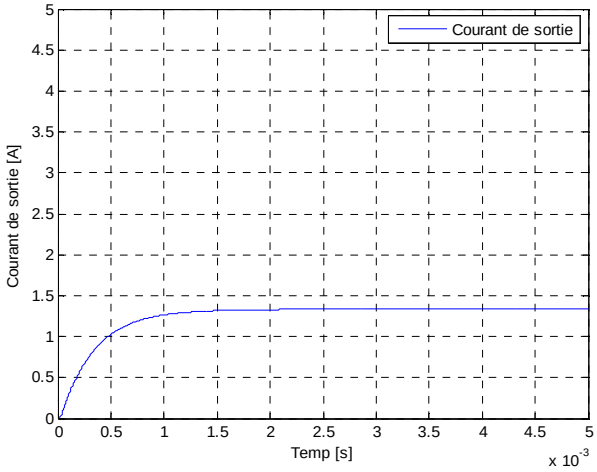
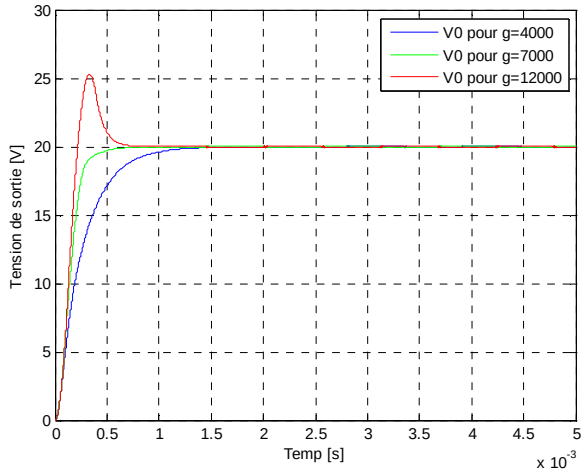
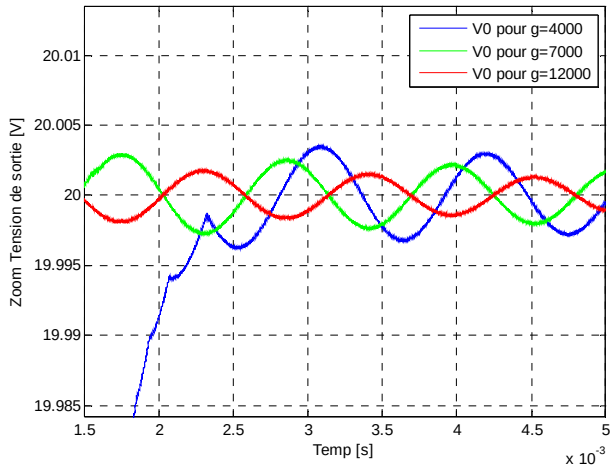


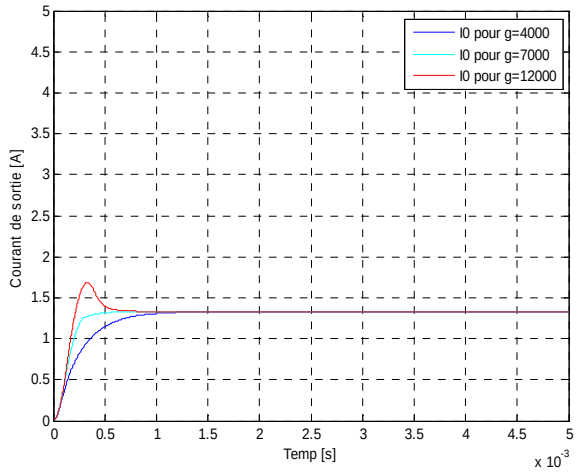
Fig.4.10 : Courant de sortie par SMC.



(a)

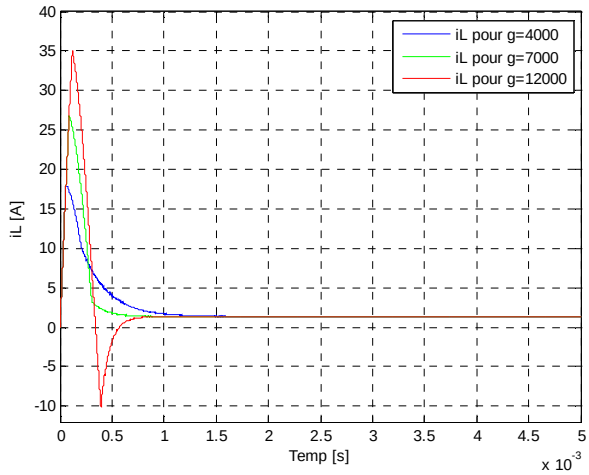


(b)

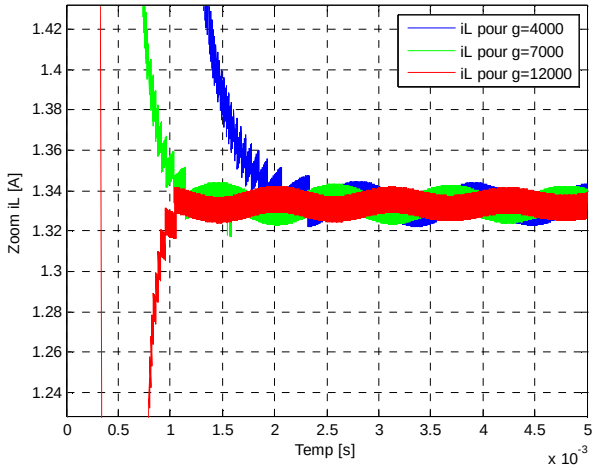


(c)

Fig.4.11 : Tension et courant de sortie pour différentes valeurs de (g) du contrôleur par mode glissant SMC.

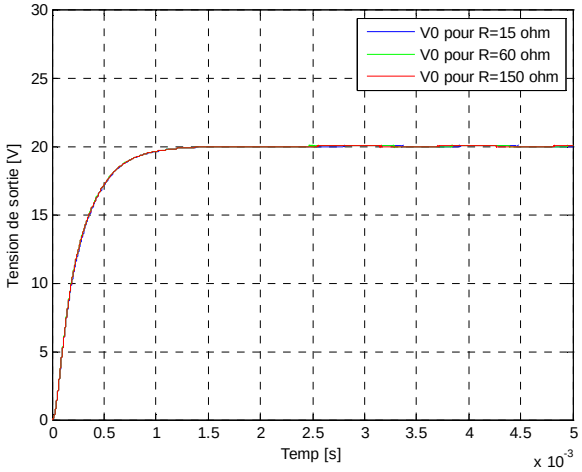


(a)

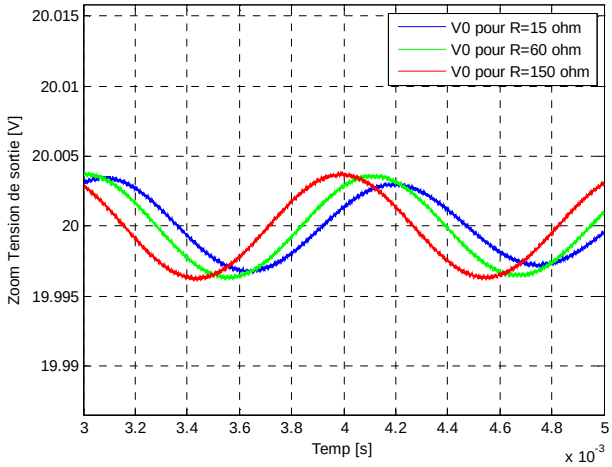


(b)

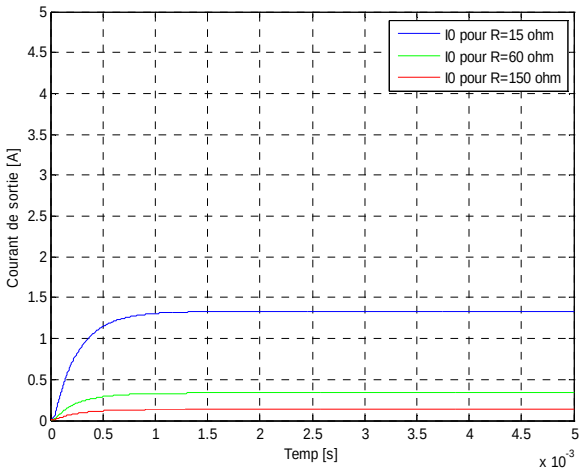
Fig.4.12 : Courant d'inductance pour différentes valeurs de (g) du contrôleur par mode glissant SMC.



(a)

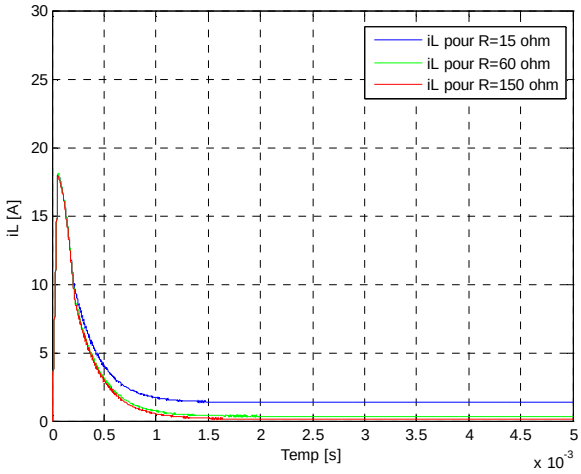


(b)

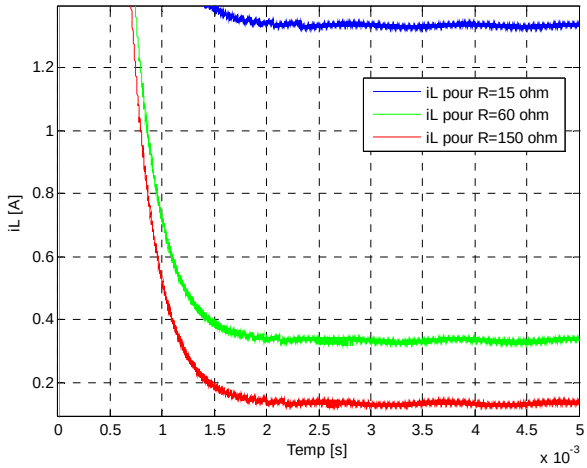


(c)

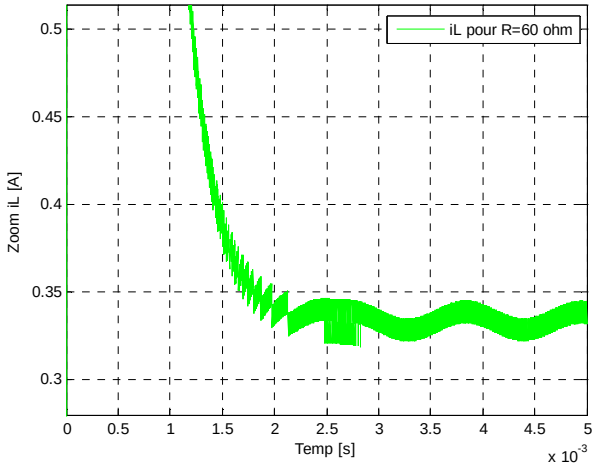
Fig 4.13 : Tension et courant de sortie pour différentes valeurs de la charge.



(a)



(b)



(c)

Fig 4.14 : Courant d'inductance pour différentes valeurs de la charge.

4.6 Test de la Robustesse par SMC

L'objectif de ce travail est l'étude de comportement de la robustesse de la commande par mode glissant **SMC**, dans le but de remplacer la commande par modulation de largeur d'impulsions **MLI** implémentée sur le module énergie de bord d'Alsat-1.

Dans ce qui suit, nous allons élaborer une étude comparative entre les deux technique **MLI** et **SMC** de point de vue robustesse et performance du système, pour cela nous avons essayé de faire un test de variation paramétrique et de changer les paramètres du convertisseur (R, L, C).

Les figures (4.15, 4.16, 4.17, 4.18 et 4.19) illustrent l'influence de la variation de la valeur de la charge sur le courant et la tension de sortie ainsi que le courant de l'inductance et ceci pour une variation de la charge de (15→60) Ω a différentes valeurs de **g (**coefficient de surface de glissement**)** appliquée a l'instant (t=0.0037s) en utilisant les techniques de commande **SMC** et **MLI.** On remarque que la tension de sortie aux bornes de la charge reste inchangée vis-à-vis des variations de la charge dans le cas de commande par modes glissants avec une dynamique rapide vers une consigne désirée (tension de sortie). Par contre en utilisant la MLI, la réponse de la tension a changé avec un dépassement et une amplitude d'ondulation importante avec apparition du phénomène de chattering.
Les résultats du courant aux bornes de l'inductance et courant de sortie montrent clairement l'avantage de la commande par **SMC** avec une dynamique rapide et moins de chattering. On peut conclure que la technique par modes glissants est plus robuste.

Maintenant nous essayons de changer la valeur de la bobine C (250→25000) μF à l' instant (t=0.0037s) dans le but de tester la robustesse du système en utilisant la commande **SMC**. Les résultats de simulations sont illustrés par les figures (4.20, 4.22 et 4.24) à différentes valeurs de **g**. A ce stade, nous représentons de même les résultats de simulations en utilisant la technique **MLI (**figures 4.21, 4.23 et 4.24).

Dans le cas de la SMC, on remarque que le changement de la valeur de C améliore le temps de réponse, par contre dans le cas de technique MLI la forme de la tension de sortie présente plus d'oscillations ou chattering.

On remarque aussi, que le courant aux bornes de l'inductance et courant de sortie en utilisant la commande MLI, présente un pic d'amplitude important qui influe sur la forme d'onde à l'instant t=0.0037s, par contre dans le cas de la SMC, aucune déformation des ondes du courant n'apparait ce qui montre la robustesse et la performance du système.

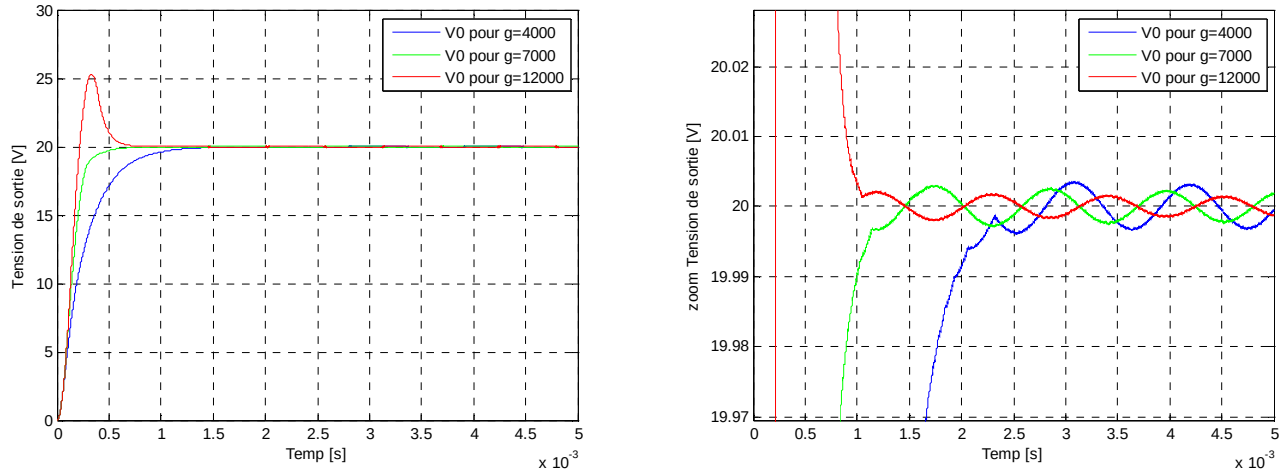


Fig 4.15 : Tension de sortie par SMC pour différentes valeurs de **(g)** avec variation de charge R (15→60) Ω à l'instant t=0.0037s.

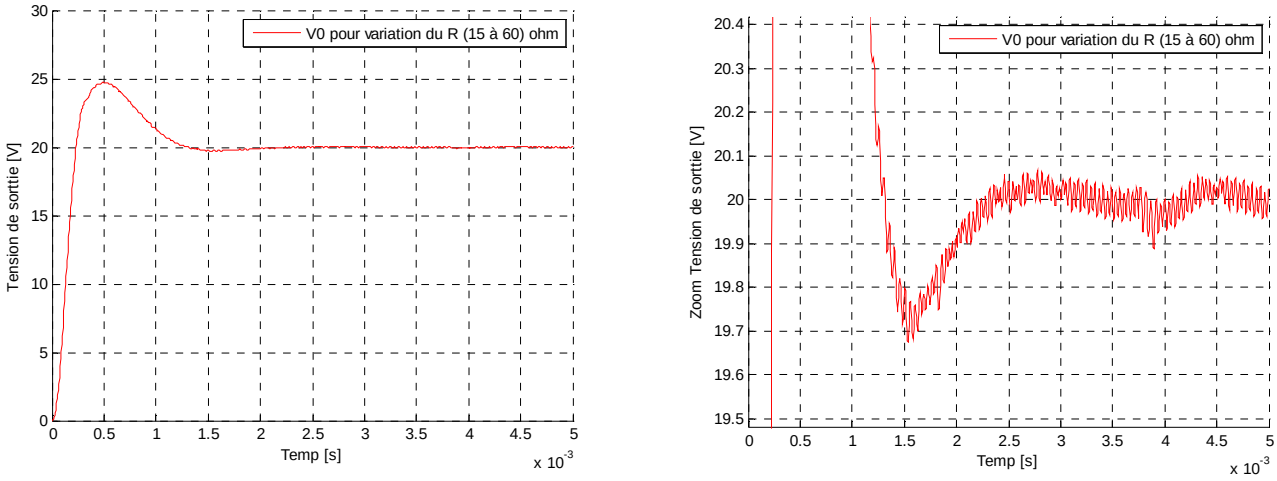


Fig 4.16 : Tension de sortie par MLI avec variation de charge R (15→60) Ω à l'instant t=0.0037.

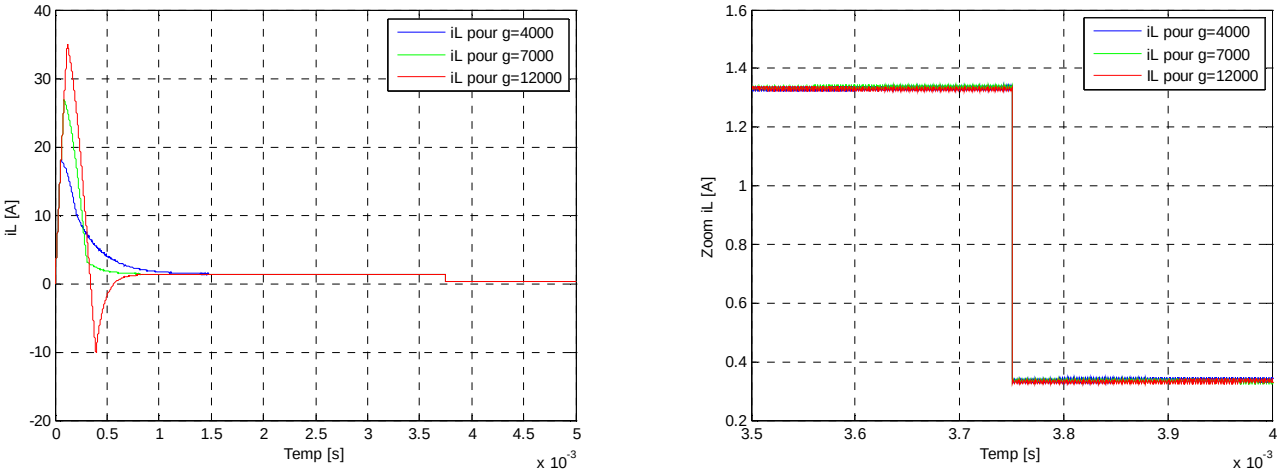


Fig 4.17 : Courant d'inductance par SMC pour différentes valeurs de **(g)** avec variation de charge R (15→60) Ω à l'instant t=0.0037s.

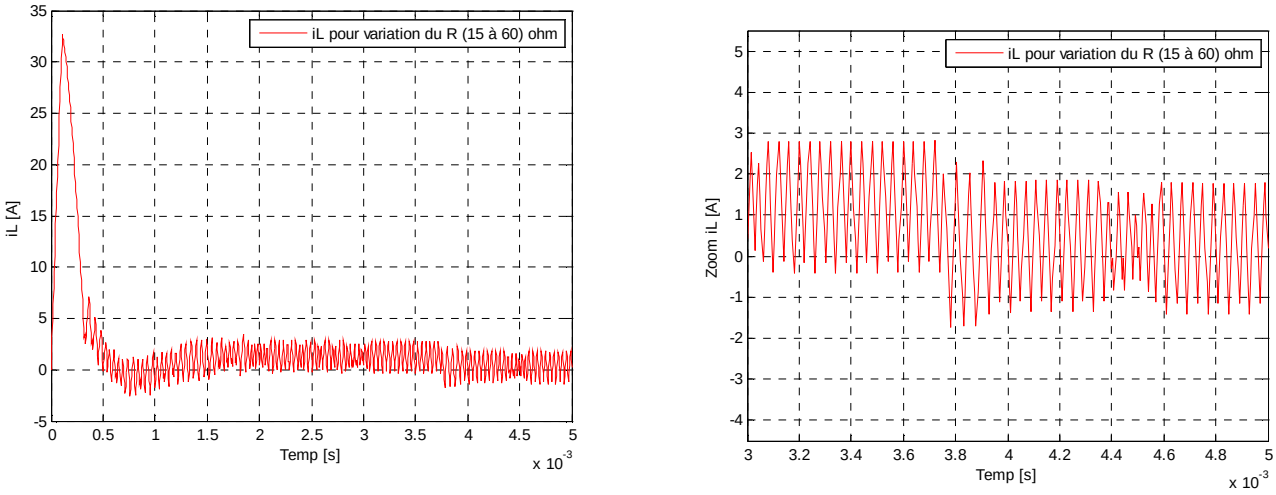
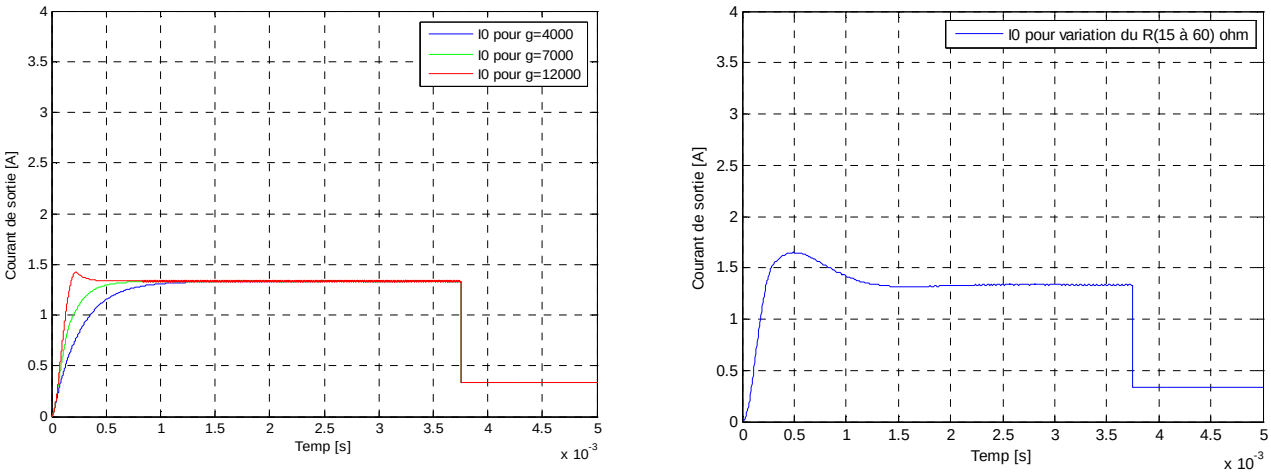


Fig 4.18 : Courant d'inductance par MLI avec variation de charge R (15→60) Ω à l'instant t=0.0037s.



(a) **(b)**

Fig 4.19 : Courant de sortie par SMC (a) et MLI (b) avec variation de charge R (15→60) Ω à l'instant t=0.0037s.

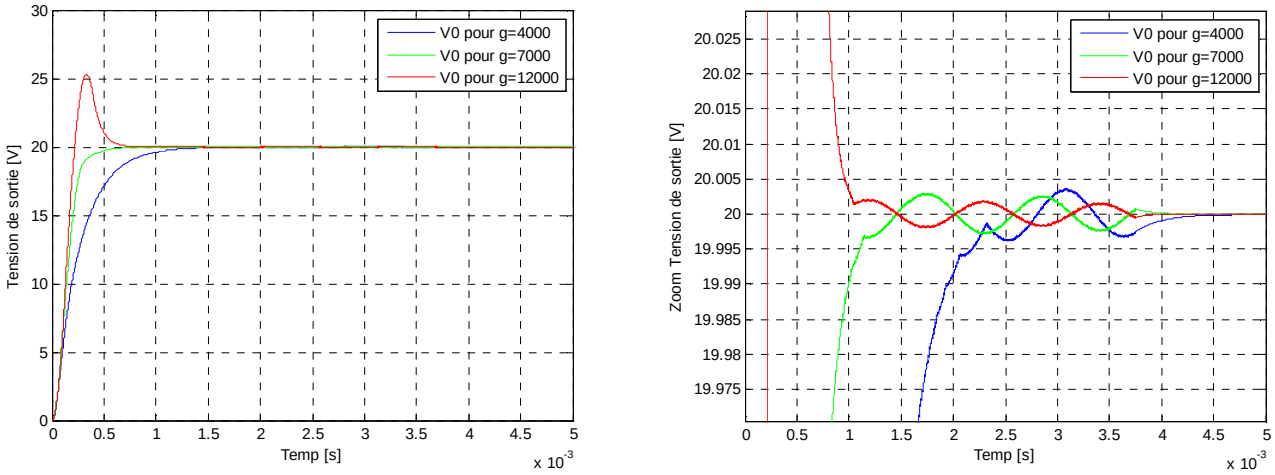


Fig 4.20 : Tension de sortie par SMC pour différentes valeurs de **(g)**
avec variation de capacité C (250→25000) µF à l'instant 0.0037.

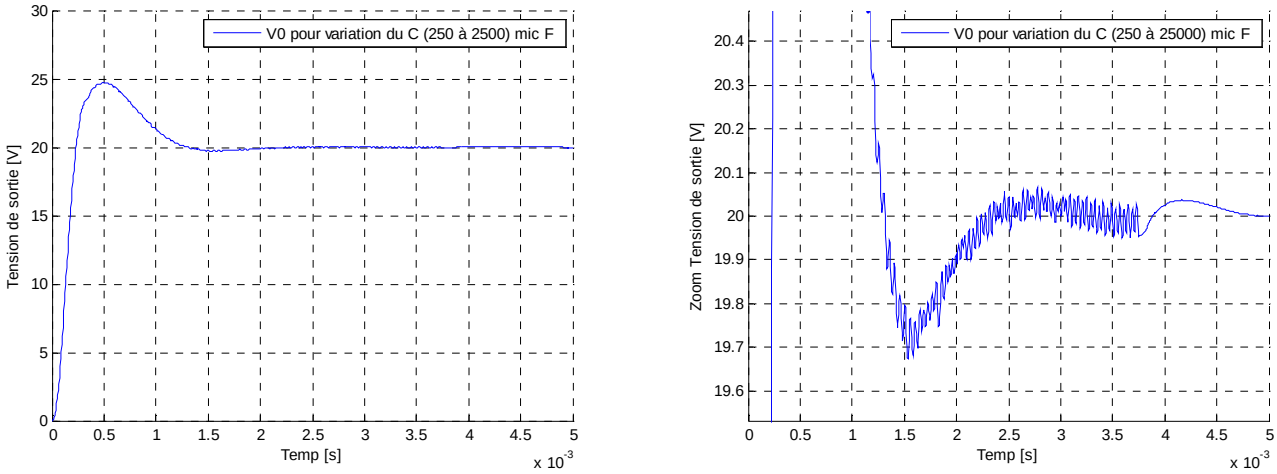


Fig 4.21 : Tension de sortie par MLI
avec variation de capacité C (250→25000) µF à l'instant t=0.0037s.

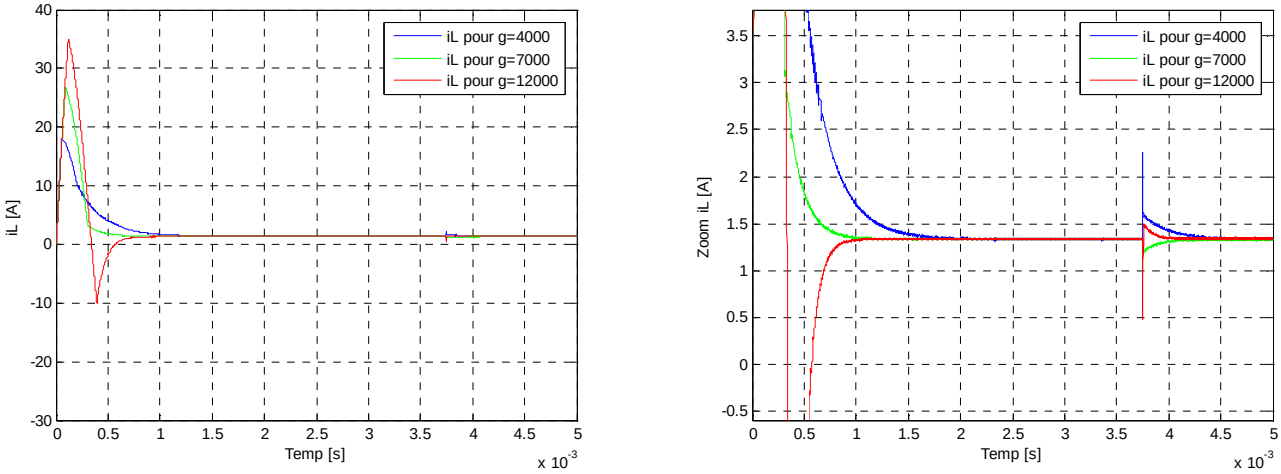


Fig 4.22 : Courant d'inductance par SMC pour différentes valeurs de **(g)** avec variation de capacité C (250→25000) µF à l'instant t=0.0037s.

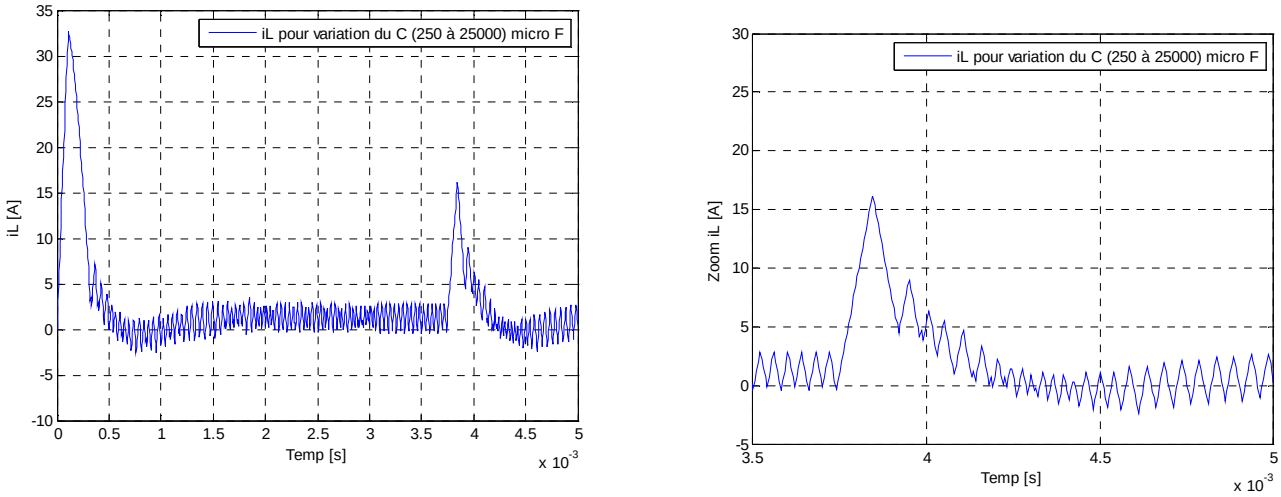


Fig 4.23 : Courant d'inductance par MLI avec variation de capacité C (250→25000) µF à l'instant t=0.0037s.

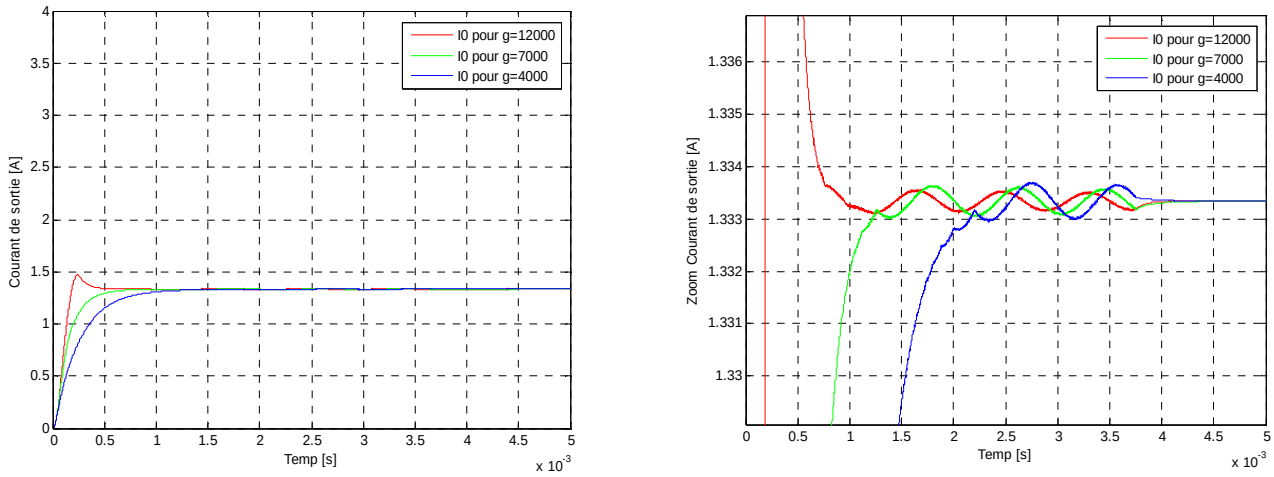


Fig 4.24 : Courant de sortie par SMC
avec variation de capacité C (250→25000) µF à l'instant t=0.0037s.

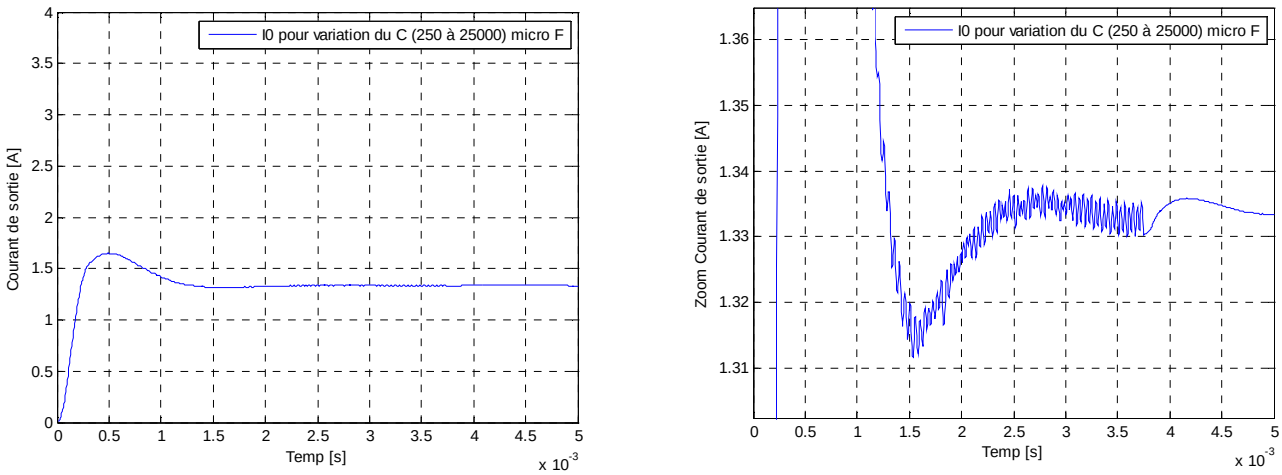


Fig 4.25 : Courant de sortie par MLI.
avec variation de capacité C (250→25000) µF à l'instant t=0.0037s.

4.7 Conclusion

Dans ce chapitre, on a décrit les principes de base de la théorie de la commande par mode de glissement appliquée aux convertisseurs DC/DC. Cette technique s'adaptant bien aux cas des systèmes à structure variables et sur tout connue pour sa robustesse vis-à-vis des changements des paramètres ou des perturbations des systèmes.

Les résultats des simulations confirment bien cet aspect théorique et démontrent que l'approche de commande par mode glissant est plus robuste par rapport à la commande MLI déjà implémentée sur le module énergie de bord d'Alsat-1.

Conclusion Générale

Conclusion générale

L'objectif de ce travail a été de synthétiser des lois de commande robuste pour des convertisseurs électroniques. Le choix de la technique de commande par mode de glissement comme technique remplaçant la modulation de largeur d'impulsion (MLI) implémentée sur le sous système d'énergie d'Alsat 1 a été motivé par la présence d'interrupteurs dans les convertisseurs électriques, qui en commutant font varier la structure du circuit. Cette méthode de commande, permet de moduler l'énergie qui transite par le convertisseur de la source vers la charge, en fonction des besoins de l'utilisateur.

Un seul type de convertisseur a été traités dans ce rapport ; un convertisseur DC/DC de type abaisseur de tension (Buck). Du point de vue de modélisation, le modèle d'état de l'abaisseur est linéaire, mais la commutation est de nature discontinue (commutation d'interrupteurs).

Dans ce mémoire, une étude comparative des deux techniques de commande à savoir : la commande par MLI et modes glissants, appliquées à la mise en forme du courant et de la tension dans un convertisseur DC/DC, a été élaborée. Dans ce contexte nous avons étudié séparément chaque technique afin de définir les avantages et les inconvénients de chacune d'elle.

La modulation de largeur d'impulsion (MLI) est une technique de commande qui est réputée par sa simplicité à mettre en œuvre du point de vue conception, et par son faible coût de réalisation ce qui a élargie son domaine d'application : conversion analogique-numérique, amplificateur de classe D, dans les dispositif de puissance utilisant des commutateur de type MOSFET, IGBT, GTO dont les convertisseur DC/DC en particulier pour les applications spatiales.

Cette technique présente quelques inconvénients, notamment la présence du pique à l'état transitoire qui peut être destructive, un autre inconvénient est dû au phénomène de décrochage synchrone et qui engendre une dégradation de la forme d'onde. Cependant, cette dégradation apparaît seulement sur la forme d'onde des ondulations.

L'introduction d'une nouvelle variante de commande telle que la commande par mode de glissement s'est révélée très robuste et performante. Les résultats obtenus par simulation montrent clairement des améliorations par rapport à la technique MLI vis à vis de l'amplitude crête à crête de l'ondulation résiduelle et de l'apparition du pic à l'état transitoire avec une dynamique plus rapide.

Sous certaines conditions une équivalence de la commande par modulation de largeur d'impulsions et de la commande par mode de glissement peut être utilisée au profit de la commande MLI pour synthétiser des rapports cycliques robustes. En ce qui concerne les perspectives de ce travail, nous pouvons citer :

- ✓ Réalisation expérimentale de la commande par mode de glissement sur un convertisseur abaisseur de tension.
- ✓ Application d'une autre technique de commande plus robuste telle que la technique neuro-floue.

Bibliographie

BIBLIOGRAPHIE

[1] G. **Maral** and **M**.**Bousquet,** "*Satellite Communications Systems", John Wiley and Sons, 1986.*

[2] S. Ben-Yaakov, "*Control Design of PWM converter", Http://www.ee.bgu.ac.il/~pel/ , 2006.*

[3] F. BODJAMA,*"Commande par mode de glissement application aux convertisseur électrique", Thèse de Doctorat en Electrotechnique de l'université Paul Sabatier, Toulouse, 1991.*

[4] V.I.Utkin, "vari*able structure systems: present and Futur", Automation and Remote Control, Vol 44, No.9, 1984, pp75-94.*

[5] H. Bühler " *Réglage par mode de glissement* ", *Presses polytechniques romandes, 1986.*

[6] V. Marinus Van Der Zel, "*Autonomous power system for low earth orbit Micro satellite.Guildford", UK, University of Surrey, 1990.*

[7] M. Bekhti, *M..N Sweeting, and W. Sun, "Alsat-1: The first step into space. for Algeria," in Proc. 53rd IAC and World Space Congress., Houston, TX,. 2002.*

[8] C.C. Fang and **E.H. Abed**, "s*ampled-data modelling and analysis of PWM DC-DC converters PartI. Closed-loop circuits," preprint, Feb. 1998.*

[9] J. K. **Mc Dermott** "*Power, Space Mission Analysis and Design", Kluwer Academic Publishers, 1991.*

[10] M.A. Green, "*Advanced Solar Energy Conversion, Third Generation Photovoltaic", Springer New York 2003.*

[11] N. Schibli, "*DC-DC converter for two quadrant with controlled output Voltage", EPE'99, Lausanne, pp 17.*

[12] B. Marty, "*practical switching power supply design". Academic press, INC, Edition 1993.*

[13] D. Linden and **T.B. Reddy**, *"Handbook of Batteries", McGraw-Hill, Third Edition.2002.*

[14] M. C. Brown, '*Pratical switching power supply design"*, *Academic press, INC, Edition 1993.*

[15] V.I.Utkin,"*Discontinous Control systems: state of the Art in theory and Applications",10 th World Congress, International Federation of Automatic Control Munich, Federal Republic of Germany, july 27-31, 1987,pp 75-94.*

[16] H. Sira-Ramirez, "*A Geometrie Approach to the Feedback Control of Switch Mode DC-to DC Power Supplies",IEEE Transaction on Circuit and systems, Vol 35, No.10, October 1988, pp.1229-1298.*

[17] A. F.Fillipov, "*differential equation with discontinuous right–hand side ",Mathematicheskii sbornich,51 No.1 ,1960,pp. 99-128 (in Russian).*

[18] G. Spiazzi, **P. Mattavelli**, **L. Rossetto**, **L. Malesani**, "*Application of Sliding Mode Control to Switch-Mode Power Supplies", Journal of Circuits, Systems and Computers (JCSC), Vol.5,*No. 3, September 1995, pp.337-354

[19] P. Mattavelli, **L. Rossetto**, **G. Spiazzi**, "*Small-signal analysis of DC-DC converters with sliding mode control", Proc. of Applied Power Electronics Conf. (APEC), Dallas, March 1995, pp.153-159.*

[20] A. Altowati, "DC *DC switching converter", Helsinki University , Master 2006.*

République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de L'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Université des Sciences et de la Technologie d'Oran
Mohamed Boudiaf

Faculté de Génie Electrique
Département d'Electronique
Ecole Doctorale des Techniques et Applications Spatiales
Option : Instrumentation Spatiale

Thèse de Magister

Présentée par :

DJELLALI EL HOSSYEN

Thème

Commande des Convertisseurs DC-DC par Mode de Glissement (Application pour le Module Energie de Bord des Microsatellites)

Soutenu publiquement en 2011 devant le jury :

Mr	A. BOUDGHENE STAMBOULI	Professeur – USTO	Président
Mr	N. BOUGHANEMI	Professeur – USTO	Examinateur
Mr	M. BOUHAMIDA	Professeur – USTO	Examinateur
Mr	A. SI MOHAMMED	Maitre de recherche – CTS	Examinateur
Mr	L. MERAD	Maitre de recherche – CTS	Promoteur
Mr	Y. BENTOUTOU	Maitre de recherche – CTS	Invité

Année Universitaire : 2011/2012

REMERCIEMENTS

A dieu, le tout puissant, nous rendons grâce pour nous avoir donné santé, patience, et surtout raison. Ce travail a été effectué au laboratoire de l'instrumentation spatiale CTS d'Arzew en collaboration avec l'université USTO d'Oran

Je ne sais pas comment remercier mon encadreur Mr.L.MERAD pour m'avoir accordé sa confiance en me proposant ce sujet de recherche et en acceptant de le diriger, pour ses conseils qui m'ont permis d'évoluer, pour sa tolérance, sa motivation et son soutien tout au long de ce travail.

Je veux aussi exprimer ma gratitude et ma reconnaissance envers mes enseignants de l'EDTAS à savoir : Mr. A SI MOHAMMED,

Mr. A. BOUDJAMAI, et Mr. N. BOUGHANEMI coordinateur de l'école doctorale en techniques et applications spatiales.

Je remercie également mon professeur Mr. A.BOUDGHENE STAMBOULI de m'avoir accordé l'honneur et le plaisir de présider le jury de mon mémoire, ainsi que Mr.N. BOUGHANEMI, Mr..BOUHAMIDA. Mr.Y. BENTOUTOU et Mr.A. SI MOHAMMED d'avoir voulus examiner, juger ce travail et participer au jury.

Résumé

Le travail de cette thèse porte sur la synthèse de systèmes de commande robuste pour les convertisseurs continu-continu (DC/DC), en utilisant le principe des modes glissants (commande à structure variable).

Les convertisseurs DC/DC sont par nature des systèmes dont la structure varie (commutation d'interrupteurs), par conséquent la technique des modes glissants s'adapte bien aux cas des systèmes à structure variables (commutation d'interrupteurs). Cette technique est caractérisée par la discontinuité de la commande aux passages par une surface de commutation. Tout repose donc sur le choix approprié de cette surface de commutation appelé encore surface de glissement. La commande de glissement peut être considérée comme une régulation par tout ou rien qui entre dans un mode de fonctionnement particulier. L'avantage saillant de la commande à structure variable avec le mode de glissant est la robustesse contre les changements des paramètres ou des perturbations des systèmes.

L'objectif de cette thèse consiste donc à remplacer la modulation de largeur d'impulsion (MLI) déjà utilisée dans le module énergie de bord d'Alsat-1.

Les résultats de simulation et les études comparatives faites avec la technique MLI nous montre l'intérêt de la commande par mode glissant pour des convertisseurs DC/DC, en particulier la robustesse et la performance du système.

ملخص

تطرقنا في هدا العمل إلى دراسة وتحليل للأنظمة ذات التحكم المهاري عالي الجودة لطبولوجية المحولات من نوع مستمر- مستمر, ودالك باستعمال مبدأ تقنية التحكم الانزلاقي (تحكم ذات تركيب أو بنية متغيرة).

المحولات من نوع مستمر- مستمر تنتمي إلى الأنظمة ذات تركيب متغير(قاطعة إبدال), ومن نفس الطبيعة تقنية التحكم الانزلاقي تتكيف بطريقة جيدة في حالة الأنظمة ذات تركيب متغير(قاطعة إبدال) .

إن تقنية التحكم الانزلاقي تعتمد على التحكم المتقطع عبر مسار يعبر عنه بمساحة, هاته الأخيرة يتم اختيارها بشكل دقيق وتسمى أيضا مساحة الانزلاق.

التحكم الانزلاقي يمكن اعتباره منظم أو معدل الكل أو لا شيء ودالك بشكل سير خاص ومحدد. الأهمية و الميزة البارزة في نضام التحكم ذات تركيب متغير مع تقنية التحكم الانزلاقي هي المهارة العالية ضد التغيرات في قيم ومكونات النظام أو اضطرابات النضام.

الهدف من هدا البحث ادن هو استبدال تقنية النمطية الواسعة الدبدبات (MLI) المستعملة أساسا داخل وحدة نظام الطاقة للقمر الصناعي السات 1.

نتائج التمثيليات ودراسات المقارنة المفصلة في البحث لتقنية (MLI) أوضحت أهمية تقنية التحكم الانزلاقي للمحولات من نوع مستمر- مستمر,وبشكل خاص في المهارة العالية والجودة في سير النضام.

كلمات مفتاحيه

تركيب متغير. التحكم الانزلاقي , (MLI) تقنية النمطية الواسعة الدبدبات, السات 1 , المحول مستمر- مستمر

Sommaire

Introduction générale..... 1

Chapitre 1. Généralités sur les satellites et environnement spatiale

1.1 Introduction..... 4
1.2 Système satellite 4
1.2.1 Charge utile 5
1.2.2 Plate forme .....
1.2.2.1 Structure..... 6
1.2.2.2 Sous système contrôle thermique..... 5
1.2.2.3 Sous système énergie de bord 6
1.2.2.4 Sous-système gestion de bord 7
1.2.2.5 Sous-système propulsion 8
1.2.2.6 Sous-système contrôle d'attitude 9
1.2.2.7 Câblage et Pyrotechnie 10
1.3 Caractéristiques de l'environnement spatial 10
1.3.1 Vide 10
1.3.2 Rayonnements énergétique 10
1.3.3 Microgravité 11
1.3.4 Espace vide 11
1.4 Conclusion 12

Chapitre 2. Architectures du système d'énergie de bord d'un stellite

2.1 Introduction 13
2.2 Topologies des systèmes photovoltaïques..... 14
2.3 Générateur photovoltaïque..... 15
2.3.1 Panneaux solaires photovoltaïques 15
2.3.2 Principe..... 17
2.3.3 Constitution d'un générateur photovoltaïque 19
2.2.4 Rendement..... 20
2.2.5 Température 21
2.3.6 Principe de la recherche du point de puissance maximal 22
2.3.6.1 Classification des commandes MPPT..... 22
2.4 Stockage de l'énergie 23
2.4.1 Classification des batteries..... 23
2.4.2 Paramètres des batteries..... 23
2.5 Convertisseur continu- continu..... 26
2.5.1 Convertisseur série ou abaisseur de tension(Buck)..... 28
2.5.1.1 Conduction continue 28
2.5.2 Convertisseur parallèle ou élévateur de tension (Boost)..... 30
2.5.2.1 Relation générale..... 31

2.6 Conclusion..... 33

Chapitre 3. Commande d'un convertisseur DC-DC par MLI

3.1 Introduction 34
3.2 Structure des systèmes étudiés..... 34
3.3 Commande par modulation de largeur d'impulsion 35
3.4 Application au hacheur fonctionnant en abaisseur de tension..... 36
3.4.1 Détermination de la valeur des éléments..... 39
3.4.2 Ondulation admissible..... 40
3.4.3 Analyse fréquentielle..... 40
3.4.4 Différents modes de conduction..... 41
3.4.4.1 Mode de conduction continu..... 41
3.4.4.2 Mode de conduction discontinu 41
3.4.4.3 Mode de conduction critique..... 41
3.4.5 Conception du filtre 42
3.5 Résultats de simulation..... 44
3.6 Conclusion..... 48

Chapitre 4. Commande d'un convertisseur DC-DC par modes glissants

4.1 Introduction 49
4.2 Configuration de base pour les systèmes à structure variable 50
4.3 Solution des systèmes dynamiques à seconde membre discontinu..... 52
4.3.1 Méthode de Fillipov 52
4.3.2 Méthode d'Utkin: commande équivalente 53
4.3.3 Principe de commande par mode de glissement..... 54
4.3.4 Condition d'invariance de la variété (surface) s..... 55
4.4 Application des modes glissants à la commande d'un convertisseur DC –DC..... 56
4.4.1 Modèle mathématique du hacheur 56
4.4.2 Condition d'existence 58
4.5 Résultats des simulations 59
4.6 Test de la Robustesse par SMC 64
4.7 Conclusion 70
Conclusion générale..... 71
Bibliographie 73

Liste des figures

Figure (1.1)	**Système d'énergie de bord d'Alsat -1;**	7
Figure (1.2)	**Paramètres orbitaux pour les orbites d'attente et de transfert**;	8
Figure (1.3)	**Architecture générale d'un satellite**;	11
Figure (2.1)	**Bus non régulé**;	14
Figure (2.2)	**Bus régulé**;	15
Figure (2.3)	**Module solaire photovoltaïque**;	16
Figure (2.4)	**Notion de système à générateur photovoltaïque**;	17
Figure (2.5)	**Caractéristique I(V) d'une cellule photovoltaïque**;	18
Figure (2.6)	**Schéma équivalant électrique d'une cellule PV**;	19
Figure (2.7)	**Schématisation d'un GPV élémentaire avec diodes by-pass et diode anti-etour** ;	20
Figure (2.8)	**Influence de la température sur les cellules**;	21
Figure (2.9)	**Caractéristique de la cellule PV pour différentes températures**;	21
Figure (2.10)	**Chaîne élémentaire de conversion photovoltaïque convertisseur DC contrôlé par une commande MPPT**;	22
Figure (2.11)	**Représentation schématique d'un convertisseur Buck**;	28
Figure (2.12)	**Formes d'ondes des principales grandeurs**;	30
Figure (2.13)	**Représentation schématique d'un convertisseur Boost**;	31
Figure (2.14)	**Formes d'ondes des principales grandeurs**;	33
Figure (3.1)	**Structure d'un système électronique de puissance**;	35
Figure (3.2)	**Schéma de principe de la commande par MLI;**	36
Figure (3.3)	**Convertisseur abaisseur de tension**;	36
Figure (3.4)	**Evolution de la tension et du courant au niveau des interrupteurs**;	37
Figure (3.5)	**Schéma équivalent du circuit pendant l'intervalle t_e**;	38
Figure (3.6)	**Schéma équivalent du circuit pendant l'intervalle t_d**;	39
Figure (3.7)	**caractéristique de la tension sortie en fonction du rapport cyclique**;	39
Figure (3.8)	**Tension et courant d'inductance en mode continu;**	41
Figure (3.9)	**Tension et courant d'inductance en mode discontinu**;	41
Figure (3.10)	**Courant d'inductance en mode critique**;	42
Figure (3.11)	**Schéma électrique du filtre**;	42
Figure (3.12)	**Diagramme de BODE de la fonction de transfert**;	43

Figure (3.13)	**Tension de sortie par MLI;**	45
Figure (3.14)	**Courant d'inductance par MLI;**	45
Figure (3.15)	**Courant de sortie par MLI**;	45
Figure (3.16)	**Tension et courant de sortie pour différentes va leurs de la charge par MLI.**;	46
Figure (3.17)	**Courant d'inductance pour différentes valeurs de la charge par MLI** ;	46
Figure (3.18)	**Tension et courant de sortie pour différentes valeurs de la fréquence de commutation;**	47
Figure (3.19)	**Courant d'inductance pour différent es valeurs de la fréquence de commutation** ;	47
Figure (4.1)	**Configuration par changement par retour d'état;**	50
Figure (4.2)	**Configuration en changeant la structure par commutation d'interrupteur;**	51
Figure (4.3)	**Construction du champ de vecteur moyen f^0 a partir des champs f^+ et f^-;**	52
Figure (4.4)	**Commande équivalente et commande réelle;**	54
Figure (4.5)	**Schéma du convertisseur DC-DC (Buck);**	56
Figure (4.6)	**Trajectoire de phase symbolique du Buck sans réglage;**	57
Figure (4.7)	**Phénomène de réticence;**	58
Figure (4.8)	**Tension de sortie par SMC;**	60
Figure (4.9)	**Courant d'inductance par SMC;**	60
Figure (4.10)	**Courant de sortie par SMC;**	60
Figure (4.11)	**Tension et courant de sortie pour différentes valeurs de (g) du contrôleur par mode glissant SMC;**	61
Figure (4.12)	**Courant d'inductance pour différentes valeurs de (g) du contrôleur par mode glissant SMC;**	61
Figure (4.13)	**Tension et courant de sortie pour différentes valeurs de la charge;**	62
Figure (4.14)	**Courant d'inductance pour différentes valeurs de la charge;**	63
Figure (4.15)	**Tension de sortie par SMC pour différentes valeurs de (g) ; avec variation de charge R (15→60) Ω à l'instant t=0.0037s;**	65
Figure (4.16)	**Tension de sortie par MLI avec variation de charge R (15→60) Ω à l' instant t=0.0037s;**	65
Figure (4.17)	**Courant d'inductance par SMC pour différentes valeurs de (g) avec variation de charge R (15→60) Ω à l'instant t=0.0037s;**	66
Figure (4.18)	**Courant d'inductance par MLI avec variation de charge R (15→60) Ω à l' instant t=0.0037s;**	66
Figure (4.19)	**Courant de sortie par SMC (a) et MLI (b) avec variation de charge R (15→60) Ω à l'instant t=0.0037s;**	66
Figure (4.20)	**Tension de sortie par SMC pour différentes valeurs de (g) avec variation de capacité C (250→25000) µF à l'instant t=0.0037s;**	67

Figure (4.21)	**Tension de sortie par MLI avec variation de capacité C (250→25000) µF à l'instant t=0.0037s;**	67
Figure (4.22)	**Courant d'inductance par SMC pour différent valeur de (g) avec variation de capacité C (250→25000) µF à l'instant t=0.0037s;**	68
Figure (4.23)	**Courant d'inductance par MLI avec variation de capacité C (250→25000) µF à l'instant t=0.0037s;**	68
Figure (4.24)	**Courant de sortie par SMC avec variation de capacité C (250→25000) µF à l'instant t=0.0037s;**	69
Figure (4.25)	**Courant de sortie par MLI avec variation de capacité C (250→25000) µF à l'instant t=0.0037s.**	69

Introduction Générale

Introduction générale

Le système d'alimentation électrique représente l'un des défis les plus importants du design d'un microsatellite lorsque l'on considère qu'il faut limiter au minimum les masses et les volumes de ses composantes. La fabrication de la structure du satellite sera fortement influencée par le système d'alimentation électrique et la demande s'évalue à partir de la consommation de chacun des sous systèmes.

Puisque tous les sous-systèmes de bord ont besoin d'énergie pour fonctionner, dans la quasi-totalité des cas, cette énergie est fournie par des panneaux photovoltaïques qui transforment l'énergie des photons lumineux en énergie électrique et cette dernière doit être régulée avant d'être utilisée directement par les systèmes de bord ou stockée dans les batteries qui permettent de faire face à des pointes de consommation des équipements, ou d'assurer la continuité du fonctionnement quand le satellite est en éclipse.

Une exigence essentielle de la mission d'un satellite est la continuité du fonctionnement, en période d'ensoleillement comme en période d'éclipse, tout au long de sa vie opérationnelle. Pour cela il est nécessaire de pouvoir exploiter une source d'énergie fournissant l'électricité dont l'ensemble des sous-systèmes a besoin [1]. Cette source d'énergie est généralement constituée de trois composants principaux : les générateurs primaires (dans le cas le plus général, les générateurs primaires des satellites sont des générateurs photovoltaïques), les éléments de stockages (qui sont assuré par les accumulateurs électrochimiques) et l'électronique de conditionnement.

L'électronique de puissance est une partie du génie électrique qui traite la conversion statique de l'énergie électrique d'une forme en une autre forme, adaptée au besoin de l'utilisateur. L'élément clé de cette conversion statique est l'interrupteur [2]. En effet, celui-ci utilisé en commutation, est l'organe de commande des convertisseurs statique. Ceux-ci comportent donc des circuits électriques à changement de structure par commutation d'interrupteurs. Il est donc souhaitable d'appliquer à ces convertisseurs électriques des lois de commande qui s'adaptent mieux au fonctionnement discontinu de ces systèmes.

Les solutions du problème de la commande de façon générale (système électrique; automatique robotique etc…) proposées par les chercheurs peuvent être classifiées comme suivant :

1. Les lois non linéaires ;
2. Les techniques d'intelligence artificielle (logique floue; réseau de neurones);

3. Les stratégies par mode glissant.

Ces dernières semblent être des lois bien connues et qui ont prouvées leur efficacité en simulation et en temps réel et conviennent parfaitement à la commande, grâce à leurs caractéristiques de robustesse devant les incertitudes paramétriques et les perturbations.

La théorie des systèmes à structure variable (SSV) et les modes glissants (**MG** ou ***Sliding Mode Controller SMC***) associés, est une technique de commande non linéaire [3]. Elle est caractérisée par la discontinuité de la commande aux passages par une surface de commutation. Tout repose donc sur le choix approprié de cette surface de commutation appelé encore surface de glissement.

L'idée des systèmes à structure variable a jailli à l'issue des travaux du mathématicien soviétique A.G.Fillipov sur les équations différentielles à second membre discontinu. La théorie des systèmes à structure variable a été étudiée et développée exclusivement en union soviétique dans les années soixante [4]. Par la suite, de nombreuses recherches ont été menées partout ailleurs, soit pour compléter l'étude théorique, soit pour l'appliquer aux systèmes physiques. L'utilisation de cette méthode de commande a été longtemps limitée par les oscillations causées par le phénomène de glissement (en anglais : chattering).

Dans le récent ouvrage de Buhler sur la commande par mode glissement restreint au cas des systèmes linéaires, la théorie est présentée sous forme plus adaptée à une application pratique. L'exemple du moteur à courant continu est traité [5].

La technique mode glissants consiste à amener la trajectoire d'état vers la surface de glissement et de la faire commuter à l'aide d'une logique de commutation appropriée autour de celle-ci jusqu'au point d'équilibre. D'où le phénomène de glissement. Ce dernier rend le système bouclé stable et assure la robustesse et insensible à certaines variations des paramètres et aux perturbations. Une propriété importante des régimes glissants est que la trajectoire d'état en mode glissant évolue dans un espace de dimension inférieur, ce qui réduit donc l'ordre du système.

L'objectif de cette thèse vise l'application de nouvelles techniques de commandes non linéaire pour la régulation des convertisseurs DC/DC. Dans ce contexte, nous avons proposé dans un premier temps l'exploitation et l'application de la technique de commande par mode de glissement. Cette technique s'adapte bien aux cas des systèmes à structure variables (commutation d'interrupteurs Cette technique est caractérisée par la discontinuité de la commande aux passages par une surface de commutation. Tout repose donc sur le choix approprié de cette surface de commutation appelé encore surface de glissement.

La commande par mode de glissement peut être considérée comme une régulation par tout ou rien dans un mode de fonctionnement particulier. L'avantage saillant de cette commande est la robustesse contre les changements des paramètres ou des perturbations des systèmes.

L'idée consiste donc à remplacer la loi de commande par la modulation de largeur d'impulsion (MLI) qui déjà utilisée comme technique de régulation du convertisseur DC/DC dans le module énergie de bord d'**Alsat-1**, par une commande par mode de glissement. Des études comparatives seront faites avec la technique MLI afin de valider l'approche utilisée de point de vue robustesse et performance.

Le premier chapitre sera réservé aux généralités sur les satellites et l'environnement spatial. Une étude théorique est dédiée à la structure du satellite tout en présentant les sous-systèmes et leur fonctionnement.

Le deuxième chapitre est consacré à l'étude de l'architecture du système d'énergie de bord du microsatellite ALSAT-1 : le système photovoltaïque; système de régulation; les convertisseurs continu DC/DC. Nous décrivons quelques structures de base des convertisseurs DC/DC servant de liaison entre le générateur photovoltaïque et l'élément de stockage.

Le troisième chapitre s'intéresse à la régulation d'un type de convertisseur DC/DC ; à savoir un Buck (qui est un abaisseur de tension) par l'utilisation de la technique à modulation de largeur d'impulsion (MLI).

Le quatrième et dernier chapitre est dédié à la commande des convertisseurs DC/DC par la technique des modes glissants. Le premier volet du chapitre sera consacré à une présentation de la technique de réglage par mode de glissement. Après avoir posé le problème, nous passons à l'application de ce type commande sur un cas réel celui du microsatellite Alsat-1. Des études comparatives seront faites en fin du chapitre dans le but de valider ce type de commande en termes de robustesse et performances.

Nous achèverons notre manuscrit par une conclusion générale sur tout ce qui a été dit ou obtenu à propos de la commande des convertisseurs DC/DC ainsi que les perspectives prometteuses existantes dans ce domaine d'études intéressant les laboratoires de recherche.

Chapitre I

Généralités sur les Satellites et Environnement Spatial

Chapitre 1

Généralités sur les satellites et environnement spatial

1.1 Introduction

La grande variété des satellites rend difficile d'imaginer une classification rationnelle car il n'existe pas de critère unique selon lequel on peut les comparer. En effet, doit-on les différencier par leur masse ou par leur taille ? Ce critère serait envisageable car l'apparition depuis quelques années de la notion de petits satellites qui seraient plus simples et plus économiques que les grands satellites complexes, suscite un intérêt croissant. Peut-on les classer par la puissance électrique émise ou encore la quantité d'information transmise en bits par seconde ? Doit-on accorder une importance essentielle à leur durée de vie en orbite qui est un facteur important de la rentabilité économique des investissements consentis ? Ou encore, doit-on accorder un poids particulier à leur fiabilité et la sûreté de fonctionnement ? Tous ces critères, pris isolément, conduisent à des classifications quelque peu arbitraires par exemple la classification à partir du type de mission (scientifique, ou application), localisation du satellite dans l'orbite (géostationnaire, héliosynchrone.) ou a partir des caractéristiques physiques (la forme, la masse…).

Dans ce chapitre, nous présentons les concepts de base des satellites, ainsi que les différents modules constituant les satellites.

1.2 Système satellite

Un satellite est un récepteur/ transmetteur sans fil spécialisé qui répète des radios fréquence. Le satellite est lancé par une fusée et placés en orbite autour de la terre.

Le satellite se compose de deux parties. La « charge utile » désigne les équipements qui remplissent la mission : télescopes, caméras, instruments de mesure de l'environnement, radars, etc. La « plateforme » désigne le camion dans lequel cette charge utile est située. Elle assure des fonctions de base.

1.2.1 Charge utile

La charge utile est un système ou un ensemble de systèmes que peut transporter un véhicule spatial et qui est destinée à remplir une mission déterminée : télescopes, caméras, instruments de mesure d'environnement, radars, etc.

La notion de charge utile varie selon les points de vues ; ainsi ce terme peut s'appliquer à un satellite par rapport au lanceur qui le porte, ou bien au bloc expérimental embarqué sur un satellite par rapport à ce satellite qui assure en général la télécommunication et l'observation entre la terre et le spatial.

1.2.2 Plate forme

La plate forme correspond originellement à la structure destinée à supporter la charge utile et est équipée pour lui fournir les ressources nécessaires à son fonctionnement, elle est formée de plusieurs sous-systèmes :

- La structure,
- Sous système de contrôle thermique,
- Sous système énergie de bord,
- La propulsion,
- Sous système de détermination et de contrôle d'attitude et d'orbite,
- Sous système gestion bord (Télémesure et Télécommande),
- Le câblage et pyrotechnie,
- Sous système télécommande et télémesure.

1.2.2.1 Structure

Les fonctions essentielles de la structure consiste à :

- Assurer l'interface avec le lanceur et la distribution des charges dues au lancement.
- Servir de support aux divers équipements.
- Servir d'écran de protection pour les équipements, vis à vis des rayonnements rencontrés dans l'espace.

1.2.2.2 Sous système contrôle thermique

Comme son nom l'indique, ce sous-système se charge de contrôler les températures des équipements, en les gardant dans leurs plages de températures de fonctionnement,

en utilisant un contrôle passif, telles que les couvertures de surface, les isolations, et, ou un contrôle actif tels que les radiateurs, les volets mobiles, etc...

Dans un satellite de télécommunication, une grande partie de la tâche de ce sous-système est de maintenir la température des batteries conforme aux basses limites, pour éviter la congélation du carburant d'hydrazine, et pour dégager la chaleur dissipée par les Tubes à Onde Progressive vers l'extérieur.

On peut dire que ce sous-système a deux buts principaux qui se résument à [6] :

- Assurer aux divers équipements, une fois intégrés dans le satellite et pendant toute la durée de vie, des températures ambiantes comprises dans des plages fixées par spécification, et ceci quel que soit le mode de fonctionnement (cas de fonctionnement normal, cas de pannes prévues, etc.). La gamme des températures spécifiées dépend pour les divers équipements de:
  - ✓ températures limites imposées par les fabricants des composants électroniques,
  - ✓ durée de vie recherchée pour certains équipements particuliers (telle que la batterie).
- Assurer, dans la structure du satellite, une uniformisation suffisante des températures dans le cas où la stabilité dimensionnelle et des alignements précis sont exigés (antennes de télécommunication, optique des senseurs, etc.…).

La durée de vie est extrêmement importante, car d'une part les composants électroniques se dégradent et la dissipation des divers équipements peut varier du début à la fin de la durée de vie. D'autre part, les moyens utilisés pour assurer le contrôle thermique se dégradent aussi en fonction du temps, sous l'influence du rayonnement (UV: Ultra Violé, particules chargées, micrométéorites, etc…).

1.2.2.3 Sous système énergie de bord

Le satellite est composé de dispositifs très complexes tels que les panneaux solaires, les antennes de télécommunication, les senseurs….etc. Ces dispositifs comme tout autres, ont besoins d'être alimentés pour fonctionner. Au premier abord, le mot alimentation révèle peu de choses à un utilisateur d'un dispositif usuel, car son seul souci est d'obtenir le moyen pour l'alimenter, sans se préoccuper de la manière dont celui-ci est construit. Pour un spécialiste en spatiale, l'alimentation est la première contrainte qui le préoccupe.

Actuellement, la source la plus utilisée si ce n'est pas l'unique, est le Soleil, car il constitue un moyen non exhaustif et permanent, et son utilisation ne nécessite pas qu'il soit embarqué ou transmis à partir du sol, d'où l'économie en masse du satellite et en coût de la mission.

Le sous-système énergie de bord (figure 1.1) est chargé de fournir l'énergie nécessaire au fonctionnement du véhicule spatial dans toutes les conditions rencontrées durant sa mission et ceci jusqu'à la fin de la durée de vie prévue [7].

On peut distinguer trois composantes principales :

- les générateurs primaires,
- les générateurs secondaires ou batteries,
- l'électronique de conditionnement.

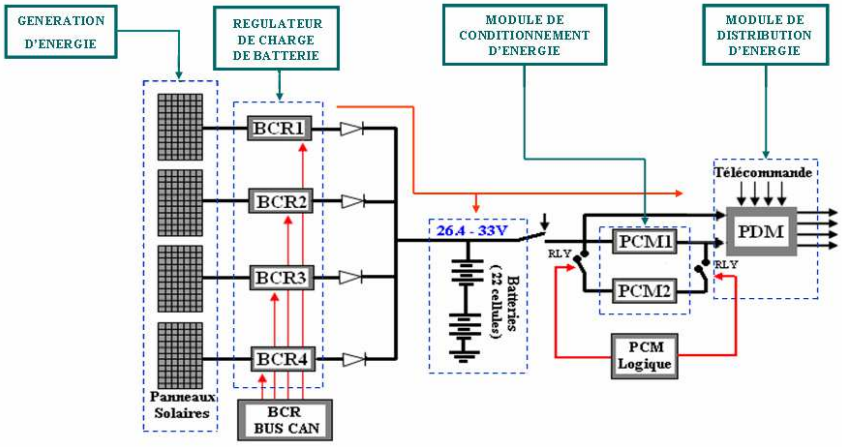


Fig 1.1 : Système d'énergie de bord d'Alsat 1.

1.2.2.4 Sous-système gestion de bord

Le sous système gestion bord constitue le nœud des informations transitant à bord entre les différents équipements et dont la conception est de plus en plus unifiée autour de microprocesseurs assurant la gestion des données, leur mise en forme, le codage et le décodage et aiguillant les informations vers les équipements en utilisant des artères de données tout en permettant au satellite [1] :

- de transmettre au sol, toutes les informations relatives au fonctionnement du satellite telles que :
    - les données de servitude: comme les mesures de températures, de tension, de courant. Ces données permettent de contrôler le fonctionnement du satellite ou de détecter des anomalies.
    - les données concernant la mission du satellite (résultat des mesures spécifiques à la mission: telle que la transmission d'une image dans le cas d'une mission d'observation de la Terre, etc...)

- de recevoir les signaux de télécommande venant du sol.
- de distribuer aux équipements, les ordres ou les séquences d'ordres nécessaires à leur bon fonctionnement ou à la configuration du satellite.

1.2.2.5 Sous-système propulsion

Le sous-système propulsif a pour fonction de créer les accroissements de vitesse nécessaires à toutes les manœuvres du satellite au cours de toute sa vie depuis la manœuvre d'apogée (éventuelle) jusqu'aux manœuvres périodiques de contrôle de poste ou de contrôle d'attitude, et éventuellement, la manœuvre de désorbitation.

On distingue deux grandes classes de systèmes propulsifs qui peuvent être intégrés dans un satellite. La première constitue les systèmes propulsifs utilisés pour transférer le satellite d'une orbite de transfert vers une orbite définitive figure (1.2). Ces systèmes sont comparables aux étages supérieurs des lanceurs. Les moteurs d'apogée, considérés comme un type classique de ces systèmes, sont destinés dans le cas d'un satellite géostationnaire, à le faire passer de l'orbite de transfert à l'orbite équatoriale géostationnaire. Représentant une masse équivalente à celle du satellite en fin de vie (encore appelée masse sèche du satellite), la masse d'ergol nécessaire pour réaliser un tel transfert, est extrêmement importante. La seconde classe représente les systèmes propulsifs qui assurent pendant toute la durée de vie opérationnelle du satellite, son maintien à poste et en attitude. Les besoins en masse d'ergol sont nettement moins importants par rapport aux systèmes de la première classe; ils sont pour les satellites géostationnaires et par année de durée de vie, de 1 à 2% de la masse du satellite en fin de vie [1,6].

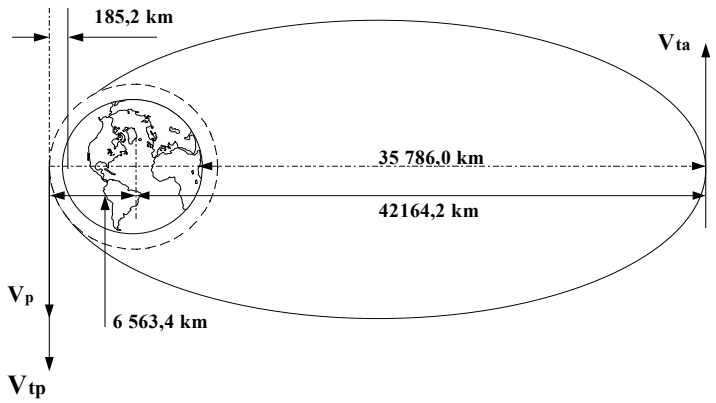


Figure 1.2 : Paramètres orbitaux pour les orbites d'attente et de transfert.

1.2.2.6 Sous système contrôle d'attitude et d'orbite

Le contrôle d'attitude et d'orbite détermine l'attitude du satellite par l'orientation d'un système d'axes liés au satellite par rapport à des repères externes (Terre, soleil, étoiles) à l'aide de détecteurs

d'attitude et détermine en fonction de l'attitude recherchée les commandes d'attitude en imprimant des corrections de vitesse autour du centre de gravité. Il a en outre pour fonction de déterminer les incréments de vitesse à effectuer pour assurer les manœuvres d'orbite pendant toute la durée de vie de l'engin spatial.

Avant d'exercer une poussée et maintenir toute sa durée de vie, il faut fournir une attitude, afin que l'incrément de vitesse délivré au satellite soit orienté dans la direction optimale pour acquérir l'orbite et la position du satellite par rapport à la terre, son travail commence pratiquement dés la fin de la propulsion du dernier étage du lanceur, il s'arrête avec la fin de vie du satellite.

1. Contrôle d'Orbite

Le contrôle d'orbite nécessite d'intervenir depuis le sol (TC) et l'orbitographie, dont le but d'assujettir le centre de gravité à se déplacer sur une orbite définie.

Le satellite est soumis à des forces perturbatrices qui modifient son orbite, alors il s'écarte de sa position nominale, or pour chaque satellite il y a une fenêtre qui est vue par une station terrestre (surveillé), et que le satellite doit rester dans cette dernière.

2.Contrôle d'Attitude

Le contrôle d'attitude est réalisé à bord du satellite, dont le but est selon la mission : de maintenir un ou deux axes liés au véhicule dans une direction déterminée qui peut être variable dans le temps [1].

Le SCAO est la disposition de la charge utile (contrôle d'attitude) pour assurer un pointage des antennes vers les zones terrestres désirées, ce pointage satellite-→ terre est dit «pointage géocentrique » (vers le centre de la terre).

Il y a deux modes pour la stabilisation du satellite :

Stabilisation passive : pas de moyen de pilotage.
Stabilisation active : L'existence de moyen de pilotage capable de créer des couples de contrôle ; en utilisation des tuyères (petit propulseur) et des roues à réaction.
La stabilisation d'un satellite fait appel en général à plusieurs sous ensembles :
La mesure d'attitude : sont des ensembles de détecteurs optiques pour la plupart, qui associent à une horloge de bord, permettant de déterminer la position du satellite par rapport aux astres, le soleil et la terre.

Les moyens de contrôle : Sont le plus souvent des jets de gaz de propergols, ils peuvent également faire appel à des moyens électromagnétiques en utilisent l'interaction avec le champ magnétique

terrestre pour orienter le satellite.

Les électroniques de traitement : Qui à partir des informations des senseurs élaborent les calculs de position du satellite et les manœuvres à effectuer pour la corriger.

1.2.2.7 Câblage et Pyrotechnie

- Câblage : Transmet à chaque équipement la puissance électrique nécessaire à son alimentation, les ordres de télécommande qui lui sont destinés, ou les paramètres de télémesure [7].
- Surveillance : Ensemble de capteurs enregistrant les paramètres thermiques, l'état des relais...
- Pyrotechnie :
  - ✓ Circuits électriques de commande,
  - ✓ Eléments pyrotechniques nécessaires à la mise en configuration du satellite (déblocage d'éléments mécaniques tels que le générateur solaire, les antennes, les vannes de propulsion de leur configuration).

1.3 Caractéristiques de l'environnement spatial

L'environnement spatial dont on parlera ci-après est celui qui concerne le plus de projets spatiaux, mais il faut bien noter que les projets sont multiples et divers (satellites terrestres, sondes interplanétaires ballons atmosphériques, véhicules planétaires, ...) [1,6].

1.3.1 Vide

Dès 100 km d'altitude la pression atmosphérique autour de la terre n'est plus que de 10-3 torr, soit de l'ordre de 10-6 fois la pression au niveau du sol, el à 200 km nous n'avons plus que 10-6 Torr. Les échanges thermiques par chocs moléculaires entre les molécules gazeuses constituant l'atmosphère et un satellite en orbite classique seront donc parfaitement négligeables devant les autres formes d'échanges conduction/rayonnement) alors que la convection naturelle au sol permet de parler de température ambiante en se référant à la température de l'air.

1.3.2 Rayonnements énergétiques

Pour autant que l'on s'intéresse au bilan thermique du satellite les sources de rayonnement qui interviendront sont le soleil la terre (ou la planète au foyer orbital), la réflexion Albédo du flux solaire par la terre (ou planète).

1.3.3 Microgravité

Le fait que la force centrifuge équilibre la force de gravité au barycentre du satellite implique que tout élément de celui-ci ne sera plus soumis qu'à des "résidus" de force de gravité ou des accélérations

«parasites» dues par exemple à la vitesse de spin. Cela amène à parler de microgravité et à ne plus prendre en compte les effets classiques de la pesanteur terrestre comme la convection naturelle dans un fluide (gazeux ou liquide) et permettra par contre l'utilisation de forces négligeables ou de second ordre au sol (capillarité,...).

1.3.4 Espace vide

Bien que ce terme ne soit pas très adapté, il nous permet de préciser qu'autour du satellite le nombre de corps «proches» et «chaud» est très généralement limité (Terre, Lune, Soleil, un autre véhicule), qu'ainsi les sources de rayonnements «énergétiques» sont bien identifiées et que tout rayonnement émis par le satellite ne reviendra pas sur lui (hormis par réflexion sur un véhicule proche éventuellement). Le fonds du ciel est généralement assimilé à un corps noir à 4 K.

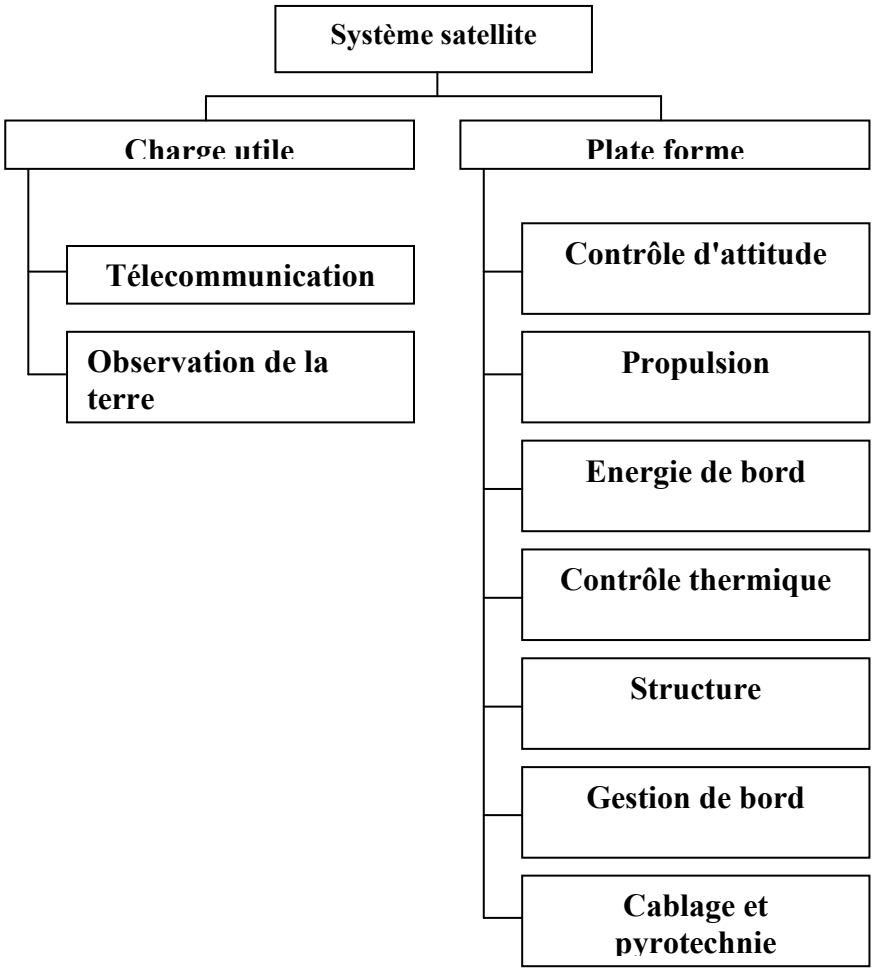


Fig 1.3 : Architecture générale d'un satellite.

1.4 Conclusion

On ne peut pas, a priori, donner de recette pour définir la configuration générale, l'architecture d'un satellite. Celle-ci est influencée au premier lieu par la définition de la mission qui peut être différente d'un satellite à l'autre...

On peut cependant identifier deux grands types de mission :

- Missions scientifiques,
- missions d'application.

Les satellites scientifiques sont les premiers qui ont été lancés. Ils ont permis d'une part de mieux connaître l'environnement terrestre et donc de préparer la voie aux successeurs, et d'autre part d'effectuer des découvertes qui ont considérablement augmenté notre niveau de connaissances.

Les satellites d'application se caractérisent, en gros, par le fait qu'ils sont à vocation pratique, donc terrestres.

Deux grandes catégories peuvent être dégagées:

- satellites d'observation de la terre (météo-ressources terrestres-observations),
- satellites de télécommunications.

Chapitre II

Architecture du Système d'Energie de Bord d'un Satellite

Chapitre 2

Architectures du système d'énergie de bord d'un satellite

2.1 Introduction

Il existe toute une panoplie de convertisseurs DC/DC [8,9]. Allant des structures de base à conversion directe de l'énergie, en passant par celles à stockage intermédiaire en incluant ou non un transformateur d'isolement, on se trouve confronté à une multiplicité de solutions. Cependant, parmi toutes les solutions envisageables et compte tenu des caractéristiques d'une pile à combustible, quelques propriétés semblent indispensables [10] :

- ✓ le caractère atténuateur du convertisseur.
- ✓ la possibilité de régler la tension de sortie du convertisseur indépendamment des fluctuations de sa tension d'entrée.
- ✓ la possibilité de contrôler le courant absorbé par le convertisseur.
- ✓ la minimisation de l'ondulation du courant.

Dans ce chapitre, on s'intéresse tout particulièrement à l'architecture du système d'énergie de bord du microsatellite ALSAT-1 : le système photovoltaïque; système de régulation; les convertisseurs continu DC/DC ….

On présentera ensuite quelques structures de base des convertisseurs DC/DC servant de liaison entre le générateur photovoltaïque et l'élément de stockage. Ces convertisseurs feront l'objet d'une étude détaillée dans ce chapitre.

Les convertisseurs DC/DC, sont utilisés comme interface entre un panneau solaire et une charge électrique (batterie), ils représentent la partie la plus importante de la chaîne de conversion panneau charge puisqu'ils assurent une bonne charge de la batterie et ainsi conditionne directement la durée de vie de cette dernière. En effet, parmi les différents phénomènes altérants la durée de vie de la batterie, l'ondulation du courant et les harmoniques contenus dans ce dernier sont parfois cités [11], même si sur ce point les avis sont partagés. Ils sont directement liés à l'architecture du convertisseur placé en aval de la pile à combustible.

2.2 Topologies des systèmes photovoltaïques

Tous les systèmes d'énergie quelque soit la mission ont une chose en commun, ils prennent un grand pourcentage de la masse du satellite. Pour cette raison, il n'y a pas un modèle de topologie de système d'alimentation standard, et pour chaque mission le système d'alimentation doit être conçu selon les besoins afin d'obtenir un compromis entre performances optimales, poids et une quantité minimale de cellules solaires, etc. Chaque conception d'un système d'alimentation débute avec un bilan de puissance. C'est de calculer et d'évaluer la taille du système d'alimentation et combien de cellules sont nécessaires, etc. La durée de vie de la mission doit être prise en considération, ainsi que la dégradation des composants, de l'orbite, etc., avant de prendre des décisions très difficiles, particulièrement quand le reste de l'engin spatial est toujours dans un état de conception et que tout est susceptible de changer plusieurs fois avant la conception finale de l'engin spatial [12].

Il existe deux types fondamentaux de configuration du système d'alimentation :

1. Le bus non régulé ou distribué.
2. Le bus régulé ou centralisé.

Le bus non régulé représenté par la figure 2.1 signifie que le sous système à alimenté reçois l'alimentation électrique directement du GPV. Le sous système doit lui même prendre soin de réguler les fluctuations de la puissance d'entrée.

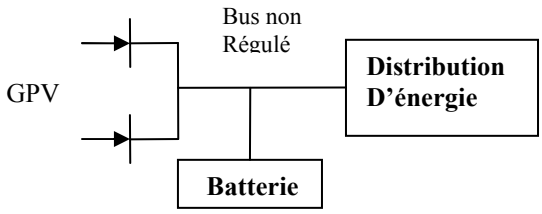


Fig 2.1 : Bus non régulé.

Dans le cas du bus régulé, l'énergie électrique issue du GPV est directement régulée et distribuée sous forme de tensions électriques fixes. Souvent une combinaison des deux techniques est utilisée ; un bus régulé pour des tensions standard et un bus non régulé pour la batterie. Le bus régulé tel que le montre la figure 2.2 est donc de nouveau subdivisé en plusieurs architectures.

Dans le premier système figure 2.2 (a), un régulateur shunt prend soin de convertir l'énergie solaire dans un bus régulé. Un régulateur de charge de batterie prend soin de charger la batterie

en convertissant la tension du bus en tension de batterie. Un régulateur de décharge de batterie convertit la tension de batterie en tension de bus régulée pendant les périodes d'éclipse.

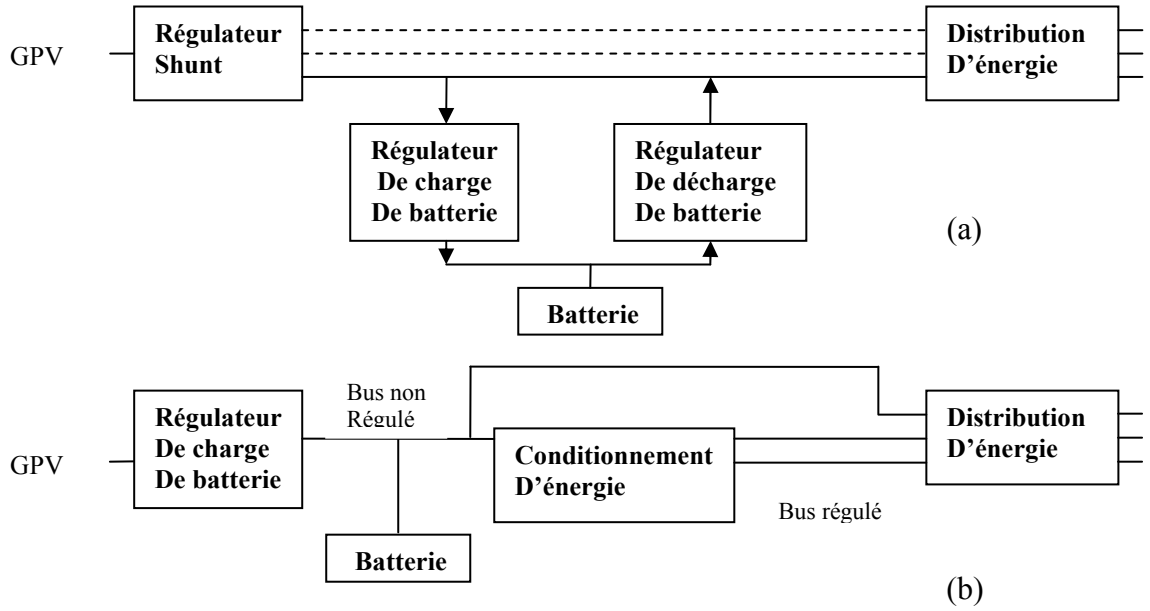


Fig 2.2 : Bus régulé.

Le deuxième système figure 2.2 (b) représente la configuration utilisée dans la conception du système énergétique d'Alsat-1 qui sera discutée plus tard. Le premier système tend à être plus efficace pour un engin spatial avec relativement des durées d'éclipse courtes. Le deuxième système est plus efficace pour un engin spatial avec de grandes durées d'éclipse et orbite basse (LEO).

2.3 Générateur photovoltaïque

2.3.1. Panneaux solaires photovoltaïques :

Un module solaire photovoltaïque (ou panneau solaire photovoltaïque) est un générateur électrique de courant continu constitué d'un ensemble de cellules photovoltaïques reliées entre elles électriquement, qui sert de module de base pour les installations photovoltaïque et notamment les centrales solaires photovoltaïques [10].

Les panneaux solaires photovoltaïques regroupent des cellules photovoltaïques reliées entre elles en série et en parallèle. Ils peuvent s'installer sur des supports fixes au sol ou sur des systèmes mobiles de poursuite du soleil appelés trackers, dans ce dernier cas la production électrique augmente d'environ 30 % par rapport à une installation fixe.

Fig.2.3: Module solaire photovoltaïque.

Caractéristiques :

Les panneaux sont généralement des parallélépèdes rectangles rigides minces (quelques centimètres d'épaisseurs), dont la longueur et la largeur sont de l'ordre du mètre, pour une surface de l'ordre du m², et une masse de l'ordre de la dizaine de kg. Divers éléments (branchements électrique, fixations, éventuellement cadre pour assurer une étanchéité...) sont inclus. Il existe également des modules sous forme de membranes souples et résistantes, ainsi que des panneaux à concentration, plus complexes mais exploitant mieux l'élément le plus cher du panneau (la cellule photovoltaïque).

Technologie :

Ce sont les cellules à base de silicium qui sont actuellement les plus utilisée, les autres types étant encore soit en phase de recherche/développement, soit trop chère et réservées à des usages où leur prix n'est pas un obstacle. On distingue en outre, en fonction des technologies utilisées :

- silicium monocristallin : Les capteurs photovoltaïques sont à base de cristaux de silicium encapsulés dans une enveloppe plastique.
- silicium polycristallin : Les capteurs photovoltaïques sont à base de polycristaux de silicium, notablement moins coûteux à fabriquer que le silicium monocristallin, mais qui ont aussi un rendement un peu plus faible. Ces polycristaux sont obtenus par fusion des rebuts du silicium de qualité électronique.
- silicium amorphe: les panneaux « étalés » sont réalisés avec du silicium amorphe au fort pouvoir énergisant et présentés en bandes souples permettant une parfaite intégration architecturale.

Applications :

Les modules solaires photovoltaïques se sont d'abord développée dans des applications très variées non connectées au réseau électrique, soit parce qu'il n'y a aucun réseau disponible

(satellites, mer, montagne, désert..), soit parce que le raccordement reviendrait trop cher par rapport à la puissance nécessaire (balises, horodateur, abris-bus, ...) ; dans ce cas, on utilise des appareils électriques adaptés au courant continu livrés par les modules.

Plusieurs modules sont intégrés dans une centrale solaire photovoltaïque qui peut être soit un système photovoltaïque autonome soit un système photovoltaïque raccordé au réseau. Ce type d'application n'est rendue possible que par des subventions massives existant dans certains états, car l'énergie ainsi produite reste encore environ 10 fois plus chère que l'électricité nucléaire ou à partir d'hydrocarbures fossiles : la source solaire est certes gratuite, mais l'investissement requis est très élevé.

2.3.2 Principe

L'énergie solaire photovoltaïque (PV) provient de la conversion directe de l'énergie provenant de photons, comprise dans le rayonnement solaire, en énergie électrique, par le biais de capteurs fabriqués avec des matériaux sensibles aux longueurs d'ondes du visible (nommés cellules PV) [10]. L'association de plusieurs cellules PV en série/parallèle donne lieu à un générateur photovoltaïque qui a une caractéristique statique courant-tension I(V) non linéaire et présentant un point de puissance maximale (PPM). Cette caractéristique dépend du niveau d'éclairement et de la température de la cellule ainsi que du vieillissement de l'ensemble. Le point de fonctionnement du GPV peut donc varier entre les points extrêmes correspondant au courant de court-circuit I_{CC} et la tension en circuit ouvert V_{OC}. La détermination du point de fonctionnement du GPV dépend directement de la charge à laquelle il est connecté. Il est plus ou moins éloigné du PPM, caractérisé par le courant et la tension optimaux notés (I_{opt} ,V_{opt}).

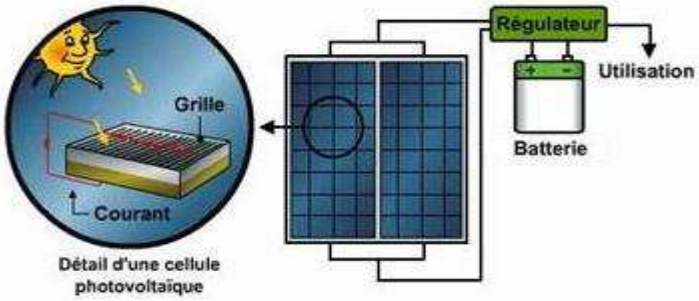


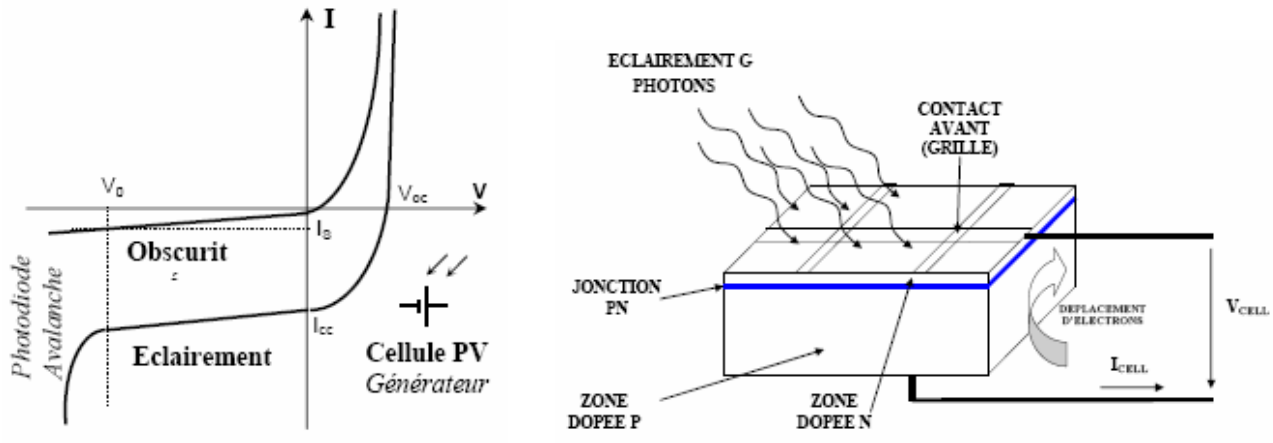
Fig.2.4 : Notion de système à générateur photovoltaïque.

Une cellule photovoltaïque 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 [12].

La figure 2.5 illustre une cellule PV typique où sa constitution est détaillée.

Une cellule PV élémentaire d'un GPV est réalisée à partir de deux couches de silicium, une dopée P (dopée au bore) et l'autre dopée N (dopée au phosphore) créant ainsi une jonction PN avec une barrière de potentiel. Lorsque les photons sont absorbés par le semi-conducteur, ils transmettent leur énergie aux atomes de la jonction PN de telle sorte que les électrons de ces atomes se libèrent et créent des électrons (charges N) et des trous (charges P). Ceci crée alors une différence de potentiel entre les deux couches. Cette différence de potentiel est mesurable entre les connexions des bornes positives et négatives de la cellule. A travers une charge continue, on peut en plus récolter des porteurs. La tension maximale de la cellule est d'environ 0.6 V pour un courant nul. Cette tension est nommée tension de circuit ouvert (V_{OC}).

Le courant maximal se produit lorsque les bornes de la cellule sont court-circuitées, il est appelé courant de court circuit (I_{CC}) et dépend fortement du niveau d'éclairement. Une cellule PV a comme nous le voyons sur la figure 2.5, une caractéristique I(V) non linéaire avec un PPM.



(a) Caractéristique I(V) (b) Coupe transversale d'une cellule PV

Fig.2.5 : Caractéristique I(V) d'une cellule photovoltaïque.

Une cellule PV peut se modéliser à partir de l'équation définissant le comportement statique de la jonction PN d'une diode classique. Ainsi, la figure 2.6 illustre le schéma équivalent électrique d'une cellule PV réelle. Dans cette équation, on prend en compte le courant de court-circuit et les différentes résistances modélisant les pertes dues à la connectique. Ainsi, en statique, le comportement d'une cellule PV constituée d'une jonction PN à base de silicium peut être décrit par l'équation suivante [8] :

$$I_{CELL} = I_{CC} - I_{SAT}\left[\exp\left(\frac{V_{CELL} + I_{CELL}R_S}{nV_T}\right) - 1\right] - \frac{V_{CELL} + I_{CELL}R_S}{R_P} \quad (2.1)$$

avec $V_T = \frac{KT}{e}$

Où I_{SAT} est le courant de saturation, V_T, le potentiel thermodynamique, K, la constante de Boltzmann, T, la température effective de la cellule en Kelvin, e, la charge de l'électron, n, le facteur de non idéalité de la jonction, I_{CELL} est le courant fourni par la cellule, V_{CELL} la tension à ses bornes, I_{CC} le courant de court-circuit de la cellule dépendant de l'éclairement et la température, R_P, la résistance shunt caractérisant les courants de fuite de la jonction et R_S la résistance série représentant les diverses résistances des contacts et de connexions.

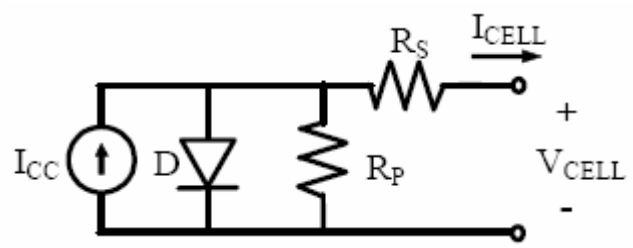


Fig.2.6 : Schéma équivalant électrique d'une cellule PV.

2.3.3 Constitution d'un générateur photovoltaïque (GPV)

L'association de plusieurs cellules PV en série/parallèle donne lieu à un GPV. Si les cellules se connectent en série, les tensions de chaque cellule s'additionnent, augmentant la tension totale du générateur. D'une autre part, si les cellules se connectent en parallèle, c'est l'ampérage qui augmentera.

La plupart des panneaux PV commerciaux sont constitués par des sous réseaux de cellules connectés en série. Chacun de ces sous réseaux est lui-même constitué d'un groupe de cellules PV connectés en série. Le nombre de cellules par sous réseaux est le fruit d'un compromis économique entre protection et pertes d'une partie importante du GPV en cas de défaut partiel.

Lorsque nous concevons une installation photovoltaïque, nous devons assurer la protection électrique de cette installation afin d'augmenter sa durée de vie en évitant notamment des pannes

destructrices liées à l'association des cellules et de leur fonctionnement en cas d'ombrage. La figure 2.7 montre la schématique de protection classiquement adoptée pour un GPV élémentaire. Pour cela, deux types de protections sont classiquement utilisés dans les installations actuelles :

1. la protection en cas de connexion en parallèle de modules PV pour éviter les courants négatifs dans les GPV (diode anti-retour)
2. la protection lors de la mise en série de modules PV permettant de ne pas perdre la totalité de la chaîne (diode by-pass) et éviter les points chauds.

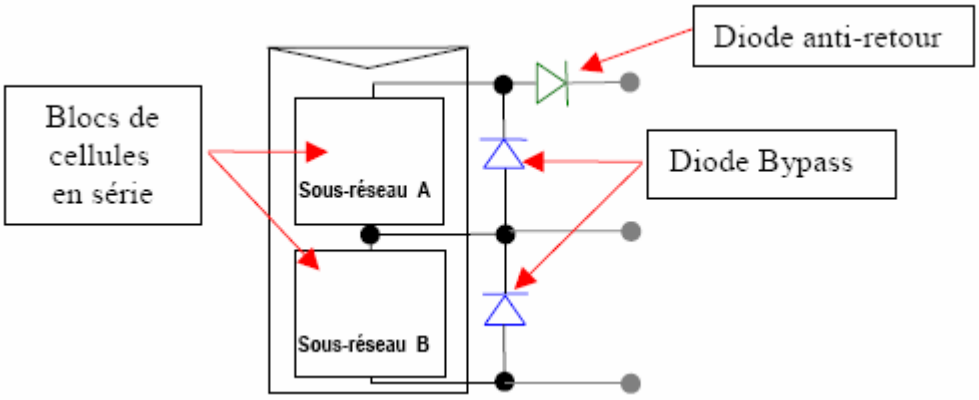


Fig.2.7 : Schématisation d'un GPV élémentaire avec diodes by-pass et diode anti-retour.

2.3.4 Rendement

Le rendement énergétique est défini comme étant le rapport entre la puissance maximale produite et la puissance du rayonnement solaire parvenant au module. Soit S la surface du module et E l'éclairement en W/m2, ce rendement a pour formule :

$$\eta = \frac{P_m}{E \cdot S} \tag{2.2}$$

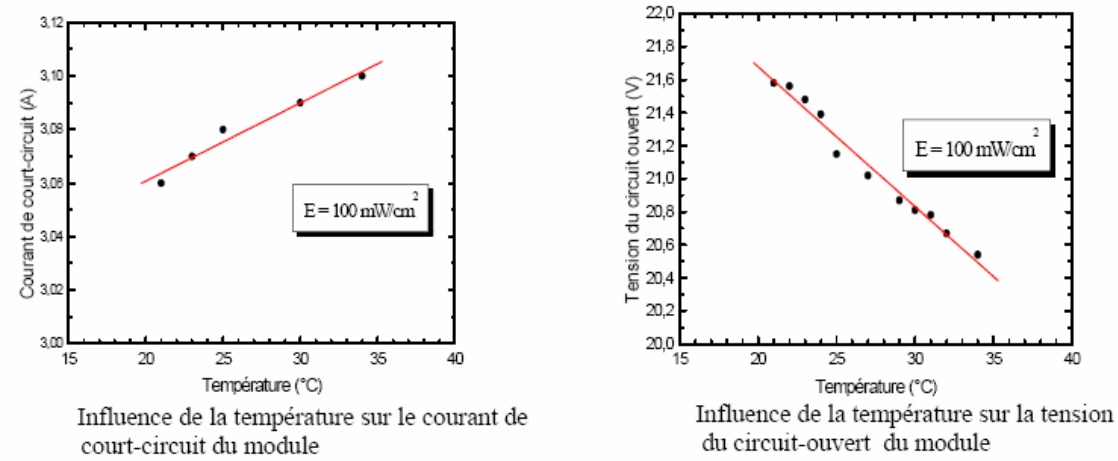
Le rendement des cellules solaires dépend de plusieurs facteurs :

1. Construction des cellules solaires et ses dimensions. Plus la cellule est grande, et plus il est facile d'obtenir des rendements élevés. En outre, la couche de cellules et la configuration anti-réfléchissante de la grille doivent être considérées.
2. Niveau d'illumination.
3. La température.
4. Les dommages causés par les radiations.
5. Facteur de forme.

2.3.5 Température

Le rendement des cellules dépend largement de la température. Tous changements de température causent trois changements de la courbe I(V) d'une cellule [10]:

1. Un petit changement du courant de court-circuit.
2. Un plus grand changement de la tension de circuit ouvert.
3. Un changement dans la région du point de fonctionnement optimum.



(a) (b)

Fig.2.8 : Influence de la température sur les cellules.

Si la température augmente, alors la largeur de la bande interdite Eg diminue, ainsi il y'a augmentation du courant. En même temps on assiste à une augmentation notable du courant direct de la diode, entraînant une diminution de la tension de circuit ouvert. L'augmentation de la température se traduit donc au total par une baisse relative de la puissance disponible.

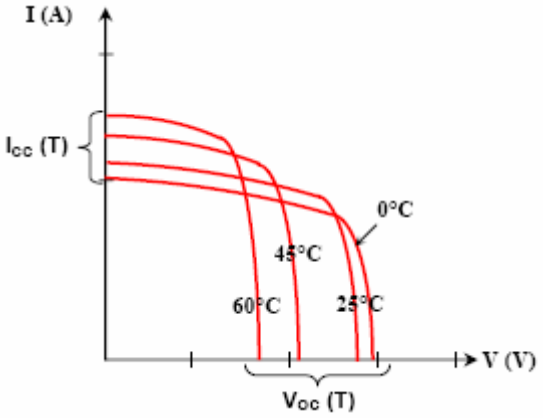


Fig.2.9 : Caractéristique de la cellule PV pour différentes températures.

2.3.6 Principe de la recherche du point de puissance maximal (MPPT)

La chaîne de puissance d'un GPV où une charge est alimentée par un générateur à travers un convertisseur continu-continu commandé par une MPPT peut être représentée comme indiquée sur la figure 2.10. La commande MPPT fait varier le rapport cyclique du convertisseur de telle sorte que la puissance fournie par le GPV soit le PMAX disponible à ses bornes. L'algorithme MPPT peut être plus ou moins compliqué pour rechercher le PPM, mais en général il est basé sur la variation du rapport cyclique du convertisseur jusqu'à se placer sur le PPM en fonction des évolutions des paramètres d'entrée du convertisseur (I_{PV} et V_{PV}).

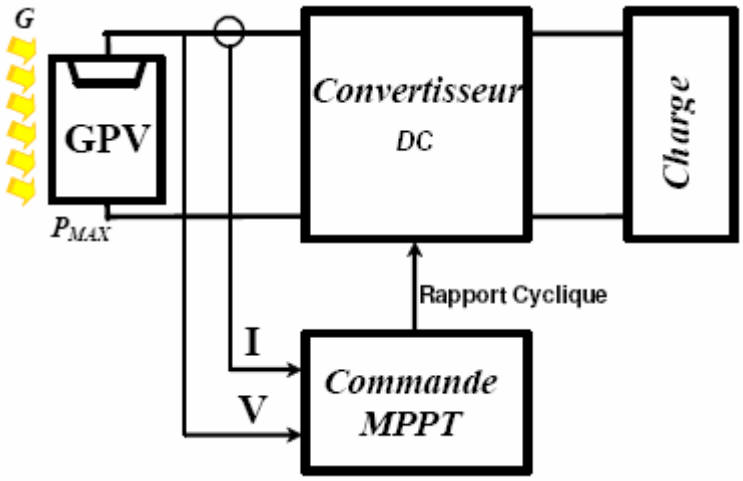


Fig.2.10 : Chaîne élémentaire de conversion photovoltaïque convertisseur DC contrôlé par une commande MPPT.

2.3.6.1 Classification des commandes MPPT

Nous pouvons classifier d'une manière générale les commandes MPPT selon le type d'implémentation électronique : analogique, numérique ou mixte. Il est cependant plus intéressant de les classifier selon le type de recherche qu'elles effectuent et selon les paramètres d'entrée de la commande MPPT. Bien qu'il existe un grand nombre de publications scientifiques qui présentent des commandes MPPT plus ou moins complexes, nous nous centrerons sur quelques-unes représentant le mieux un type d'algorithme [10].

- ✓ Classification des commandes MPPT selon les paramètres d'entrée.
  1. Commandes MPPT fonctionnant à partir des paramètres d'entrée du CS
  2. Commandes MPPT fonctionnant à partir des paramètres de sortie du convertisseur.
- ✓ Classification des commandes MPPT selon le type de recherche ou contrôle.

2.4 Stockage de l'énergie

Les batteries ont révolutionné la façon de stockage de l'énergie électrique et elles ont permis une très grande mobilité et indépendance du secteur fixe, les portables, les systèmes PV jusqu'aux équipements spatiaux (technologie de point). Elles représentent un dispositif qui convertit de l'énergie chimique, stockée dans ces matériaux actifs, en une énergie électrique, par le moyen d'une réaction électrochimique d'oxydoréduction (redox).

2.4.1 Classification des batteries

Les batteries se regroupent sous deux grandes classes : accumulateurs primaires (non rechargeable) et autres secondaires (rechargeable), on distingue aussi d'autres genres de classifications basées soit sur une structure particulière (conception technologique) ou un domaine d'utilisation bien défini [13] (Annexe A1).

1. Batteries primaires

Elles sont dans l'incapacité d'être chargées électriquement. On les utilise qu'une seule fois, après on doit les changer car les réactions chimiques qui leur fournissent le courant sont irréversibles, sans oublier leur prix relativement élevé ; tout de même les batteries primaires sont très commodes pour certaines applications (torche, source portable pour des dispositifs électronique et électrotechnique, appareillage d'instrumentation, jouets. Les avantages principaux d'une batterie primaire sont : une durée de vie appréciable, aucune maintenance à prévoir, et une facilité d'utilisation.

2. Batteries secondaires

Une batterie secondaire est un dispositif électrochimique destiné à emmagasiner de l'électricité pour la restituer ensuite à la demande. Ce genre de batterie peut être chargé électriquement une fois déchargée par le passage d'un courant électrique à travers ces électrodes en sens inverse du courant de décharge. C'est ce qui lui donne son aspect de dispositif de stockage d'énergie électrique connue sous le nom 'Accumulateur '.

1er Application. Les applications où les accumulateurs sont utilisés comme un moyen de stockage d'énergie, sont généralement connectés à une source première pour être chargé, et une charge qui consomme l'énergie délivrée par l'accumulateur en régime de décharge. Exemple : les voiture, les installations électriques en avion, en cas d'urgence ou comme énergie de réserve.

2^em^ Application. Dans ce cas ils sont utilisés à la place des batteries primaires en régime de décharge ; mais heureusement rechargeable plusieurs fois (cycle) plutôt que jetable qui est le cas des primaires

2.4.2 Paramètres des batteries

La diversité des domaines d'utilisation des batteries (Photovoltaïque, Véhicule électrique, Véhicule Hybride, Portable…), a imposé plusieurs type de critère qui est utile pour déterminer les performances d'une batterie a travers ces paramètres afin d'en classer les différents types des batteries suivant leur conformité aux exigences [1, 7, 10, 14].

1. Voltage

Est la tension aux bornes de la batterie. Il est le paramètre le plus apparent et facile à déterminer mais malheureusement, nous informe superficiellement sur l'état de la batterie à travers le profile de la courbe de charge et décharge. Différente référence de voltages sont définis :

- Tension théorique,(E_{th}) : est fonction des matières actives (Anode, Cathode électrolyte) et la température, elle est déduite à partir de la loi de Nernst.
- Tension circuit ouvert, (V_{Co}) : (*Open circuit voltage*) la tension mesurée de la cellule (batterie) sous aucune charge.
- Tension nominale, (V_N) : (*Nominal voltage*) c'est l'une des tensions typiques, admissible en mode de fonctionnement, pour batterie au NiCd.
- Tension de fin de décharge, (V_{end}) : (*Cut-off voltage*) quand la cellule (batterie) atteint cette tension ; elle a donc délivrée la majorité de sa capacité.

2. Capacité

Une des caractéristiques la plus importante d'une batterie est sa capacité. Cette capacité représente la quantité de courant qui peut être extraite d'une électrode via les 'masses actives', c'est-à-dire l'électrolyte et les matériaux actifs des électrodes, sur une décharge.
Cette capacité s'exprime en ampère-heure'Ah', elle se calcule par intégration temporelle du courant de décharge :

$$C = \int_0^t i(t)\, dt \qquad (2.3)$$

De par les couples chimiques choisis, chaque batterie possède une capacité théorique ($\boldsymbol{C}t_h$), basée uniquement sur le poids des matériaux actifs participant à la réaction. Cette capacité est($\boldsymbol{C}t_h$), déterminée à partir de la loi de Faraday.

$$\boldsymbol{C}t_h = n * 26.8 * \frac{E^0}{M_{act}} \quad [Mhw/Kg] \tag{2.4}$$

Dans cette formule, ($\boldsymbol{n}$) est le nombre d'électrons échangés et ($\boldsymbol{M}_{act}$) le poids de masse active intervenant dans la réaction.

En pratique cependant, la capacité effective de la batterie est toujours inférieure à cette capacité théorique. Dans certains cas, c'est l'électrolyte qui est le facteur limitatif. On définit alors un coefficient α qui relie la capacité effective à ($\boldsymbol{C}t_h$) :

$$C_{effect} = \alpha \ C_{th} \tag{2.5}$$

Cette capacité dépend du courant, du temps de décharge ainsi que de la température. Par exemple, la capacité qui est extraite en 5 heures jusqu'à atteindre la tension minimale acceptée est appelée capacité 5 heures ou ($\mathbf{C}_5$) en abrégé. Le courant de décharge correspondant est appelé courant ($\boldsymbol{I}_5$). Cette capacité dépend également des derniers cycles de charge/décharge imposés à la batterie et peut également être influencée par le temps de repos. Dans des cas extrêmes, tels les cas de décharge à grand courant, un cycle précédent peut affecter et réduire la capacité ; cet effet est connu sous le nom d'effet "mémoire".

Les variations de capacité avec la température et l'intensité du courant de décharge sont usuellement modélisées par des lois empiriques, car les phénomènes intervenant alors sont assez mal connus. Les formules les plus souvent employées sont la loi de ***Peukert*** pour ce qui concerne la relation capacité/courant et une formule déterminée par l'***IEC*** (International Electrotechnical Commission) pour la dépendance capacité/température:

- **Loi de Peukert :** $C = I^n \ t$ (2.6)

$\boldsymbol{C}$ est la capacité en Ah, ($\boldsymbol{I}$) le courant en A et ($\boldsymbol{t}$) le temps en h.

Le coefficient ($\boldsymbol{n}$ et $\boldsymbol{C}$) sont déterminés expérimentalement pour la batterie examinée. La valeur de (n) est proche de 1 pour les faibles courants et peut atteindre la valeur 2 pour de grands courants.

- **Formule IEC 254-1:** $C_T = \ C_T - 30 * (1 + 0.008 * (T - 30))$ (2.7)

On débute de la capacité C_T=30 mesurée à 30°C pour un courant de décharge fixé et on en déduit la capacité C_T à une autre température T pour le même courant.

3. Autodécharge (Self-discharge)

C'est la perte de capacité obtenue en laissant la batterie au repos, c'est-à-dire sans charge pendant un temps donné. Elle est exprimée en général en (%/mois) et elle augmente avec le vieillissement naturel de la batterie, température, l'adjonction d'eau non déminéralisée et la présence d'antimoine dans les grilles.

4. Etat de charge (State Of Charge, SOC)

SOC est défini comme étant une fraction de la capacité nominale de la batterie. La décharge d'une batterie résulte une diminution du SOC. Une batterie qui a perdu ¾ de sa capacité ou a été déchargée à 75% est dite à 25% de son l'état de charge.

5. Profondeur de décharge (*Depth of Discharge, DOD*)

C'est le pourcentage de la capacité déchargée. Par exemple : si une batterie d'une capacité de 100Ah est déchargée de 60Ah, la profondeur de décharge est de 60%. On limite en général la profondeur de décharge à 80% de la capacité nominale. Pour les applications solaires la profondeur de décharge ne dépasse guère 50 à 60%.

2.5 Convertisseurs continu- continu

On distingue en général deux classes de convertisseurs DC/DC [9, 11, 12]:

- Les convertisseurs qui débitent sur un récepteur destiné à être alimenté sous une tension continue variable, appelés variateur de courant continu à pulsation,
- Les convertisseurs destinés à fournir à leur sortie une tension continue constante pour servir d'alimentation régulée vis-à-vis de divers équipements.

Dans ce chapitre, nous nous intéresserons à la deuxième catégorie qui constitue les alimentations à découpage.

Le principe de fonctionnement des alimentations à découpage diffère totalement de celui des

alimentations à régulateur continu série. En effet dans une alimentation à découpage, le transistor de régulation fonctionne en interrupteur contrôlé (régime de commutation) alors que pour une alimentation continue série, le transistor de régulation fonctionne en régime linéaire.
La tension continue de départ peut parvenir d'un réseau alternatif redressé et filtré, une batterie, une alimentation stabilisée, une tension issue d'un panneau solaire qui est notre cas d'utilisation.

Les avantages liés à la commutation sont :

- Un rendement élevé, quel que soit l'écart de tension entrée-sortie.
- Fonctionnement en abaisseur, élévateur ou inverseur de tension.
- Encombrement réduit.

Par contre les inconvénients sont :

- Circuit d'asservissement plus complexe.
- Ondulation résiduelle plus élevée.
- Génération de parasites en H.F (RFI).
- Bruit résiduel.
- Réponse transitoire lente.
- Nécessite obligatoirement une inductance ou un transformateur H.F.
- Nécessite une charge minimale afin d'éviter le passage entre deux modes de fonctionnement ; ' le mode continu ' et ' le mode intermittent '.

La fréquence de travail, c'est-à-dire la fréquence de commutation du contacteur statique, est assez élevée : 50kHz à 500kHz. Une fréquence de travail élevée permet.

- de réduire l'encombrement de l'inductance et de la capacité de filtrage.
- de réduire l'ondulation résiduelle.

La régulation de tension s'effectue en modulant le rapport cyclique des signaux de commutation. Elle fait souvent appel à un circuit intégré spécifique.

Ce chapitre est consacré à la présentation des structures des alimentations à découpage sans transformateur intermédiaire.

Nous supposerons tout au long de cette présentation que nous avons à faire à :

- des sources parfaites,
- des interrupteurs parfaits,
- des commutations instantanées.

2.5.1 Convertisseur série ou abaisseur de tension (Buck)

Cette alimentation (*Buck converter ou step-down converter*) utilise un contacteur statique série qui doit être alimenté par une source de tension et débiter sur une source de courant.
La charge R et le condensateur C apparaissant comme un récepteur de tension, il faut ajouter une inductance L série pour rétablir le caractère de récepteur de courant vis-à-vis de la sortie de l'alimentation à découpage proprement dite. On arrive ainsi au schéma de la Figure 2.11.

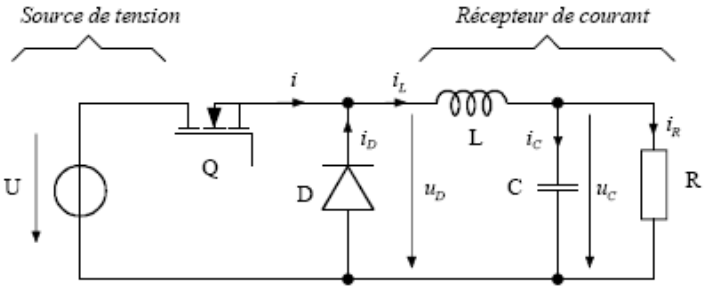


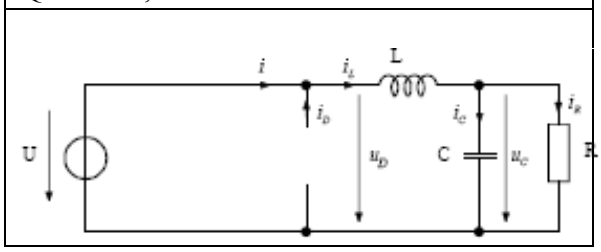
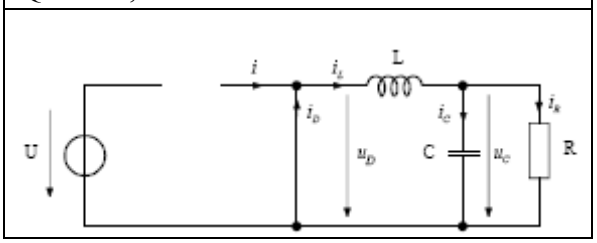
Fig.2.11 : Représentation schématique d'un convertisseur Buck.

En régime permanent, le rapport de conversion de tension entre la sortie et l'entrée est donné par la relation :

$$\frac{U_C}{U} = D \tag{2.8}$$

2.5.1.1 Conduction continue

Le système passe par deux états de conduction pour chacun on obtient un système d'équation:

Q conduit, D ouvert : $0 \le t < t_e = D \cdot T_P$	Q ouvert, D conduit : $D \cdot T_P = t_e \le t < T_P$
	

Tension aux bornes de l'inductance :

$$U_L^{[t_e]} = U - U_C = L \cdot \frac{\Delta i_L^{[t_e]}}{t_e}$$

$$\boxed{U_L^{[t_d]} = -U_C = L \cdot \frac{\Delta i_L^{[t_d]}}{t_d}}$$

Courant moyen dans le condensateur :

$$\boxed{I_C^{[t_e]} = -I_R^{[t_e]} + I_L^{[t_e]} = -I_R + I_L = -\frac{U_C}{R} + I_L}$$

$$\boxed{I_C^{[t_d]} = -I_R^{[t_d]} + I_L^{[t_d]} = -I_R + I_L = -\frac{U_C}{R} + I_L}$$

Courant moyen fournit par l'alimentation (courant moyen dans le transistor Q) :

$$\boxed{I^{[t_e]} = I_L^{[t_e]} = I_L}$$

$$\boxed{I^{[t_d]} = 0}$$

Courant moyen dans la diode :

$$\boxed{I_D^{[t_e]} = 0}$$

$$\boxed{I_D^{[t_d]} = I_L^{[t_d]} = I_L}$$

Ondulation de courant aux bornes de l'inductance :

$$\boxed{\Delta I_L^{[t_e]} = \frac{U_L^{[t_e]}}{L} \cdot t_e = \frac{U - U_C}{L} \cdot t_e}$$

$$\boxed{\Delta I_L^{[t_d]} = \frac{U_L^{[t_d]}}{L} \cdot t_d = \frac{-U_C}{L} \cdot t_d}$$

$$\boxed{U_L = 0 \quad \Rightarrow \quad \Delta I_L = \Delta i_L^{[t_e]} = -\Delta i_L^{[t_d]}}$$

$$\Downarrow$$

$$\boxed{\Delta I_L = i_{LMAX} - i_{LMIN} = \frac{U \cdot T_P}{L} \cdot (1 - D) \cdot D = \frac{U_C \cdot T_P}{L} \cdot (1 - D)}$$

La Figure 2.12 donne les formes d'ondes des principales grandeurs dans les conditions normales de fonctionnement, c'est-à-dire quand le courant I_L diffère de zéro tout au long de la période de hachage ou quand on est en conduction continue.

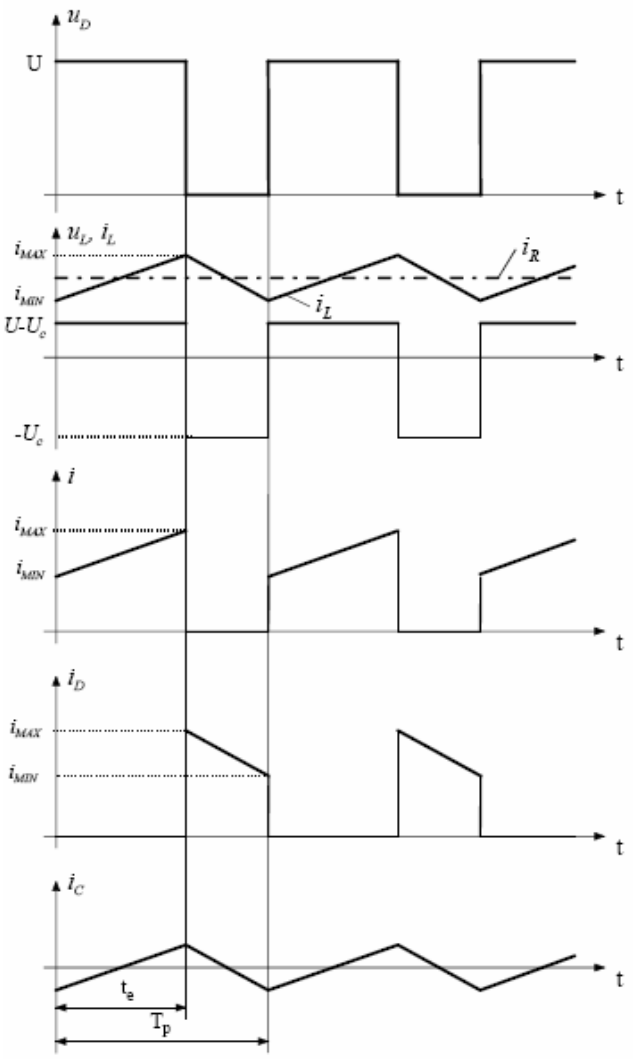


Fig2.12 : Formes d'ondes des principales grandeurs.

2.5.2 Convertisseur parallèle ou élévateur de tension (Boost)

Cette alimentation (Boost converter ou Step-up converter) utilise un contacteur statique parallèle qui doit être alimenté par une source de courant et débiter dans une source de tension. Le récepteur proprement dit, constitué par la résistance R et le condensateur de filtrage C monté en parallèle à ses bornes, a le comportement d'une source de tension exigée par l'alimentation à découpage. Par contre il faut placer une inductance L en série avec la source d'alimentation de tension UC pour la transformer en source de courant. On aboutit ainsi au schéma de la Figure 2.13.

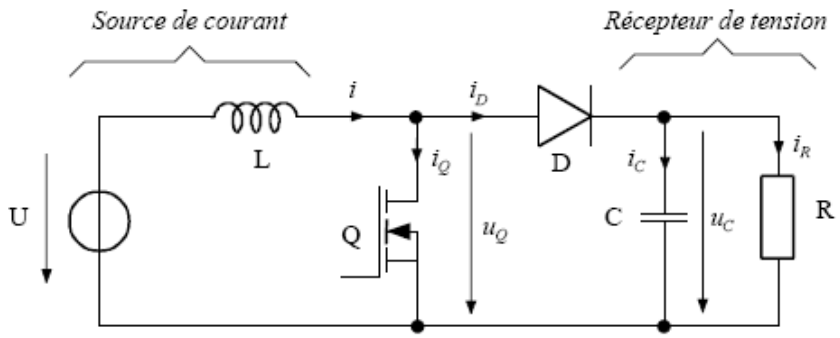


Fig.2.13 : Représentation schématique d'un convertisseur Boost.

En régime permanent, le rapport de conversion de tension entre la sortie et l'entrée est donné par la relation :

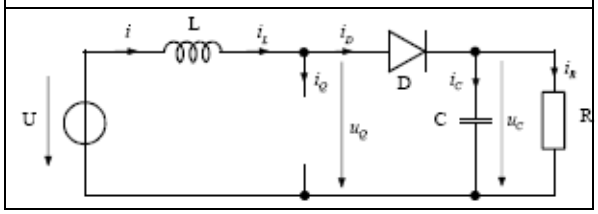
$$\frac{U_C}{U} = \frac{1}{1-D} \tag{2.9}$$

2.5.2.1 Relations générales

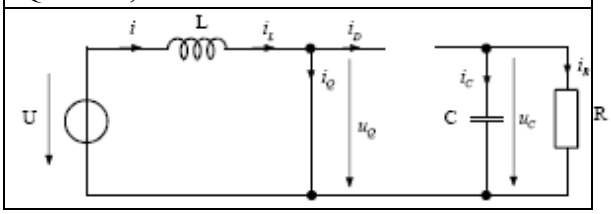
Le schéma présenté à la figure ci-dessous prend en considération une source d'entrée U continue et un circuit de charge à la sortie de type résistive 'R'.

Même résonnement que pour un convertisseur abaisseur de tension on obtient :

Q conduit, D ouvert : $0 \le t < t_e = D \cdot T_P$



Q ouvert, D conduit : $D \cdot T_P = t_e \le t < T_P$



Tension aux bornes de l'inductance :

$$U_L^{[t_e]} = U = L \cdot \frac{\Delta i_L^{[t_e]}}{t_e}$$

$$U_L^{[t_d]} = U - U_C = L \cdot \frac{\Delta i_L^{[t_d]}}{t_d}$$

Courant moyen dans le condensateur :

$$I_C^{[t_e]} = -I_R^{[t_e]} = -I_R = -\frac{U_C}{R}$$

$$I_C^{[t_d]} = -I_R^{[t_d]} + I_L^{[t_d]} = -I_R + I_L = -\frac{U_C}{R} + I_L$$

Courant moyen fournit par l'alimentation :

$$I^{[t_e]} = I_L^{[t_e]} = I_L$$

$$I^{[t_d]} = I_L^{[t_d]} = I_L$$

Courant moyen dans la diode :

$$\boxed{I_D^{[t_e]} = 0} \qquad \boxed{I_D^{[t_d]} = I_L^{[t_d]} = I_L}$$

Ondulation de courant aux bornes de l'inductance :

$$\boxed{\Delta I_L^{[t_e]} = \frac{U_L^{[t_e]}}{L} \cdot t_e = \frac{U}{L} \cdot t_e} \qquad \boxed{\Delta I_L^{[t_d]} = \frac{U_L^{[t_d]}}{L} \cdot t_d = \frac{U - U_C}{L} \cdot t_d}$$

$$\boxed{U_L = 0 \quad \Rightarrow \quad \Delta I_L = \Delta i_L^{[t_e]} = -\Delta i_L^{[t_d]}}$$

$$\Downarrow$$

$$\boxed{\Delta I_L = i_{LMAX} - i_{LMIN} = \frac{U \cdot T_P}{L} \cdot D = \frac{U_C \cdot T_P}{L} \cdot (1 - D) \cdot D}$$

La Figure 2.14 donne les formes d'ondes des principales grandeurs dans les conditions normales de fonctionnement, c'est-à-dire quand le courant I_L diffère de zéro tout au long de la période de hachage ou quand on est en conduction continue.

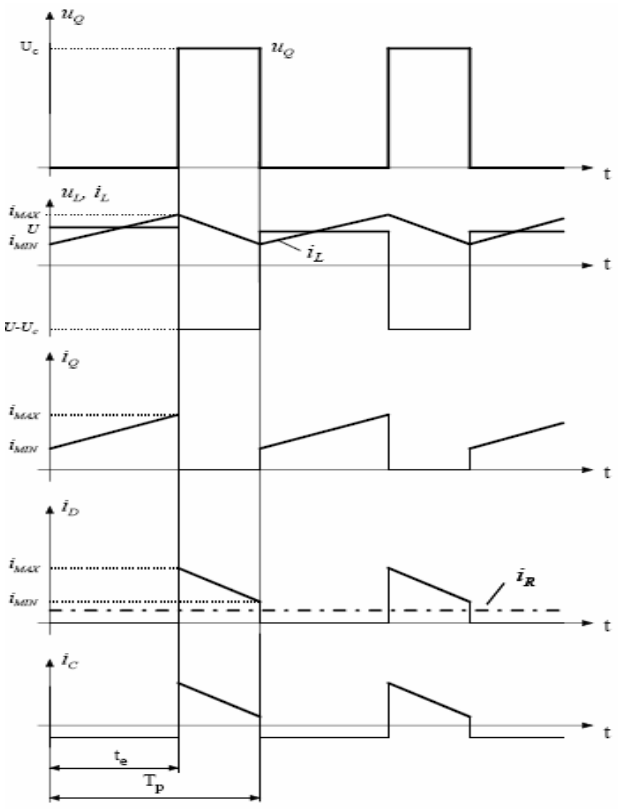


Fig.2.14 : Formes d'ondes des principales grandeurs.

En conduction continue, le convertisseur élévateur de tension est équivalent à un transformateur DC ou le rapport du nombre de spires de ce transformateur peut être continuellement contrôlé électroniquement entre 1 et "∞" par variation du rapport cyclique D. Pour un rapport cyclique donné, la tension de sortie est indépendante de la charge.

2.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté l'architecture du système d'énergie de bord d'un satellite à savoir : le générateur photovoltaïque, les cellules solaires, les batteries et leurs caractéristiques essentielles. Dans une seconde étape, on a étudié quelques structures de base de convertisseurs DC/DC (Buck, boost) servant de liaison entre le générateur photovoltaïque et l'élément de stockage.

Chapitre III

Commande D'un Convertisseur DC- DC Par Modulation de Largeur d'Impulsions MLI

Chapitre 3

Commande d'un convertisseur DC-DC par MLI

3.1 Introduction

Les hacheurs sont des convertisseurs statiques DC/DC permettant de délivrer une tension continue variable à partir d'une source de tension continue constante.

Avec une tension alternative, un simple transformateur permet de changer la tension d'un niveau à un autre niveau. Mais dans le cas d'une tension continue, on doit avoir recours à une approche bien différente, en utilisant un hacheur.

Dans certaines applications industrielles, on doit transformer une tension continue quelconque en une tension continue supérieure ou inférieure. Par exemple, dans le cas d'**ALSAT-1** les panneaux solaire peuvent fournir une tension pouvant atteindre les 40V.

Dans ce chapitre, on présentera la régulation d'un type de convertisseur DC/DC ; à savoir un Buck (qui est un abaisseur de tension) par la technique à modulation de largeur d'impulsion (MLI).

3.2 Structure des systèmes étudiés

Dans ce chapitre, nous nous intéressons aux systèmes comportant des convertisseurs électroniques de puissance fonctionnant en mode complètement commandé dont la commande est réalisée par la technique de la modulation de largeur d'impulsions (MLI).

La structure de base de ce type de systèmes est représentée à la Figure 3.1 : le convertisseur électronique de puissance est constitué d'une matrice d'interrupteurs intercalée entre deux sous-systèmes électriques : un générateur d'énergie électrique et un récepteur. La commande de l'état des interrupteurs à semi-conducteurs qui constituent le convertisseur permet d'agir sur les connexions existant entre les n bornes de sortie du générateur et les m bornes d'entrée du récepteur et de gérer ainsi le transfert d'énergie entre ces deux sous-systèmes. Les signaux nécessaires à la commande des interrupteurs sont élaborés par une électronique de commande et de régulation qui le plus souvent détermine les intervalles de conduction des interrupteurs à partir de consignes reçues de l'extérieur et des mesures prélevées sur l'état du système.

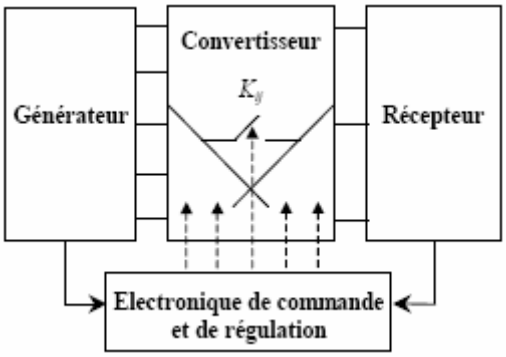


Fig.3.1 : Structure d'un système électronique de puissance.

3.3 Commande par modulation de largeur d'impulsions

La modulation de largeur d'impulsions (MLI ; en anglais : pulse width modulation, soit PWM), est une technique couramment utilisée pour synthétiser des signaux continus à l'aide de circuit à fonctionnement tout ou rien, ou plus généralement à états discrets.

Le principe général est qu'en appliquant une succession d'états discrets pendant des durées bien choisies, on peut obtenir en moyenne sur une certaine durée n'importe quelle valeur intermédiaire. Le principe donc est de générer un signal logique (valant 0 ou 1), à fréquence fixe mais dont le rapport cyclique est contrôlé numériquement. La moyenne du signal de sortie est égale au rapport cyclique.

Dans le cas de la commande MLI, on fait varier l'état des interrupteurs à une cadence qui ne dépend pas de la manière dont évoluent les grandeurs relatives aux systèmes interconnectés par le convertisseur électronique de puissance, cette cadence étant fixée essentiellement en fonction de la vitesse de commutation des interrupteurs.

Comme toute commutation revient à modifier le potentiel d'une borne d'accès du système à caractère de source de courant en la connectant d'une borne à une autre du système à caractère de source de tension, la commande par modulation en largeur d'impulsions ou commande MLI consiste à choisir une fréquence de commutation pour les interrupteurs et à fixer à l'intérieur de la période de commutation les intervalles de conduction des interrupteurs connectées à une borne de la « source de courant » en fonction d'un signal de référence qui correspond au potentiel souhaité pour cette borne.

Sous forme analogique ce type de commande est réalisé en comparant le signal de référence avec une ou plusieurs porteuses triangulaires (ou en dent de scie) dont la fréquence correspond à la cadence à laquelle on veut faire varier l'état des interrupteurs.

Sous forme numérique ce type de commande est réalisé en fixant à l'aide de « *timers* » les intervalles de conduction des différents interrupteurs sur chaque période ou chaque demi-période de modulation.
Mais d'autres lois de commande sont possibles : on peut par exemple générer la séquence de commande des interrupteurs de manière à imposer les courants aux bornes d'accès du système à caractère de source de tension [2, 8].

3.4 Application au hacheur fonctionnant en abaisseur de tension

Comme on l'a mentionné dans l'introduction, les hacheurs sont des convertisseurs statiques qui sont alimentés par des sources de tension continue et produisent aux bornes d'une charge une tension de valeur moyenne réglable [6].

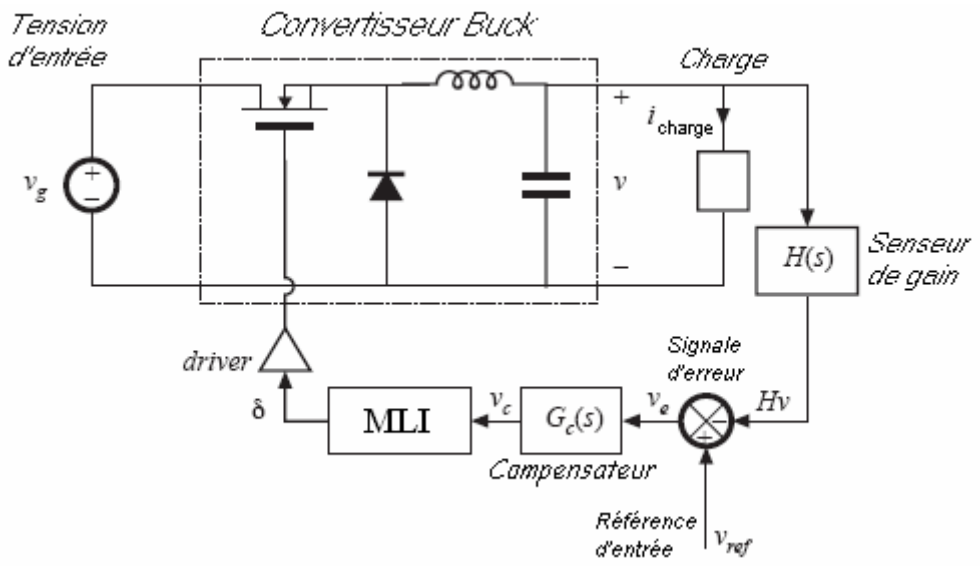


Fig.3.2 : Schéma de principe de la commande par MLI.

Un hacheur dévolteur inclut un interrupteur (transistor bipolaire, transistor MOSFET ou IGBT…) à commande unidirectionnelle et une diode à amorçage spontané. Ces derniers ne peuvent pas être en même temps à l'état ON, l'interrupteur est ON et/ou OFF une fois chaque période de commutation. Le type d'hacheur qu'on a utilisé est un hacheur convertisseur ***Buck*** qui fournit une tension moyenne aux bornes du récepteur, inférieure à celle de la source, et un courant moyen dans le récepteur supérieur à celui de la source.

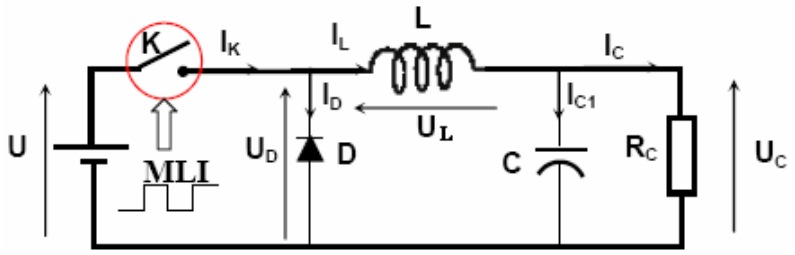


Fig.3.3 : Convertisseur abaisseur de tension.

Les éléments L et C forment un filtre dont le but est de limiter l'ondulation résultant du découpage sur la tension et le courant de sortie.

Le cycle de fonctionnement, de période de hachage T ($T = 1/f$), comporte deux étapes :

- Lors de la première, on rend l'interrupteur passant, K est fermé et la diode polarisée en inverse, est bloquée. Cette phase dure 'te' de 0 à DT, avec α compris entre 0 et 1. D est appelé rapport cyclique.
- Lors de la seconde, on ouvre K. La diode devient passante. Cette phase dure 'td' de DT à T.

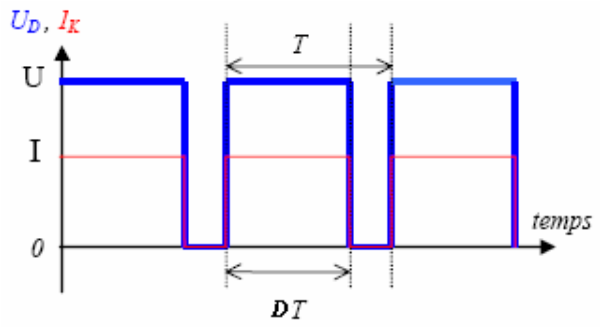


Fig.3.4 : Evolution de la tension et du courant au niveau des interrupteurs.

✓ **Première étape : K est à l'état ON** : $t_e = [0\ \ DT]$

Pendant l'intervalle te l'interrupteur K est fermé :

$I_K = I_S$, $I_D = 0$ la diode est bloquée

Nous avons alors : $U_C = U - U_L$

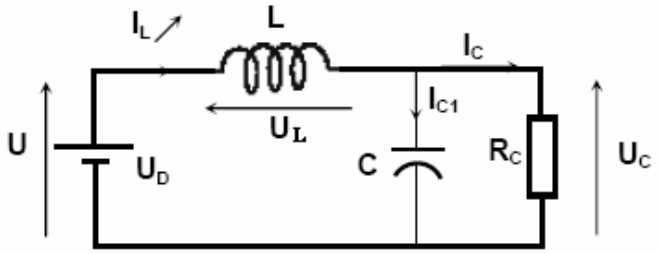


Fig.3.5 : Schéma équivalent du circuit pendant l'intervalle te.

On a $U_L = L\dfrac{di_L}{dt}$, le courant i_L circulant dans l'inductance ***L*** est croissant d'ou

t = 0 → $i_L = I_{\min}$, t = D_T → $i_L = I_{\max}$

on peut écrire : $U_L = L\dfrac{I_{\max} - I_{\min}}{t_e}$

ce qui donne :

$$U - U_C = L\frac{I_{\max} - I_{\min}}{t_e} \qquad (3.1)$$

Pendant cette durée de temps le courant de source I_S circule dans L et dans l'ensemble C et RC. Alors, sur une période l'énergie emmagasinée dans l'inductance (puis restitué) est inférieure à l'énergie fournie par la source et reçue par la charge (d'où le nom de convertisseur dévolteur).

- ✓ **2éme étape K est à l'état OFF** : $t_d = [DT\ \ T]$

Pendant l'intervalle ***td*** L'interrupteur K est ouvert :

$I_K = 0$, $I_D = i_L$ la diode devient spontanément passante

Par la même expression $U_L = L\dfrac{di_L}{dt}$ et $U_L = -U_C$

Ce qui implique $U_C = -L\dfrac{di_L}{dt}$, le courant i_L circulant dans l'inductance L est décroissant

On a donc $t = DT \rightarrow i_L = I_{\max}$, $t = T \rightarrow i_L = I_{\min}$

Soit :

$$U_C = -L\,\frac{I_{\min} - I_{\max}}{t_d} \qquad (3.2)$$

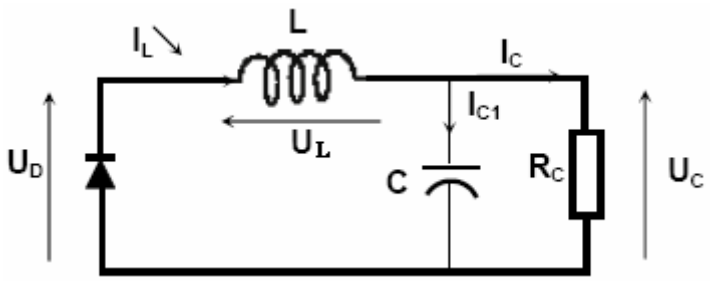


Fig.3.6 : Schéma équivalent du circuit pendant l'intervalle t_d.

en regroupant les deux équations (3.1) et (3.2)

$$L = (U - U_C)\frac{t_e}{I_{\max} - I_{\min}} = -U_C\,\frac{t_d}{I_{\min} - I_{\max}} \quad \text{avec } t_e = T - t_d$$

$U_C = U\,\dfrac{t_e}{T} = D \cdot U$ ou $D = \dfrac{t_e}{T}$ qui est le rapport cyclique utilisé pour la régulation de notre tension de sortie U_C ; l'évolution de cette dernière, en fonction de D, est indiquée par la figure 3.7 :

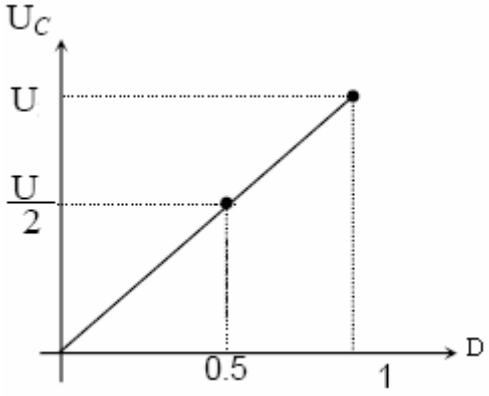


Fig.3.7 : La caractéristique de la tension sortie en fonction du rapport cyclique.

Il est à noter que la forme d'onde de différents paramètres est donnée par la figure (2.12) du chapitre précédant.

3.4.1 Détermination de la valeur des éléments

Les éléments sont, dans la plupart des cas, déterminés pour un fonctionnement en régime continu et à courant de sortie I_C nominal tout en se basant sur la figure 2.12.

1. Valeur de l'inductance ***L*** :

L'inductance L est déterminée à partir du temps de conduction t_e et de l'ondulation du courant Δi_L qui la traverse.

De la relation (3.1) on peut avoir $L = (U - U_C)\dfrac{t_e}{I_{\max} - I_{\min}}$

Ou encore : $L = \dfrac{U - U_C}{\Delta I_I} \cdot DT = \dfrac{U_C \cdot (1 - D)}{\Delta I_L \cdot f}$

D'où :

$$L = \frac{U - U_C}{K \cdot I_S} \cdot DT \qquad (3.3)$$

L en henrys, ***T*** en secondes, I_S étant le courant de sortie.

Sachant que, en régime continu, on peut définir l'ondulation du courant i_L en fonction du courant de sortie I_S .

$\Delta I_L = K \cdot I_S$ (en général K<1)

2. Valeur du condensateur ***C*** :

Sa valeur est conditionnée par l'ondulation de la tension de sortie ΔV_C. On utilise la méthode

de la variation de charge ΔQ.

La variation de la tension V_C est décalée dans le temps, par rapport à la variation du courant i_{C1}. L'évolution de V_C est positive tant que $I_L > I_C$. L'apport de charge ΔQ+ correspond à la surface de charge hachurée.

Ainsi : $\Delta Q+ = \dfrac{\Delta I_L}{8 \cdot f}$

$C = \dfrac{\Delta I_L}{8 \cdot f \cdot \Delta U_C}$ avec (***f***) la fréquence du de commutation en Hz, ***C*** en farads.

En utilisant la relation (3.1), on obtient :

$$C = \frac{(U - U_C) \cdot U_C}{8 \cdot U \cdot \Delta U_C \cdot L \cdot f^2} \tag{3.4}$$

avec ΔU_C ondulation crête à crête.

3.4.2 Ondulation admissible

Les valeurs des composants utilisés (***C, L***) influent directement sur l'allure du signal de sortie, il faut être judicieux dans notre choix de tel sort qu'il soit adéquat avec les exigences de notre application ; l'ondulation à la sortie est donnée par les équations qui suivent:

$$\Delta I_L = (U - U_C) \cdot \frac{t_e}{L} = \frac{(1 - D) \cdot D \cdot U}{L \cdot f} \tag{3.5}$$

$$\Delta U_C = \frac{(U - U_C) \cdot U_C}{8 \cdot U \cdot C \cdot L \cdot f^2} = \frac{(1 - D) \cdot D \cdot U}{8 \cdot C \cdot L \cdot f^2} \tag{3.6}$$

3.4.3 Analyse fréquentielle

En analysant attentivement l'alimentation abaisseuse de tension, on remarque que l'inductance et le condensateur forment un filtre du 2ème ordre où la résistance de charge joue le rôle d'amortissement.

En posant pour la fréquence de pulsation $f_P = \dfrac{1}{T_P}$

et pour le filtre, une fréquence de coupure donnée par $f_C = \dfrac{1}{2\pi \cdot \sqrt{LC}}$

on obtient, à l'aide de la relation 2.6, pour l'ondulation relative de tension

$$\frac{\Delta U_C}{U_C} = \frac{\pi^2}{2} \cdot (1 - D) \cdot \left(\frac{f_C}{f_P} \right)^2 \tag{3.7}$$

3.4.4 Les différents modes de conduction

On distingue deux modes de fonctionnement, mode à conduction continue et deuxième à conduction discontinue.

3.4.4.1 Mode de conduction continu

Le courant de sortie dans ce cas est suffisamment fort et le courant dans l'inductance ne s'annule jamais (figure 3.8), même avec l'ondulation due au découpage.

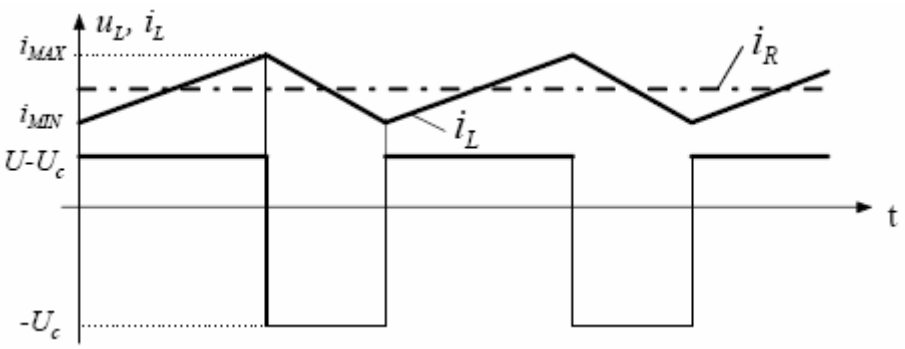


Fig.3.8 : Tension et courant d'inductance en mode continu.

3.4.4.2 Mode de conduction discontinu

Dans le second cas, le courant de sortie moyen est bien entendu positif, mais, en raison de sa faible valeur moyenne, l'ondulation du courant dans l'inductance peut amener ce dernier à s'annuler. Or, les interrupteurs étant unidirectionnels, le courant ne peut changer de signe et reste à 0 (figure 3.9).

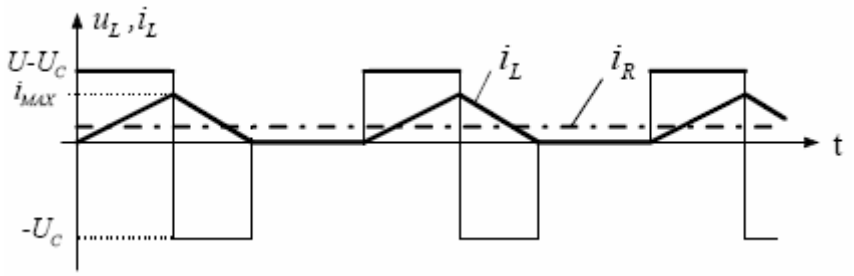


Fig.3.9 : Tension et courant d'inductance en mode discontinu.

3.4.4.3 Mode de conduction critique

Ce mode correspond à un cas particulier intermédiaire entre les deux modes qui précédent. Il consiste à un courant dans la bobine qui s'annule instantanément (figure 3.10).

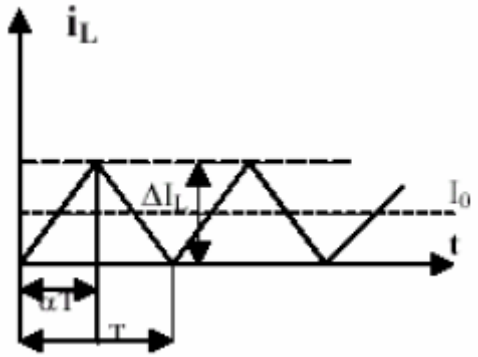


Fig.3.10 : Courant d'inductance en mode critique.

3.4.6 Conception du filtre

On considère le circuit électrique schématisé ci-dessous, dans un premier temps, nous écrivons les équations régissant le fonctionnement.

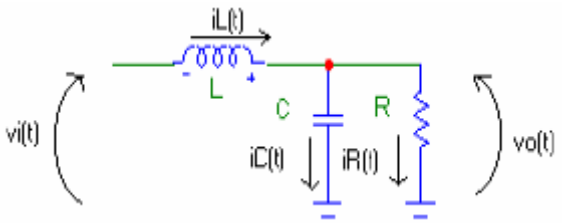


Fig.3.11 : Schéma électrique du filtre.

$$V_o(t) = R \cdot i_R(t) \tag{3.8}$$

$$V_i(t) - V_o(t) = L \cdot \frac{di_L(t)}{dt} \tag{3.9}$$

$$i_C = C\frac{dV_o(t)}{d(t)} \tag{3.10}$$

Où $V_i(t) = d(t)$

La combinaison des équations (3.8), (3.9) et (3.10) mène à l'équation différentielle suivante :

$$\frac{d^2V_o(t)}{dt^2} + \frac{1}{RC} \cdot \frac{dV_o(t)}{dt} + \frac{1}{LC} \cdot V_o(t) = \frac{1}{LC} \cdot d(t) \tag{3.11}$$

En appliquant la transformée de Laplace à l'équation (3.11) on obtient la fonction de transfert correspondant au filtre, on suppose les conditions initiale sont égales à zéro.

$$\frac{V_o(s)}{D(s)} = \frac{\frac{1}{LC}}{s^2 + \frac{s}{RC} + \frac{1}{LC}} \tag{3.12}$$

L'équation (3.12) ressemble à la forme d'un polynôme typique dont la fonction de transfert est donnée par l'équation :

$$H(s) = \frac{\omega_0^2}{s^2 + 2\xi\omega_0 s + \omega_0^2} \tag{3.13}$$

Ou le paramètre ξ est le facteur d'amortissement et ω_0 est la pulsation du pole. La même équation peut être écrite sous la forme ou Q est le facteur de forme.

$$H(s) = \frac{\omega_0^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q} \cdot s + \omega_0^2} \tag{3.14}$$

$$p_1, p_2 = -\frac{\omega_0}{2Q} \pm j\omega_0 \cdot \sqrt{1 - \left(1/4Q^2 \right)} \tag{3.15}$$

Le paramètre $\boldsymbol{Q}$ détermine la distance des pôles à l'axe des imaginaires; les pôles de la fonction $H(s)$ sont complexes pour des valeurs de ($Q > 0.5$). Plus la valeur de $\boldsymbol{Q}$ est grande et plus la réponse du filtre devient plus sélective. Une valeur infinie de $\boldsymbol{Q}$ localise les pôles sur l'axe des imaginaires.

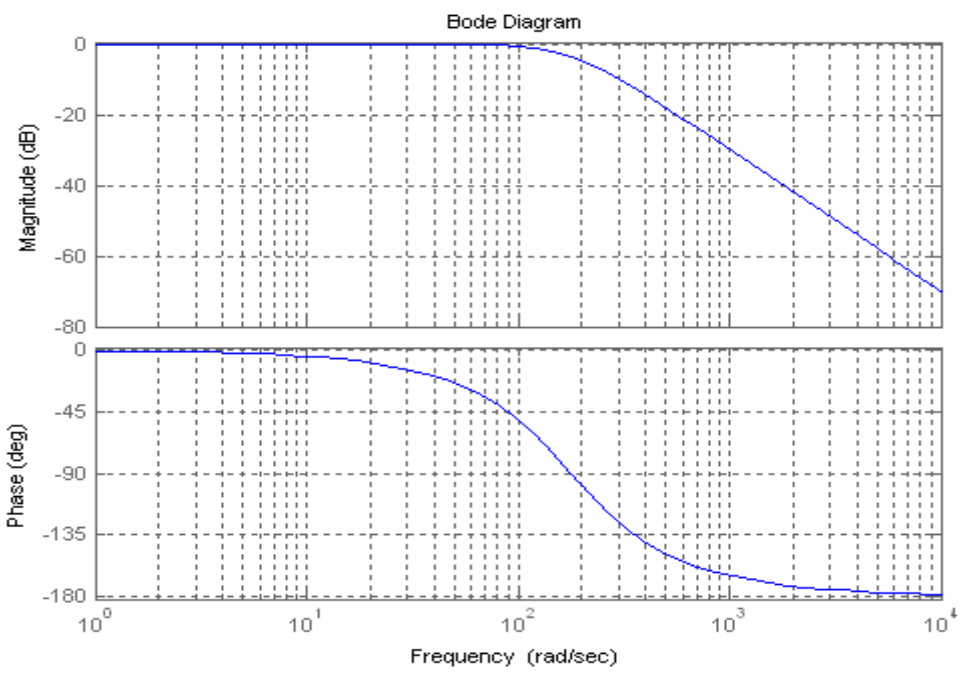


Fig.3.12 : Diagramme de BODE de la fonction de transfert.

3.5 Résultats de simulation

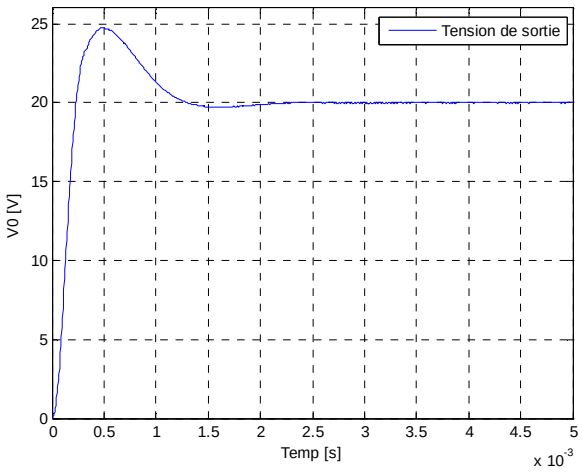
On présente ici quelques résultats obtenus par des simulations numériques concernant l'analyse des performances de ce type de commande appliquée à un convertisseur DC-DC.
Les valeurs des éléments sont ceux du convertisseur Buck d'**ALSAT-1** et sont données par le tableau 1:

V_{in}	V_O	f_c	L	C	Charge
$40V$	$20V$	$100\,Khz$	$125\,\mu H$	$250\,\mu F$	$15\,\Omega$

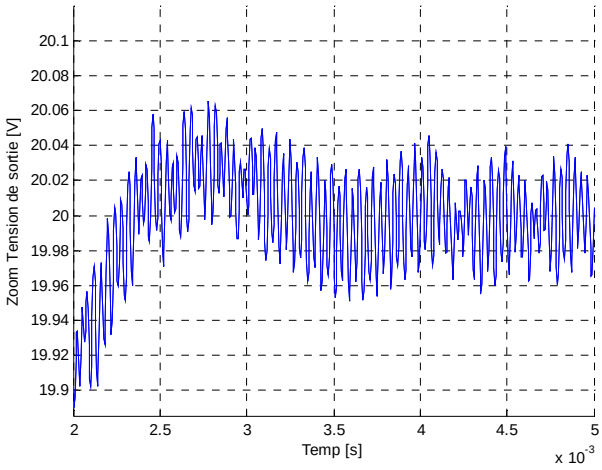
Tableau 1 : Valeurs des éléments du convertisseur Buck

Les figures (3.13 et 3.14 et 3.15) représentent l'allure de la tension V_o, du courant dans l'inductance et du courant de sortie ainsi que la forme d'onde des ondulations résiduelles. On remarque qu'il y'a un pic de valeur assez importante, de même pour la tension de sortie l'établissement de l'état d'équilibre passe par un pic maximal et un pique minimal (*overshoot*). Un zoom sur cette dernière montre la présence d'ondulations résiduelles dont la forme d'onde a subit une déformation due au phénomène de décrochage synchrone. Le courant d'inductance est aussi affecté par ce phénomène.

Les figures (3.16, 3.17, 3.18 et 3.19) illustrent l'influence de la variation de la valeur de la charge sur le courant et la tension de sortie ainsi que le courant de l'inductance. L'augmentation de la valeur de la charge engendre une augmentation du temps de réponse avec élargissement du pic à l'état transitoire et une diminution de l'amplitude pic à pic de l'ondulation résiduelle de la tension de sortie, par contre l'augmentation de la valeur de la charge engendre une diminution de la valeur du courant de sortie.
Cependant, la valeur de la fréquence de commutation influe sur l'amplitude du pic à l'état transitoire et sur l'amplitude crête à crête des ondulations; en effet l'amplitude diminue avec l'augmentation de la fréquence (figure 3.19).

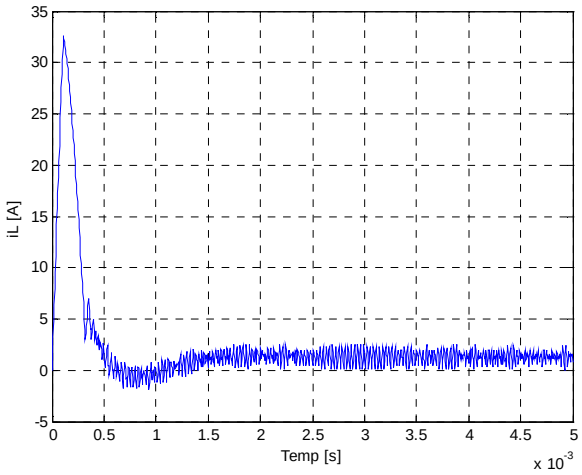


(a)

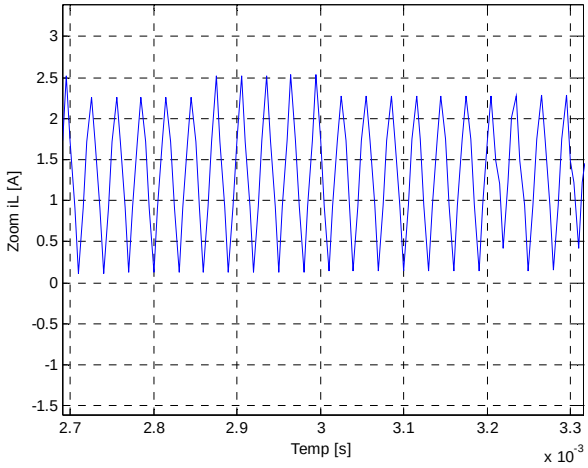


(b)

Fig.3.13 : Tension de sortie.



(a)



(b)

Fig.3.14 : Courant d'inductance.

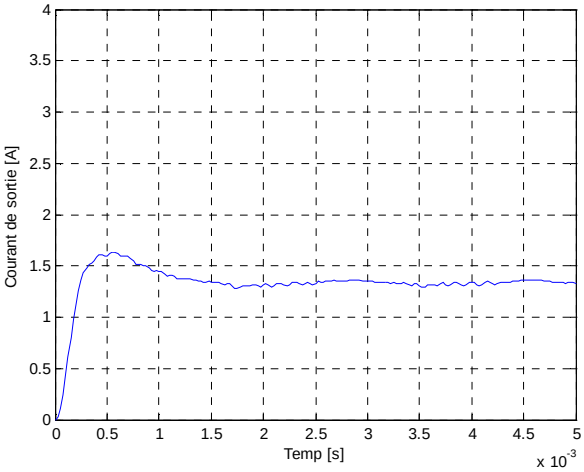
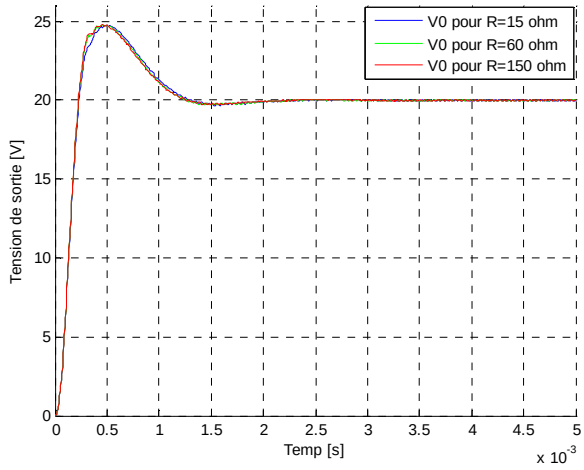
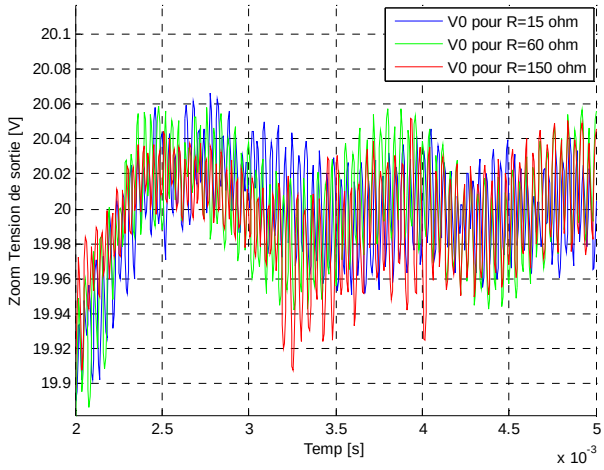


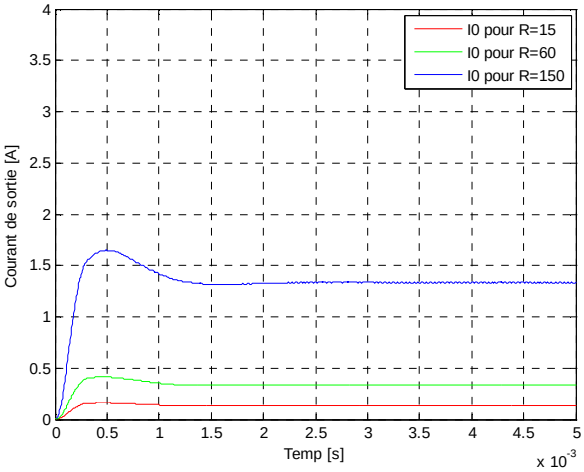
Fig.3.15 : Courant de sortie.



(a)

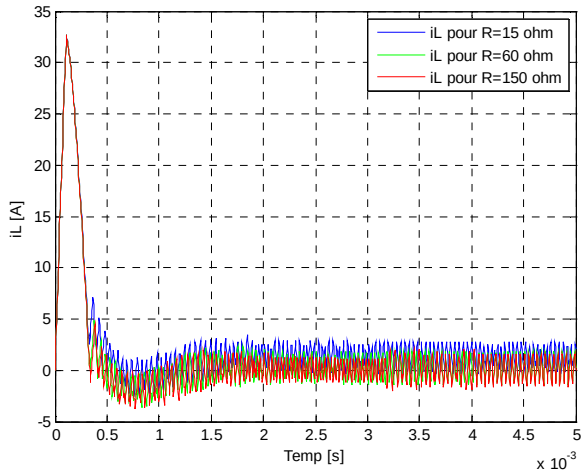


(b)

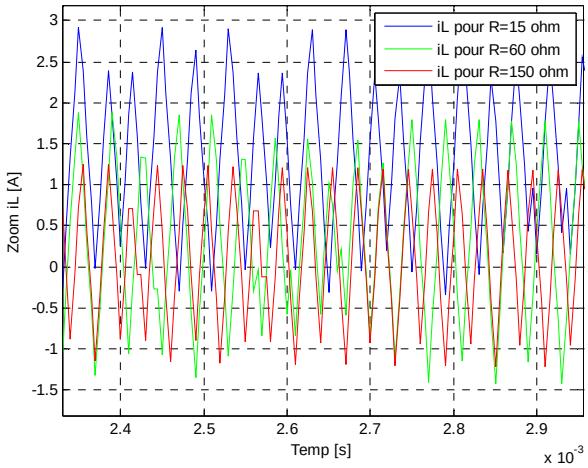


(c)

Fig.3.16 : Tension et courant de sortie pour différentes valeurs de la charge

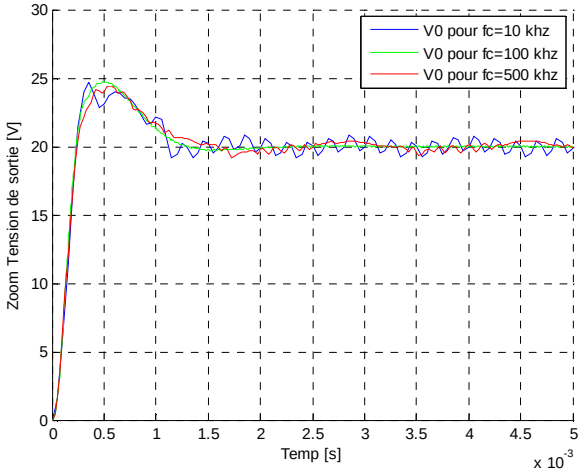


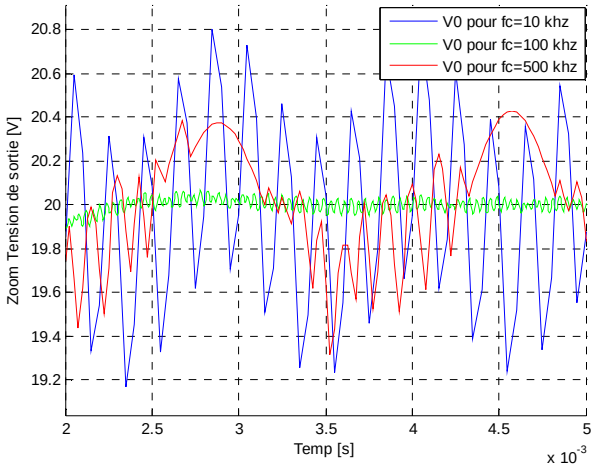
(a)



(b)

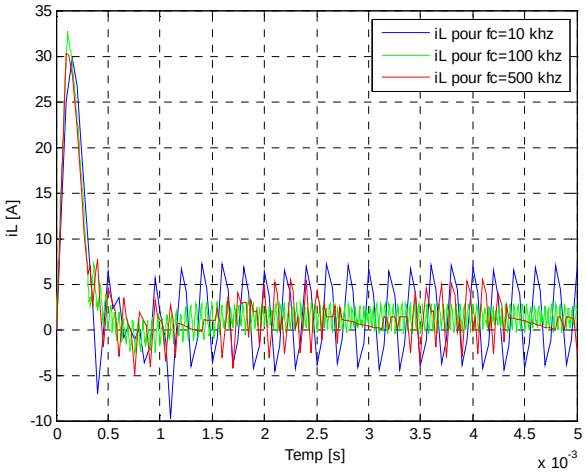
Fig.3.17 : Courant d'inductance pour différentes valeurs de la charge

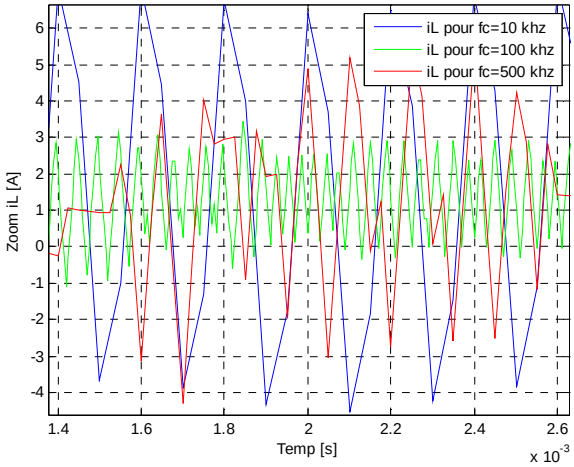




(a) (b)

Fig.3.18 :Tension et courant de sortie pour différentes valeurs de la fréquence de commutation.





(a) b)

Fig.3.19 : Courant d'inductance pour différentes valeurs de la fréquence de commutation.

3.6 Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté une approche concernant la commande des convertisseurs DC/DC par la modulation de largeur d'impulsion. L'étude et les résultats numériques obtenus ont démontré l'efficacité de cette technique en termes de rendement et de simplicité à mettre en œuvre. Cependant, elle présente toute fois l'inconvénient d'avoir un pic d'amplitude assez important à l'état transitoire qui doit être pris en considération et présente aussi le problème de dégradation de la forme d'onde due au phénomène de décrochage synchrone qui reste dans le cas des convertisseurs DC/DC moins important.

Une exploitation efficace des commandes du convertisseur DC/DC appliquées au sous système énergie de bord nécessite l'introduction de régulateurs tels que les modes glissants permettant de stabiliser la dynamique avec un comportement plus robuste et une adaptation qui prend en charge les non linéarités. Ce type de régulateurs fera l'objet d'un développement exposé au chapitre suivant.

Chapitre IV

Commande des Convertisseurs DC-DC Par Mode Glissant

Chapitre 4

Commande des Convertisseurs DC-DC par Mode Glissant

4.1 Introduction

La théorie des systèmes à structure variable (ssv) et les modes glissants associés [4] a fait l'objet d'études détaillées au cours des clinquantes dernières années aussi bien par les chercheurs soviétiques, que par les chercheurs des autres pays. La discussion qui a eu lieu au premier congrès de l'IFAC en 1960 entre Neimark et Fllipov a été concluant dans la mesure où un nouveau problème sur la théorie des modes glissant a été posé. Ce n'est que durant cette discussion que l'ambigüité de la détermination du comportement dynamique du système commandé sur la surface de commutation a été levée.

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

- ✓ La trajectoire de l'état du système en mode de glissement appartient à une variété (surface) de dimension inferieure à celle de l'espace d'état. Par conséquent l'ordre des équations différentielles régissant le fonctionnement du système en mode de glissement est réduit.
- ✓ La dynamique du système en mode de glissement est déterminée uniquement par le choix des coefficients de la surface de glissement.
- ✓ Sous certaines conditions similaires aux systèmes dont la commande est à fort gain, la technique des modes glissants est robuste par rapport aux variations de certains paramètres.
- ✓ La théorie des modes glissants s'adapte bien pour les systèmes dont la commande est discontinue. Ce qui est le cas pour les convertisseurs électriques qui sont bâtis autour d'interrupteur qui ne fonctionnent qu'en mode discontinue (tout ou rient).

L'intérêt récent accordé à cette technique de commande est dû essentiellement à la disponibilité d'une part d'interrupteurs de plus en plus performants grâce au développement de la microélectronique et d'autre part de microprocesseur de technologie avancée, grâce au

développement de la micro-informatique pour la commande en temps réel des systèmes dynamiques. Pour un aperçu général des différentes applications de cette technique de commande et des résultats théoriques se référer à l'article de Utkin [15].

Récemment, H. Sira-Ramirez [16] a utilisé des notions de géométrie différentielle, pour analyser et synthétiser des régimes glissants pour les systèmes non linéaires analytiques et linéaires par rapport à la commande, dont la structure varie. Par ailleurs, H. Sira-Ramirez a montré que, sous certaines conditions, la commande par mode glissant est équivalente à la commande par modulation de largeur d'impulsions.

Dans ce chapitre, on s'intéresse en premier lieu à la théorie des modes glissants, nous rappellerons les relations de base des modes glissants vue sous l'angle géométrie différentielle. Dans la seconde partie, nous évoquerons l'application de la théorie des modes glissants pour le contrôle du convertisseur DC-DC implanté au niveau du système énergie de bord d'ALSAT-1. Par la suite, des études comparatives seront faites avec la technique MLI afin de valider l'approche utilisée de point de vue robustesse et performance du système.

4.2 Configuration de base pour les systèmes à structure variable

Dans les systèmes de commande à structure variable, on peut distinguer deux configurations de base différentes. La première configuration change de structure par commutation d'une contre-réaction d'état variable (figure 4.1.a), tandis que la deuxième configuration change la structure par commutation au niveau de l'organe de commande [5].

- La Figure 4.1 définie une configuration permettant un changement de la structure par commutation entre deux retour d'état.

Suivant que $s(x_s)$ est positif ou négatif, la commande u est donnée par :

$$\begin{cases} u = s(x_s) = -k_1^T x_s & si \quad s(x_s) > 0 \\ u = s(x_s) = -k_2^T x_s & si \quad s(x_s) < 0 \end{cases}$$

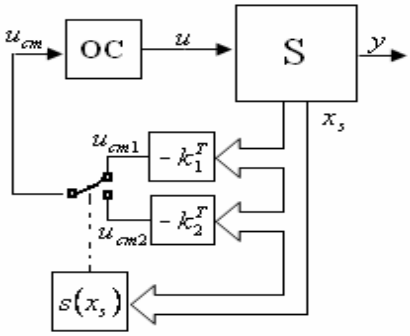


Fig.4.1 : Configuration par changement par retour d'état.

En mode glissant, le système évolue sur la surface de glissement, par conséquent $s(x_s) = 0$.

- La Figure (4.2) présente une autre configuration permettant la variation de la structure du système par simple commutation d'interrupteur. Ce qui est le cas pour les convertisseurs électriques.

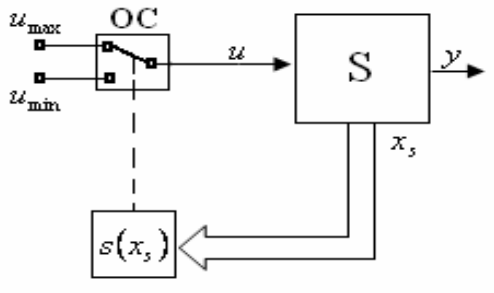


Fig.4.2 : Configuration en changeant la structure par commutation d'interrupteur.

Seule l'information sur le signe de la fonction $s(x_s)$ suffit pour décider de l'ouverture ou de la fermeture de l'interrupteur pilotant le convertisseur. Dans ce cas de configuration, la logique de commutation est donnée par :

$$\begin{cases} u_{\max} & si \quad s(x_s) > 0 \\ u_{\min} & si \quad s(x_s) < 0 \end{cases} \tag{4.1}$$

Lorsque le régime glissant est atteint, les variables d'état sont reliées entre elles par la relation $s(x_s) = 0$. La trajectoire de l'état du système :

$$\dot{x} = \frac{dx}{dt} = f(x) + g(x)u \tag{4.2}$$

Soumis à la logique de commutation (4.1) est définie partout sauf sur la surface de discontinuité (S). Plusieurs définitions ont été proposées pour décrire la solution de (4.2) et (4.2) lorsque le régime glissant existe localement sur (S).

4.3 Solution des systèmes dynamiques à seconde membre discontinu

La méthode de Fillipov [17] est l'une des premières méthodes qui a montré l'existence et l'unicité de la solution des systèmes dynamiques à seconde membre discontinu en régime glissant. Fillipov a définie un champ de vecteur moyen décrivant la trajectoire d'état en mode glissant idéal. Ce champs de vecteur moyen est obtenu par la moyenne géométrique ou pour une combinaison convexe des champs de vecteurs définis de chaque coté de (S) (Figure 4.3). Ce champ de vecteur moyen est

tangentiel à la surface de glissement où le mode glissant existe.

4.3.1 Méthode de Fillipov

Soit le système non linéaire suivant :

$$\dot{x} = f(x,t,u) \tag{4.3}$$

f la fonction du système; x les états du système;

et u : la commande non linéaire de type discontinue.

$$u = \begin{cases} u^{+}(x,t) & si \quad s(x,t) < 0 \\ u^{-}(x,t) & si \quad s(x,t) < 0 \end{cases} \tag{4.4}$$

Il est montré par Fillipov [17] que la trajectoire d'état du système (4.2) avec la loi de commande (4.4) en régime glissant ($s(x,t) = 0$) est donnée par la relation suivante:

$$\dot{x} = \alpha f^{+} + (1-\alpha) f^{-} = f^{0} \tag{4.5}$$

Avec $0 \le \alpha \le 1$

$$f^{+} = f(x,t,u^{+}) \qquad et \qquad f^{-} = f(x,t,u^{-}) \tag{4.6}$$

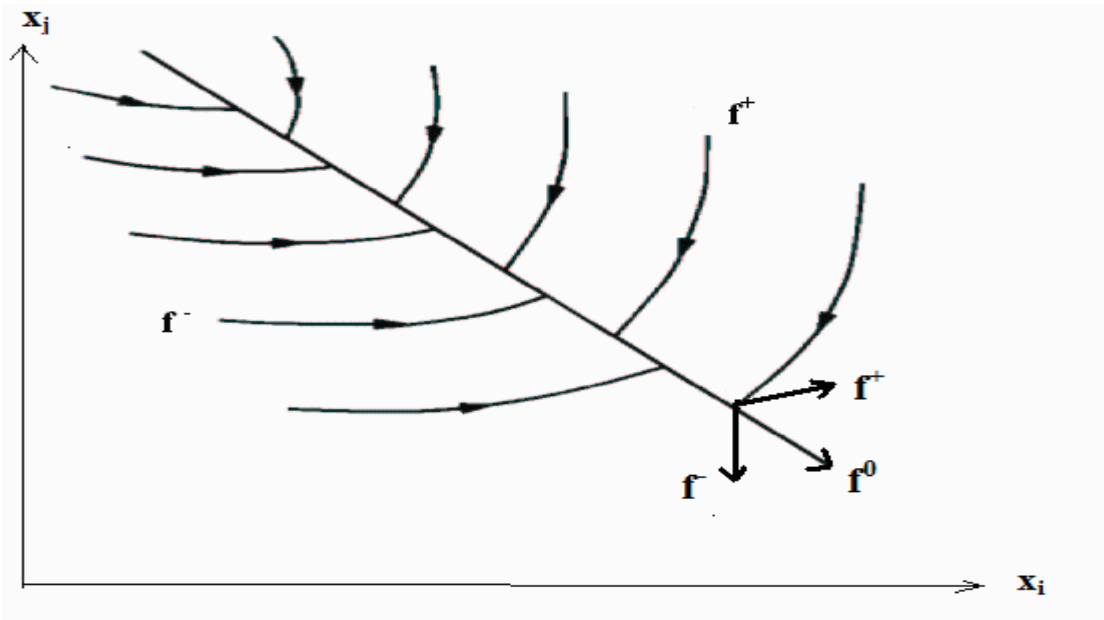


Fig.4.3 : Construction du champ de vecteur moyen f^0 a partir des champs f^+ et f^-

En mode glissant : $s(x,t) = 0$

Et $$\frac{ds(x,t)}{dt} = (\frac{ds}{dx})T f^{0} + \frac{\partial s}{\partial t} =< ds, f^{0} > + \frac{\partial s}{\partial t} = 0 \tag{4.7}$$

D'où $$\alpha = \frac{< ds, f^- > + \frac{\partial s}{\partial t}}{< ds, f^- - f^+ >} \tag{4.8}$$

En utilisant l'expression de α dans (4.4), on obtient l'équation d'état décrivant le système en régime glissant d'après Fillipov.

$$\dot{x} = [\frac{< ds, f^- > + \frac{\partial s}{\partial t}}{< ds, f^- - f^+ >}]f^+ - [\frac{< ds, f^+ >}{< ds, f^- - f^+ >}]f^- = f^0 \tag{4.9}$$

La méthode de Fillipov est une des possibilités permettant la détermination de la trajectoire d'état en mode de glissement. Une autre méthode, appelée méthode de commande équivalent, à été proposée par Utkin [15].

4.3.2 Méthode d'Utkin: commande équivalente

Pour un système décrit par l'équation d'état suivant :

$$\dot{x} = f(x,t) + g(x,t)u \tag{4.10}$$

En régime de glissement $s(x,t) = 0$ (4.11)

Et $$\frac{ds(x,t)}{dt} = (\frac{\partial s}{\partial x})T\frac{dx}{dt} + \frac{\partial s}{\partial t} = (\frac{\partial s}{\partial x})T[f(x,t) + g(x,t)u_{eq}] + \frac{\partial s}{\partial t} = 0 \tag{4.12}$$

Avec u_{eq} la commande équivalente [3,15], déterminée à partir de (4.12) par:

$$u_{eq}(x,t) = -[(\frac{\partial s}{\partial x})Tg(x,t)]^{-1}\left\{(\frac{\partial s}{\partial x})Tf(x,t) + \frac{\partial s}{\partial t}\right\} \tag{4.13}$$

Avec la condition $[(\frac{\partial s}{\partial x})Tg(x,t)] \neq 0$

En remplacent l'expression de $u_{eq}(x,t)$ dans (4.9), on obtient la trajectoire d'état en mode glissant:

$$\dot{x} = \left\{1 - g(x,t)[(\frac{\partial s}{\partial x})Tg(x,t)]^{-1}\frac{\partial s}{\partial x}T\right\}f(x,t) - g(x,t)\left\{[(\frac{\partial s}{\partial x})Tg(x,t)]^{-1}\right\}\frac{\partial s}{\partial t} \tag{4.14}$$

La commande équivalente est interprétée physiquement comme étant une fonction continue représentant la moyenne des commutations successives de u entre $u_{\max}$ *et* $u_{\min}$ (Figure 4.4)

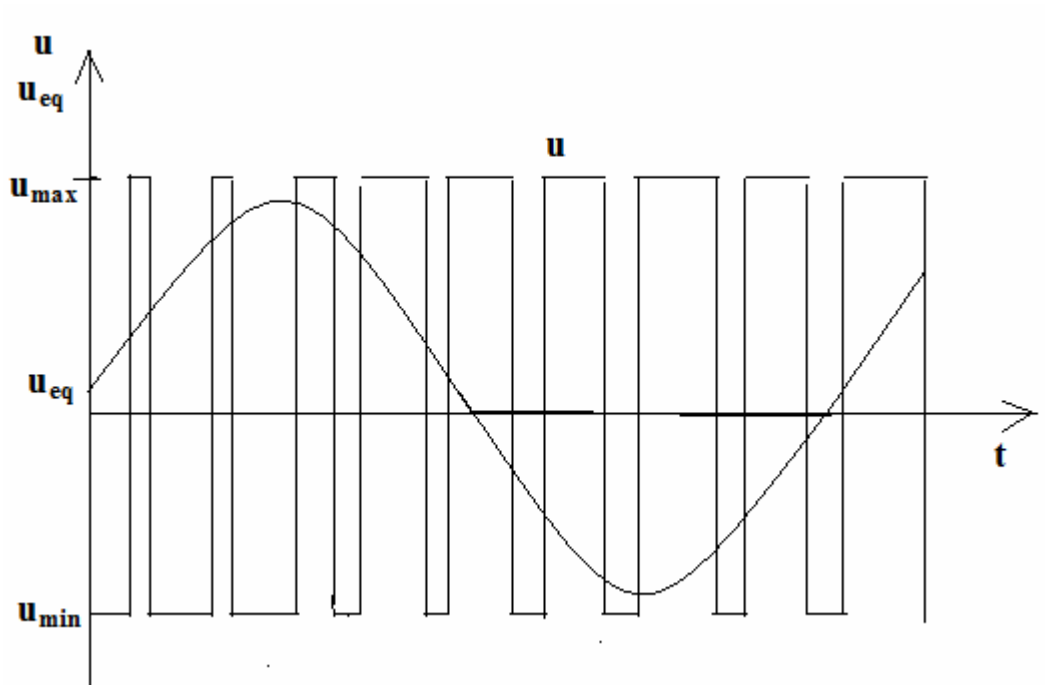


Fig.4.4 : Commande équivalente et commande réelle.

4.3.3 Principe de commande par mode de glissement :

Soit le système dynamique non linéaire analytique:

$$\dot{x} = \frac{dx}{dt} = f(x) + g(x)u \qquad (4.15)$$

Ou $x \in X$ un ouvert de R^n et u la fonction commande (éventuellement discontinue)

$u \quad :R^n \Rightarrow R, f(x) et\ g(x)$ des champs de vecteurs définis dans un ouvert de $R^n\ X$ avec

$g(x) \neq 0 \forall x \in X$

Soit (s) une fonction continue $u \quad :x \Rightarrow R$, dont le gradient est non nul sur X, l'ensemble

$$S = \{x \in R^n : s(x) = 0\ \} \qquad (4.16)$$

Définit une sous variété (surface) régulière de dimension (n-1) dans X, connue aussi comme variété de glissement ou surface de glissement.

La loi de commande par structure variable est obtenue en imposant à la fonction commande un des deux retour d'état dépendant du signe de s(x) :

$$u = \begin{cases} u^+(x) & si \quad s(x) < 0 \\ u^-(x) & si \quad s(x) < 0 \end{cases} \qquad (4.17)$$

Avec $u^+(x)\ et\ u^-(x)$ représente les bonnes extrémales de la fonction commande u, sont supposées

être des fonctions continues en x, avec $u^{+}(x) > u^{-}(x)$ localement dans X. soit $L_h s$ la dérivée directionnelle de la fonction scalaire s suivant le champ de vecteur h.

Supposons que comme résultat de cette politique de commande (4.17), la trajectoire d'état atteint la surface de commutation et est contrainte à se mouvoir au voisinage de S. On dit que le régime glissant existe sur S [4,15] chaque fois que :

$$\lim_{s\to 0^{+}} \quad L_{f+gu^{+}} s < 0 \qquad \lim_{s\to 0^{--}} \quad L_{f+gu^{-}} s > 0 \tag{4 18}$$

soit ds , le gradient de s(x) et <.,.> le produit scalaire de deux vecteur ou covecteurs.

La condition (4.18) peut s'écrit aussi

$$\lim_{s\to 0^{+}} < ds, f + gu^{+} > \ < 0 \ \lim_{s\to 0^{-}} < ds, f + gu^{-} > \ > 0 \tag{4.19}$$

L'interprétation de ces inégalités sur S est que les projections des champs de vecteurs $f + gu^{+}$

$f + gu^{+}$ sur le vecteur gradient à S sont de signes contraires, par conséquent les champs commandés se dirigent vers la surface de commutation s.

4.3.4. Condition d'invariance de la variété (surface) s.

Lorsque la trajectoire d'état se dirige vers la surface de commutation, elle est amenée à osciller autour de la surface de commutation sous l'influence de la commande discontinue (4.17). Dans ces conditions, on dit que le système est en régime glissant, et le mouvement glissant idéal est décrit en utilisant *les conditions d'invariance* suivant [3] :

$$s(x) = 0 \qquad , \ L_{f+gu} s =< ds, f + gu_{eq} >= 0 \tag{4.20}$$

$u_{eq}(x)$ est une loi de commande continue pour laquelle s est une variété intégrale locale ou une variété locale invariante. A partir de la définition de la dérivée directionnelle et tenant compte de (4.20), la commande équivalente est donnée explicitement par :

$$u_{eq}(x) = -\frac{L_f s}{L_g s} = -\frac{< ds, f >}{< ds, g >} = \left(\left(\frac{\partial s}{\partial x}\right)^{T} g\right)^{-1} \left(\frac{\partial s}{\partial x}\right)^{T} f \tag{4.21}$$

Soit $\Delta_s(x)$ un sous espace de l'espace tangent à X en x, notée par $T_x X$, tel que

$$< ds, \Delta_s(x) >= 0 \quad \Delta_s(x) = \ker ds(x) \tag{4.22}$$

$\Delta_s(x)$ est appelée distribution glissant associe à S.

Les conditions (4.20) peuvent s'écrit simplement comme :

$$f + gu_{eq} \in \ker \ ds = \Delta_s(x) \tag{4.23}$$

Le système régit par $\dot{x} = \frac{dx}{dt} = f(x) + g(x)u_{eq}(x)$ décrit la dynamique en mode de glissement idéal.

4.4 Application des modes glissants à la commande d'un convertisseur DC -DC

Le principe général des convertisseurs DC/DC consiste à stocker temporairement de l'énergie dans une inductance (champ magnétique) ou une capacité (champ électrique). Cette énergie est ensuite restituée à la charge par exemple le cas des convertisseurs statique : buck et boost… .

Le Buck (ou abaisseur de tension - hacheur) convertit une tension d'entrée en une tension régulée inférieure à celle-ci. La Figure .4.5 représente un circuit simplifié de convertisseur continue-continue Buck.

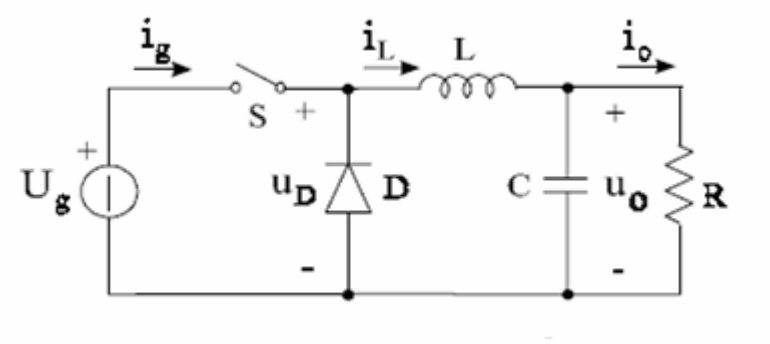


Fig.4.5: Schéma du convertisseur DC-DC (Buck).

4.4.1 Modèle mathématique du hacheur :

La Figure (4.5) représente le schéma du hacheur. Il est constitué d'une source de tension ***Ug*** c'est le panneau solaire du satellite, d'une inductance de lissage ***L***, d'un interrupteur contrôlé S, d'une diode de roue libre D, d'une capacité de filtrage **C**, et finalement de la charge **R**.

Dans notre étude, on suppose que notre système fonctionne en régime continu, c'est-à-dire que le courant dans l'inductance de lissage ne s'annule pas. Le modèle mathématique du hacheur peut être déduit en appliquant la loi de Kirchhoff dans le cas où l'interrupteur est passant, et dans le cas où il est bloquant. Les équations (4.24) représentent le modèle du hacheur c-à-d en régime continue dans l'espace d'état:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = -\dfrac{x_1}{LC} - \dfrac{dx_2}{RC} + \dfrac{U_g}{LC}u - \dfrac{U_0^*}{LC} \end{cases} \tag{4.24}$$

Avec x_1, x_2 *et* $\dot{x}_1, \dot{x}_2$ les états et leurs dérivés respectivement et $\boldsymbol{u}$ est la commande de forme discontinue commutative ON-OFF (0 ou 1) on peut alors écrire :

$$\dot{x} = Ax + Bu + D \tag{4.25}$$

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\dfrac{1}{LC} & -\dfrac{1}{RC} \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0 \\ \dfrac{U_g}{LC} \end{bmatrix}, D = \begin{bmatrix} 0 \\ -\dfrac{U_o^*}{LC} \end{bmatrix} \tag{4.26}$$

Dans le cas convertisseurs classiques, le facteur d'atténuation de ce système du second ordre est inférieur à 1, résultant des valeurs propres conjuguées complexes avec une partie réelle négative. La trajectoire de phase correspondant aux sous-structures u = ±1 est montrée dans la figue.4.6 pour différentes valeurs des conditions initiales [18,19].

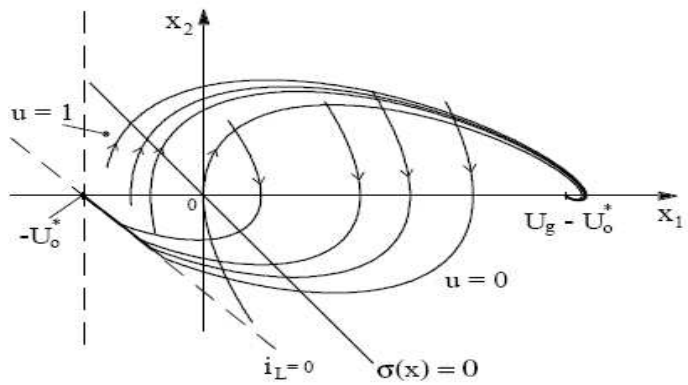


Fig.4.6: Trajectoire de phase symbolique du Buck sans réglage.

Il est commode de choisir la surface de glissement comme combinaison linéaire des variables d'état puisqu'il c'est très simple à implémenter dans un système de contrôle réel et ceci permet l'utilisation de la méthode de contrôle équivalente pour décrire la dynamique du système en modes glissants (Annexe A3). Ainsi, nous pouvons écrire [18, 20] :

$$\sigma(x,t) = G^T x = g_1.x_1 + x_2 = 0 \tag{4.27}$$

Avec $\sigma(x,t)$ c'est la surface de glissement de (4.11) $s(x,t)$,

où $G^T = [g\ ,1]$ est le vecteur des coefficients de la surface de glissement correspondant à G (le coefficient g_2 a été choisi égal à 1 sans perte de généralités).

4.4.2 Condition d'existence :

A partir l'équation (4.24) on peut localiser les limites du régime glissant du convertisseur (Buck) a travers les grandeur : courant de l'inductance ; la tension d'entrée et de consigne ; la surface de glissement respectivement ($\mathbf{i_L}$, $\mathbf{U_g}$,$\mathbf{U_0^*}$, $\mathbf{G^T}$=[g ,1]),

$$\dot{\sigma}(x) = \begin{cases} G^T Ax + G^T Bu^+ + G^T D < 0 & Si \quad \sigma(x) > 0 \\ G^T Ax + G^T Bu^- + G^T D > 0 & Si \quad \sigma(x) < 0 \end{cases} \tag{4.28}$$

- **Phénomène de réticence ou 'chattering'**

La technique de commande par mode glissant assure un comportement désiré du système en boucle fermé. Cependant, elle a besoin (dans le cas idéal) d'une commutation infinie au niveau des système a structure variable (convertisseur DC-DC). Cette oscillation au voisinage de la surface est appelé réticence (chatring) ou broutement. La Figure (4.7) montre l'effet de la réticence dans la convergence du système. La réticence n'est pas désirable, car elle induit des dynamiques de haute fréquence du système, augmentant la consommation énergétiques qui peut endommager le système.

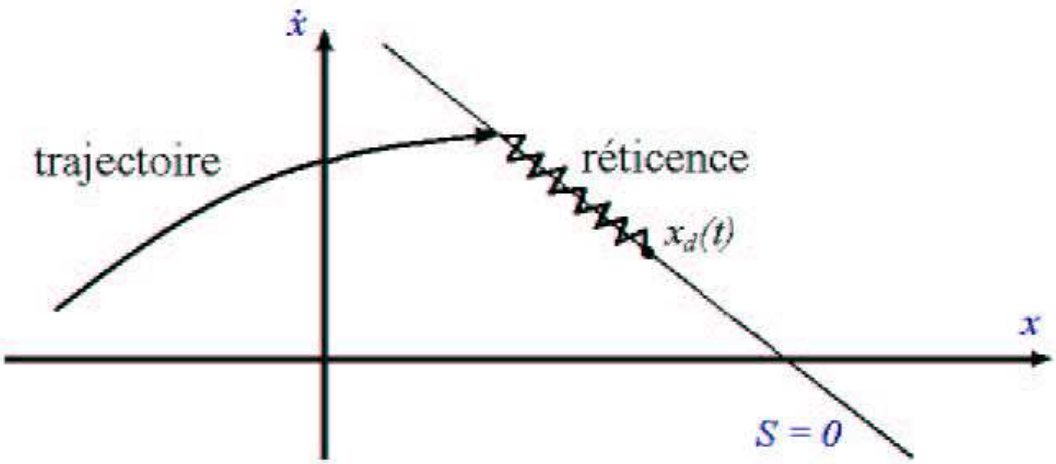


Fig 4.7. Phénomène de réticence.

De nombreuses études ont été effectué dans le but de renduire ou d'éliminer ce problème, par exemple : les solutions par limitation de la condition de glissement, les solutions par observateur, etc.

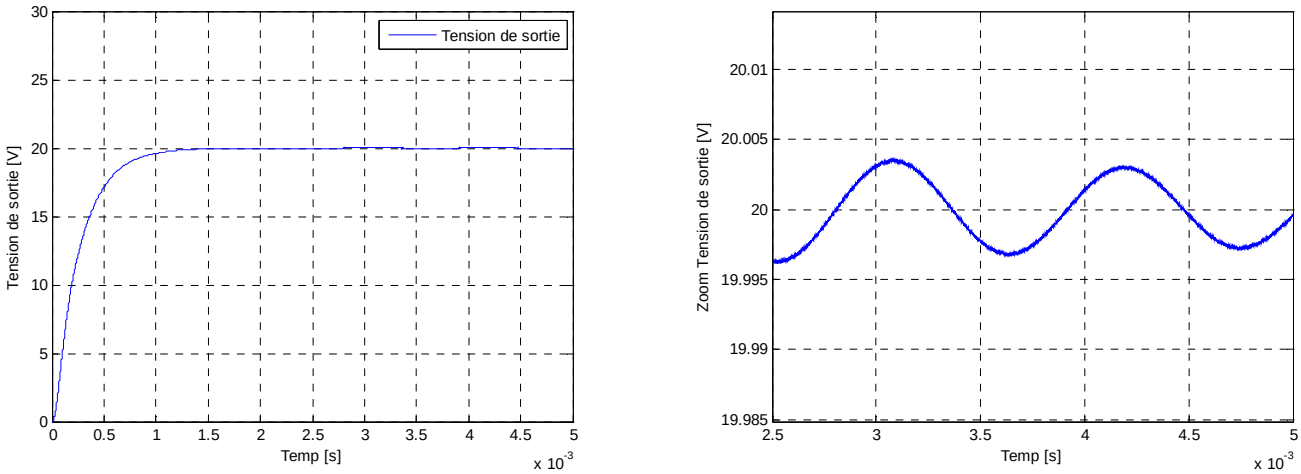
4.5 Résultats des simulations

On présente ici quelques résultats obtenus par simulations numériques concernant l'analyse des performances de ce type de commande appliquer à un convertisseur DC-DC. Les valeurs des éléments sont toujours ceux du convertisseur Buck d'Alsat-1 du Tableau.3.1.

Les figures (4.8, 4.9 et 4.10) représentent l'allure de la tension V_o, du courant d'inductance et de sortie respectivement ainsi que le la forme d'onde des ondulations résiduelles. On remarque sur la tension de sortie et le courant de l'inductance le passage par un pique de valeurs très inférieures par rapport à la commande MLI. En ce qui concerne la tension de sortie, l'établissement de l'état d'équilibre passe seulement par une valeur maximale, un zoom sur cette dernière montre la présence d'ondulations résiduelles dont la forme d'onde n'a subit aucune déformation.

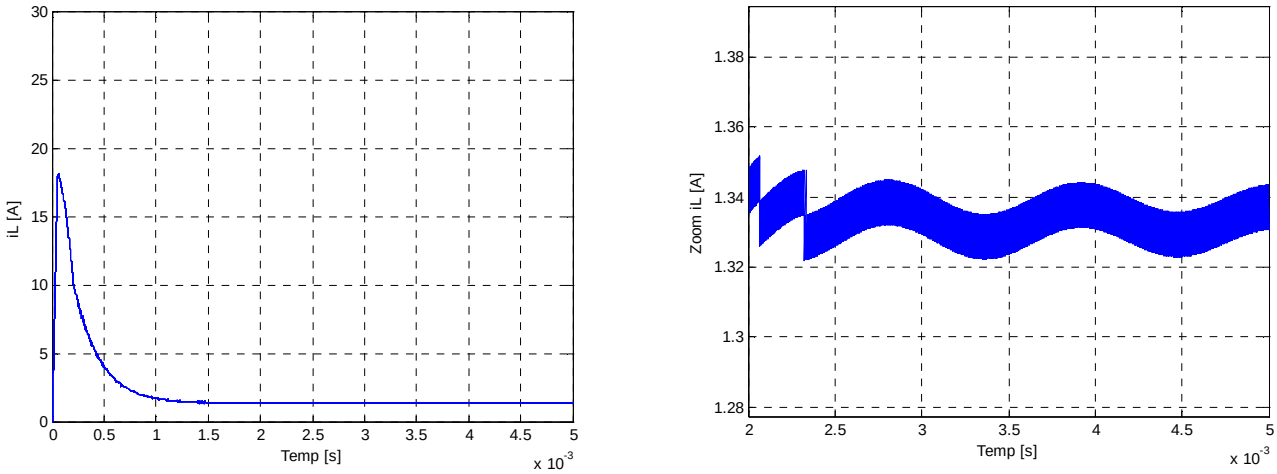
Les figures (4.11, 4.12) montrent l'allure de la tension de sortie et le courant de l'inductance pour différentes valeurs du coefficient de surface de glissement g ; on remarque que pour des valeurs comprises entre 4000 et 12000, on obtient de bonnes réponses pour des valeurs de cet intervalle avec une amplitude minimale des ondulations, et pour des valeurs au delà de cet intervalle, on remarque une apparition d'oscillations plus importantes de l'amplitude des ondulations (une augmentation du temps de réponse avec élargissement du pique à l'état transitoire) avec l'apparition d'un passage de la valeur maximale vers une valeur minimale (overshoot) avant d'atteindre l'état d'équilibre d'où la forme d'onde très importante.

Les figures (4.13 et 4.14) illustrent l'influence de la variation de la charge sur le courant et la tension de sortie ainsi que le courant de l'inductance. L'augmentation de la valeur de la charge engendre une variation presque nulle dans la forme d'onde de tension de sortie ce qui justifie la robustesse du système avec une diminution de la valeur continue du courant de sortie.



(a) (b)

Fig.4.8 : Tension de sortie par SMC.



(a) (b)

Fig.4.9 : Courant d'inductance par SMC.

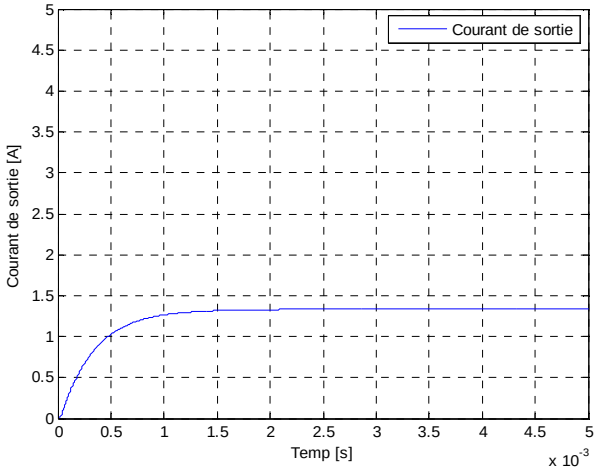
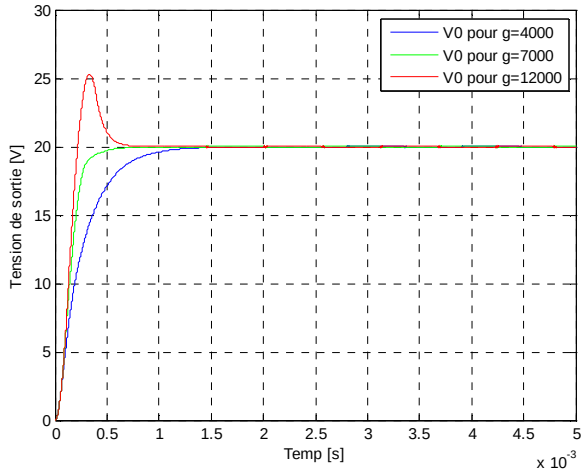
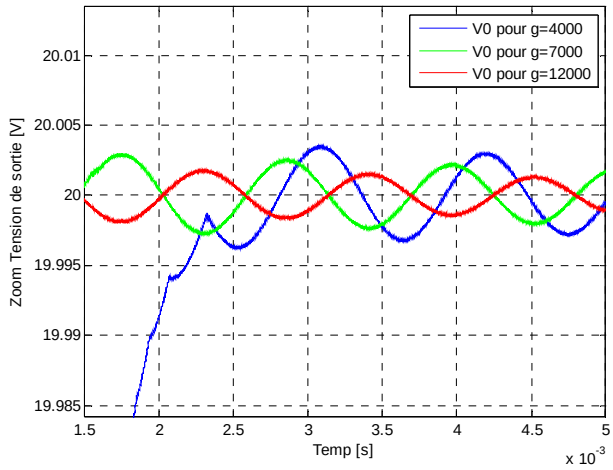


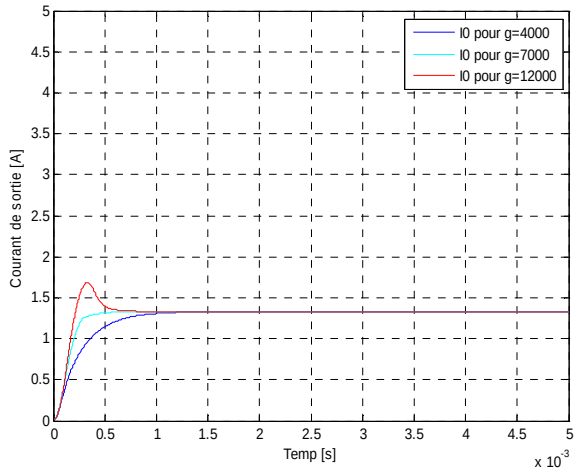
Fig.4.10 : Courant de sortie par SMC.



(a)

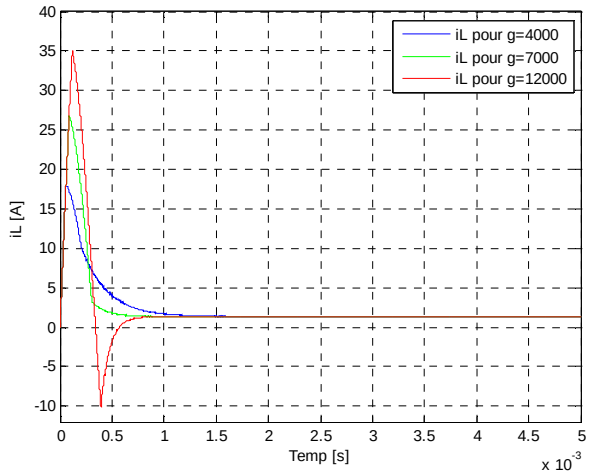


(b)

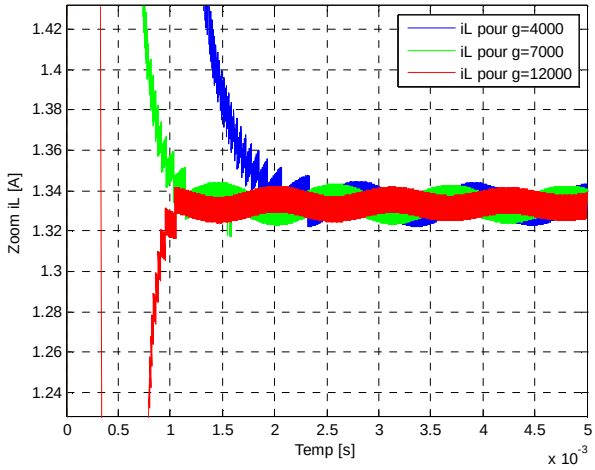


(c)

Fig.4.11 : Tension et courant de sortie pour différentes valeurs de (g) du contrôleur par mode glissant SMC.

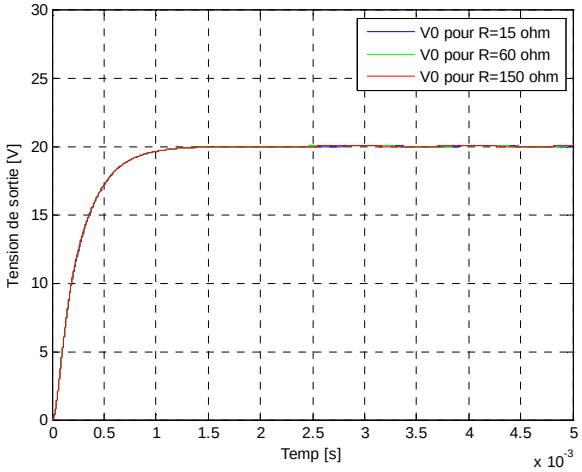


(a)

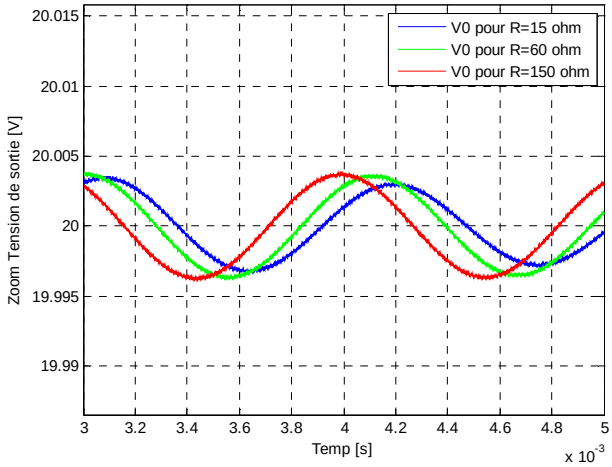


(b)

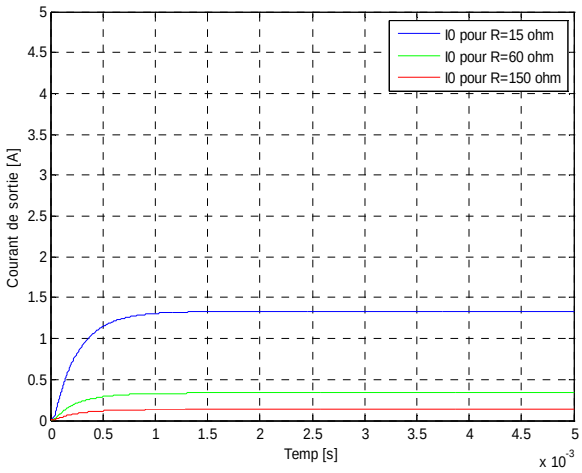
Fig.4.12 : Courant d'inductance pour différentes valeurs de (g) du contrôleur par mode glissant SMC.



(a)

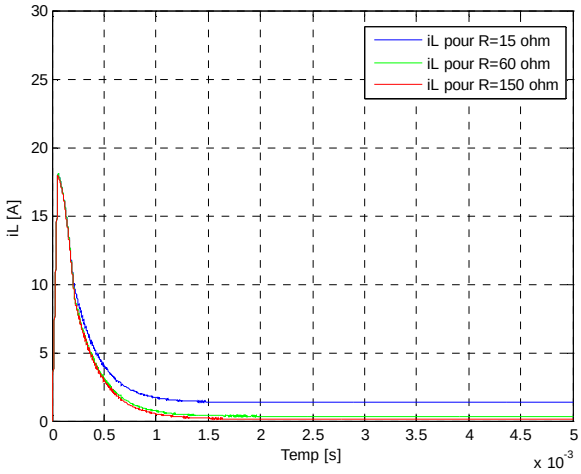


(b)

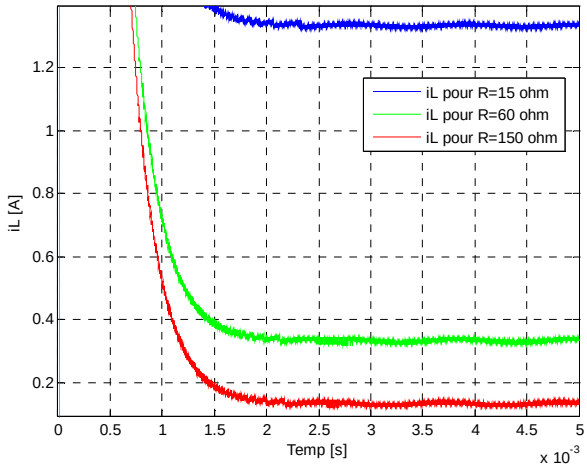


(c)

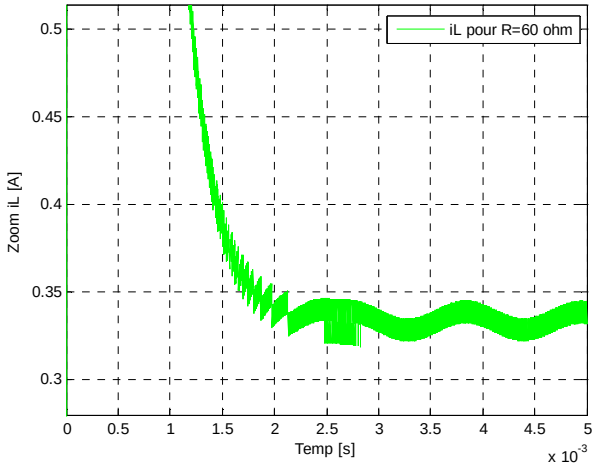
Fig 4.13 : Tension et courant de sortie pour différentes valeurs de la charge.



(a)



(b)



(c)

Fig 4.14 : Courant d'inductance pour différentes valeurs de la charge.

4.6 Test de la Robustesse par SMC

L'objectif de ce travail est l'étude de comportement de la robustesse de la commande par mode glissant **SMC**, dans le but de remplacer la commande par modulation de largeur d'impulsions **MLI** implémentée sur le module énergie de bord d'Alsat-1.

Dans ce qui suit, nous allons élaborer une étude comparative entre les deux technique **MLI** et **SMC** de point de vue robustesse et performance du système, pour cela nous avons essayé de faire un test de variation paramétrique et de changer les paramètres du convertisseur (R, L, C).

Les figures (4.15, 4.16, 4.17, 4.18 et 4.19) illustrent l'influence de la variation de la valeur de la charge sur le courant et la tension de sortie ainsi que le courant de l'inductance et ceci pour une variation de la charge de (15→60) Ω a différentes valeurs de **g (**coefficient de surface de glissement**)** appliquée a l'instant (t=0.0037s) en utilisant les techniques de commande **SMC** et **MLI.** On remarque que la tension de sortie aux bornes de la charge reste inchangée vis-à-vis des variations de la charge dans le cas de commande par modes glissants avec une dynamique rapide vers une consigne désirée (tension de sortie). Par contre en utilisant la MLI, la réponse de la tension a changé avec un dépassement et une amplitude d'ondulation importante avec apparition du phénomène de chattering.
Les résultats du courant aux bornes de l'inductance et courant de sortie montrent clairement l'avantage de la commande par **SMC** avec une dynamique rapide et moins de chattering. On peut conclure que la technique par modes glissants est plus robuste.

Maintenant nous essayons de changer la valeur de la bobine C (250→25000) μF à l' instant (t=0.0037s) dans le but de tester la robustesse du système en utilisant la commande **SMC**. Les résultats de simulations sont illustrés par les figures (4.20, 4.22 et 4.24) à différentes valeurs de **g**. A ce stade, nous représentons de même les résultats de simulations en utilisant la technique **MLI (**figures 4.21, 4.23 et 4.24).

Dans le cas de la SMC, on remarque que le changement de la valeur de C améliore le temps de réponse, par contre dans le cas de technique MLI la forme de la tension de sortie présente plus d'oscillations ou chattering.

On remarque aussi, que le courant aux bornes de l'inductance et courant de sortie en utilisant la commande MLI, présente un pic d'amplitude important qui influe sur la forme d'onde à l'instant t=0.0037s, par contre dans le cas de la SMC, aucune déformation des ondes du courant n'apparait ce qui montre la robustesse et la performance du système.

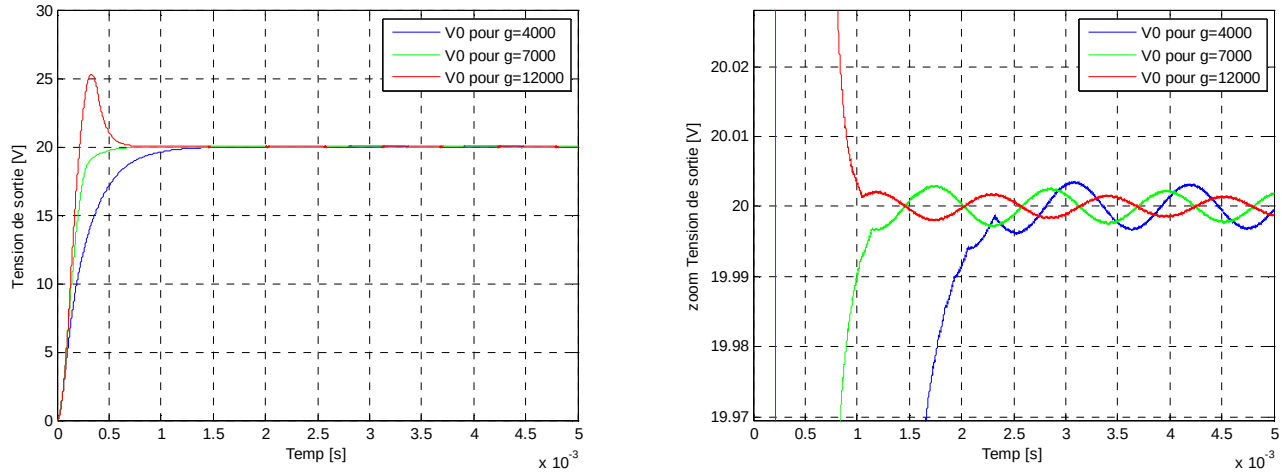


Fig 4.15 : Tension de sortie par SMC pour différentes valeurs de **(g)** avec variation de charge R (15→60) Ω à l'instant t=0.0037s.

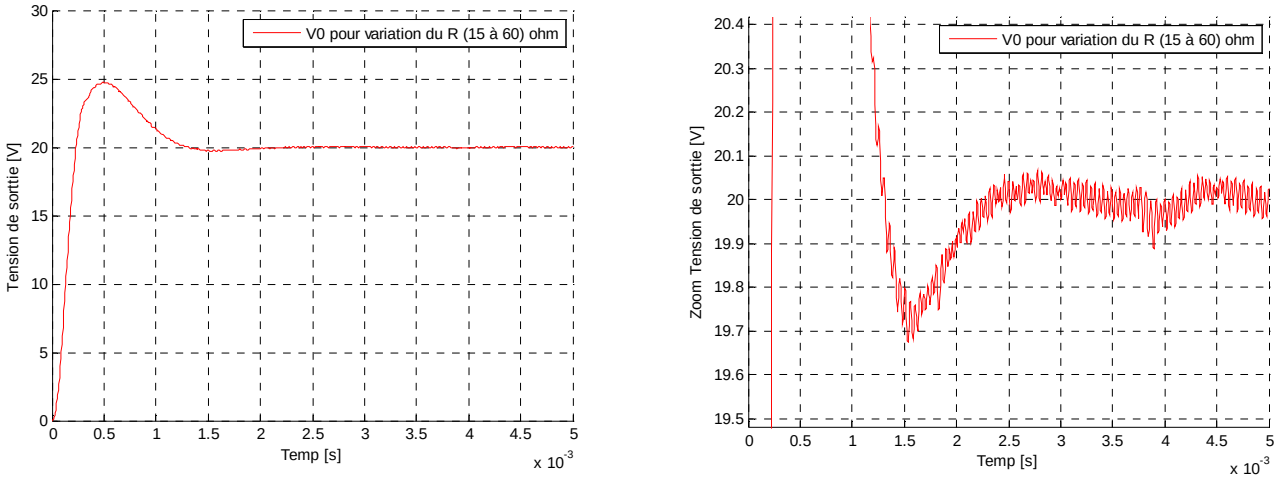


Fig 4.16 : Tension de sortie par MLI avec variation de charge R (15→60) Ω à l'instant t=0.0037.

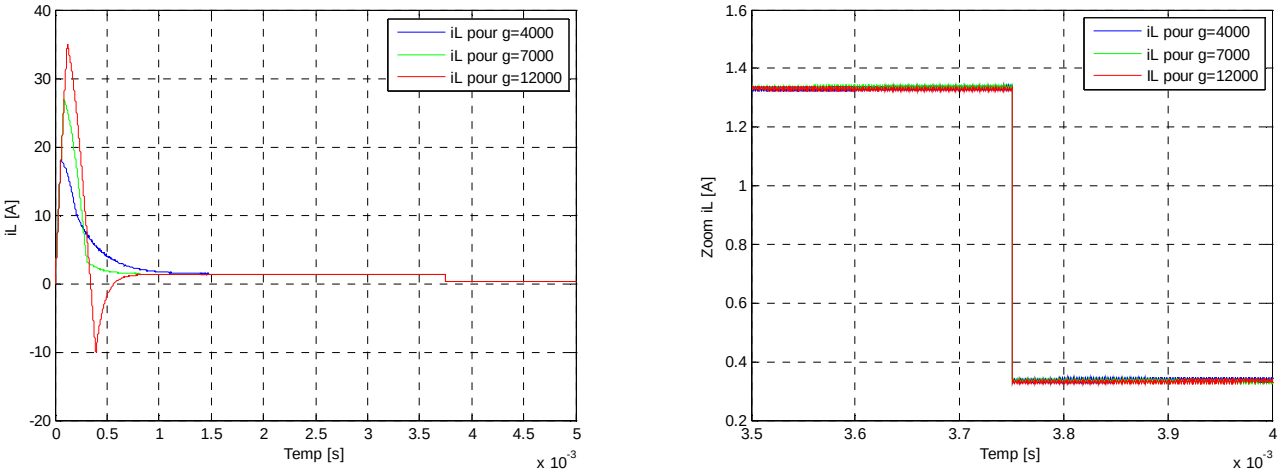


Fig 4.17 : Courant d'inductance par SMC pour différentes valeurs de **(g)** avec variation de charge R (15→60) Ω à l'instant t=0.0037s.

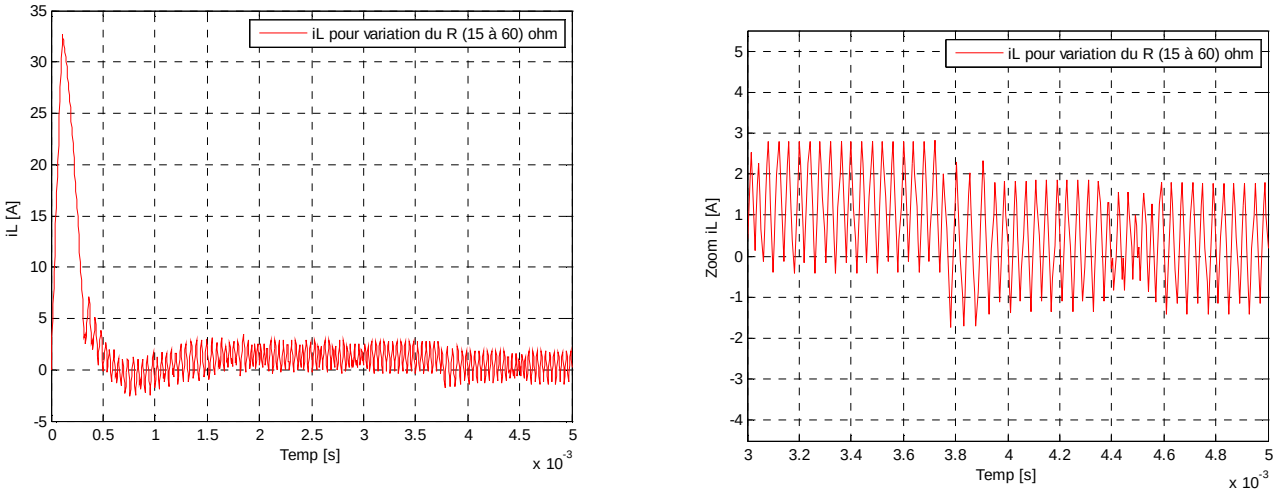
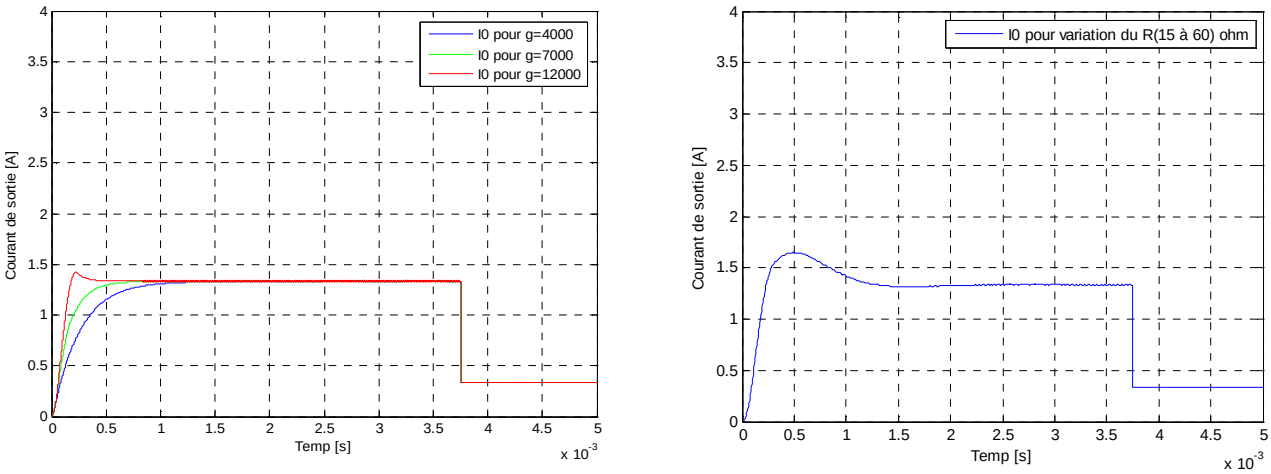


Fig 4.18 : Courant d'inductance par MLI avec variation de charge R (15→60) Ω à l'instant t=0.0037s.



(a) **(b)**

Fig 4.19 : Courant de sortie par SMC (a) et MLI (b) avec variation de charge R (15→60) Ω à l'instant t=0.0037s.

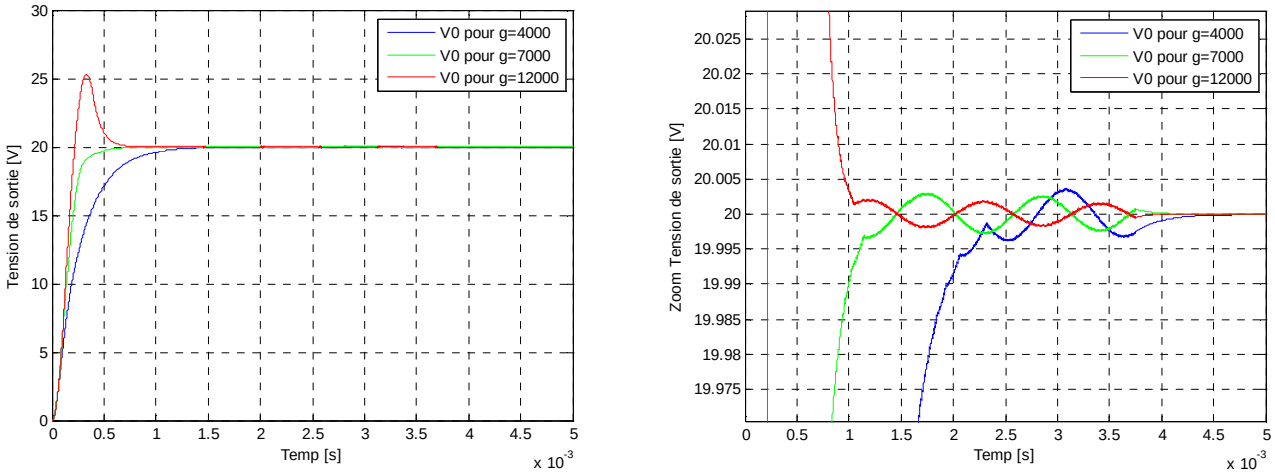


Fig 4.20 : Tension de sortie par SMC pour différentes valeurs de **(g)**
avec variation de capacité C (250→25000) µF à l'instant 0.0037.

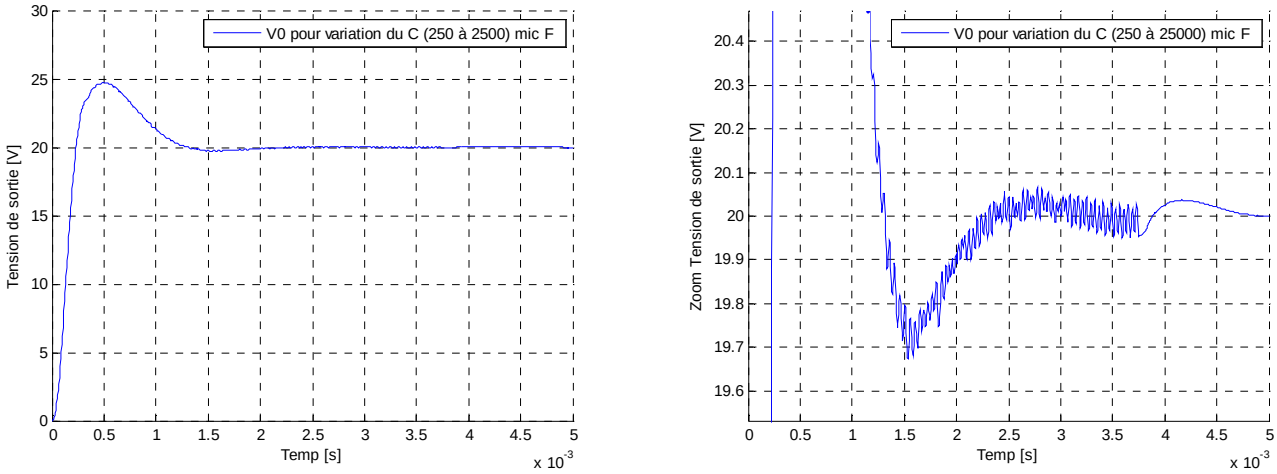


Fig 4.21 : Tension de sortie par MLI
avec variation de capacité C (250→25000) µF à l'instant t=0.0037s.

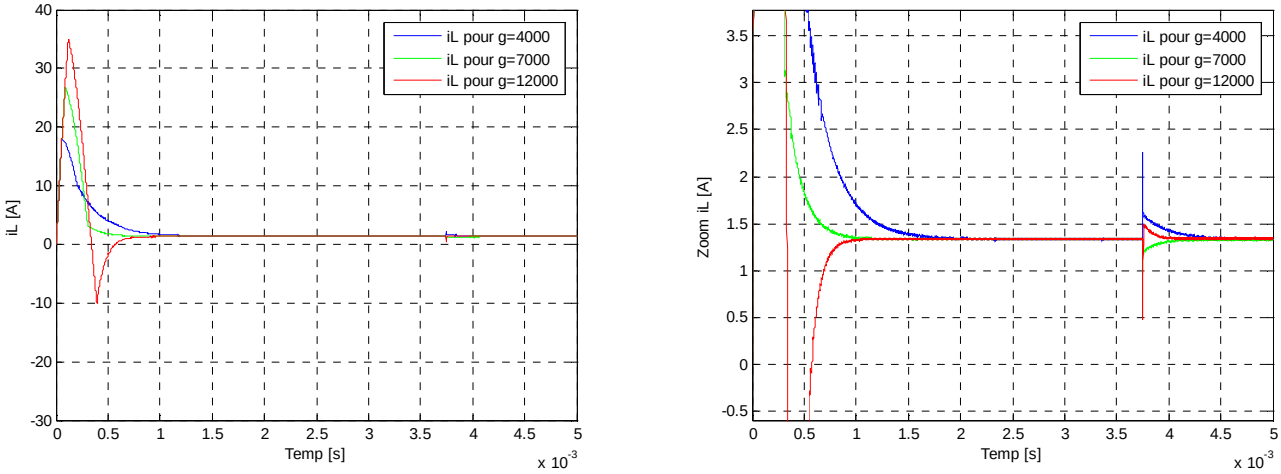


Fig 4.22 : Courant d'inductance par SMC pour différentes valeurs de **(g)** avec variation de capacité C (250→25000) µF à l'instant t=0.0037s.

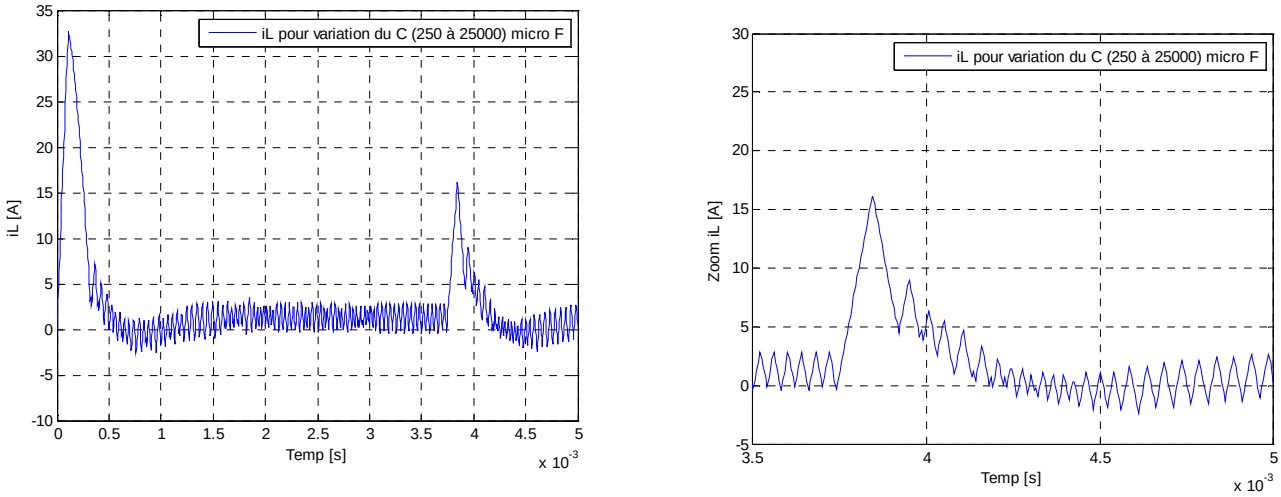


Fig 4.23 : Courant d'inductance par MLI avec variation de capacité C (250→25000) µF à l'instant t=0.0037s.

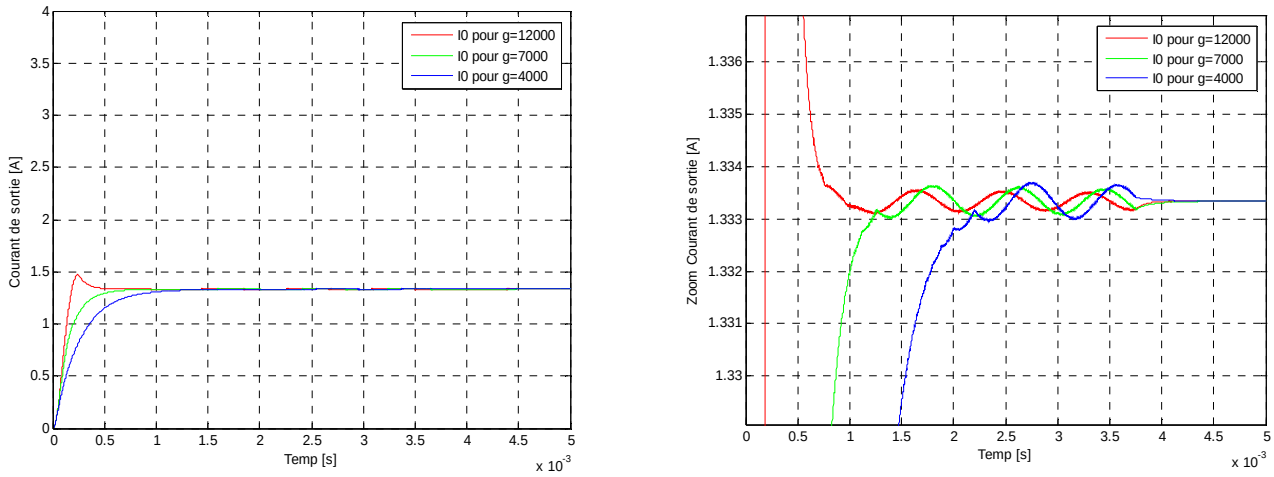


Fig 4.24 : Courant de sortie par SMC
avec variation de capacité C (250→25000) µF à l'instant t=0.0037s.

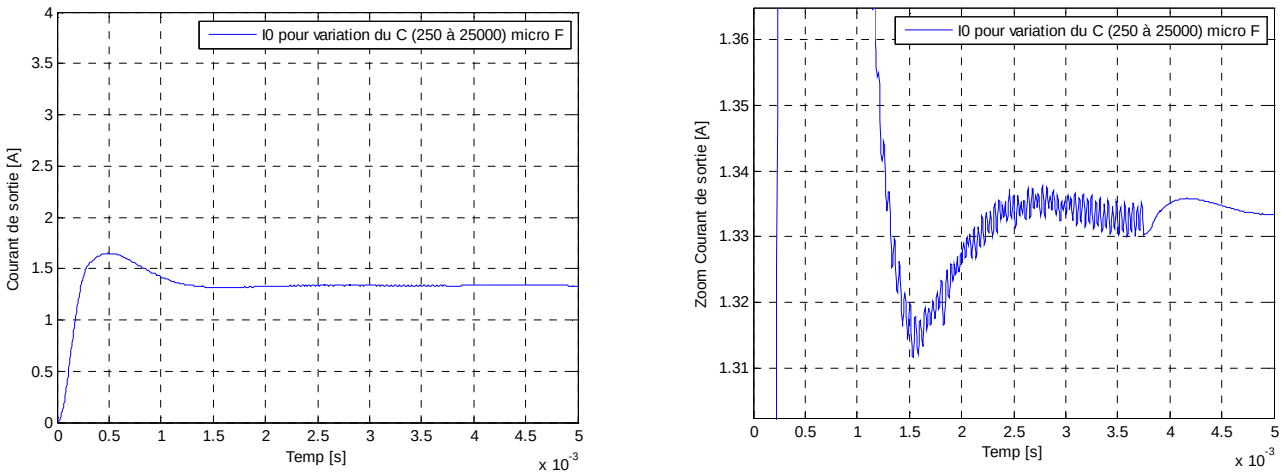


Fig 4.25 : Courant de sortie par MLI.
avec variation de capacité C (250→25000) µF à l'instant t=0.0037s.

4.7 Conclusion

Dans ce chapitre, on a décrit les principes de base de la théorie de la commande par mode de glissement appliquée aux convertisseurs DC/DC. Cette technique s'adaptant bien aux cas des systèmes à structure variables et sur tout connue pour sa robustesse vis-à-vis des changements des paramètres ou des perturbations des systèmes.

Les résultats des simulations confirment bien cet aspect théorique et démontrent que l'approche de commande par mode glissant est plus robuste par rapport à la commande MLI déjà implémentée sur le module énergie de bord d'Alsat-1.

Conclusion Générale

Conclusion générale

L'objectif de ce travail a été de synthétiser des lois de commande robuste pour des convertisseurs électroniques. Le choix de la technique de commande par mode de glissement comme technique remplaçant la modulation de largeur d'impulsion (MLI) implémentée sur le sous système d'énergie d'Alsat 1 a été motivé par la présence d'interrupteurs dans les convertisseurs électriques, qui en commutant font varier la structure du circuit. Cette méthode de commande, permet de moduler l'énergie qui transite par le convertisseur de la source vers la charge, en fonction des besoins de l'utilisateur.

Un seul type de convertisseur a été traités dans ce rapport ; un convertisseur DC/DC de type abaisseur de tension (Buck). Du point de vue de modélisation, le modèle d'état de l'abaisseur est linéaire, mais la commutation est de nature discontinue (commutation d'interrupteurs).

Dans ce mémoire, une étude comparative des deux techniques de commande à savoir : la commande par MLI et modes glissants, appliquées à la mise en forme du courant et de la tension dans un convertisseur DC/DC, a été élaborée. Dans ce contexte nous avons étudié séparément chaque technique afin de définir les avantages et les inconvénients de chacune d'elle.

La modulation de largeur d'impulsion (MLI) est une technique de commande qui est réputée par sa simplicité à mettre en œuvre du point de vue conception, et par son faible coût de réalisation ce qui a élargie son domaine d'application : conversion analogique-numérique, amplificateur de classe D, dans les dispositif de puissance utilisant des commutateur de type MOSFET, IGBT, GTO dont les convertisseur DC/DC en particulier pour les applications spatiales.

Cette technique présente quelques inconvénients, notamment la présence du pique à l'état transitoire qui peut être destructive, un autre inconvénient est dû au phénomène de décrochage synchrone et qui engendre une dégradation de la forme d'onde. Cependant, cette dégradation apparaît seulement sur la forme d'onde des ondulations.

L'introduction d'une nouvelle variante de commande telle que la commande par mode de glissement s'est révélée très robuste et performante. Les résultats obtenus par simulation montrent clairement des améliorations par rapport à la technique MLI vis à vis de l'amplitude crête à crête de l'ondulation résiduelle et de l'apparition du pic à l'état transitoire avec une dynamique plus rapide.

Sous certaines conditions une équivalence de la commande par modulation de largeur d'impulsions et de la commande par mode de glissement peut être utilisée au profit de la commande MLI pour synthétiser des rapports cycliques robustes. En ce qui concerne les perspectives de ce travail, nous pouvons citer :

- ✓ Réalisation expérimentale de la commande par mode de glissement sur un convertisseur abaisseur de tension.
- ✓ Application d'une autre technique de commande plus robuste telle que la technique neuro-floue.

Bibliographie

BIBLIOGRAPHIE

[1] G. **Maral** and **M**.**Bousquet,** "*Satellite Communications Systems", John Wiley and Sons, 1986.*

[2] S. Ben-Yaakov, "*Control Design of PWM converter", Http://www.ee.bgu.ac.il/~pel/ , 2006.*

[3] F. BODJAMA,*"Commande par mode de glissement application aux convertisseur électrique", Thèse de Doctorat en Electrotechnique de l'université Paul Sabatier, Toulouse, 1991.*

[4] V.I.Utkin, "vari*able structure systems: present and Futur", Automation and Remote Control, Vol 44, No.9, 1984, pp75-94.*

[5] H. Bühler " *Réglage par mode de glissement* ", *Presses polytechniques romandes, 1986.*

[6] V. Marinus Van Der Zel, "*Autonomous power system for low earth orbit Micro satellite.Guildford", UK, University of Surrey, 1990.*

[7] M. Bekhti, *M..N Sweeting, and W. Sun, "Alsat-1: The first step into space. for Algeria," in Proc. 53rd IAC and World Space Congress., Houston, TX,. 2002.*

[8] C.C. Fang and **E.H. Abed**, "s*ampled-data modelling and analysis of PWM DC-DC converters PartI. Closed-loop circuits," preprint, Feb. 1998.*

[9] J. K. **Mc Dermott** "*Power, Space Mission Analysis and Design", Kluwer Academic Publishers, 1991.*

[10] M.A. Green, "*Advanced Solar Energy Conversion, Third Generation Photovoltaic", Springer New York 2003.*

[11] N. Schibli, "*DC-DC converter for two quadrant with controlled output Voltage", EPE'99, Lausanne, pp 17.*

[12] B. Marty, "*practical switching power supply design". Academic press, INC, Edition 1993.*

[13] D. Linden and **T.B. Reddy**, *"Handbook of Batteries", McGraw-Hill, Third Edition.2002.*

[14] M. C. Brown, '*Pratical switching power supply design"*, *Academic press, INC, Edition 1993.*

[15] V.I.Utkin,"*Discontinous Control systems: state of the Art in theory and Applications",10 th World Congress, International Federation of Automatic Control Munich, Federal Republic of Germany, july 27-31, 1987,pp 75-94.*

[16] H. Sira-Ramirez, "*A Geometrie Approach to the Feedback Control of Switch Mode DC-to DC Power Supplies",IEEE Transaction on Circuit and systems, Vol 35, No.10, October 1988, pp.1229-1298.*

[17] A. F.Fillipov, "*differential equation with discontinuous right–hand side ",Mathematicheskii sbornich,51 No.1 ,1960,pp. 99-128 (in Russian).*

[18] G. Spiazzi, **P. Mattavelli**, **L. Rossetto**, **L. Malesani**, "*Application of Sliding Mode Control to Switch-Mode Power Supplies", Journal of Circuits, Systems and Computers (JCSC), Vol.5,*No. 3, September 1995, pp.337-354

[19] P. Mattavelli, **L. Rossetto**, **G. Spiazzi**, "*Small-signal analysis of DC-DC converters with sliding mode control", Proc. of Applied Power Electronics Conf. (APEC), Dallas, March 1995, pp.153-159.*

[20] A. Altowati, "DC *DC switching converter", Helsinki University , Master 2006.*

République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de L'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Université des Sciences et de la Technologie d'Oran
Mohamed Boudiaf

Faculté de Génie Electrique
Département d'Electronique
Ecole Doctorale des Techniques et Applications Spatiales
Option : Instrumentation Spatiale

Thèse de Magister

Présentée par :

DJELLALI EL HOSSYEN

Thème

Commande des Convertisseurs DC-DC par Mode de Glissement (Application pour le Module Energie de Bord des Microsatellites)

Soutenu publiquement en 2011 devant le jury :

Mr	A. BOUDGHENE STAMBOULI	Professeur – USTO	Président
Mr	N. BOUGHANEMI	Professeur – USTO	Examinateur
Mr	M. BOUHAMIDA	Professeur – USTO	Examinateur
Mr	A. SI MOHAMMED	Maitre de recherche – CTS	Examinateur
Mr	L. MERAD	Maitre de recherche – CTS	Promoteur
Mr	Y. BENTOUTOU	Maitre de recherche – CTS	Invité

Année Universitaire : 2011/2012

REMERCIEMENTS

A dieu, le tout puissant, nous rendons grâce pour nous avoir donné santé, patience, et surtout raison. Ce travail a été effectué au laboratoire de l'instrumentation spatiale CTS d'Arzew en collaboration avec l'université USTO d'Oran

Je ne sais pas comment remercier mon encadreur Mr.L.MERAD pour m'avoir accordé sa confiance en me proposant ce sujet de recherche et en acceptant de le diriger, pour ses conseils qui m'ont permis d'évoluer, pour sa tolérance, sa motivation et son soutien tout au long de ce travail.

Je veux aussi exprimer ma gratitude et ma reconnaissance envers mes enseignants de l'EDTAS à savoir : Mr. A SI MOHAMMED,

Mr. A. BOUDJAMAI, et Mr. N. BOUGHANEMI coordinateur de l'école doctorale en techniques et applications spatiales.

Je remercie également mon professeur Mr. A.BOUDGHENE STAMBOULI de m'avoir accordé l'honneur et le plaisir de présider le jury de mon mémoire, ainsi que Mr.N. BOUGHANEMI, Mr..BOUHAMIDA. Mr.Y. BENTOUTOU et Mr.A. SI MOHAMMED d'avoir voulus examiner, juger ce travail et participer au jury.

Résumé

Le travail de cette thèse porte sur la synthèse de systèmes de commande robuste pour les convertisseurs continu-continu (DC/DC), en utilisant le principe des modes glissants (commande à structure variable).

Les convertisseurs DC/DC sont par nature des systèmes dont la structure varie (commutation d'interrupteurs), par conséquent la technique des modes glissants s'adapte bien aux cas des systèmes à structure variables (commutation d'interrupteurs). Cette technique est caractérisée par la discontinuité de la commande aux passages par une surface de commutation. Tout repose donc sur le choix approprié de cette surface de commutation appelé encore surface de glissement. La commande de glissement peut être considérée comme une régulation par tout ou rien qui entre dans un mode de fonctionnement particulier. L'avantage saillant de la commande à structure variable avec le mode de glissant est la robustesse contre les changements des paramètres ou des perturbations des systèmes.

L'objectif de cette thèse consiste donc à remplacer la modulation de largeur d'impulsion (MLI) déjà utilisée dans le module énergie de bord d'Alsat-1.

Les résultats de simulation et les études comparatives faites avec la technique MLI nous montre l'intérêt de la commande par mode glissant pour des convertisseurs DC/DC, en particulier la robustesse et la performance du système.

ملخص

تطرقنا في هدا العمل إلى دراسة وتحليل للأنظمة ذات التحكم المهاري عالي الجودة لطبولوجية المحولات من نوع مستمر- مستمر, ودالك باستعمال مبدأ تقنية التحكم الانزلاقي (تحكم ذات تركيب أو بنية متغيرة).

المحولات من نوع مستمر- مستمر تنتمي إلى الأنظمة ذات تركيب متغير(قاطعة إبدال), ومن نفس الطبيعة تقنية التحكم الانزلاقي تتكيف بطريقة جيدة في حالة الأنظمة ذات تركيب متغير(قاطعة إبدال) .

إن تقنية التحكم الانزلاقي تعتمد على التحكم المتقطع عبر مسار يعبر عنه بمساحة, هاته الأخيرة يتم اختيارها بشكل دقيق وتسمى أيضا مساحة الانزلاق.

التحكم الانزلاقي يمكن اعتباره منظم أو معدل الكل أو لا شيء ودالك بشكل سير خاص ومحدد. الأهمية و الميزة البارزة في نضام التحكم ذات تركيب متغير مع تقنية التحكم الانزلاقي هي المهارة العالية ضد التغيرات في قيم ومكونات النظام أو اضطرابات النضام.

الهدف من هدا البحث ادن هو استبدال تقنية النمطية الواسعة الدبدبات (MLI) المستعملة أساسا داخل وحدة نظام الطاقة للقمر الصناعي السات 1.

نتائج التمثيليات ودراسات المقارنة المفصلة في البحث لتقنية (MLI) أوضحت أهمية تقنية التحكم الانزلاقي للمحولات من نوع مستمر- مستمر,وبشكل خاص في المهارة العالية والجودة في سير النضام.

كلمات مفتاحيه

تركيب متغير. التحكم الانزلاقي , (MLI) تقنية النمطية الواسعة الدبدبات, السات 1 , المحول مستمر- مستمر

Sommaire

Introduction générale..... 1

Chapitre 1. Généralités sur les satellites et environnement spatiale

1.1 Introduction..... 4
1.2 Système satellite 4
1.2.1 Charge utile 5
1.2.2 Plate forme .....
1.2.2.1 Structure..... 6
1.2.2.2 Sous système contrôle thermique..... 5
1.2.2.3 Sous système énergie de bord 6
1.2.2.4 Sous-système gestion de bord 7
1.2.2.5 Sous-système propulsion 8
1.2.2.6 Sous-système contrôle d'attitude 9
1.2.2.7 Câblage et Pyrotechnie 10
1.3 Caractéristiques de l'environnement spatial 10
1.3.1 Vide 10
1.3.2 Rayonnements énergétique 10
1.3.3 Microgravité 11
1.3.4 Espace vide 11
1.4 Conclusion 12

Chapitre 2. Architectures du système d'énergie de bord d'un stellite

2.1 Introduction 13
2.2 Topologies des systèmes photovoltaïques..... 14
2.3 Générateur photovoltaïque..... 15
2.3.1 Panneaux solaires photovoltaïques 15
2.3.2 Principe..... 17
2.3.3 Constitution d'un générateur photovoltaïque 19
2.2.4 Rendement..... 20
2.2.5 Température 21
2.3.6 Principe de la recherche du point de puissance maximal 22
2.3.6.1 Classification des commandes MPPT..... 22
2.4 Stockage de l'énergie 23
2.4.1 Classification des batteries..... 23
2.4.2 Paramètres des batteries..... 23
2.5 Convertisseur continu- continu..... 26
2.5.1 Convertisseur série ou abaisseur de tension(Buck)..... 28
2.5.1.1 Conduction continue 28
2.5.2 Convertisseur parallèle ou élévateur de tension (Boost)..... 30
2.5.2.1 Relation générale..... 31

2.6 Conclusion..... 33

Chapitre 3. Commande d'un convertisseur DC-DC par MLI

3.1 Introduction 34
3.2 Structure des systèmes étudiés..... 34
3.3 Commande par modulation de largeur d'impulsion 35
3.4 Application au hacheur fonctionnant en abaisseur de tension..... 36
3.4.1 Détermination de la valeur des éléments..... 39
3.4.2 Ondulation admissible..... 40
3.4.3 Analyse fréquentielle..... 40
3.4.4 Différents modes de conduction..... 41
3.4.4.1 Mode de conduction continu..... 41
3.4.4.2 Mode de conduction discontinu 41
3.4.4.3 Mode de conduction critique..... 41
3.4.5 Conception du filtre 42
3.5 Résultats de simulation..... 44
3.6 Conclusion..... 48

Chapitre 4. Commande d'un convertisseur DC-DC par modes glissants

4.1 Introduction 49
4.2 Configuration de base pour les systèmes à structure variable 50
4.3 Solution des systèmes dynamiques à seconde membre discontinu..... 52
4.3.1 Méthode de Fillipov 52
4.3.2 Méthode d'Utkin: commande équivalente 53
4.3.3 Principe de commande par mode de glissement..... 54
4.3.4 Condition d'invariance de la variété (surface) s..... 55
4.4 Application des modes glissants à la commande d'un convertisseur DC –DC..... 56
4.4.1 Modèle mathématique du hacheur 56
4.4.2 Condition d'existence 58
4.5 Résultats des simulations 59
4.6 Test de la Robustesse par SMC 64
4.7 Conclusion 70
Conclusion générale..... 71
Bibliographie 73

Liste des figures

Figure (1.1)	**Système d'énergie de bord d'Alsat -1;**	7
Figure (1.2)	**Paramètres orbitaux pour les orbites d'attente et de transfert**;	8
Figure (1.3)	**Architecture générale d'un satellite**;	11
Figure (2.1)	**Bus non régulé**;	14
Figure (2.2)	**Bus régulé**;	15
Figure (2.3)	**Module solaire photovoltaïque**;	16
Figure (2.4)	**Notion de système à générateur photovoltaïque**;	17
Figure (2.5)	**Caractéristique I(V) d'une cellule photovoltaïque**;	18
Figure (2.6)	**Schéma équivalant électrique d'une cellule PV**;	19
Figure (2.7)	**Schématisation d'un GPV élémentaire avec diodes by-pass et diode anti-etour** ;	20
Figure (2.8)	**Influence de la température sur les cellules**;	21
Figure (2.9)	**Caractéristique de la cellule PV pour différentes températures**;	21
Figure (2.10)	**Chaîne élémentaire de conversion photovoltaïque convertisseur DC contrôlé par une commande MPPT**;	22
Figure (2.11)	**Représentation schématique d'un convertisseur Buck**;	28
Figure (2.12)	**Formes d'ondes des principales grandeurs**;	30
Figure (2.13)	**Représentation schématique d'un convertisseur Boost**;	31
Figure (2.14)	**Formes d'ondes des principales grandeurs**;	33
Figure (3.1)	**Structure d'un système électronique de puissance**;	35
Figure (3.2)	**Schéma de principe de la commande par MLI;**	36
Figure (3.3)	**Convertisseur abaisseur de tension**;	36
Figure (3.4)	**Evolution de la tension et du courant au niveau des interrupteurs**;	37
Figure (3.5)	**Schéma équivalent du circuit pendant l'intervalle t_e**;	38
Figure (3.6)	**Schéma équivalent du circuit pendant l'intervalle t_d**;	39
Figure (3.7)	**caractéristique de la tension sortie en fonction du rapport cyclique**;	39
Figure (3.8)	**Tension et courant d'inductance en mode continu;**	41
Figure (3.9)	**Tension et courant d'inductance en mode discontinu**;	41
Figure (3.10)	**Courant d'inductance en mode critique**;	42
Figure (3.11)	**Schéma électrique du filtre**;	42
Figure (3.12)	**Diagramme de BODE de la fonction de transfert**;	43

Figure (3.13)	**Tension de sortie par MLI;**	45
Figure (3.14)	**Courant d'inductance par MLI;**	45
Figure (3.15)	**Courant de sortie par MLI**;	45
Figure (3.16)	**Tension et courant de sortie pour différentes va leurs de la charge par MLI.**;	46
Figure (3.17)	**Courant d'inductance pour différentes valeurs de la charge par MLI** ;	46
Figure (3.18)	**Tension et courant de sortie pour différentes valeurs de la fréquence de commutation;**	47
Figure (3.19)	**Courant d'inductance pour différent es valeurs de la fréquence de commutation** ;	47
Figure (4.1)	**Configuration par changement par retour d'état;**	50
Figure (4.2)	**Configuration en changeant la structure par commutation d'interrupteur;**	51
Figure (4.3)	**Construction du champ de vecteur moyen f^0 a partir des champs f^+ et f^-;**	52
Figure (4.4)	**Commande équivalente et commande réelle;**	54
Figure (4.5)	**Schéma du convertisseur DC-DC (Buck);**	56
Figure (4.6)	**Trajectoire de phase symbolique du Buck sans réglage;**	57
Figure (4.7)	**Phénomène de réticence;**	58
Figure (4.8)	**Tension de sortie par SMC;**	60
Figure (4.9)	**Courant d'inductance par SMC;**	60
Figure (4.10)	**Courant de sortie par SMC;**	60
Figure (4.11)	**Tension et courant de sortie pour différentes valeurs de (g) du contrôleur par mode glissant SMC;**	61
Figure (4.12)	**Courant d'inductance pour différentes valeurs de (g) du contrôleur par mode glissant SMC;**	61
Figure (4.13)	**Tension et courant de sortie pour différentes valeurs de la charge;**	62
Figure (4.14)	**Courant d'inductance pour différentes valeurs de la charge;**	63
Figure (4.15)	**Tension de sortie par SMC pour différentes valeurs de (g) ; avec variation de charge R (15→60) Ω à l'instant t=0.0037s;**	65
Figure (4.16)	**Tension de sortie par MLI avec variation de charge R (15→60) Ω à l' instant t=0.0037s;**	65
Figure (4.17)	**Courant d'inductance par SMC pour différentes valeurs de (g) avec variation de charge R (15→60) Ω à l'instant t=0.0037s;**	66
Figure (4.18)	**Courant d'inductance par MLI avec variation de charge R (15→60) Ω à l' instant t=0.0037s;**	66
Figure (4.19)	**Courant de sortie par SMC (a) et MLI (b) avec variation de charge R (15→60) Ω à l'instant t=0.0037s;**	66
Figure (4.20)	**Tension de sortie par SMC pour différentes valeurs de (g) avec variation de capacité C (250→25000) µF à l'instant t=0.0037s;**	67

Figure (4.21)	**Tension de sortie par MLI avec variation de capacité C (250→25000) µF à l'instant t=0.0037s;**	67
Figure (4.22)	**Courant d'inductance par SMC pour différent valeur de (g) avec variation de capacité C (250→25000) µF à l'instant t=0.0037s;**	68
Figure (4.23)	**Courant d'inductance par MLI avec variation de capacité C (250→25000) µF à l'instant t=0.0037s;**	68
Figure (4.24)	**Courant de sortie par SMC avec variation de capacité C (250→25000) µF à l'instant t=0.0037s;**	69
Figure (4.25)	**Courant de sortie par MLI avec variation de capacité C (250→25000) µF à l'instant t=0.0037s.**	69

Introduction Générale

Introduction générale

Le système d'alimentation électrique représente l'un des défis les plus importants du design d'un microsatellite lorsque l'on considère qu'il faut limiter au minimum les masses et les volumes de ses composantes. La fabrication de la structure du satellite sera fortement influencée par le système d'alimentation électrique et la demande s'évalue à partir de la consommation de chacun des sous systèmes.

Puisque tous les sous-systèmes de bord ont besoin d'énergie pour fonctionner, dans la quasi-totalité des cas, cette énergie est fournie par des panneaux photovoltaïques qui transforment l'énergie des photons lumineux en énergie électrique et cette dernière doit être régulée avant d'être utilisée directement par les systèmes de bord ou stockée dans les batteries qui permettent de faire face à des pointes de consommation des équipements, ou d'assurer la continuité du fonctionnement quand le satellite est en éclipse.

Une exigence essentielle de la mission d'un satellite est la continuité du fonctionnement, en période d'ensoleillement comme en période d'éclipse, tout au long de sa vie opérationnelle. Pour cela il est nécessaire de pouvoir exploiter une source d'énergie fournissant l'électricité dont l'ensemble des sous-systèmes a besoin [1]. Cette source d'énergie est généralement constituée de trois composants principaux : les générateurs primaires (dans le cas le plus général, les générateurs primaires des satellites sont des générateurs photovoltaïques), les éléments de stockages (qui sont assuré par les accumulateurs électrochimiques) et l'électronique de conditionnement.

L'électronique de puissance est une partie du génie électrique qui traite la conversion statique de l'énergie électrique d'une forme en une autre forme, adaptée au besoin de l'utilisateur. L'élément clé de cette conversion statique est l'interrupteur [2]. En effet, celui-ci utilisé en commutation, est l'organe de commande des convertisseurs statique. Ceux-ci comportent donc des circuits électriques à changement de structure par commutation d'interrupteurs. Il est donc souhaitable d'appliquer à ces convertisseurs électriques des lois de commande qui s'adaptent mieux au fonctionnement discontinu de ces systèmes.

Les solutions du problème de la commande de façon générale (système électrique; automatique robotique etc…) proposées par les chercheurs peuvent être classifiées comme suivant :

1. Les lois non linéaires ;
2. Les techniques d'intelligence artificielle (logique floue; réseau de neurones);

3. Les stratégies par mode glissant.

Ces dernières semblent être des lois bien connues et qui ont prouvées leur efficacité en simulation et en temps réel et conviennent parfaitement à la commande, grâce à leurs caractéristiques de robustesse devant les incertitudes paramétriques et les perturbations.

La théorie des systèmes à structure variable (SSV) et les modes glissants (**MG** ou ***Sliding Mode Controller SMC***) associés, est une technique de commande non linéaire [3]. Elle est caractérisée par la discontinuité de la commande aux passages par une surface de commutation. Tout repose donc sur le choix approprié de cette surface de commutation appelé encore surface de glissement.

L'idée des systèmes à structure variable a jailli à l'issue des travaux du mathématicien soviétique A.G.Fillipov sur les équations différentielles à second membre discontinu. La théorie des systèmes à structure variable a été étudiée et développée exclusivement en union soviétique dans les années soixante [4]. Par la suite, de nombreuses recherches ont été menées partout ailleurs, soit pour compléter l'étude théorique, soit pour l'appliquer aux systèmes physiques. L'utilisation de cette méthode de commande a été longtemps limitée par les oscillations causées par le phénomène de glissement (en anglais : chattering).

Dans le récent ouvrage de Buhler sur la commande par mode glissement restreint au cas des systèmes linéaires, la théorie est présentée sous forme plus adaptée à une application pratique. L'exemple du moteur à courant continu est traité [5].

La technique mode glissants consiste à amener la trajectoire d'état vers la surface de glissement et de la faire commuter à l'aide d'une logique de commutation appropriée autour de celle-ci jusqu'au point d'équilibre. D'où le phénomène de glissement. Ce dernier rend le système bouclé stable et assure la robustesse et insensible à certaines variations des paramètres et aux perturbations. Une propriété importante des régimes glissants est que la trajectoire d'état en mode glissant évolue dans un espace de dimension inférieur, ce qui réduit donc l'ordre du système.

L'objectif de cette thèse vise l'application de nouvelles techniques de commandes non linéaire pour la régulation des convertisseurs DC/DC. Dans ce contexte, nous avons proposé dans un premier temps l'exploitation et l'application de la technique de commande par mode de glissement. Cette technique s'adapte bien aux cas des systèmes à structure variables (commutation d'interrupteurs Cette technique est caractérisée par la discontinuité de la commande aux passages par une surface de commutation. Tout repose donc sur le choix approprié de cette surface de commutation appelé encore surface de glissement.

La commande par mode de glissement peut être considérée comme une régulation par tout ou rien dans un mode de fonctionnement particulier. L'avantage saillant de cette commande est la robustesse contre les changements des paramètres ou des perturbations des systèmes.

L'idée consiste donc à remplacer la loi de commande par la modulation de largeur d'impulsion (MLI) qui déjà utilisée comme technique de régulation du convertisseur DC/DC dans le module énergie de bord d'**Alsat-1**, par une commande par mode de glissement. Des études comparatives seront faites avec la technique MLI afin de valider l'approche utilisée de point de vue robustesse et performance.

Le premier chapitre sera réservé aux généralités sur les satellites et l'environnement spatial. Une étude théorique est dédiée à la structure du satellite tout en présentant les sous-systèmes et leur fonctionnement.

Le deuxième chapitre est consacré à l'étude de l'architecture du système d'énergie de bord du microsatellite ALSAT-1 : le système photovoltaïque; système de régulation; les convertisseurs continu DC/DC. Nous décrivons quelques structures de base des convertisseurs DC/DC servant de liaison entre le générateur photovoltaïque et l'élément de stockage.

Le troisième chapitre s'intéresse à la régulation d'un type de convertisseur DC/DC ; à savoir un Buck (qui est un abaisseur de tension) par l'utilisation de la technique à modulation de largeur d'impulsion (MLI).

Le quatrième et dernier chapitre est dédié à la commande des convertisseurs DC/DC par la technique des modes glissants. Le premier volet du chapitre sera consacré à une présentation de la technique de réglage par mode de glissement. Après avoir posé le problème, nous passons à l'application de ce type commande sur un cas réel celui du microsatellite Alsat-1. Des études comparatives seront faites en fin du chapitre dans le but de valider ce type de commande en termes de robustesse et performances.

Nous achèverons notre manuscrit par une conclusion générale sur tout ce qui a été dit ou obtenu à propos de la commande des convertisseurs DC/DC ainsi que les perspectives prometteuses existantes dans ce domaine d'études intéressant les laboratoires de recherche.

Chapitre I

Généralités sur les Satellites et Environnement Spatial

Chapitre 1

Généralités sur les satellites et environnement spatial

1.1 Introduction

La grande variété des satellites rend difficile d'imaginer une classification rationnelle car il n'existe pas de critère unique selon lequel on peut les comparer. En effet, doit-on les différencier par leur masse ou par leur taille ? Ce critère serait envisageable car l'apparition depuis quelques années de la notion de petits satellites qui seraient plus simples et plus économiques que les grands satellites complexes, suscite un intérêt croissant. Peut-on les classer par la puissance électrique émise ou encore la quantité d'information transmise en bits par seconde ? Doit-on accorder une importance essentielle à leur durée de vie en orbite qui est un facteur important de la rentabilité économique des investissements consentis ? Ou encore, doit-on accorder un poids particulier à leur fiabilité et la sûreté de fonctionnement ? Tous ces critères, pris isolément, conduisent à des classifications quelque peu arbitraires par exemple la classification à partir du type de mission (scientifique, ou application), localisation du satellite dans l'orbite (géostationnaire, héliosynchrone.) ou a partir des caractéristiques physiques (la forme, la masse…).

Dans ce chapitre, nous présentons les concepts de base des satellites, ainsi que les différents modules constituant les satellites.

1.2 Système satellite

Un satellite est un récepteur/ transmetteur sans fil spécialisé qui répète des radios fréquence. Le satellite est lancé par une fusée et placés en orbite autour de la terre.

Le satellite se compose de deux parties. La « charge utile » désigne les équipements qui remplissent la mission : télescopes, caméras, instruments de mesure de l'environnement, radars, etc. La « plateforme » désigne le camion dans lequel cette charge utile est située. Elle assure des fonctions de base.

1.2.1 Charge utile

La charge utile est un système ou un ensemble de systèmes que peut transporter un véhicule spatial et qui est destinée à remplir une mission déterminée : télescopes, caméras, instruments de mesure d'environnement, radars, etc.

La notion de charge utile varie selon les points de vues ; ainsi ce terme peut s'appliquer à un satellite par rapport au lanceur qui le porte, ou bien au bloc expérimental embarqué sur un satellite par rapport à ce satellite qui assure en général la télécommunication et l'observation entre la terre et le spatial.

1.2.2 Plate forme

La plate forme correspond originellement à la structure destinée à supporter la charge utile et est équipée pour lui fournir les ressources nécessaires à son fonctionnement, elle est formée de plusieurs sous-systèmes :

- La structure,
- Sous système de contrôle thermique,
- Sous système énergie de bord,
- La propulsion,
- Sous système de détermination et de contrôle d'attitude et d'orbite,
- Sous système gestion bord (Télémesure et Télécommande),
- Le câblage et pyrotechnie,
- Sous système télécommande et télémesure.

1.2.2.1 Structure

Les fonctions essentielles de la structure consiste à :

- Assurer l'interface avec le lanceur et la distribution des charges dues au lancement.
- Servir de support aux divers équipements.
- Servir d'écran de protection pour les équipements, vis à vis des rayonnements rencontrés dans l'espace.

1.2.2.2 Sous système contrôle thermique

Comme son nom l'indique, ce sous-système se charge de contrôler les températures des équipements, en les gardant dans leurs plages de températures de fonctionnement,

en utilisant un contrôle passif, telles que les couvertures de surface, les isolations, et, ou un contrôle actif tels que les radiateurs, les volets mobiles, etc...

Dans un satellite de télécommunication, une grande partie de la tâche de ce sous-système est de maintenir la température des batteries conforme aux basses limites, pour éviter la congélation du carburant d'hydrazine, et pour dégager la chaleur dissipée par les Tubes à Onde Progressive vers l'extérieur.

On peut dire que ce sous-système a deux buts principaux qui se résument à [6] :

- Assurer aux divers équipements, une fois intégrés dans le satellite et pendant toute la durée de vie, des températures ambiantes comprises dans des plages fixées par spécification, et ceci quel que soit le mode de fonctionnement (cas de fonctionnement normal, cas de pannes prévues, etc.). La gamme des températures spécifiées dépend pour les divers équipements de:
  - ✓ températures limites imposées par les fabricants des composants électroniques,
  - ✓ durée de vie recherchée pour certains équipements particuliers (telle que la batterie).
- Assurer, dans la structure du satellite, une uniformisation suffisante des températures dans le cas où la stabilité dimensionnelle et des alignements précis sont exigés (antennes de télécommunication, optique des senseurs, etc.…).

La durée de vie est extrêmement importante, car d'une part les composants électroniques se dégradent et la dissipation des divers équipements peut varier du début à la fin de la durée de vie. D'autre part, les moyens utilisés pour assurer le contrôle thermique se dégradent aussi en fonction du temps, sous l'influence du rayonnement (UV: Ultra Violé, particules chargées, micrométéorites, etc…).

1.2.2.3 Sous système énergie de bord

Le satellite est composé de dispositifs très complexes tels que les panneaux solaires, les antennes de télécommunication, les senseurs….etc. Ces dispositifs comme tout autres, ont besoins d'être alimentés pour fonctionner. Au premier abord, le mot alimentation révèle peu de choses à un utilisateur d'un dispositif usuel, car son seul souci est d'obtenir le moyen pour l'alimenter, sans se préoccuper de la manière dont celui-ci est construit. Pour un spécialiste en spatiale, l'alimentation est la première contrainte qui le préoccupe.

Actuellement, la source la plus utilisée si ce n'est pas l'unique, est le Soleil, car il constitue un moyen non exhaustif et permanent, et son utilisation ne nécessite pas qu'il soit embarqué ou transmis à partir du sol, d'où l'économie en masse du satellite et en coût de la mission.

Le sous-système énergie de bord (figure 1.1) est chargé de fournir l'énergie nécessaire au fonctionnement du véhicule spatial dans toutes les conditions rencontrées durant sa mission et ceci jusqu'à la fin de la durée de vie prévue [7].

On peut distinguer trois composantes principales :

- les générateurs primaires,
- les générateurs secondaires ou batteries,
- l'électronique de conditionnement.

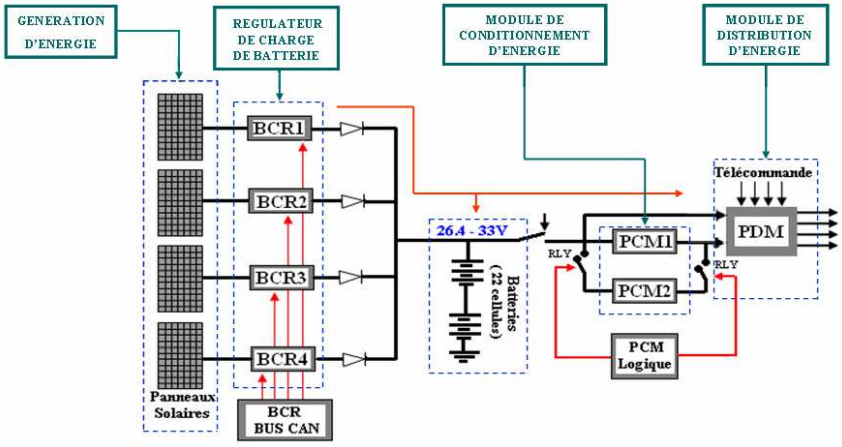


Fig 1.1 : Système d'énergie de bord d'Alsat 1.

1.2.2.4 Sous-système gestion de bord

Le sous système gestion bord constitue le nœud des informations transitant à bord entre les différents équipements et dont la conception est de plus en plus unifiée autour de microprocesseurs assurant la gestion des données, leur mise en forme, le codage et le décodage et aiguillant les informations vers les équipements en utilisant des artères de données tout en permettant au satellite [1] :

- de transmettre au sol, toutes les informations relatives au fonctionnement du satellite telles que :
    - les données de servitude: comme les mesures de températures, de tension, de courant. Ces données permettent de contrôler le fonctionnement du satellite ou de détecter des anomalies.
    - les données concernant la mission du satellite (résultat des mesures spécifiques à la mission: telle que la transmission d'une image dans le cas d'une mission d'observation de la Terre, etc...)

- de recevoir les signaux de télécommande venant du sol.
- de distribuer aux équipements, les ordres ou les séquences d'ordres nécessaires à leur bon fonctionnement ou à la configuration du satellite.

1.2.2.5 Sous-système propulsion

Le sous-système propulsif a pour fonction de créer les accroissements de vitesse nécessaires à toutes les manœuvres du satellite au cours de toute sa vie depuis la manœuvre d'apogée (éventuelle) jusqu'aux manœuvres périodiques de contrôle de poste ou de contrôle d'attitude, et éventuellement, la manœuvre de désorbitation.

On distingue deux grandes classes de systèmes propulsifs qui peuvent être intégrés dans un satellite. La première constitue les systèmes propulsifs utilisés pour transférer le satellite d'une orbite de transfert vers une orbite définitive figure (1.2). Ces systèmes sont comparables aux étages supérieurs des lanceurs. Les moteurs d'apogée, considérés comme un type classique de ces systèmes, sont destinés dans le cas d'un satellite géostationnaire, à le faire passer de l'orbite de transfert à l'orbite équatoriale géostationnaire. Représentant une masse équivalente à celle du satellite en fin de vie (encore appelée masse sèche du satellite), la masse d'ergol nécessaire pour réaliser un tel transfert, est extrêmement importante. La seconde classe représente les systèmes propulsifs qui assurent pendant toute la durée de vie opérationnelle du satellite, son maintien à poste et en attitude. Les besoins en masse d'ergol sont nettement moins importants par rapport aux systèmes de la première classe; ils sont pour les satellites géostationnaires et par année de durée de vie, de 1 à 2% de la masse du satellite en fin de vie [1,6].

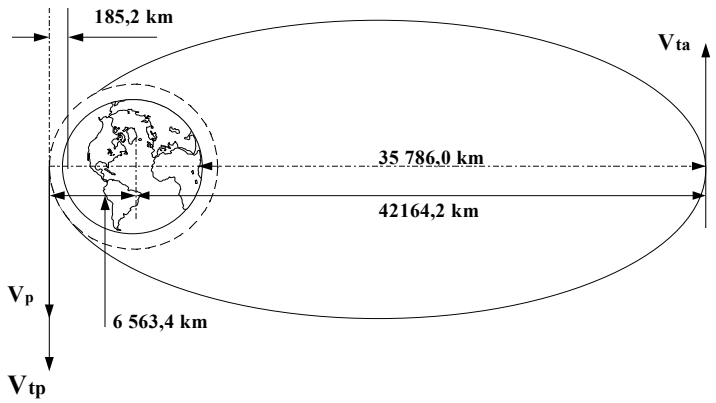


Figure 1.2 : Paramètres orbitaux pour les orbites d'attente et de transfert.

1.2.2.6 Sous système contrôle d'attitude et d'orbite

Le contrôle d'attitude et d'orbite détermine l'attitude du satellite par l'orientation d'un système d'axes liés au satellite par rapport à des repères externes (Terre, soleil, étoiles) à l'aide de détecteurs

d'attitude et détermine en fonction de l'attitude recherchée les commandes d'attitude en imprimant des corrections de vitesse autour du centre de gravité. Il a en outre pour fonction de déterminer les incréments de vitesse à effectuer pour assurer les manœuvres d'orbite pendant toute la durée de vie de l'engin spatial.

Avant d'exercer une poussée et maintenir toute sa durée de vie, il faut fournir une attitude, afin que l'incrément de vitesse délivré au satellite soit orienté dans la direction optimale pour acquérir l'orbite et la position du satellite par rapport à la terre, son travail commence pratiquement dés la fin de la propulsion du dernier étage du lanceur, il s'arrête avec la fin de vie du satellite.

1. Contrôle d'Orbite

Le contrôle d'orbite nécessite d'intervenir depuis le sol (TC) et l'orbitographie, dont le but d'assujettir le centre de gravité à se déplacer sur une orbite définie.

Le satellite est soumis à des forces perturbatrices qui modifient son orbite, alors il s'écarte de sa position nominale, or pour chaque satellite il y a une fenêtre qui est vue par une station terrestre (surveillé), et que le satellite doit rester dans cette dernière.

2.Contrôle d'Attitude

Le contrôle d'attitude est réalisé à bord du satellite, dont le but est selon la mission : de maintenir un ou deux axes liés au véhicule dans une direction déterminée qui peut être variable dans le temps [1].

Le SCAO est la disposition de la charge utile (contrôle d'attitude) pour assurer un pointage des antennes vers les zones terrestres désirées, ce pointage satellite-→ terre est dit «pointage géocentrique » (vers le centre de la terre).

Il y a deux modes pour la stabilisation du satellite :

Stabilisation passive : pas de moyen de pilotage.
Stabilisation active : L'existence de moyen de pilotage capable de créer des couples de contrôle ; en utilisation des tuyères (petit propulseur) et des roues à réaction.
La stabilisation d'un satellite fait appel en général à plusieurs sous ensembles :
La mesure d'attitude : sont des ensembles de détecteurs optiques pour la plupart, qui associent à une horloge de bord, permettant de déterminer la position du satellite par rapport aux astres, le soleil et la terre.

Les moyens de contrôle : Sont le plus souvent des jets de gaz de propergols, ils peuvent également faire appel à des moyens électromagnétiques en utilisent l'interaction avec le champ magnétique

terrestre pour orienter le satellite.

Les électroniques de traitement : Qui à partir des informations des senseurs élaborent les calculs de position du satellite et les manœuvres à effectuer pour la corriger.

1.2.2.7 Câblage et Pyrotechnie

- Câblage : Transmet à chaque équipement la puissance électrique nécessaire à son alimentation, les ordres de télécommande qui lui sont destinés, ou les paramètres de télémesure [7].
- Surveillance : Ensemble de capteurs enregistrant les paramètres thermiques, l'état des relais...
- Pyrotechnie :
  - ✓ Circuits électriques de commande,
  - ✓ Eléments pyrotechniques nécessaires à la mise en configuration du satellite (déblocage d'éléments mécaniques tels que le générateur solaire, les antennes, les vannes de propulsion de leur configuration).

1.3 Caractéristiques de l'environnement spatial

L'environnement spatial dont on parlera ci-après est celui qui concerne le plus de projets spatiaux, mais il faut bien noter que les projets sont multiples et divers (satellites terrestres, sondes interplanétaires ballons atmosphériques, véhicules planétaires, ...) [1,6].

1.3.1 Vide

Dès 100 km d'altitude la pression atmosphérique autour de la terre n'est plus que de 10-3 torr, soit de l'ordre de 10-6 fois la pression au niveau du sol, el à 200 km nous n'avons plus que 10-6 Torr. Les échanges thermiques par chocs moléculaires entre les molécules gazeuses constituant l'atmosphère et un satellite en orbite classique seront donc parfaitement négligeables devant les autres formes d'échanges conduction/rayonnement) alors que la convection naturelle au sol permet de parler de température ambiante en se référant à la température de l'air.

1.3.2 Rayonnements énergétiques

Pour autant que l'on s'intéresse au bilan thermique du satellite les sources de rayonnement qui interviendront sont le soleil la terre (ou la planète au foyer orbital), la réflexion Albédo du flux solaire par la terre (ou planète).

1.3.3 Microgravité

Le fait que la force centrifuge équilibre la force de gravité au barycentre du satellite implique que tout élément de celui-ci ne sera plus soumis qu'à des "résidus" de force de gravité ou des accélérations

«parasites» dues par exemple à la vitesse de spin. Cela amène à parler de microgravité et à ne plus prendre en compte les effets classiques de la pesanteur terrestre comme la convection naturelle dans un fluide (gazeux ou liquide) et permettra par contre l'utilisation de forces négligeables ou de second ordre au sol (capillarité,...).

1.3.4 Espace vide

Bien que ce terme ne soit pas très adapté, il nous permet de préciser qu'autour du satellite le nombre de corps «proches» et «chaud» est très généralement limité (Terre, Lune, Soleil, un autre véhicule), qu'ainsi les sources de rayonnements «énergétiques» sont bien identifiées et que tout rayonnement émis par le satellite ne reviendra pas sur lui (hormis par réflexion sur un véhicule proche éventuellement). Le fonds du ciel est généralement assimilé à un corps noir à 4 K.

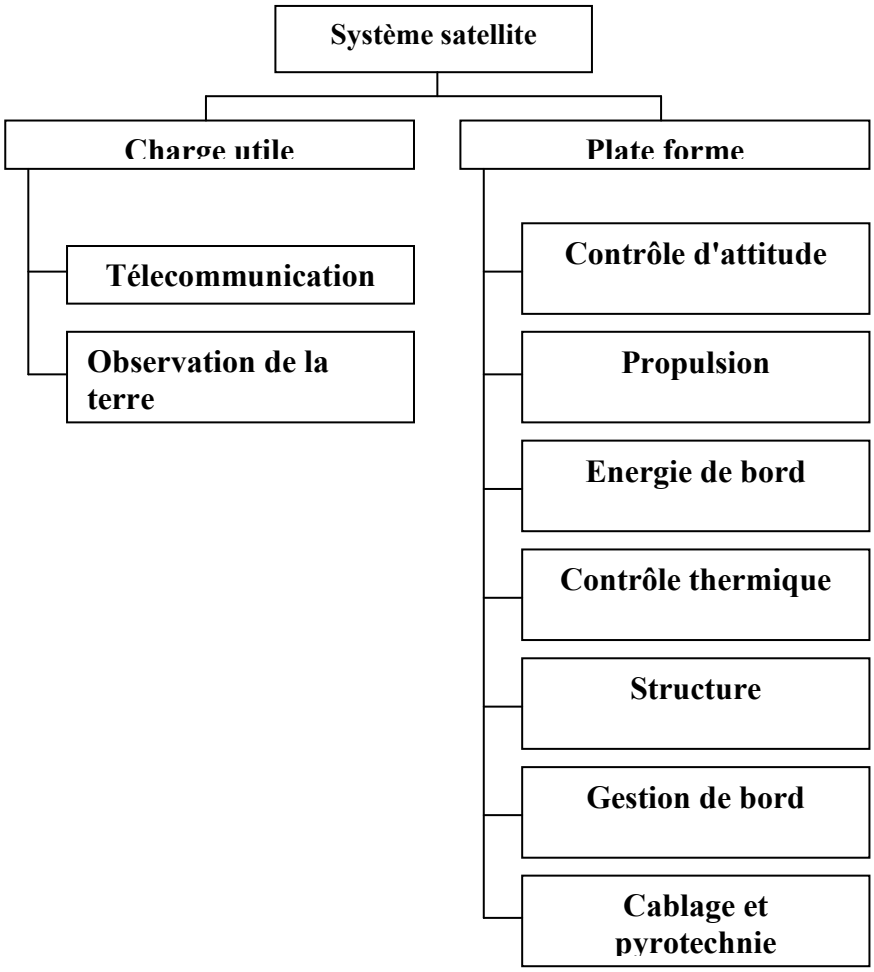


Fig 1.3 : Architecture générale d'un satellite.

1.4 Conclusion

On ne peut pas, a priori, donner de recette pour définir la configuration générale, l'architecture d'un satellite. Celle-ci est influencée au premier lieu par la définition de la mission qui peut être différente d'un satellite à l'autre...

On peut cependant identifier deux grands types de mission :

- Missions scientifiques,
- missions d'application.

Les satellites scientifiques sont les premiers qui ont été lancés. Ils ont permis d'une part de mieux connaître l'environnement terrestre et donc de préparer la voie aux successeurs, et d'autre part d'effectuer des découvertes qui ont considérablement augmenté notre niveau de connaissances.

Les satellites d'application se caractérisent, en gros, par le fait qu'ils sont à vocation pratique, donc terrestres.

Deux grandes catégories peuvent être dégagées:

- satellites d'observation de la terre (météo-ressources terrestres-observations),
- satellites de télécommunications.

Chapitre II

Architecture du Système d'Energie de Bord d'un Satellite

Chapitre 2

Architectures du système d'énergie de bord d'un satellite

2.1 Introduction

Il existe toute une panoplie de convertisseurs DC/DC [8,9]. Allant des structures de base à conversion directe de l'énergie, en passant par celles à stockage intermédiaire en incluant ou non un transformateur d'isolement, on se trouve confronté à une multiplicité de solutions. Cependant, parmi toutes les solutions envisageables et compte tenu des caractéristiques d'une pile à combustible, quelques propriétés semblent indispensables [10] :

- ✓ le caractère atténuateur du convertisseur.
- ✓ la possibilité de régler la tension de sortie du convertisseur indépendamment des fluctuations de sa tension d'entrée.
- ✓ la possibilité de contrôler le courant absorbé par le convertisseur.
- ✓ la minimisation de l'ondulation du courant.

Dans ce chapitre, on s'intéresse tout particulièrement à l'architecture du système d'énergie de bord du microsatellite ALSAT-1 : le système photovoltaïque; système de régulation; les convertisseurs continu DC/DC ….

On présentera ensuite quelques structures de base des convertisseurs DC/DC servant de liaison entre le générateur photovoltaïque et l'élément de stockage. Ces convertisseurs feront l'objet d'une étude détaillée dans ce chapitre.

Les convertisseurs DC/DC, sont utilisés comme interface entre un panneau solaire et une charge électrique (batterie), ils représentent la partie la plus importante de la chaîne de conversion panneau charge puisqu'ils assurent une bonne charge de la batterie et ainsi conditionne directement la durée de vie de cette dernière. En effet, parmi les différents phénomènes altérants la durée de vie de la batterie, l'ondulation du courant et les harmoniques contenus dans ce dernier sont parfois cités [11], même si sur ce point les avis sont partagés. Ils sont directement liés à l'architecture du convertisseur placé en aval de la pile à combustible.

2.2 Topologies des systèmes photovoltaïques

Tous les systèmes d'énergie quelque soit la mission ont une chose en commun, ils prennent un grand pourcentage de la masse du satellite. Pour cette raison, il n'y a pas un modèle de topologie de système d'alimentation standard, et pour chaque mission le système d'alimentation doit être conçu selon les besoins afin d'obtenir un compromis entre performances optimales, poids et une quantité minimale de cellules solaires, etc. Chaque conception d'un système d'alimentation débute avec un bilan de puissance. C'est de calculer et d'évaluer la taille du système d'alimentation et combien de cellules sont nécessaires, etc. La durée de vie de la mission doit être prise en considération, ainsi que la dégradation des composants, de l'orbite, etc., avant de prendre des décisions très difficiles, particulièrement quand le reste de l'engin spatial est toujours dans un état de conception et que tout est susceptible de changer plusieurs fois avant la conception finale de l'engin spatial [12].

Il existe deux types fondamentaux de configuration du système d'alimentation :

1. Le bus non régulé ou distribué.
2. Le bus régulé ou centralisé.

Le bus non régulé représenté par la figure 2.1 signifie que le sous système à alimenté reçois l'alimentation électrique directement du GPV. Le sous système doit lui même prendre soin de réguler les fluctuations de la puissance d'entrée.

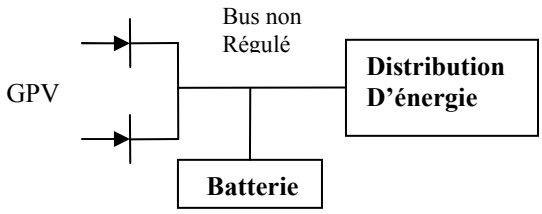


Fig 2.1 : Bus non régulé.

Dans le cas du bus régulé, l'énergie électrique issue du GPV est directement régulée et distribuée sous forme de tensions électriques fixes. Souvent une combinaison des deux techniques est utilisée ; un bus régulé pour des tensions standard et un bus non régulé pour la batterie. Le bus régulé tel que le montre la figure 2.2 est donc de nouveau subdivisé en plusieurs architectures.

Dans le premier système figure 2.2 (a), un régulateur shunt prend soin de convertir l'énergie solaire dans un bus régulé. Un régulateur de charge de batterie prend soin de charger la batterie

en convertissant la tension du bus en tension de batterie. Un régulateur de décharge de batterie convertit la tension de batterie en tension de bus régulée pendant les périodes d'éclipse.

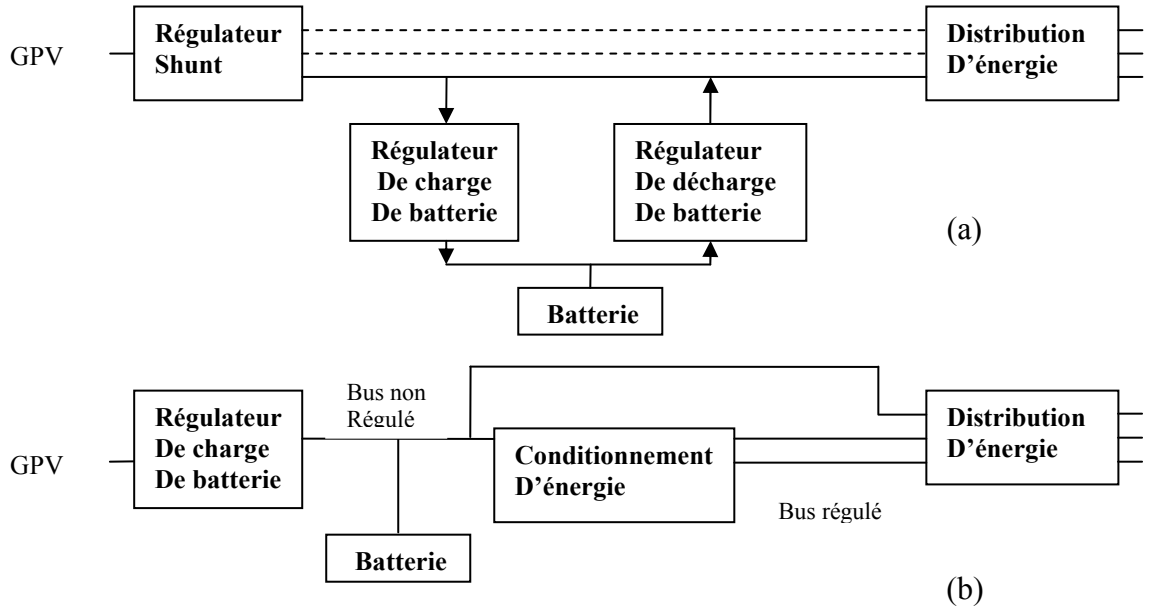


Fig 2.2 : Bus régulé.

Le deuxième système figure 2.2 (b) représente la configuration utilisée dans la conception du système énergétique d'Alsat-1 qui sera discutée plus tard. Le premier système tend à être plus efficace pour un engin spatial avec relativement des durées d'éclipse courtes. Le deuxième système est plus efficace pour un engin spatial avec de grandes durées d'éclipse et orbite basse (LEO).

2.3 Générateur photovoltaïque

2.3.1. Panneaux solaires photovoltaïques :

Un module solaire photovoltaïque (ou panneau solaire photovoltaïque) est un générateur électrique de courant continu constitué d'un ensemble de cellules photovoltaïques reliées entre elles électriquement, qui sert de module de base pour les installations photovoltaïque et notamment les centrales solaires photovoltaïques [10].

Les panneaux solaires photovoltaïques regroupent des cellules photovoltaïques reliées entre elles en série et en parallèle. Ils peuvent s'installer sur des supports fixes au sol ou sur des systèmes mobiles de poursuite du soleil appelés trackers, dans ce dernier cas la production électrique augmente d'environ 30 % par rapport à une installation fixe.

Fig.2.3: Module solaire photovoltaïque.

Caractéristiques :

Les panneaux sont généralement des parallélépèdes rectangles rigides minces (quelques centimètres d'épaisseurs), dont la longueur et la largeur sont de l'ordre du mètre, pour une surface de l'ordre du m², et une masse de l'ordre de la dizaine de kg. Divers éléments (branchements électrique, fixations, éventuellement cadre pour assurer une étanchéité...) sont inclus. Il existe également des modules sous forme de membranes souples et résistantes, ainsi que des panneaux à concentration, plus complexes mais exploitant mieux l'élément le plus cher du panneau (la cellule photovoltaïque).

Technologie :

Ce sont les cellules à base de silicium qui sont actuellement les plus utilisée, les autres types étant encore soit en phase de recherche/développement, soit trop chère et réservées à des usages où leur prix n'est pas un obstacle. On distingue en outre, en fonction des technologies utilisées :

- silicium monocristallin : Les capteurs photovoltaïques sont à base de cristaux de silicium encapsulés dans une enveloppe plastique.
- silicium polycristallin : Les capteurs photovoltaïques sont à base de polycristaux de silicium, notablement moins coûteux à fabriquer que le silicium monocristallin, mais qui ont aussi un rendement un peu plus faible. Ces polycristaux sont obtenus par fusion des rebuts du silicium de qualité électronique.
- silicium amorphe: les panneaux « étalés » sont réalisés avec du silicium amorphe au fort pouvoir énergisant et présentés en bandes souples permettant une parfaite intégration architecturale.

Applications :

Les modules solaires photovoltaïques se sont d'abord développée dans des applications très variées non connectées au réseau électrique, soit parce qu'il n'y a aucun réseau disponible

(satellites, mer, montagne, désert..), soit parce que le raccordement reviendrait trop cher par rapport à la puissance nécessaire (balises, horodateur, abris-bus, ...) ; dans ce cas, on utilise des appareils électriques adaptés au courant continu livrés par les modules.

Plusieurs modules sont intégrés dans une centrale solaire photovoltaïque qui peut être soit un système photovoltaïque autonome soit un système photovoltaïque raccordé au réseau. Ce type d'application n'est rendue possible que par des subventions massives existant dans certains états, car l'énergie ainsi produite reste encore environ 10 fois plus chère que l'électricité nucléaire ou à partir d'hydrocarbures fossiles : la source solaire est certes gratuite, mais l'investissement requis est très élevé.

2.3.2 Principe

L'énergie solaire photovoltaïque (PV) provient de la conversion directe de l'énergie provenant de photons, comprise dans le rayonnement solaire, en énergie électrique, par le biais de capteurs fabriqués avec des matériaux sensibles aux longueurs d'ondes du visible (nommés cellules PV) [10]. L'association de plusieurs cellules PV en série/parallèle donne lieu à un générateur photovoltaïque qui a une caractéristique statique courant-tension I(V) non linéaire et présentant un point de puissance maximale (PPM). Cette caractéristique dépend du niveau d'éclairement et de la température de la cellule ainsi que du vieillissement de l'ensemble. Le point de fonctionnement du GPV peut donc varier entre les points extrêmes correspondant au courant de court-circuit I_{CC} et la tension en circuit ouvert V_{OC}. La détermination du point de fonctionnement du GPV dépend directement de la charge à laquelle il est connecté. Il est plus ou moins éloigné du PPM, caractérisé par le courant et la tension optimaux notés (I_{opt} ,V_{opt}).

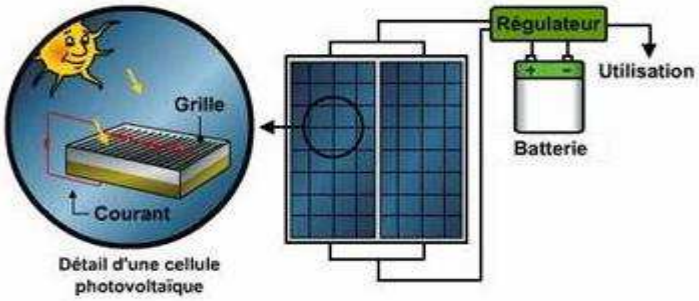


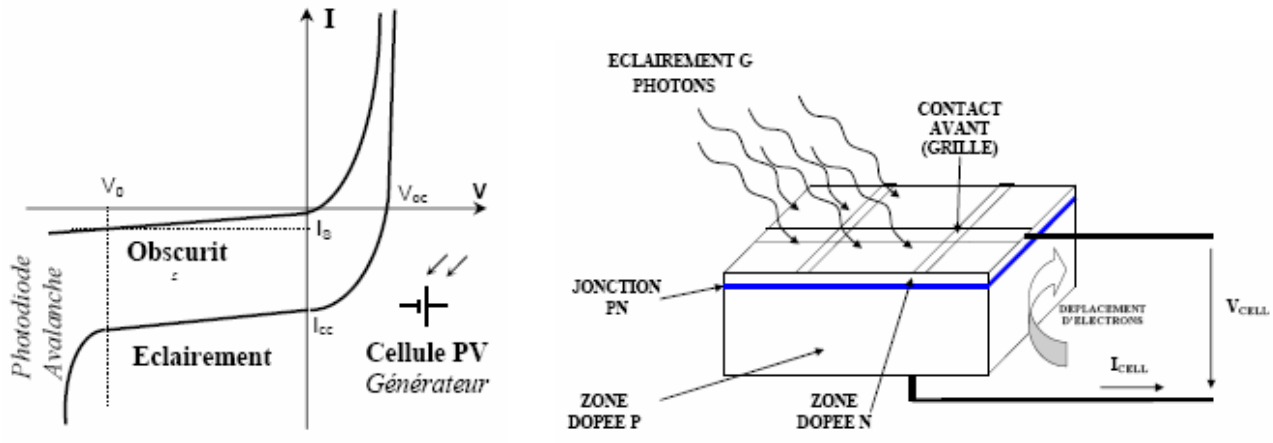
Fig.2.4 : Notion de système à générateur photovoltaïque.

Une cellule photovoltaïque 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 [12].

La figure 2.5 illustre une cellule PV typique où sa constitution est détaillée.

Une cellule PV élémentaire d'un GPV est réalisée à partir de deux couches de silicium, une dopée P (dopée au bore) et l'autre dopée N (dopée au phosphore) créant ainsi une jonction PN avec une barrière de potentiel. Lorsque les photons sont absorbés par le semi-conducteur, ils transmettent leur énergie aux atomes de la jonction PN de telle sorte que les électrons de ces atomes se libèrent et créent des électrons (charges N) et des trous (charges P). Ceci crée alors une différence de potentiel entre les deux couches. Cette différence de potentiel est mesurable entre les connexions des bornes positives et négatives de la cellule. A travers une charge continue, on peut en plus récolter des porteurs. La tension maximale de la cellule est d'environ 0.6 V pour un courant nul. Cette tension est nommée tension de circuit ouvert (V_{OC}).

Le courant maximal se produit lorsque les bornes de la cellule sont court-circuitées, il est appelé courant de court circuit (I_{CC}) et dépend fortement du niveau d'éclairement. Une cellule PV a comme nous le voyons sur la figure 2.5, une caractéristique I(V) non linéaire avec un PPM.



(a) Caractéristique I(V) (b) Coupe transversale d'une cellule PV

Fig.2.5 : Caractéristique I(V) d'une cellule photovoltaïque.

Une cellule PV peut se modéliser à partir de l'équation définissant le comportement statique de la jonction PN d'une diode classique. Ainsi, la figure 2.6 illustre le schéma équivalent électrique d'une cellule PV réelle. Dans cette équation, on prend en compte le courant de court-circuit et les différentes résistances modélisant les pertes dues à la connectique. Ainsi, en statique, le comportement d'une cellule PV constituée d'une jonction PN à base de silicium peut être décrit par l'équation suivante [8] :

$$I_{CELL} = I_{CC} - I_{SAT}\left[\exp\left(\frac{V_{CELL} + I_{CELL}R_S}{nV_T}\right) - 1\right] - \frac{V_{CELL} + I_{CELL}R_S}{R_P} \quad (2.1)$$

avec $V_T = \frac{KT}{e}$

Où I_{SAT} est le courant de saturation, V_T, le potentiel thermodynamique, K, la constante de Boltzmann, T, la température effective de la cellule en Kelvin, e, la charge de l'électron, n, le facteur de non idéalité de la jonction, I_{CELL} est le courant fourni par la cellule, V_{CELL} la tension à ses bornes, I_{CC} le courant de court-circuit de la cellule dépendant de l'éclairement et la température, R_P, la résistance shunt caractérisant les courants de fuite de la jonction et R_S la résistance série représentant les diverses résistances des contacts et de connexions.

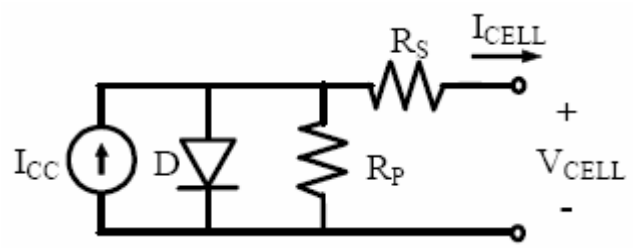


Fig.2.6 : Schéma équivalant électrique d'une cellule PV.

2.3.3 Constitution d'un générateur photovoltaïque (GPV)

L'association de plusieurs cellules PV en série/parallèle donne lieu à un GPV. Si les cellules se connectent en série, les tensions de chaque cellule s'additionnent, augmentant la tension totale du générateur. D'une autre part, si les cellules se connectent en parallèle, c'est l'ampérage qui augmentera.

La plupart des panneaux PV commerciaux sont constitués par des sous réseaux de cellules connectés en série. Chacun de ces sous réseaux est lui-même constitué d'un groupe de cellules PV connectés en série. Le nombre de cellules par sous réseaux est le fruit d'un compromis économique entre protection et pertes d'une partie importante du GPV en cas de défaut partiel.

Lorsque nous concevons une installation photovoltaïque, nous devons assurer la protection électrique de cette installation afin d'augmenter sa durée de vie en évitant notamment des pannes

destructrices liées à l'association des cellules et de leur fonctionnement en cas d'ombrage. La figure 2.7 montre la schématique de protection classiquement adoptée pour un GPV élémentaire. Pour cela, deux types de protections sont classiquement utilisés dans les installations actuelles :

1. la protection en cas de connexion en parallèle de modules PV pour éviter les courants négatifs dans les GPV (diode anti-retour)
2. la protection lors de la mise en série de modules PV permettant de ne pas perdre la totalité de la chaîne (diode by-pass) et éviter les points chauds.

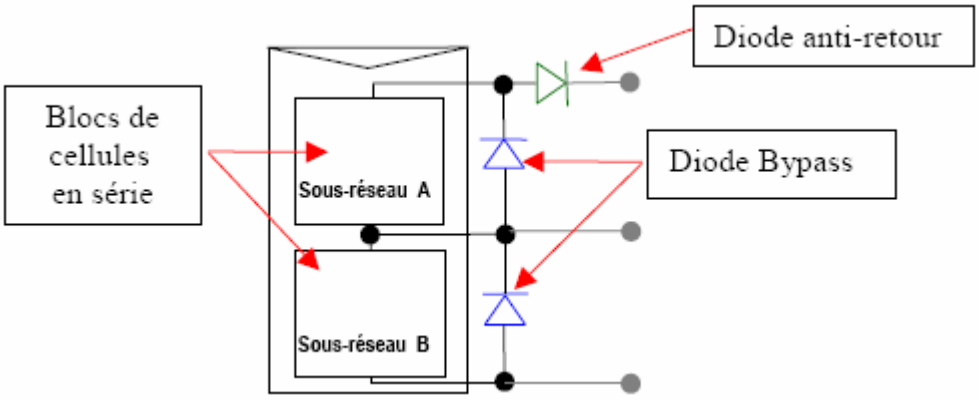


Fig.2.7 : Schématisation d'un GPV élémentaire avec diodes by-pass et diode anti-retour.

2.3.4 Rendement

Le rendement énergétique est défini comme étant le rapport entre la puissance maximale produite et la puissance du rayonnement solaire parvenant au module. Soit S la surface du module et E l'éclairement en W/m2, ce rendement a pour formule :

$$\eta = \frac{P_m}{E \cdot S} \tag{2.2}$$

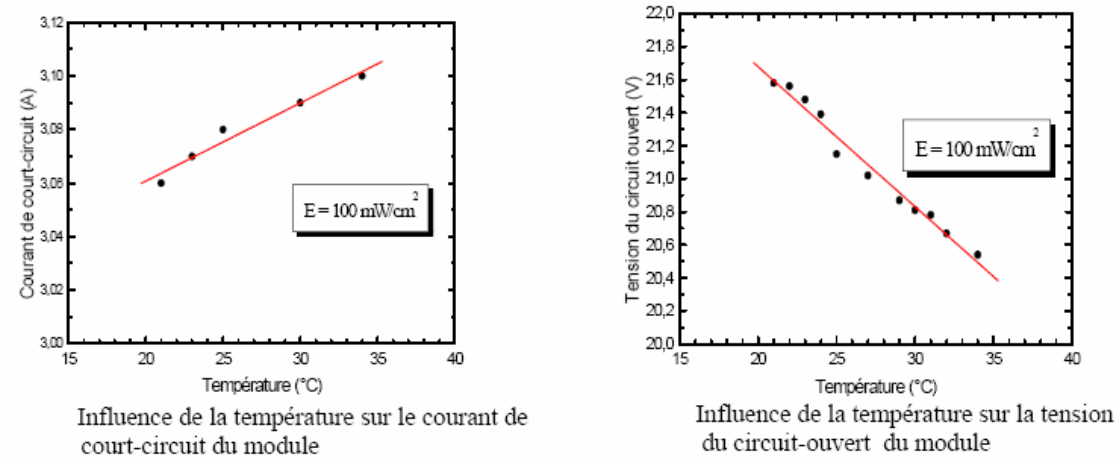
Le rendement des cellules solaires dépend de plusieurs facteurs :

1. Construction des cellules solaires et ses dimensions. Plus la cellule est grande, et plus il est facile d'obtenir des rendements élevés. En outre, la couche de cellules et la configuration anti-réfléchissante de la grille doivent être considérées.
2. Niveau d'illumination.
3. La température.
4. Les dommages causés par les radiations.
5. Facteur de forme.

2.3.5 Température

Le rendement des cellules dépend largement de la température. Tous changements de température causent trois changements de la courbe I(V) d'une cellule [10]:

1. Un petit changement du courant de court-circuit.
2. Un plus grand changement de la tension de circuit ouvert.
3. Un changement dans la région du point de fonctionnement optimum.



(a) (b)

Fig.2.8 : Influence de la température sur les cellules.

Si la température augmente, alors la largeur de la bande interdite Eg diminue, ainsi il y'a augmentation du courant. En même temps on assiste à une augmentation notable du courant direct de la diode, entraînant une diminution de la tension de circuit ouvert. L'augmentation de la température se traduit donc au total par une baisse relative de la puissance disponible.

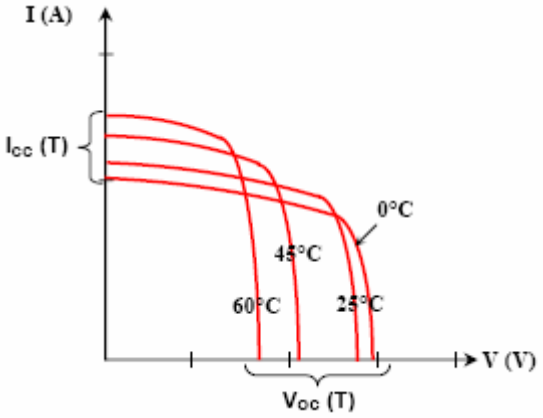


Fig.2.9 : Caractéristique de la cellule PV pour différentes températures.

2.3.6 Principe de la recherche du point de puissance maximal (MPPT)

La chaîne de puissance d'un GPV où une charge est alimentée par un générateur à travers un convertisseur continu-continu commandé par une MPPT peut être représentée comme indiquée sur la figure 2.10. La commande MPPT fait varier le rapport cyclique du convertisseur de telle sorte que la puissance fournie par le GPV soit le PMAX disponible à ses bornes. L'algorithme MPPT peut être plus ou moins compliqué pour rechercher le PPM, mais en général il est basé sur la variation du rapport cyclique du convertisseur jusqu'à se placer sur le PPM en fonction des évolutions des paramètres d'entrée du convertisseur (I_{PV} et V_{PV}).

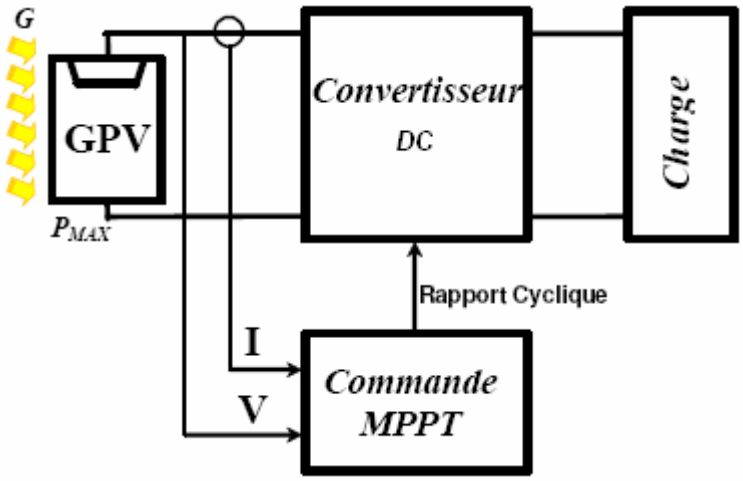


Fig.2.10 : Chaîne élémentaire de conversion photovoltaïque convertisseur DC contrôlé par une commande MPPT.

2.3.6.1 Classification des commandes MPPT

Nous pouvons classifier d'une manière générale les commandes MPPT selon le type d'implémentation électronique : analogique, numérique ou mixte. Il est cependant plus intéressant de les classifier selon le type de recherche qu'elles effectuent et selon les paramètres d'entrée de la commande MPPT. Bien qu'il existe un grand nombre de publications scientifiques qui présentent des commandes MPPT plus ou moins complexes, nous nous centrerons sur quelques-unes représentant le mieux un type d'algorithme [10].

- ✓ Classification des commandes MPPT selon les paramètres d'entrée.
  1. Commandes MPPT fonctionnant à partir des paramètres d'entrée du CS
  2. Commandes MPPT fonctionnant à partir des paramètres de sortie du convertisseur.
- ✓ Classification des commandes MPPT selon le type de recherche ou contrôle.

2.4 Stockage de l'énergie

Les batteries ont révolutionné la façon de stockage de l'énergie électrique et elles ont permis une très grande mobilité et indépendance du secteur fixe, les portables, les systèmes PV jusqu'aux équipements spatiaux (technologie de point). Elles représentent un dispositif qui convertit de l'énergie chimique, stockée dans ces matériaux actifs, en une énergie électrique, par le moyen d'une réaction électrochimique d'oxydoréduction (redox).

2.4.1 Classification des batteries

Les batteries se regroupent sous deux grandes classes : accumulateurs primaires (non rechargeable) et autres secondaires (rechargeable), on distingue aussi d'autres genres de classifications basées soit sur une structure particulière (conception technologique) ou un domaine d'utilisation bien défini [13] (Annexe A1).

1. Batteries primaires

Elles sont dans l'incapacité d'être chargées électriquement. On les utilise qu'une seule fois, après on doit les changer car les réactions chimiques qui leur fournissent le courant sont irréversibles, sans oublier leur prix relativement élevé ; tout de même les batteries primaires sont très commodes pour certaines applications (torche, source portable pour des dispositifs électronique et électrotechnique, appareillage d'instrumentation, jouets. Les avantages principaux d'une batterie primaire sont : une durée de vie appréciable, aucune maintenance à prévoir, et une facilité d'utilisation.

2. Batteries secondaires

Une batterie secondaire est un dispositif électrochimique destiné à emmagasiner de l'électricité pour la restituer ensuite à la demande. Ce genre de batterie peut être chargé électriquement une fois déchargée par le passage d'un courant électrique à travers ces électrodes en sens inverse du courant de décharge. C'est ce qui lui donne son aspect de dispositif de stockage d'énergie électrique connue sous le nom 'Accumulateur '.

1er Application. Les applications où les accumulateurs sont utilisés comme un moyen de stockage d'énergie, sont généralement connectés à une source première pour être chargé, et une charge qui consomme l'énergie délivrée par l'accumulateur en régime de décharge. Exemple : les voiture, les installations électriques en avion, en cas d'urgence ou comme énergie de réserve.

2^em^ Application. Dans ce cas ils sont utilisés à la place des batteries primaires en régime de décharge ; mais heureusement rechargeable plusieurs fois (cycle) plutôt que jetable qui est le cas des primaires

2.4.2 Paramètres des batteries

La diversité des domaines d'utilisation des batteries (Photovoltaïque, Véhicule électrique, Véhicule Hybride, Portable…), a imposé plusieurs type de critère qui est utile pour déterminer les performances d'une batterie a travers ces paramètres afin d'en classer les différents types des batteries suivant leur conformité aux exigences [1, 7, 10, 14].

1. Voltage

Est la tension aux bornes de la batterie. Il est le paramètre le plus apparent et facile à déterminer mais malheureusement, nous informe superficiellement sur l'état de la batterie à travers le profile de la courbe de charge et décharge. Différente référence de voltages sont définis :

- Tension théorique,(E_{th}) : est fonction des matières actives (Anode, Cathode électrolyte) et la température, elle est déduite à partir de la loi de Nernst.
- Tension circuit ouvert, (V_{Co}) : (*Open circuit voltage*) la tension mesurée de la cellule (batterie) sous aucune charge.
- Tension nominale, (V_N) : (*Nominal voltage*) c'est l'une des tensions typiques, admissible en mode de fonctionnement, pour batterie au NiCd.
- Tension de fin de décharge, (V_{end}) : (*Cut-off voltage*) quand la cellule (batterie) atteint cette tension ; elle a donc délivrée la majorité de sa capacité.

2. Capacité

Une des caractéristiques la plus importante d'une batterie est sa capacité. Cette capacité représente la quantité de courant qui peut être extraite d'une électrode via les 'masses actives', c'est-à-dire l'électrolyte et les matériaux actifs des électrodes, sur une décharge.
Cette capacité s'exprime en ampère-heure'Ah', elle se calcule par intégration temporelle du courant de décharge :

$$C = \int_0^t i(t)\, dt \qquad (2.3)$$

De par les couples chimiques choisis, chaque batterie possède une capacité théorique ($\boldsymbol{C}t_h$), basée uniquement sur le poids des matériaux actifs participant à la réaction. Cette capacité est($\boldsymbol{C}t_h$), déterminée à partir de la loi de Faraday.

$$\boldsymbol{C}t_h = n * 26.8 * \frac{E^0}{M_{act}} \quad [Mhw/Kg] \tag{2.4}$$

Dans cette formule, ($\boldsymbol{n}$) est le nombre d'électrons échangés et ($\boldsymbol{M}_{act}$) le poids de masse active intervenant dans la réaction.

En pratique cependant, la capacité effective de la batterie est toujours inférieure à cette capacité théorique. Dans certains cas, c'est l'électrolyte qui est le facteur limitatif. On définit alors un coefficient α qui relie la capacité effective à ($\boldsymbol{C}t_h$) :

$$C_{effect} = \alpha \ C_{th} \tag{2.5}$$

Cette capacité dépend du courant, du temps de décharge ainsi que de la température. Par exemple, la capacité qui est extraite en 5 heures jusqu'à atteindre la tension minimale acceptée est appelée capacité 5 heures ou ($\mathbf{C}_5$) en abrégé. Le courant de décharge correspondant est appelé courant ($\boldsymbol{I}_5$). Cette capacité dépend également des derniers cycles de charge/décharge imposés à la batterie et peut également être influencée par le temps de repos. Dans des cas extrêmes, tels les cas de décharge à grand courant, un cycle précédent peut affecter et réduire la capacité ; cet effet est connu sous le nom d'effet "mémoire".

Les variations de capacité avec la température et l'intensité du courant de décharge sont usuellement modélisées par des lois empiriques, car les phénomènes intervenant alors sont assez mal connus. Les formules les plus souvent employées sont la loi de ***Peukert*** pour ce qui concerne la relation capacité/courant et une formule déterminée par l'***IEC*** (International Electrotechnical Commission) pour la dépendance capacité/température:

- **Loi de Peukert :** $C = I^n \ t$ (2.6)

$\boldsymbol{C}$ est la capacité en Ah, ($\boldsymbol{I}$) le courant en A et ($\boldsymbol{t}$) le temps en h.

Le coefficient ($\boldsymbol{n}$ et $\boldsymbol{C}$) sont déterminés expérimentalement pour la batterie examinée. La valeur de (n) est proche de 1 pour les faibles courants et peut atteindre la valeur 2 pour de grands courants.

- **Formule IEC 254-1:** $C_T = \ C_T - 30 * (1 + 0.008 * (T - 30))$ (2.7)

On débute de la capacité C_T=30 mesurée à 30°C pour un courant de décharge fixé et on en déduit la capacité C_T à une autre température T pour le même courant.

3. Autodécharge (Self-discharge)

C'est la perte de capacité obtenue en laissant la batterie au repos, c'est-à-dire sans charge pendant un temps donné. Elle est exprimée en général en (%/mois) et elle augmente avec le vieillissement naturel de la batterie, température, l'adjonction d'eau non déminéralisée et la présence d'antimoine dans les grilles.

4. Etat de charge (State Of Charge, SOC)

SOC est défini comme étant une fraction de la capacité nominale de la batterie. La décharge d'une batterie résulte une diminution du SOC. Une batterie qui a perdu ¾ de sa capacité ou a été déchargée à 75% est dite à 25% de son l'état de charge.

5. Profondeur de décharge (*Depth of Discharge, DOD*)

C'est le pourcentage de la capacité déchargée. Par exemple : si une batterie d'une capacité de 100Ah est déchargée de 60Ah, la profondeur de décharge est de 60%. On limite en général la profondeur de décharge à 80% de la capacité nominale. Pour les applications solaires la profondeur de décharge ne dépasse guère 50 à 60%.

2.5 Convertisseurs continu- continu

On distingue en général deux classes de convertisseurs DC/DC [9, 11, 12]:

- Les convertisseurs qui débitent sur un récepteur destiné à être alimenté sous une tension continue variable, appelés variateur de courant continu à pulsation,
- Les convertisseurs destinés à fournir à leur sortie une tension continue constante pour servir d'alimentation régulée vis-à-vis de divers équipements.

Dans ce chapitre, nous nous intéresserons à la deuxième catégorie qui constitue les alimentations à découpage.

Le principe de fonctionnement des alimentations à découpage diffère totalement de celui des

alimentations à régulateur continu série. En effet dans une alimentation à découpage, le transistor de régulation fonctionne en interrupteur contrôlé (régime de commutation) alors que pour une alimentation continue série, le transistor de régulation fonctionne en régime linéaire.
La tension continue de départ peut parvenir d'un réseau alternatif redressé et filtré, une batterie, une alimentation stabilisée, une tension issue d'un panneau solaire qui est notre cas d'utilisation.

Les avantages liés à la commutation sont :

- Un rendement élevé, quel que soit l'écart de tension entrée-sortie.
- Fonctionnement en abaisseur, élévateur ou inverseur de tension.
- Encombrement réduit.

Par contre les inconvénients sont :

- Circuit d'asservissement plus complexe.
- Ondulation résiduelle plus élevée.
- Génération de parasites en H.F (RFI).
- Bruit résiduel.
- Réponse transitoire lente.
- Nécessite obligatoirement une inductance ou un transformateur H.F.
- Nécessite une charge minimale afin d'éviter le passage entre deux modes de fonctionnement ; ' le mode continu ' et ' le mode intermittent '.

La fréquence de travail, c'est-à-dire la fréquence de commutation du contacteur statique, est assez élevée : 50kHz à 500kHz. Une fréquence de travail élevée permet.

- de réduire l'encombrement de l'inductance et de la capacité de filtrage.
- de réduire l'ondulation résiduelle.

La régulation de tension s'effectue en modulant le rapport cyclique des signaux de commutation. Elle fait souvent appel à un circuit intégré spécifique.

Ce chapitre est consacré à la présentation des structures des alimentations à découpage sans transformateur intermédiaire.

Nous supposerons tout au long de cette présentation que nous avons à faire à :

- des sources parfaites,
- des interrupteurs parfaits,
- des commutations instantanées.

2.5.1 Convertisseur série ou abaisseur de tension (Buck)

Cette alimentation (*Buck converter ou step-down converter*) utilise un contacteur statique série qui doit être alimenté par une source de tension et débiter sur une source de courant.
La charge R et le condensateur C apparaissant comme un récepteur de tension, il faut ajouter une inductance L série pour rétablir le caractère de récepteur de courant vis-à-vis de la sortie de l'alimentation à découpage proprement dite. On arrive ainsi au schéma de la Figure 2.11.

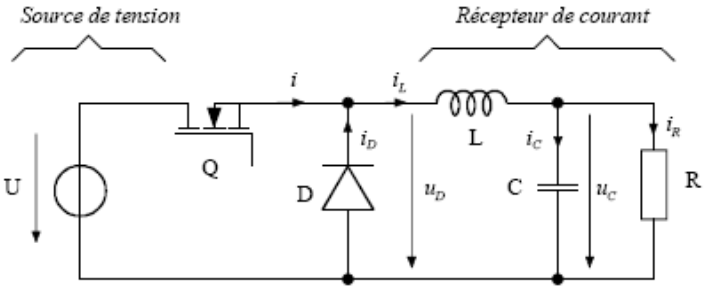


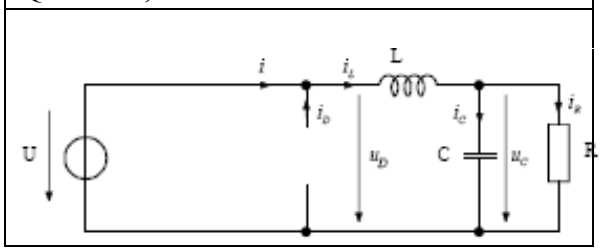
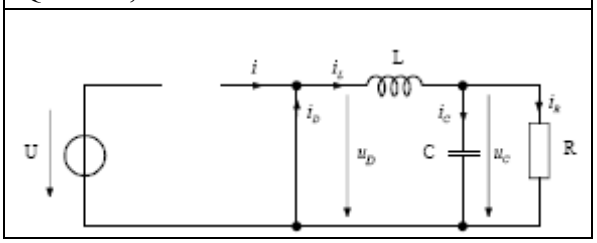
Fig.2.11 : Représentation schématique d'un convertisseur Buck.

En régime permanent, le rapport de conversion de tension entre la sortie et l'entrée est donné par la relation :

$$\frac{U_C}{U} = D \tag{2.8}$$

2.5.1.1 Conduction continue

Le système passe par deux états de conduction pour chacun on obtient un système d'équation:

Q conduit, D ouvert : $0 \le t < t_e = D \cdot T_P$	Q ouvert, D conduit : $D \cdot T_P = t_e \le t < T_P$
	

Tension aux bornes de l'inductance :

$$U_L^{[t_e]} = U - U_C = L \cdot \frac{\Delta i_L^{[t_e]}}{t_e}$$

$$\boxed{U_L^{[t_d]} = -U_C = L \cdot \frac{\Delta i_L^{[t_d]}}{t_d}}$$

Courant moyen dans le condensateur :

$$\boxed{I_C^{[t_e]} = -I_R^{[t_e]} + I_L^{[t_e]} = -I_R + I_L = -\frac{U_C}{R} + I_L}$$

$$\boxed{I_C^{[t_d]} = -I_R^{[t_d]} + I_L^{[t_d]} = -I_R + I_L = -\frac{U_C}{R} + I_L}$$

Courant moyen fournit par l'alimentation (courant moyen dans le transistor Q) :

$$\boxed{I^{[t_e]} = I_L^{[t_e]} = I_L}$$

$$\boxed{I^{[t_d]} = 0}$$

Courant moyen dans la diode :

$$\boxed{I_D^{[t_e]} = 0}$$

$$\boxed{I_D^{[t_d]} = I_L^{[t_d]} = I_L}$$

Ondulation de courant aux bornes de l'inductance :

$$\boxed{\Delta I_L^{[t_e]} = \frac{U_L^{[t_e]}}{L} \cdot t_e = \frac{U - U_C}{L} \cdot t_e}$$

$$\boxed{\Delta I_L^{[t_d]} = \frac{U_L^{[t_d]}}{L} \cdot t_d = \frac{-U_C}{L} \cdot t_d}$$

$$\boxed{U_L = 0 \quad \Rightarrow \quad \Delta I_L = \Delta i_L^{[t_e]} = -\Delta i_L^{[t_d]}}$$

$$\Downarrow$$

$$\boxed{\Delta I_L = i_{LMAX} - i_{LMIN} = \frac{U \cdot T_P}{L} \cdot (1 - D) \cdot D = \frac{U_C \cdot T_P}{L} \cdot (1 - D)}$$

La Figure 2.12 donne les formes d'ondes des principales grandeurs dans les conditions normales de fonctionnement, c'est-à-dire quand le courant I_L diffère de zéro tout au long de la période de hachage ou quand on est en conduction continue.

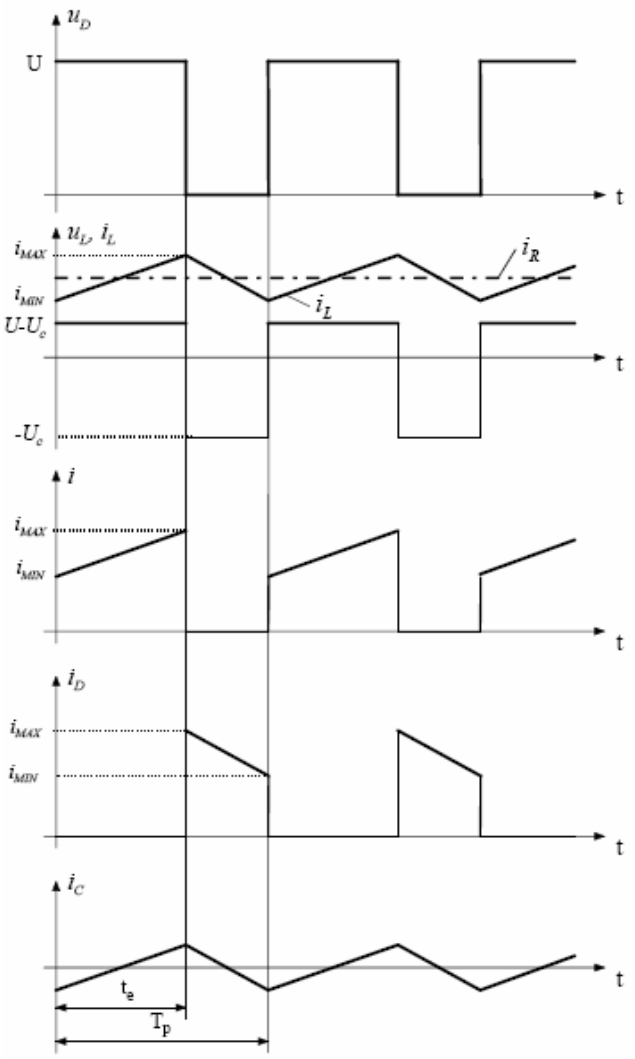


Fig2.12 : Formes d'ondes des principales grandeurs.

2.5.2 Convertisseur parallèle ou élévateur de tension (Boost)

Cette alimentation (Boost converter ou Step-up converter) utilise un contacteur statique parallèle qui doit être alimenté par une source de courant et débiter dans une source de tension. Le récepteur proprement dit, constitué par la résistance R et le condensateur de filtrage C monté en parallèle à ses bornes, a le comportement d'une source de tension exigée par l'alimentation à découpage. Par contre il faut placer une inductance L en série avec la source d'alimentation de tension UC pour la transformer en source de courant. On aboutit ainsi au schéma de la Figure 2.13.

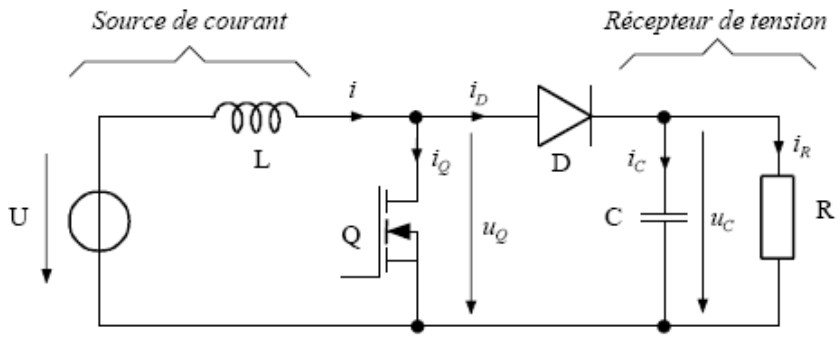


Fig.2.13 : Représentation schématique d'un convertisseur Boost.

En régime permanent, le rapport de conversion de tension entre la sortie et l'entrée est donné par la relation :

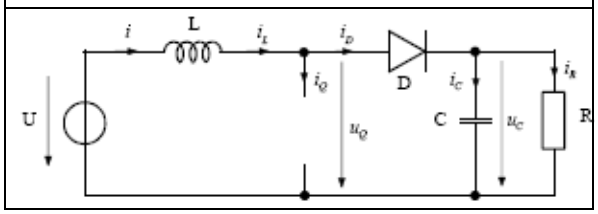
$$\frac{U_C}{U} = \frac{1}{1-D} \tag{2.9}$$

2.5.2.1 Relations générales

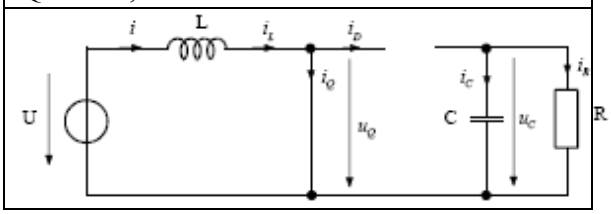
Le schéma présenté à la figure ci-dessous prend en considération une source d'entrée U continue et un circuit de charge à la sortie de type résistive 'R'.

Même résonnement que pour un convertisseur abaisseur de tension on obtient :

Q conduit, D ouvert : $0 \le t < t_e = D \cdot T_P$



Q ouvert, D conduit : $D \cdot T_P = t_e \le t < T_P$



Tension aux bornes de l'inductance :

$$U_L^{[t_e]} = U = L \cdot \frac{\Delta i_L^{[t_e]}}{t_e}$$

$$U_L^{[t_d]} = U - U_C = L \cdot \frac{\Delta i_L^{[t_d]}}{t_d}$$

Courant moyen dans le condensateur :

$$I_C^{[t_e]} = -I_R^{[t_e]} = -I_R = -\frac{U_C}{R}$$

$$I_C^{[t_d]} = -I_R^{[t_d]} + I_L^{[t_d]} = -I_R + I_L = -\frac{U_C}{R} + I_L$$

Courant moyen fournit par l'alimentation :

$$I^{[t_e]} = I_L^{[t_e]} = I_L$$

$$I^{[t_d]} = I_L^{[t_d]} = I_L$$

Courant moyen dans la diode :

$$\boxed{I_D^{[t_e]} = 0} \qquad \boxed{I_D^{[t_d]} = I_L^{[t_d]} = I_L}$$

Ondulation de courant aux bornes de l'inductance :

$$\boxed{\Delta I_L^{[t_e]} = \frac{U_L^{[t_e]}}{L} \cdot t_e = \frac{U}{L} \cdot t_e} \qquad \boxed{\Delta I_L^{[t_d]} = \frac{U_L^{[t_d]}}{L} \cdot t_d = \frac{U - U_C}{L} \cdot t_d}$$

$$\boxed{U_L = 0 \quad \Rightarrow \quad \Delta I_L = \Delta i_L^{[t_e]} = -\Delta i_L^{[t_d]}}$$

$$\Downarrow$$

$$\boxed{\Delta I_L = i_{LMAX} - i_{LMIN} = \frac{U \cdot T_P}{L} \cdot D = \frac{U_C \cdot T_P}{L} \cdot (1 - D) \cdot D}$$

La Figure 2.14 donne les formes d'ondes des principales grandeurs dans les conditions normales de fonctionnement, c'est-à-dire quand le courant I_L diffère de zéro tout au long de la période de hachage ou quand on est en conduction continue.

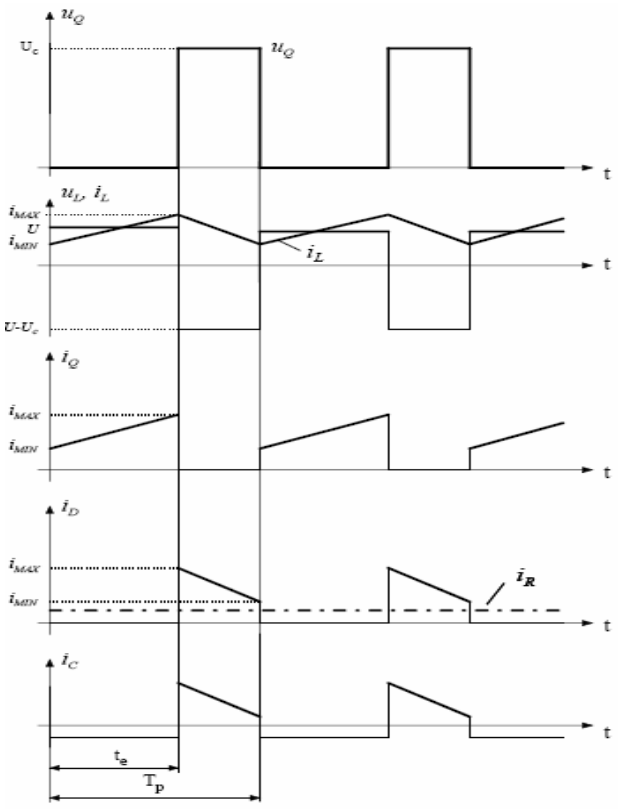


Fig.2.14 : Formes d'ondes des principales grandeurs.

En conduction continue, le convertisseur élévateur de tension est équivalent à un transformateur DC ou le rapport du nombre de spires de ce transformateur peut être continuellement contrôlé électroniquement entre 1 et "∞" par variation du rapport cyclique D. Pour un rapport cyclique donné, la tension de sortie est indépendante de la charge.

2.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté l'architecture du système d'énergie de bord d'un satellite à savoir : le générateur photovoltaïque, les cellules solaires, les batteries et leurs caractéristiques essentielles. Dans une seconde étape, on a étudié quelques structures de base de convertisseurs DC/DC (Buck, boost) servant de liaison entre le générateur photovoltaïque et l'élément de stockage.

Chapitre III

Commande D'un Convertisseur DC- DC Par Modulation de Largeur d'Impulsions MLI

Chapitre 3

Commande d'un convertisseur DC-DC par MLI

3.1 Introduction

Les hacheurs sont des convertisseurs statiques DC/DC permettant de délivrer une tension continue variable à partir d'une source de tension continue constante.

Avec une tension alternative, un simple transformateur permet de changer la tension d'un niveau à un autre niveau. Mais dans le cas d'une tension continue, on doit avoir recours à une approche bien différente, en utilisant un hacheur.

Dans certaines applications industrielles, on doit transformer une tension continue quelconque en une tension continue supérieure ou inférieure. Par exemple, dans le cas d'**ALSAT-1** les panneaux solaire peuvent fournir une tension pouvant atteindre les 40V.

Dans ce chapitre, on présentera la régulation d'un type de convertisseur DC/DC ; à savoir un Buck (qui est un abaisseur de tension) par la technique à modulation de largeur d'impulsion (MLI).

3.2 Structure des systèmes étudiés

Dans ce chapitre, nous nous intéressons aux systèmes comportant des convertisseurs électroniques de puissance fonctionnant en mode complètement commandé dont la commande est réalisée par la technique de la modulation de largeur d'impulsions (MLI).

La structure de base de ce type de systèmes est représentée à la Figure 3.1 : le convertisseur électronique de puissance est constitué d'une matrice d'interrupteurs intercalée entre deux sous-systèmes électriques : un générateur d'énergie électrique et un récepteur. La commande de l'état des interrupteurs à semi-conducteurs qui constituent le convertisseur permet d'agir sur les connexions existant entre les n bornes de sortie du générateur et les m bornes d'entrée du récepteur et de gérer ainsi le transfert d'énergie entre ces deux sous-systèmes. Les signaux nécessaires à la commande des interrupteurs sont élaborés par une électronique de commande et de régulation qui le plus souvent détermine les intervalles de conduction des interrupteurs à partir de consignes reçues de l'extérieur et des mesures prélevées sur l'état du système.

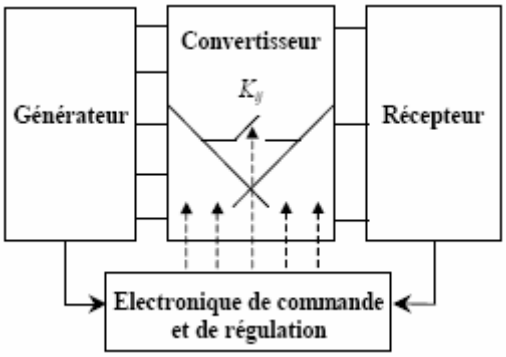


Fig.3.1 : Structure d'un système électronique de puissance.

3.3 Commande par modulation de largeur d'impulsions

La modulation de largeur d'impulsions (MLI ; en anglais : pulse width modulation, soit PWM), est une technique couramment utilisée pour synthétiser des signaux continus à l'aide de circuit à fonctionnement tout ou rien, ou plus généralement à états discrets.

Le principe général est qu'en appliquant une succession d'états discrets pendant des durées bien choisies, on peut obtenir en moyenne sur une certaine durée n'importe quelle valeur intermédiaire. Le principe donc est de générer un signal logique (valant 0 ou 1), à fréquence fixe mais dont le rapport cyclique est contrôlé numériquement. La moyenne du signal de sortie est égale au rapport cyclique.

Dans le cas de la commande MLI, on fait varier l'état des interrupteurs à une cadence qui ne dépend pas de la manière dont évoluent les grandeurs relatives aux systèmes interconnectés par le convertisseur électronique de puissance, cette cadence étant fixée essentiellement en fonction de la vitesse de commutation des interrupteurs.

Comme toute commutation revient à modifier le potentiel d'une borne d'accès du système à caractère de source de courant en la connectant d'une borne à une autre du système à caractère de source de tension, la commande par modulation en largeur d'impulsions ou commande MLI consiste à choisir une fréquence de commutation pour les interrupteurs et à fixer à l'intérieur de la période de commutation les intervalles de conduction des interrupteurs connectées à une borne de la « source de courant » en fonction d'un signal de référence qui correspond au potentiel souhaité pour cette borne.

Sous forme analogique ce type de commande est réalisé en comparant le signal de référence avec une ou plusieurs porteuses triangulaires (ou en dent de scie) dont la fréquence correspond à la cadence à laquelle on veut faire varier l'état des interrupteurs.

Sous forme numérique ce type de commande est réalisé en fixant à l'aide de « *timers* » les intervalles de conduction des différents interrupteurs sur chaque période ou chaque demi-période de modulation.
Mais d'autres lois de commande sont possibles : on peut par exemple générer la séquence de commande des interrupteurs de manière à imposer les courants aux bornes d'accès du système à caractère de source de tension [2, 8].

3.4 Application au hacheur fonctionnant en abaisseur de tension

Comme on l'a mentionné dans l'introduction, les hacheurs sont des convertisseurs statiques qui sont alimentés par des sources de tension continue et produisent aux bornes d'une charge une tension de valeur moyenne réglable [6].

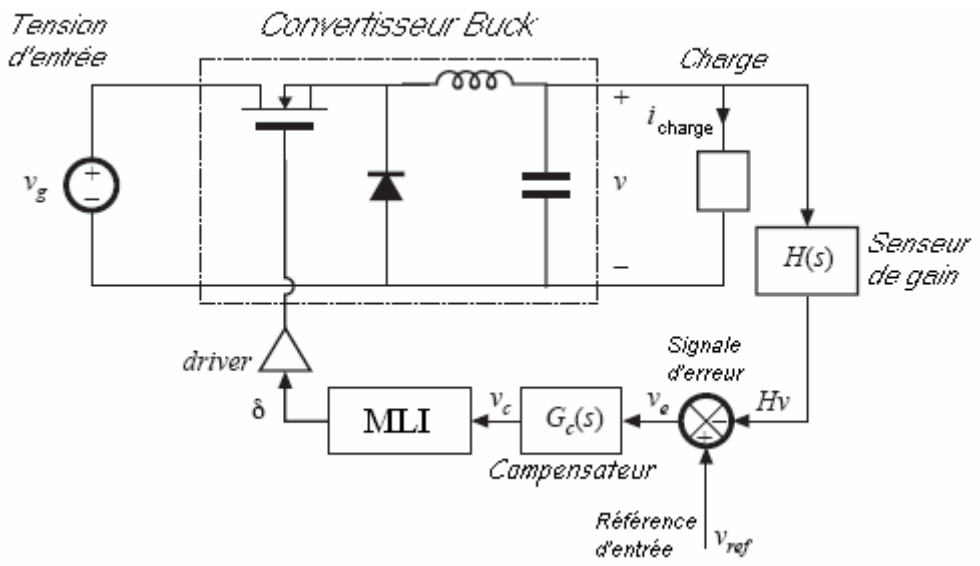


Fig.3.2 : Schéma de principe de la commande par MLI.

Un hacheur dévolteur inclut un interrupteur (transistor bipolaire, transistor MOSFET ou IGBT…) à commande unidirectionnelle et une diode à amorçage spontané. Ces derniers ne peuvent pas être en même temps à l'état ON, l'interrupteur est ON et/ou OFF une fois chaque période de commutation. Le type d'hacheur qu'on a utilisé est un hacheur convertisseur ***Buck*** qui fournit une tension moyenne aux bornes du récepteur, inférieure à celle de la source, et un courant moyen dans le récepteur supérieur à celui de la source.

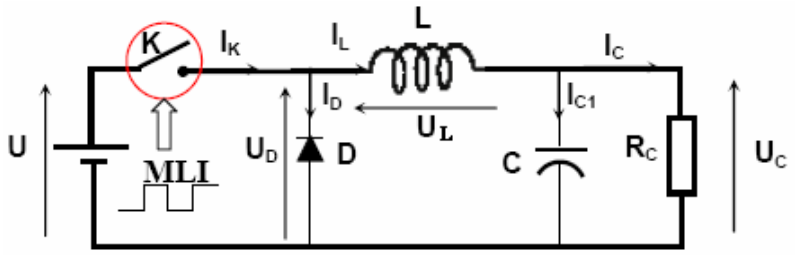


Fig.3.3 : Convertisseur abaisseur de tension.

Les éléments L et C forment un filtre dont le but est de limiter l'ondulation résultant du découpage sur la tension et le courant de sortie.

Le cycle de fonctionnement, de période de hachage T ($T = 1/f$), comporte deux étapes :

- Lors de la première, on rend l'interrupteur passant, K est fermé et la diode polarisée en inverse, est bloquée. Cette phase dure 'te' de 0 à DT, avec α compris entre 0 et 1. D est appelé rapport cyclique.
- Lors de la seconde, on ouvre K. La diode devient passante. Cette phase dure 'td' de DT à T.

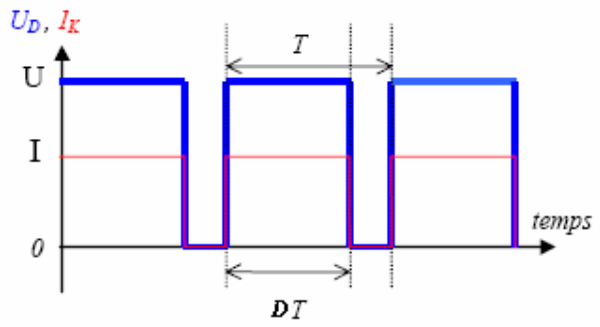


Fig.3.4 : Evolution de la tension et du courant au niveau des interrupteurs.

✓ **Première étape : K est à l'état ON** : $t_e = [0\ \ DT]$

Pendant l'intervalle te l'interrupteur K est fermé :

$I_K = I_S$, $I_D = 0$ la diode est bloquée

Nous avons alors : $U_C = U - U_L$

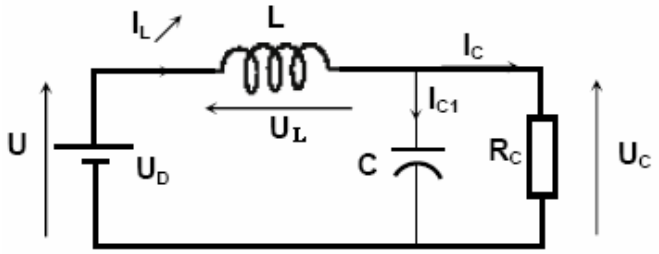


Fig.3.5 : Schéma équivalent du circuit pendant l'intervalle te.

On a $U_L = L\dfrac{di_L}{dt}$, le courant i_L circulant dans l'inductance ***L*** est croissant d'ou

t = 0 → $i_L = I_{\min}$, t = D_T → $i_L = I_{\max}$

on peut écrire : $U_L = L\dfrac{I_{\max} - I_{\min}}{t_e}$

ce qui donne :

$$U - U_C = L\frac{I_{\max} - I_{\min}}{t_e} \qquad (3.1)$$

Pendant cette durée de temps le courant de source I_S circule dans L et dans l'ensemble C et RC. Alors, sur une période l'énergie emmagasinée dans l'inductance (puis restitué) est inférieure à l'énergie fournie par la source et reçue par la charge (d'où le nom de convertisseur dévolteur).

- ✓ **2éme étape K est à l'état OFF** : $t_d = [DT\ \ T]$

Pendant l'intervalle ***td*** L'interrupteur K est ouvert :

$I_K = 0$, $I_D = i_L$ la diode devient spontanément passante

Par la même expression $U_L = L\dfrac{di_L}{dt}$ et $U_L = -U_C$

Ce qui implique $U_C = -L\dfrac{di_L}{dt}$, le courant i_L circulant dans l'inductance L est décroissant

On a donc $t = DT \rightarrow i_L = I_{\max}$, $t = T \rightarrow i_L = I_{\min}$

Soit :

$$U_C = -L\,\frac{I_{\min} - I_{\max}}{t_d} \qquad (3.2)$$

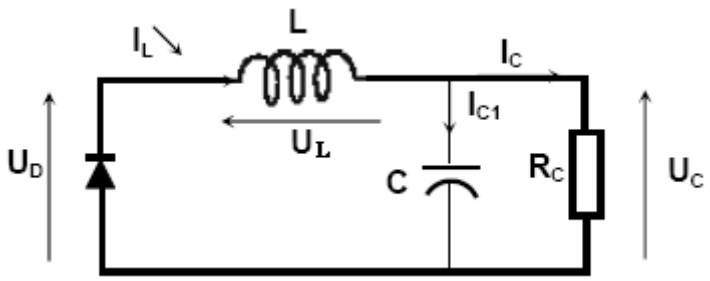


Fig.3.6 : Schéma équivalent du circuit pendant l'intervalle t_d.

en regroupant les deux équations (3.1) et (3.2)

$$L = (U - U_C)\frac{t_e}{I_{\max} - I_{\min}} = -U_C\,\frac{t_d}{I_{\min} - I_{\max}} \quad \text{avec } t_e = T - t_d$$

$U_C = U\,\dfrac{t_e}{T} = D \cdot U$ ou $D = \dfrac{t_e}{T}$ qui est le rapport cyclique utilisé pour la régulation de notre tension de sortie U_C ; l'évolution de cette dernière, en fonction de D, est indiquée par la figure 3.7 :

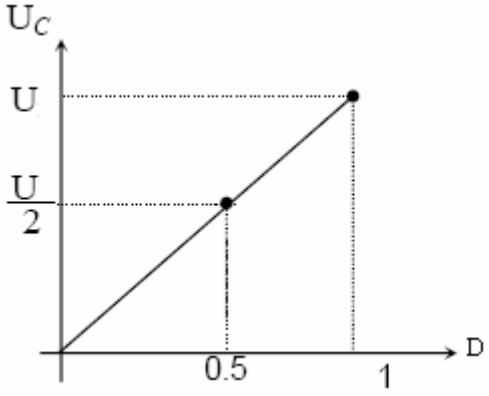


Fig.3.7 : La caractéristique de la tension sortie en fonction du rapport cyclique.

Il est à noter que la forme d'onde de différents paramètres est donnée par la figure (2.12) du chapitre précédant.

3.4.1 Détermination de la valeur des éléments

Les éléments sont, dans la plupart des cas, déterminés pour un fonctionnement en régime continu et à courant de sortie I_C nominal tout en se basant sur la figure 2.12.

1. Valeur de l'inductance ***L*** :

L'inductance L est déterminée à partir du temps de conduction t_e et de l'ondulation du courant Δi_L qui la traverse.

De la relation (3.1) on peut avoir $L = (U - U_C)\dfrac{t_e}{I_{\max} - I_{\min}}$

Ou encore : $L = \dfrac{U - U_C}{\Delta I_I} \cdot DT = \dfrac{U_C \cdot (1 - D)}{\Delta I_L \cdot f}$

D'où :

$$L = \frac{U - U_C}{K \cdot I_S} \cdot DT \qquad (3.3)$$

L en henrys, ***T*** en secondes, I_S étant le courant de sortie.

Sachant que, en régime continu, on peut définir l'ondulation du courant i_L en fonction du courant de sortie I_S .

$\Delta I_L = K \cdot I_S$ (en général K<1)

2. Valeur du condensateur ***C*** :

Sa valeur est conditionnée par l'ondulation de la tension de sortie ΔV_C. On utilise la méthode

de la variation de charge ΔQ.

La variation de la tension V_C est décalée dans le temps, par rapport à la variation du courant i_{C1}. L'évolution de V_C est positive tant que $I_L > I_C$. L'apport de charge ΔQ+ correspond à la surface de charge hachurée.

Ainsi : $\Delta Q+ = \dfrac{\Delta I_L}{8 \cdot f}$

$C = \dfrac{\Delta I_L}{8 \cdot f \cdot \Delta U_C}$ avec (***f***) la fréquence du de commutation en Hz, ***C*** en farads.

En utilisant la relation (3.1), on obtient :

$$C = \frac{(U - U_C) \cdot U_C}{8 \cdot U \cdot \Delta U_C \cdot L \cdot f^2} \tag{3.4}$$

avec ΔU_C ondulation crête à crête.

3.4.2 Ondulation admissible

Les valeurs des composants utilisés (***C, L***) influent directement sur l'allure du signal de sortie, il faut être judicieux dans notre choix de tel sort qu'il soit adéquat avec les exigences de notre application ; l'ondulation à la sortie est donnée par les équations qui suivent:

$$\Delta I_L = (U - U_C) \cdot \frac{t_e}{L} = \frac{(1 - D) \cdot D \cdot U}{L \cdot f} \tag{3.5}$$

$$\Delta U_C = \frac{(U - U_C) \cdot U_C}{8 \cdot U \cdot C \cdot L \cdot f^2} = \frac{(1 - D) \cdot D \cdot U}{8 \cdot C \cdot L \cdot f^2} \tag{3.6}$$

3.4.3 Analyse fréquentielle

En analysant attentivement l'alimentation abaisseuse de tension, on remarque que l'inductance et le condensateur forment un filtre du 2ème ordre où la résistance de charge joue le rôle d'amortissement.

En posant pour la fréquence de pulsation $f_P = \dfrac{1}{T_P}$

et pour le filtre, une fréquence de coupure donnée par $f_C = \dfrac{1}{2\pi \cdot \sqrt{LC}}$

on obtient, à l'aide de la relation 2.6, pour l'ondulation relative de tension

$$\frac{\Delta U_C}{U_C} = \frac{\pi^2}{2} \cdot (1 - D) \cdot \left(\frac{f_C}{f_P} \right)^2 \tag{3.7}$$

3.4.4 Les différents modes de conduction

On distingue deux modes de fonctionnement, mode à conduction continue et deuxième à conduction discontinue.

3.4.4.1 Mode de conduction continu

Le courant de sortie dans ce cas est suffisamment fort et le courant dans l'inductance ne s'annule jamais (figure 3.8), même avec l'ondulation due au découpage.

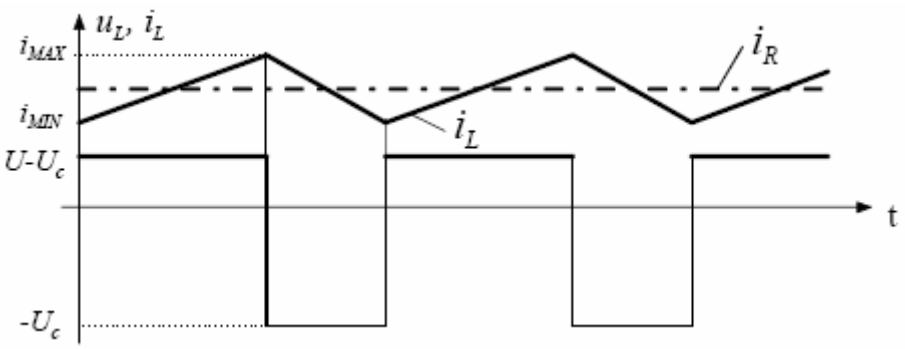


Fig.3.8 : Tension et courant d'inductance en mode continu.

3.4.4.2 Mode de conduction discontinu

Dans le second cas, le courant de sortie moyen est bien entendu positif, mais, en raison de sa faible valeur moyenne, l'ondulation du courant dans l'inductance peut amener ce dernier à s'annuler. Or, les interrupteurs étant unidirectionnels, le courant ne peut changer de signe et reste à 0 (figure 3.9).

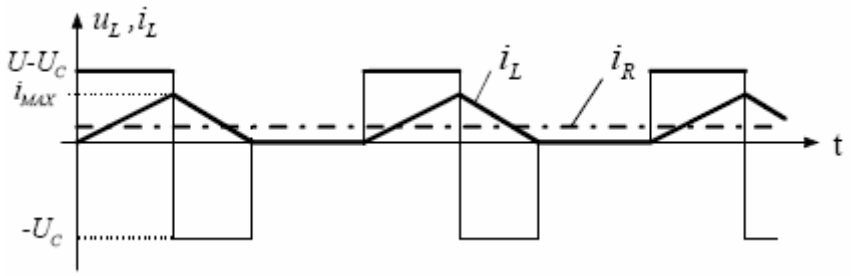


Fig.3.9 : Tension et courant d'inductance en mode discontinu.

3.4.4.3 Mode de conduction critique

Ce mode correspond à un cas particulier intermédiaire entre les deux modes qui précédent. Il consiste à un courant dans la bobine qui s'annule instantanément (figure 3.10).

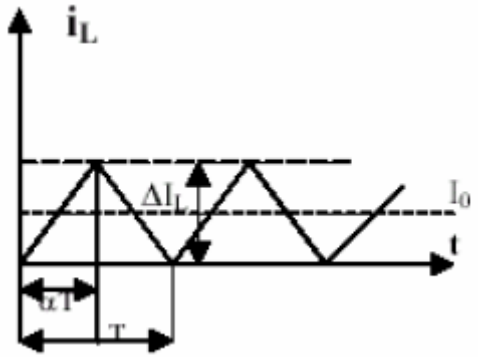


Fig.3.10 : Courant d'inductance en mode critique.

3.4.6 Conception du filtre

On considère le circuit électrique schématisé ci-dessous, dans un premier temps, nous écrivons les équations régissant le fonctionnement.

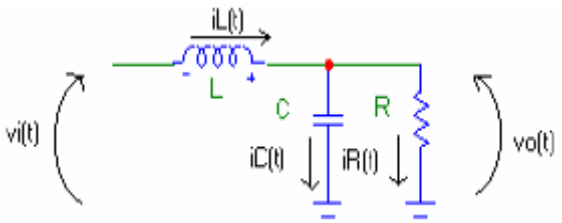


Fig.3.11 : Schéma électrique du filtre.

$$V_o(t) = R \cdot i_R(t) \tag{3.8}$$

$$V_i(t) - V_o(t) = L \cdot \frac{di_L(t)}{dt} \tag{3.9}$$

$$i_C = C\frac{dV_o(t)}{d(t)} \tag{3.10}$$

Où $V_i(t) = d(t)$

La combinaison des équations (3.8), (3.9) et (3.10) mène à l'équation différentielle suivante :

$$\frac{d^2V_o(t)}{dt^2} + \frac{1}{RC} \cdot \frac{dV_o(t)}{dt} + \frac{1}{LC} \cdot V_o(t) = \frac{1}{LC} \cdot d(t) \tag{3.11}$$

En appliquant la transformée de Laplace à l'équation (3.11) on obtient la fonction de transfert correspondant au filtre, on suppose les conditions initiale sont égales à zéro.

$$\frac{V_o(s)}{D(s)} = \frac{\frac{1}{LC}}{s^2 + \frac{s}{RC} + \frac{1}{LC}} \tag{3.12}$$

L'équation (3.12) ressemble à la forme d'un polynôme typique dont la fonction de transfert est donnée par l'équation :

$$H(s) = \frac{\omega_0^2}{s^2 + 2\xi\omega_0 s + \omega_0^2} \tag{3.13}$$

Ou le paramètre ξ est le facteur d'amortissement et ω_0 est la pulsation du pole. La même équation peut être écrite sous la forme ou Q est le facteur de forme.

$$H(s) = \frac{\omega_0^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q} \cdot s + \omega_0^2} \tag{3.14}$$

$$p_1, p_2 = -\frac{\omega_0}{2Q} \pm j\omega_0 \cdot \sqrt{1 - \left(1/4Q^2 \right)} \tag{3.15}$$

Le paramètre $\boldsymbol{Q}$ détermine la distance des pôles à l'axe des imaginaires; les pôles de la fonction $H(s)$ sont complexes pour des valeurs de ($Q > 0.5$). Plus la valeur de $\boldsymbol{Q}$ est grande et plus la réponse du filtre devient plus sélective. Une valeur infinie de $\boldsymbol{Q}$ localise les pôles sur l'axe des imaginaires.

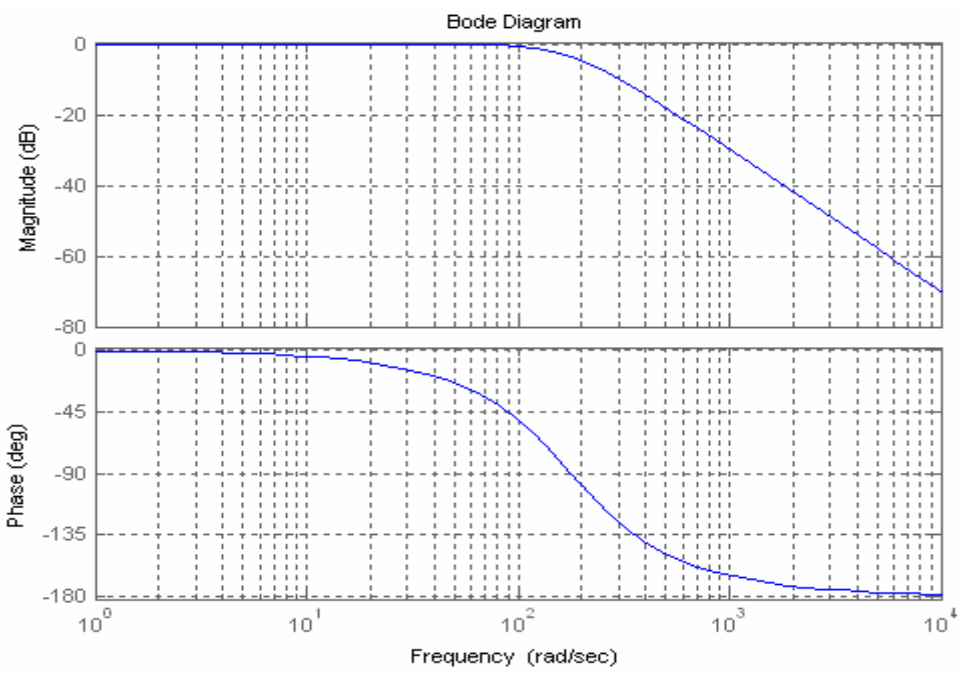


Fig.3.12 : Diagramme de BODE de la fonction de transfert.

3.5 Résultats de simulation

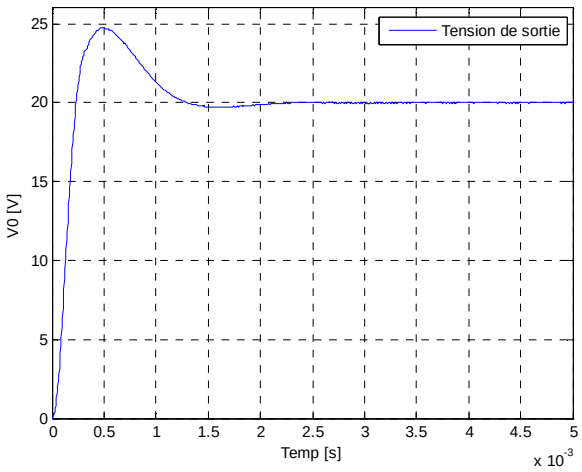
On présente ici quelques résultats obtenus par des simulations numériques concernant l'analyse des performances de ce type de commande appliquée à un convertisseur DC-DC.
Les valeurs des éléments sont ceux du convertisseur Buck d'**ALSAT-1** et sont données par le tableau 1:

V_{in}	V_O	f_c	L	C	Charge
$40V$	$20V$	$100\,Khz$	$125\,\mu H$	$250\,\mu F$	$15\,\Omega$

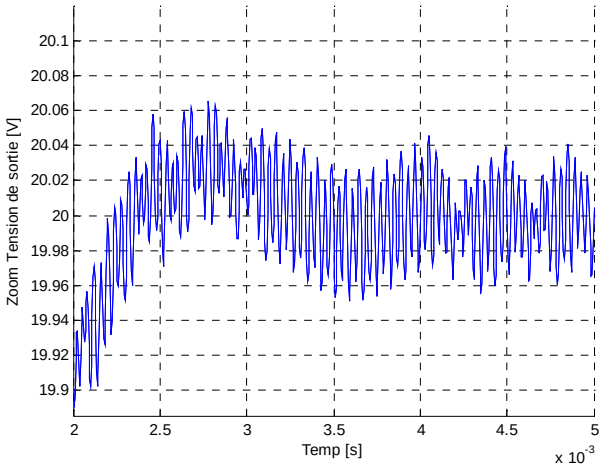
Tableau 1 : Valeurs des éléments du convertisseur Buck

Les figures (3.13 et 3.14 et 3.15) représentent l'allure de la tension V_o, du courant dans l'inductance et du courant de sortie ainsi que la forme d'onde des ondulations résiduelles. On remarque qu'il y'a un pic de valeur assez importante, de même pour la tension de sortie l'établissement de l'état d'équilibre passe par un pic maximal et un pique minimal (*overshoot*). Un zoom sur cette dernière montre la présence d'ondulations résiduelles dont la forme d'onde a subit une déformation due au phénomène de décrochage synchrone. Le courant d'inductance est aussi affecté par ce phénomène.

Les figures (3.16, 3.17, 3.18 et 3.19) illustrent l'influence de la variation de la valeur de la charge sur le courant et la tension de sortie ainsi que le courant de l'inductance. L'augmentation de la valeur de la charge engendre une augmentation du temps de réponse avec élargissement du pic à l'état transitoire et une diminution de l'amplitude pic à pic de l'ondulation résiduelle de la tension de sortie, par contre l'augmentation de la valeur de la charge engendre une diminution de la valeur du courant de sortie.
Cependant, la valeur de la fréquence de commutation influe sur l'amplitude du pic à l'état transitoire et sur l'amplitude crête à crête des ondulations; en effet l'amplitude diminue avec l'augmentation de la fréquence (figure 3.19).

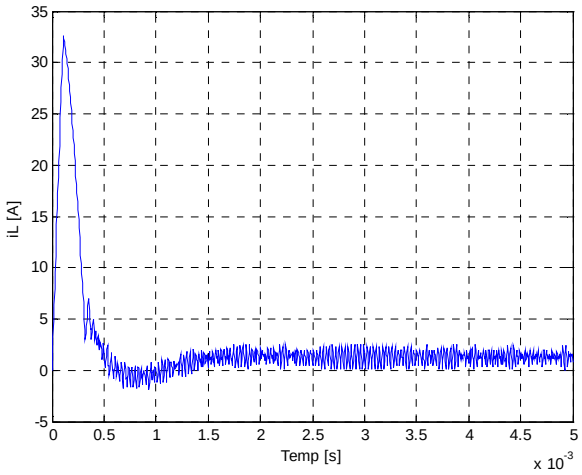


(a)

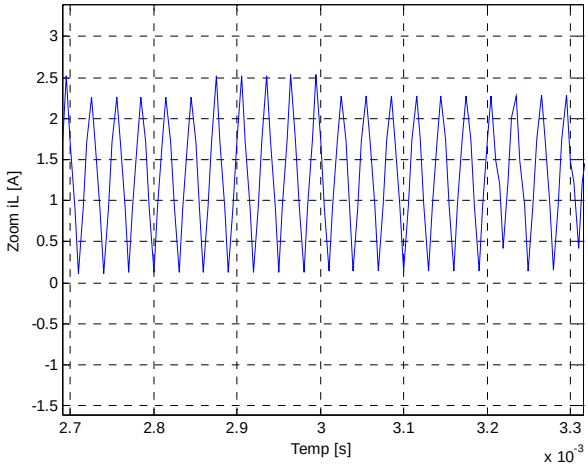


(b)

Fig.3.13 : Tension de sortie.



(a)



(b)

Fig.3.14 : Courant d'inductance.

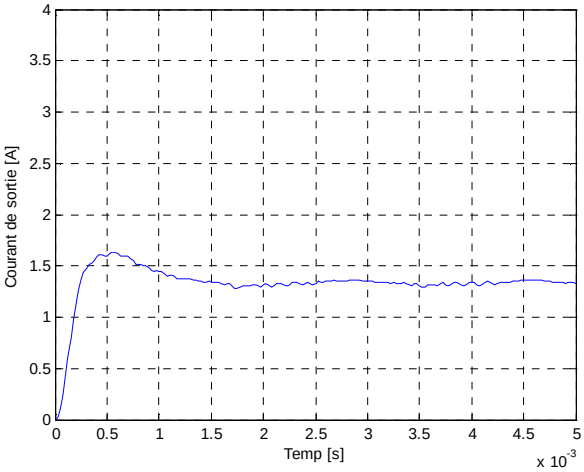
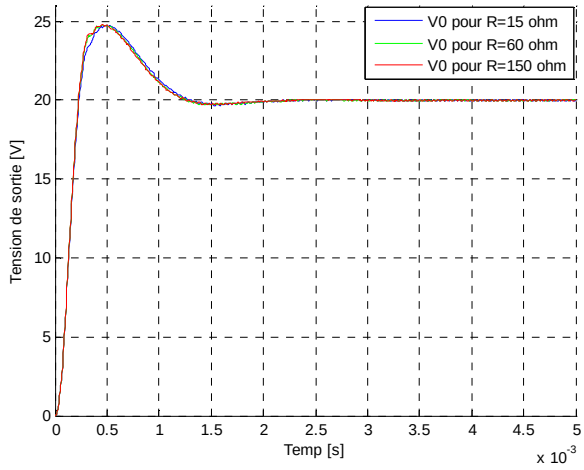
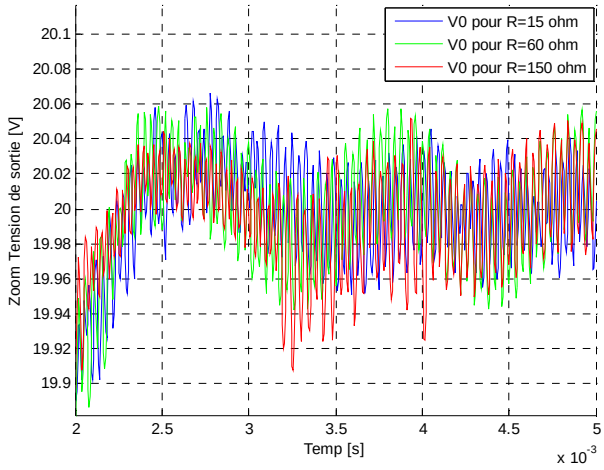


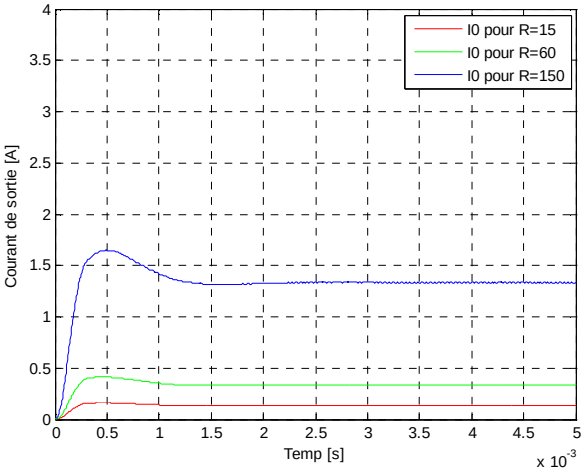
Fig.3.15 : Courant de sortie.



(a)

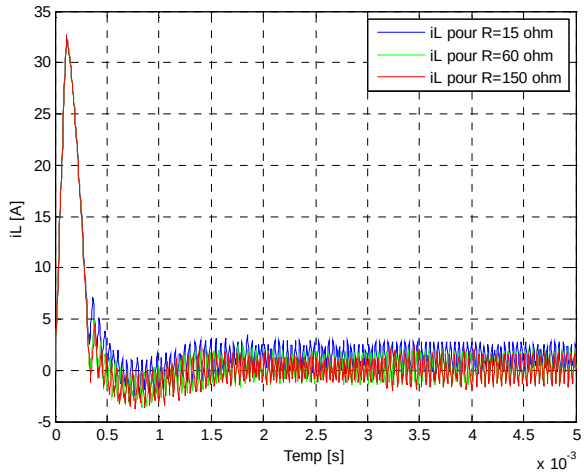


(b)

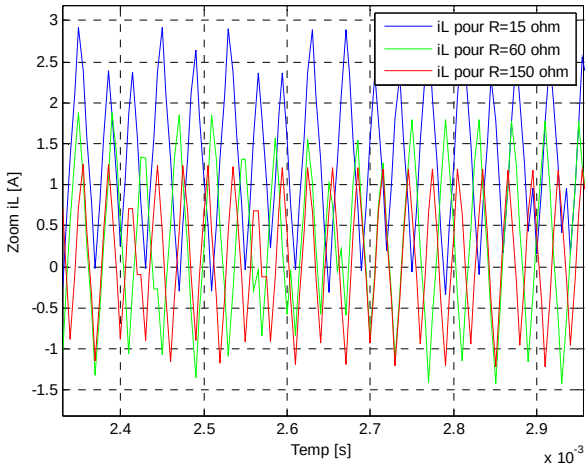


(c)

Fig.3.16 : Tension et courant de sortie pour différentes valeurs de la charge

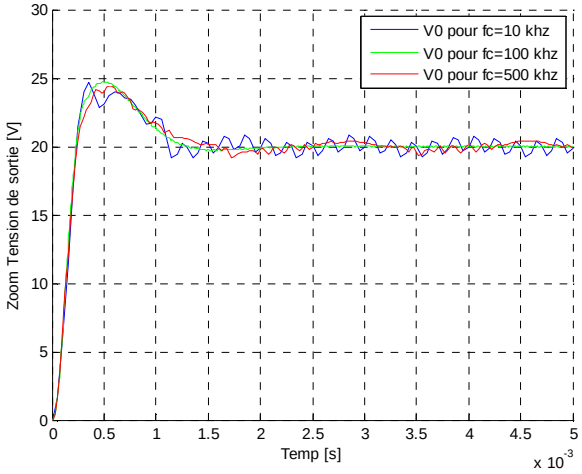


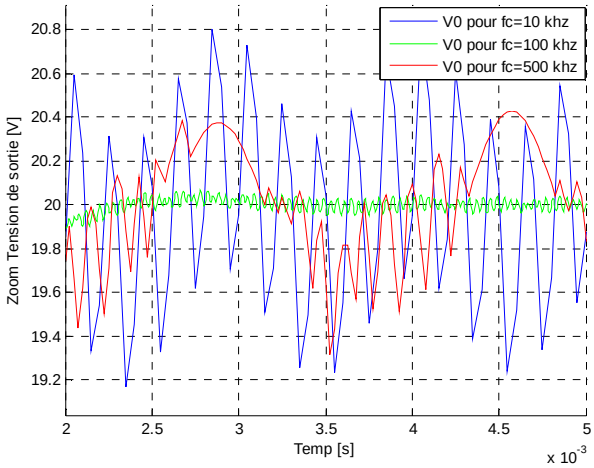
(a)



(b)

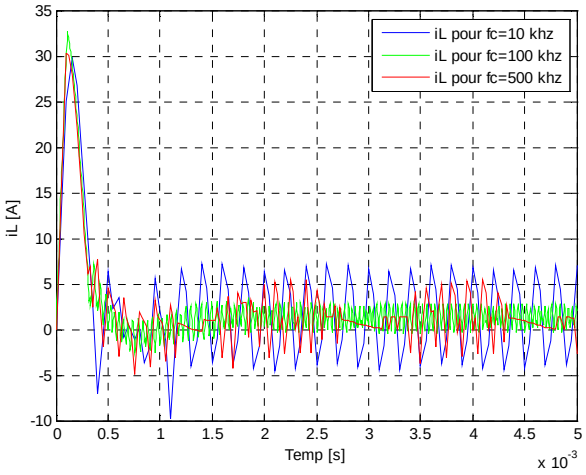
Fig.3.17 : Courant d'inductance pour différentes valeurs de la charge

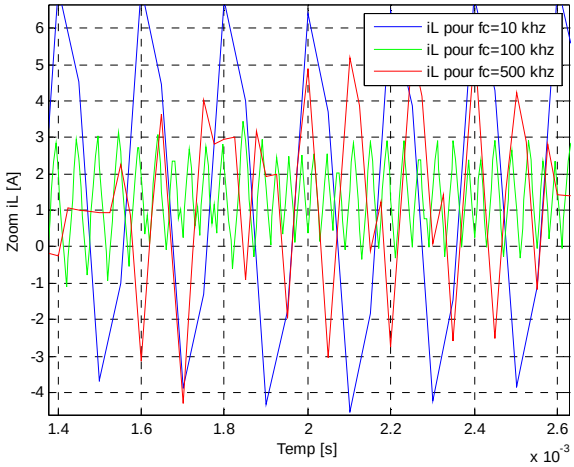




(a) (b)

Fig.3.18 :Tension et courant de sortie pour différentes valeurs de la fréquence de commutation.





(a) b)

Fig.3.19 : Courant d'inductance pour différentes valeurs de la fréquence de commutation.

3.6 Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté une approche concernant la commande des convertisseurs DC/DC par la modulation de largeur d'impulsion. L'étude et les résultats numériques obtenus ont démontré l'efficacité de cette technique en termes de rendement et de simplicité à mettre en œuvre. Cependant, elle présente toute fois l'inconvénient d'avoir un pic d'amplitude assez important à l'état transitoire qui doit être pris en considération et présente aussi le problème de dégradation de la forme d'onde due au phénomène de décrochage synchrone qui reste dans le cas des convertisseurs DC/DC moins important.

Une exploitation efficace des commandes du convertisseur DC/DC appliquées au sous système énergie de bord nécessite l'introduction de régulateurs tels que les modes glissants permettant de stabiliser la dynamique avec un comportement plus robuste et une adaptation qui prend en charge les non linéarités. Ce type de régulateurs fera l'objet d'un développement exposé au chapitre suivant.

Chapitre IV

Commande des Convertisseurs DC-DC Par Mode Glissant

Chapitre 4

Commande des Convertisseurs DC-DC par Mode Glissant

4.1 Introduction

La théorie des systèmes à structure variable (ssv) et les modes glissants associés [4] a fait l'objet d'études détaillées au cours des clinquantes dernières années aussi bien par les chercheurs soviétiques, que par les chercheurs des autres pays. La discussion qui a eu lieu au premier congrès de l'IFAC en 1960 entre Neimark et Fllipov a été concluant dans la mesure où un nouveau problème sur la théorie des modes glissant a été posé. Ce n'est que durant cette discussion que l'ambigüité de la détermination du comportement dynamique du système commandé sur la surface de commutation a été levée.

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

- ✓ La trajectoire de l'état du système en mode de glissement appartient à une variété (surface) de dimension inferieure à celle de l'espace d'état. Par conséquent l'ordre des équations différentielles régissant le fonctionnement du système en mode de glissement est réduit.
- ✓ La dynamique du système en mode de glissement est déterminée uniquement par le choix des coefficients de la surface de glissement.
- ✓ Sous certaines conditions similaires aux systèmes dont la commande est à fort gain, la technique des modes glissants est robuste par rapport aux variations de certains paramètres.
- ✓ La théorie des modes glissants s'adapte bien pour les systèmes dont la commande est discontinue. Ce qui est le cas pour les convertisseurs électriques qui sont bâtis autour d'interrupteur qui ne fonctionnent qu'en mode discontinue (tout ou rient).

L'intérêt récent accordé à cette technique de commande est dû essentiellement à la disponibilité d'une part d'interrupteurs de plus en plus performants grâce au développement de la microélectronique et d'autre part de microprocesseur de technologie avancée, grâce au

développement de la micro-informatique pour la commande en temps réel des systèmes dynamiques. Pour un aperçu général des différentes applications de cette technique de commande et des résultats théoriques se référer à l'article de Utkin [15].

Récemment, H. Sira-Ramirez [16] a utilisé des notions de géométrie différentielle, pour analyser et synthétiser des régimes glissants pour les systèmes non linéaires analytiques et linéaires par rapport à la commande, dont la structure varie. Par ailleurs, H. Sira-Ramirez a montré que, sous certaines conditions, la commande par mode glissant est équivalente à la commande par modulation de largeur d'impulsions.

Dans ce chapitre, on s'intéresse en premier lieu à la théorie des modes glissants, nous rappellerons les relations de base des modes glissants vue sous l'angle géométrie différentielle. Dans la seconde partie, nous évoquerons l'application de la théorie des modes glissants pour le contrôle du convertisseur DC-DC implanté au niveau du système énergie de bord d'ALSAT-1. Par la suite, des études comparatives seront faites avec la technique MLI afin de valider l'approche utilisée de point de vue robustesse et performance du système.

4.2 Configuration de base pour les systèmes à structure variable

Dans les systèmes de commande à structure variable, on peut distinguer deux configurations de base différentes. La première configuration change de structure par commutation d'une contre-réaction d'état variable (figure 4.1.a), tandis que la deuxième configuration change la structure par commutation au niveau de l'organe de commande [5].

- La Figure 4.1 définie une configuration permettant un changement de la structure par commutation entre deux retour d'état.

Suivant que $s(x_s)$ est positif ou négatif, la commande u est donnée par :

$$\begin{cases} u = s(x_s) = -k_1^T x_s & si \quad s(x_s) > 0 \\ u = s(x_s) = -k_2^T x_s & si \quad s(x_s) < 0 \end{cases}$$

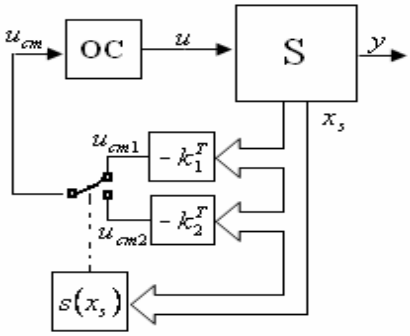


Fig.4.1 : Configuration par changement par retour d'état.

En mode glissant, le système évolue sur la surface de glissement, par conséquent $s(x_s) = 0$.

- La Figure (4.2) présente une autre configuration permettant la variation de la structure du système par simple commutation d'interrupteur. Ce qui est le cas pour les convertisseurs électriques.

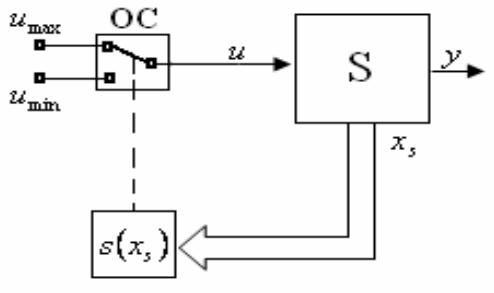


Fig.4.2 : Configuration en changeant la structure par commutation d'interrupteur.

Seule l'information sur le signe de la fonction $s(x_s)$ suffit pour décider de l'ouverture ou de la fermeture de l'interrupteur pilotant le convertisseur. Dans ce cas de configuration, la logique de commutation est donnée par :

$$\begin{cases} u_{\max} & si \quad s(x_s) > 0 \\ u_{\min} & si \quad s(x_s) < 0 \end{cases} \tag{4.1}$$

Lorsque le régime glissant est atteint, les variables d'état sont reliées entre elles par la relation $s(x_s) = 0$. La trajectoire de l'état du système :

$$\dot{x} = \frac{dx}{dt} = f(x) + g(x)u \tag{4.2}$$

Soumis à la logique de commutation (4.1) est définie partout sauf sur la surface de discontinuité (S). Plusieurs définitions ont été proposées pour décrire la solution de (4.2) et (4.2) lorsque le régime glissant existe localement sur (S).

4.3 Solution des systèmes dynamiques à seconde membre discontinu

La méthode de Fillipov [17] est l'une des premières méthodes qui a montré l'existence et l'unicité de la solution des systèmes dynamiques à seconde membre discontinu en régime glissant. Fillipov a définie un champ de vecteur moyen décrivant la trajectoire d'état en mode glissant idéal. Ce champs de vecteur moyen est obtenu par la moyenne géométrique ou pour une combinaison convexe des champs de vecteurs définis de chaque coté de (S) (Figure 4.3). Ce champ de vecteur moyen est

tangentiel à la surface de glissement où le mode glissant existe.

4.3.1 Méthode de Fillipov

Soit le système non linéaire suivant :

$$\dot{x} = f(x,t,u) \tag{4.3}$$

f la fonction du système; x les états du système;

et u : la commande non linéaire de type discontinue.

$$u = \begin{cases} u^{+}(x,t) & si \quad s(x,t) < 0 \\ u^{-}(x,t) & si \quad s(x,t) < 0 \end{cases} \tag{4.4}$$

Il est montré par Fillipov [17] que la trajectoire d'état du système (4.2) avec la loi de commande (4.4) en régime glissant ($s(x,t) = 0$) est donnée par la relation suivante:

$$\dot{x} = \alpha f^{+} + (1-\alpha) f^{-} = f^{0} \tag{4.5}$$

Avec $0 \le \alpha \le 1$

$$f^{+} = f(x,t,u^{+}) \qquad et \qquad f^{-} = f(x,t,u^{-}) \tag{4.6}$$

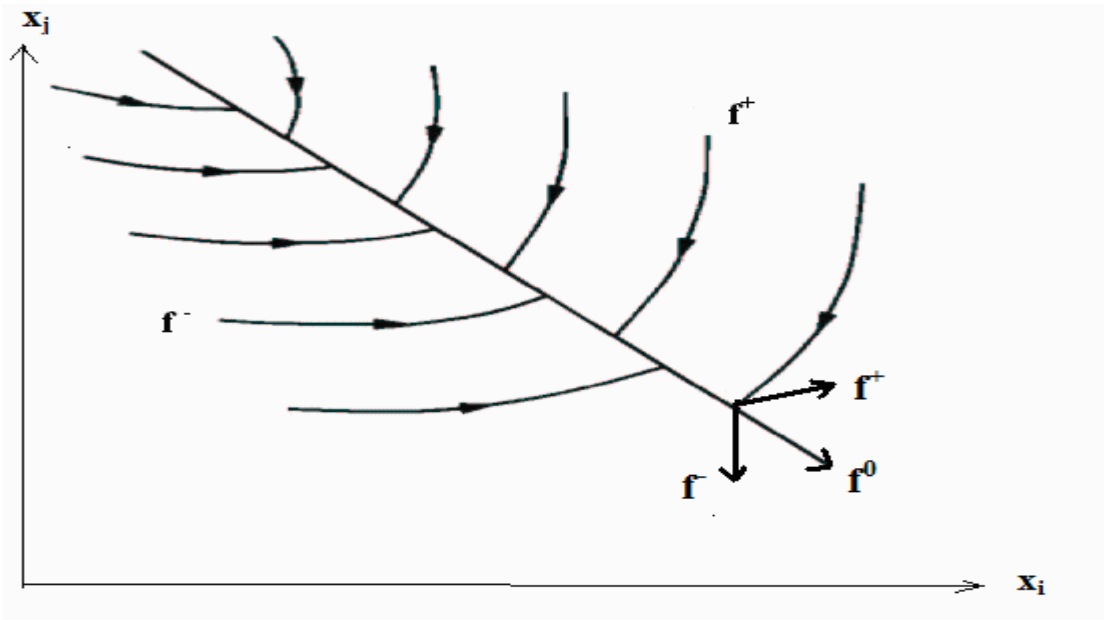


Fig.4.3 : Construction du champ de vecteur moyen f^0 a partir des champs f^+ et f^-

En mode glissant : $s(x,t) = 0$

Et $$\frac{ds(x,t)}{dt} = (\frac{ds}{dx})T f^{0} + \frac{\partial s}{\partial t} =< ds, f^{0} > + \frac{\partial s}{\partial t} = 0 \tag{4.7}$$

D'où $$\alpha = \frac{< ds, f^- > + \frac{\partial s}{\partial t}}{< ds, f^- - f^+ >} \tag{4.8}$$

En utilisant l'expression de α dans (4.4), on obtient l'équation d'état décrivant le système en régime glissant d'après Fillipov.

$$\dot{x} = [\frac{< ds, f^- > + \frac{\partial s}{\partial t}}{< ds, f^- - f^+ >}]f^+ - [\frac{< ds, f^+ >}{< ds, f^- - f^+ >}]f^- = f^0 \tag{4.9}$$

La méthode de Fillipov est une des possibilités permettant la détermination de la trajectoire d'état en mode de glissement. Une autre méthode, appelée méthode de commande équivalent, à été proposée par Utkin [15].

4.3.2 Méthode d'Utkin: commande équivalente

Pour un système décrit par l'équation d'état suivant :

$$\dot{x} = f(x,t) + g(x,t)u \tag{4.10}$$

En régime de glissement $s(x,t) = 0$ (4.11)

Et $$\frac{ds(x,t)}{dt} = (\frac{\partial s}{\partial x})T\frac{dx}{dt} + \frac{\partial s}{\partial t} = (\frac{\partial s}{\partial x})T[f(x,t) + g(x,t)u_{eq}] + \frac{\partial s}{\partial t} = 0 \tag{4.12}$$

Avec u_{eq} la commande équivalente [3,15], déterminée à partir de (4.12) par:

$$u_{eq}(x,t) = -[(\frac{\partial s}{\partial x})Tg(x,t)]^{-1}\left\{(\frac{\partial s}{\partial x})Tf(x,t) + \frac{\partial s}{\partial t}\right\} \tag{4.13}$$

Avec la condition $[(\frac{\partial s}{\partial x})Tg(x,t)] \neq 0$

En remplacent l'expression de $u_{eq}(x,t)$ dans (4.9), on obtient la trajectoire d'état en mode glissant:

$$\dot{x} = \left\{1 - g(x,t)[(\frac{\partial s}{\partial x})Tg(x,t)]^{-1}\frac{\partial s}{\partial x}T\right\}f(x,t) - g(x,t)\left\{[(\frac{\partial s}{\partial x})Tg(x,t)]^{-1}\right\}\frac{\partial s}{\partial t} \tag{4.14}$$

La commande équivalente est interprétée physiquement comme étant une fonction continue représentant la moyenne des commutations successives de u entre $u_{\max}$ *et* $u_{\min}$ (Figure 4.4)

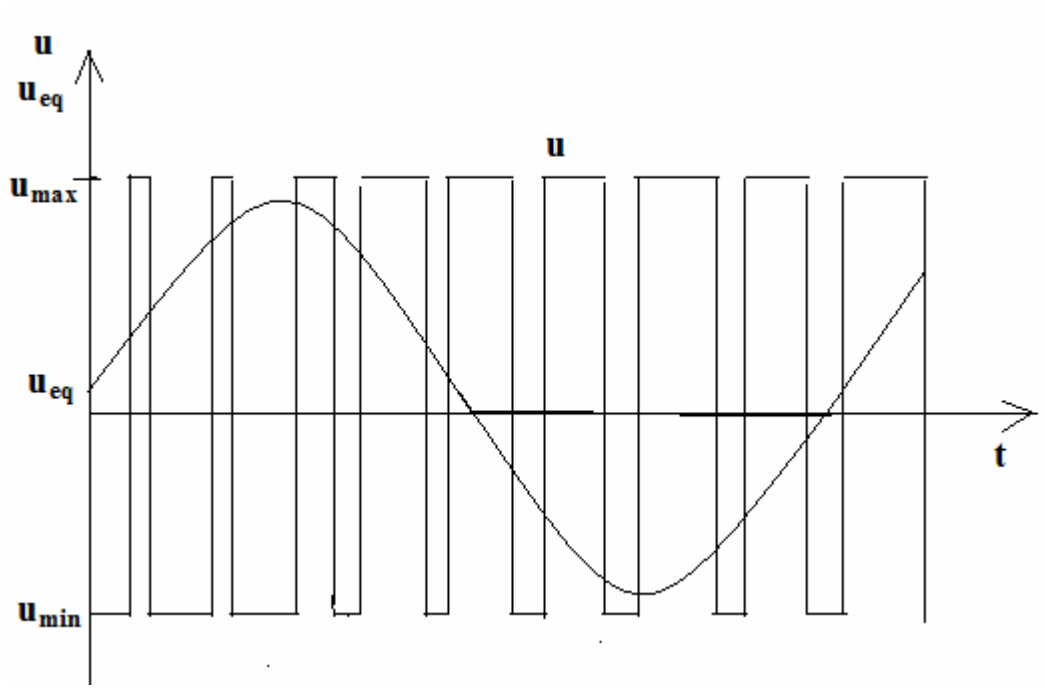


Fig.4.4 : Commande équivalente et commande réelle.

4.3.3 Principe de commande par mode de glissement :

Soit le système dynamique non linéaire analytique:

$$\dot{x} = \frac{dx}{dt} = f(x) + g(x)u \qquad (4.15)$$

Ou $x \in X$ un ouvert de R^n et u la fonction commande (éventuellement discontinue)

$u \quad :R^n \Rightarrow R, f(x) et\ g(x)$ des champs de vecteurs définis dans un ouvert de $R^n\ X$ avec

$g(x) \neq 0 \forall x \in X$

Soit (s) une fonction continue $u \quad :x \Rightarrow R$, dont le gradient est non nul sur X, l'ensemble

$$S = \{x \in R^n : s(x) = 0\ \} \qquad (4.16)$$

Définit une sous variété (surface) régulière de dimension (n-1) dans X, connue aussi comme variété de glissement ou surface de glissement.

La loi de commande par structure variable est obtenue en imposant à la fonction commande un des deux retour d'état dépendant du signe de s(x) :

$$u = \begin{cases} u^+(x) & si \quad s(x) < 0 \\ u^-(x) & si \quad s(x) < 0 \end{cases} \qquad (4.17)$$

Avec $u^+(x)\ et\ u^-(x)$ représente les bonnes extrémales de la fonction commande u, sont supposées

être des fonctions continues en x, avec $u^{+}(x) > u^{-}(x)$ localement dans X. soit $L_h s$ la dérivée directionnelle de la fonction scalaire s suivant le champ de vecteur h.

Supposons que comme résultat de cette politique de commande (4.17), la trajectoire d'état atteint la surface de commutation et est contrainte à se mouvoir au voisinage de S. On dit que le régime glissant existe sur S [4,15] chaque fois que :

$$\lim_{s\to 0^{+}} \quad L_{f+gu^{+}} s < 0 \qquad \lim_{s\to 0^{--}} \quad L_{f+gu^{-}} s > 0 \tag{4 18}$$

soit ds , le gradient de s(x) et <.,.> le produit scalaire de deux vecteur ou covecteurs.

La condition (4.18) peut s'écrit aussi

$$\lim_{s\to 0^{+}} < ds, f + gu^{+} > \ < 0 \ \lim_{s\to 0^{-}} < ds, f + gu^{-} > \ > 0 \tag{4.19}$$

L'interprétation de ces inégalités sur S est que les projections des champs de vecteurs $f + gu^{+}$

$f + gu^{+}$ sur le vecteur gradient à S sont de signes contraires, par conséquent les champs commandés se dirigent vers la surface de commutation s.

4.3.4. Condition d'invariance de la variété (surface) s.

Lorsque la trajectoire d'état se dirige vers la surface de commutation, elle est amenée à osciller autour de la surface de commutation sous l'influence de la commande discontinue (4.17). Dans ces conditions, on dit que le système est en régime glissant, et le mouvement glissant idéal est décrit en utilisant *les conditions d'invariance* suivant [3] :

$$s(x) = 0 \qquad , \ L_{f+gu} s =< ds, f + gu_{eq} >= 0 \tag{4.20}$$

$u_{eq}(x)$ est une loi de commande continue pour laquelle s est une variété intégrale locale ou une variété locale invariante. A partir de la définition de la dérivée directionnelle et tenant compte de (4.20), la commande équivalente est donnée explicitement par :

$$u_{eq}(x) = -\frac{L_f s}{L_g s} = -\frac{< ds, f >}{< ds, g >} = \left(\left(\frac{\partial s}{\partial x}\right)^{T} g\right)^{-1} \left(\frac{\partial s}{\partial x}\right)^{T} f \tag{4.21}$$

Soit $\Delta_s(x)$ un sous espace de l'espace tangent à X en x, notée par $T_x X$, tel que

$$< ds, \Delta_s(x) >= 0 \quad \Delta_s(x) = \ker ds(x) \tag{4.22}$$

$\Delta_s(x)$ est appelée distribution glissant associe à S.

Les conditions (4.20) peuvent s'écrit simplement comme :

$$f + gu_{eq} \in \ker \ ds = \Delta_s(x) \tag{4.23}$$

Le système régit par $\dot{x} = \frac{dx}{dt} = f(x) + g(x)u_{eq}(x)$ décrit la dynamique en mode de glissement idéal.

4.4 Application des modes glissants à la commande d'un convertisseur DC -DC

Le principe général des convertisseurs DC/DC consiste à stocker temporairement de l'énergie dans une inductance (champ magnétique) ou une capacité (champ électrique). Cette énergie est ensuite restituée à la charge par exemple le cas des convertisseurs statique : buck et boost… .

Le Buck (ou abaisseur de tension - hacheur) convertit une tension d'entrée en une tension régulée inférieure à celle-ci. La Figure .4.5 représente un circuit simplifié de convertisseur continue-continue Buck.

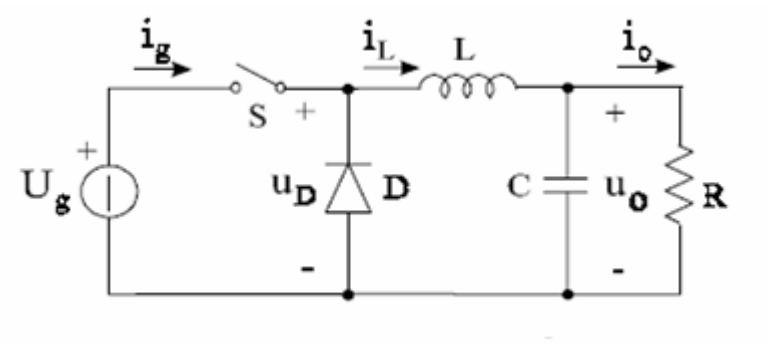


Fig.4.5: Schéma du convertisseur DC-DC (Buck).

4.4.1 Modèle mathématique du hacheur :

La Figure (4.5) représente le schéma du hacheur. Il est constitué d'une source de tension ***Ug*** c'est le panneau solaire du satellite, d'une inductance de lissage ***L***, d'un interrupteur contrôlé S, d'une diode de roue libre D, d'une capacité de filtrage **C**, et finalement de la charge **R**.

Dans notre étude, on suppose que notre système fonctionne en régime continu, c'est-à-dire que le courant dans l'inductance de lissage ne s'annule pas. Le modèle mathématique du hacheur peut être déduit en appliquant la loi de Kirchhoff dans le cas où l'interrupteur est passant, et dans le cas où il est bloquant. Les équations (4.24) représentent le modèle du hacheur c-à-d en régime continue dans l'espace d'état:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = -\dfrac{x_1}{LC} - \dfrac{dx_2}{RC} + \dfrac{U_g}{LC}u - \dfrac{U_0^*}{LC} \end{cases} \tag{4.24}$$

Avec x_1, x_2 *et* $\dot{x}_1, \dot{x}_2$ les états et leurs dérivés respectivement et $\boldsymbol{u}$ est la commande de forme discontinue commutative ON-OFF (0 ou 1) on peut alors écrire :

$$\dot{x} = Ax + Bu + D \tag{4.25}$$

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\dfrac{1}{LC} & -\dfrac{1}{RC} \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0 \\ \dfrac{U_g}{LC} \end{bmatrix}, D = \begin{bmatrix} 0 \\ -\dfrac{U_o^*}{LC} \end{bmatrix} \tag{4.26}$$

Dans le cas convertisseurs classiques, le facteur d'atténuation de ce système du second ordre est inférieur à 1, résultant des valeurs propres conjuguées complexes avec une partie réelle négative. La trajectoire de phase correspondant aux sous-structures u = ±1 est montrée dans la figue.4.6 pour différentes valeurs des conditions initiales [18,19].

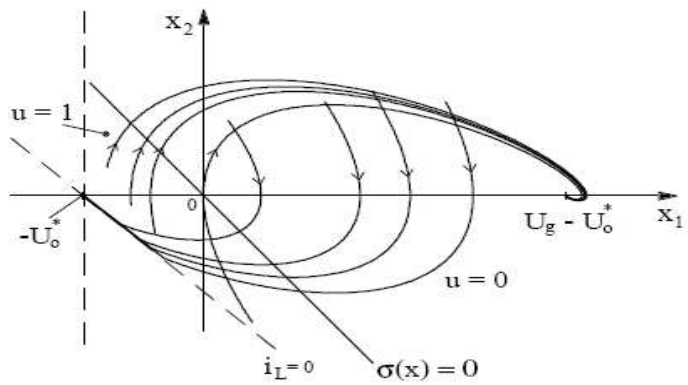


Fig.4.6: Trajectoire de phase symbolique du Buck sans réglage.

Il est commode de choisir la surface de glissement comme combinaison linéaire des variables d'état puisqu'il c'est très simple à implémenter dans un système de contrôle réel et ceci permet l'utilisation de la méthode de contrôle équivalente pour décrire la dynamique du système en modes glissants (Annexe A3). Ainsi, nous pouvons écrire [18, 20] :

$$\sigma(x,t) = G^T x = g_1.x_1 + x_2 = 0 \tag{4.27}$$

Avec $\sigma(x,t)$ c'est la surface de glissement de (4.11) $s(x,t)$,

où $G^T = [g\ ,1]$ est le vecteur des coefficients de la surface de glissement correspondant à G (le coefficient g_2 a été choisi égal à 1 sans perte de généralités).

4.4.2 Condition d'existence :

A partir l'équation (4.24) on peut localiser les limites du régime glissant du convertisseur (Buck) a travers les grandeur : courant de l'inductance ; la tension d'entrée et de consigne ; la surface de glissement respectivement ($\mathbf{i_L}$, $\mathbf{U_g}$,$\mathbf{U_0^*}$, $\mathbf{G^T}$=[g ,1]),

$$\dot{\sigma}(x) = \begin{cases} G^T Ax + G^T Bu^+ + G^T D < 0 & Si \quad \sigma(x) > 0 \\ G^T Ax + G^T Bu^- + G^T D > 0 & Si \quad \sigma(x) < 0 \end{cases} \tag{4.28}$$

- **Phénomène de réticence ou 'chattering'**

La technique de commande par mode glissant assure un comportement désiré du système en boucle fermé. Cependant, elle a besoin (dans le cas idéal) d'une commutation infinie au niveau des système a structure variable (convertisseur DC-DC). Cette oscillation au voisinage de la surface est appelé réticence (chatring) ou broutement. La Figure (4.7) montre l'effet de la réticence dans la convergence du système. La réticence n'est pas désirable, car elle induit des dynamiques de haute fréquence du système, augmentant la consommation énergétiques qui peut endommager le système.

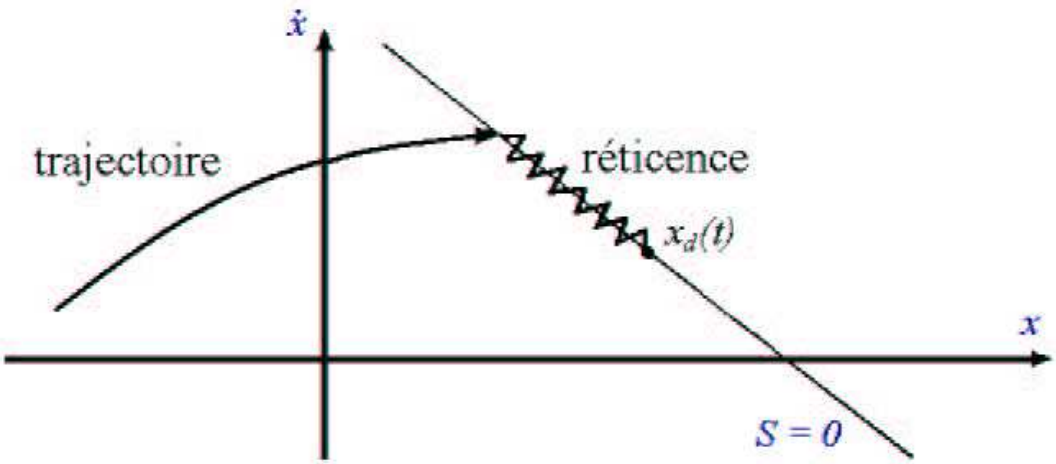


Fig 4.7. Phénomène de réticence.

De nombreuses études ont été effectué dans le but de renduire ou d'éliminer ce problème, par exemple : les solutions par limitation de la condition de glissement, les solutions par observateur, etc.

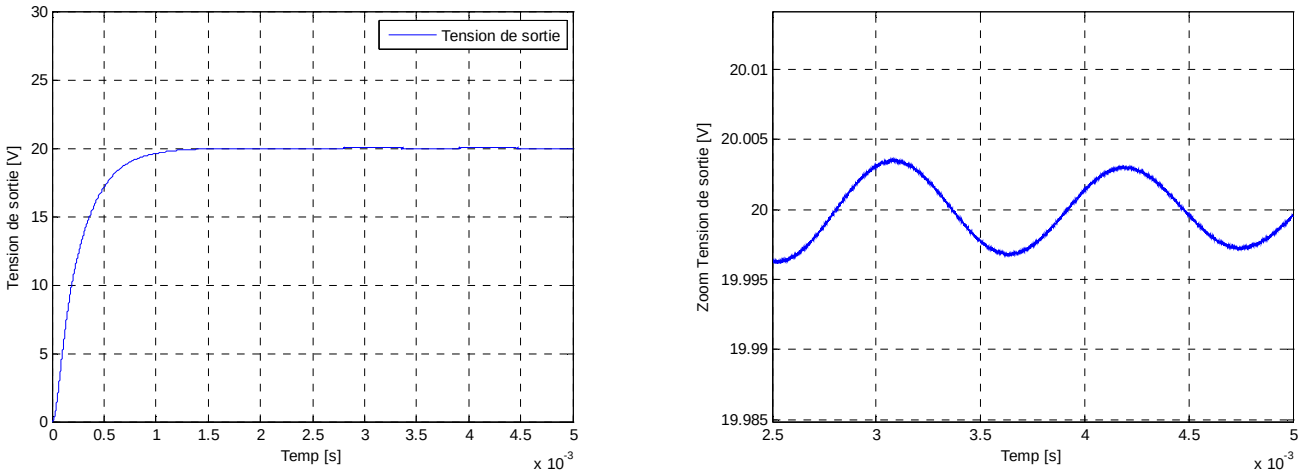
4.5 Résultats des simulations

On présente ici quelques résultats obtenus par simulations numériques concernant l'analyse des performances de ce type de commande appliquer à un convertisseur DC-DC. Les valeurs des éléments sont toujours ceux du convertisseur Buck d'Alsat-1 du Tableau.3.1.

Les figures (4.8, 4.9 et 4.10) représentent l'allure de la tension V_o, du courant d'inductance et de sortie respectivement ainsi que le la forme d'onde des ondulations résiduelles. On remarque sur la tension de sortie et le courant de l'inductance le passage par un pique de valeurs très inférieures par rapport à la commande MLI. En ce qui concerne la tension de sortie, l'établissement de l'état d'équilibre passe seulement par une valeur maximale, un zoom sur cette dernière montre la présence d'ondulations résiduelles dont la forme d'onde n'a subit aucune déformation.

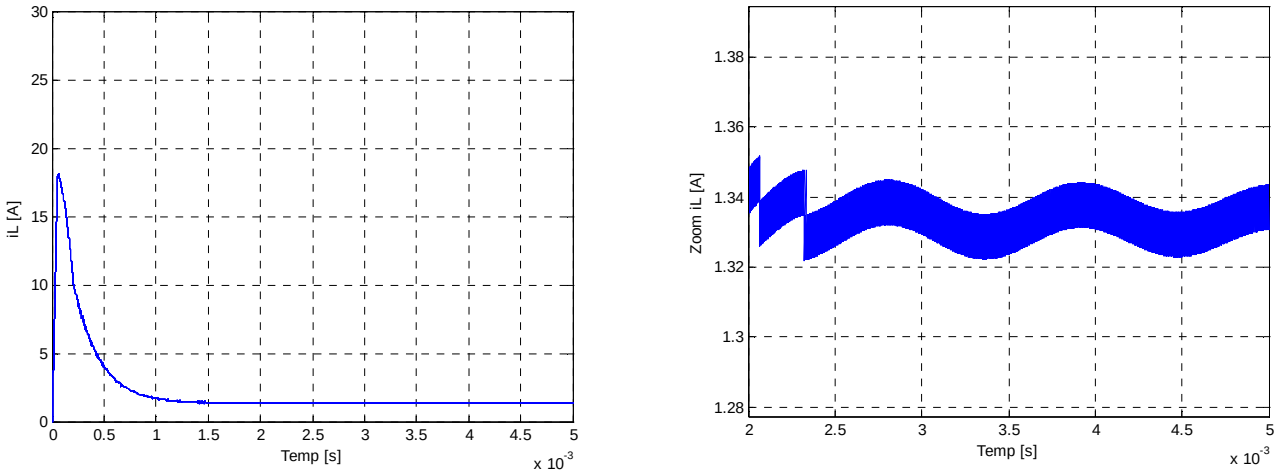
Les figures (4.11, 4.12) montrent l'allure de la tension de sortie et le courant de l'inductance pour différentes valeurs du coefficient de surface de glissement g ; on remarque que pour des valeurs comprises entre 4000 et 12000, on obtient de bonnes réponses pour des valeurs de cet intervalle avec une amplitude minimale des ondulations, et pour des valeurs au delà de cet intervalle, on remarque une apparition d'oscillations plus importantes de l'amplitude des ondulations (une augmentation du temps de réponse avec élargissement du pique à l'état transitoire) avec l'apparition d'un passage de la valeur maximale vers une valeur minimale (overshoot) avant d'atteindre l'état d'équilibre d'où la forme d'onde très importante.

Les figures (4.13 et 4.14) illustrent l'influence de la variation de la charge sur le courant et la tension de sortie ainsi que le courant de l'inductance. L'augmentation de la valeur de la charge engendre une variation presque nulle dans la forme d'onde de tension de sortie ce qui justifie la robustesse du système avec une diminution de la valeur continue du courant de sortie.



(a) (b)

Fig.4.8 : Tension de sortie par SMC.



(a) (b)

Fig.4.9 : Courant d'inductance par SMC.

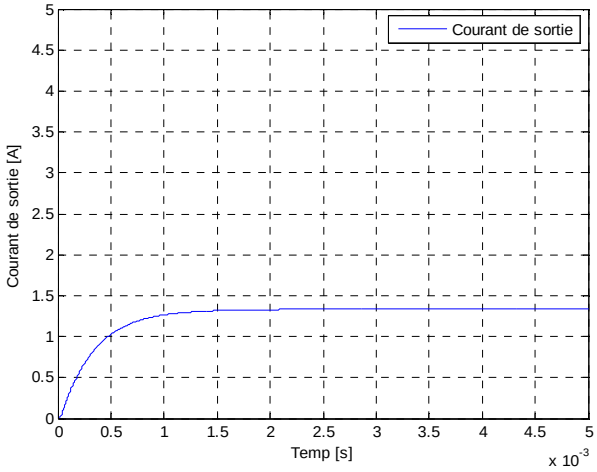
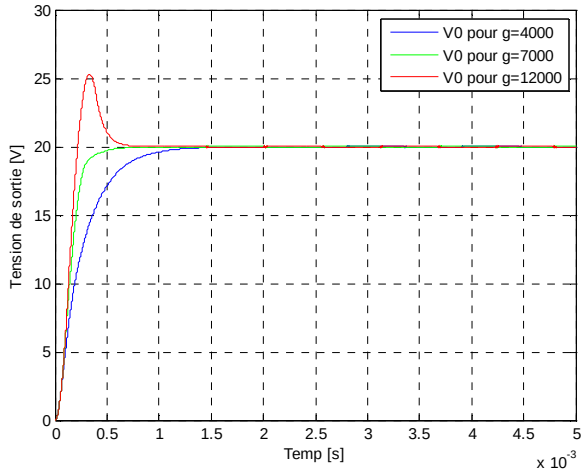
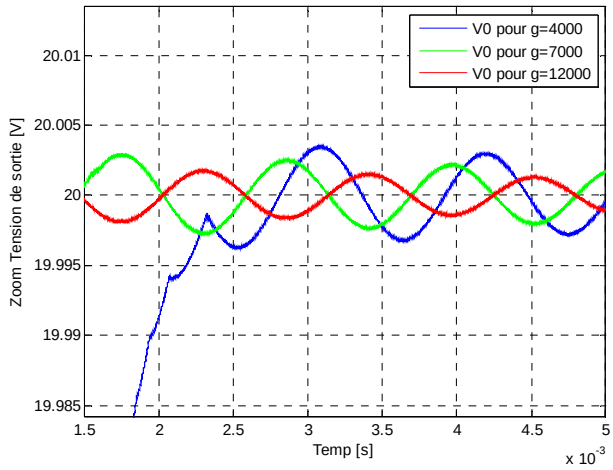


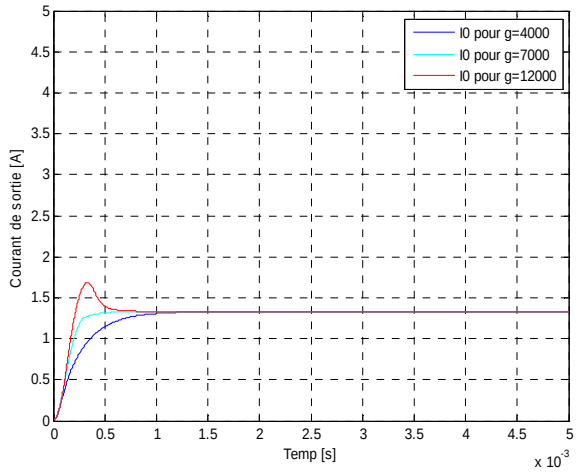
Fig.4.10 : Courant de sortie par SMC.



(a)

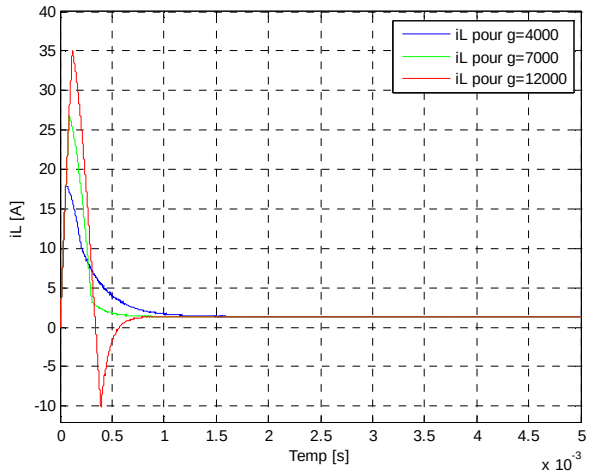


(b)

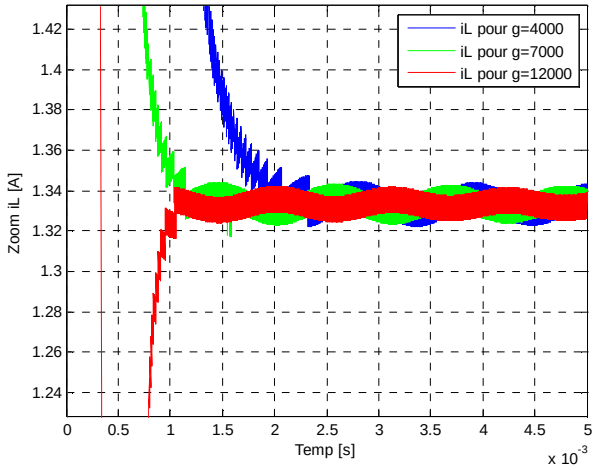


(c)

Fig.4.11 : Tension et courant de sortie pour différentes valeurs de (g) du contrôleur par mode glissant SMC.

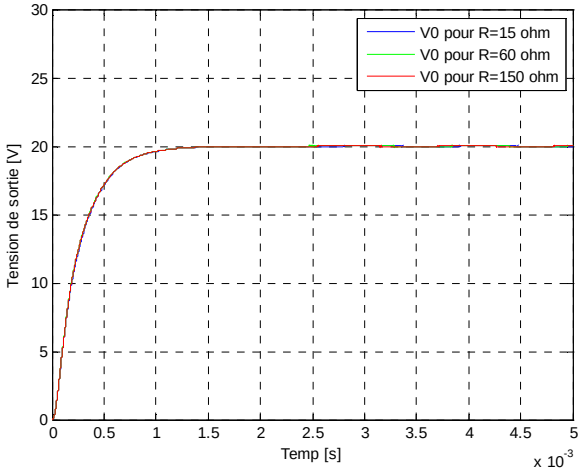


(a)

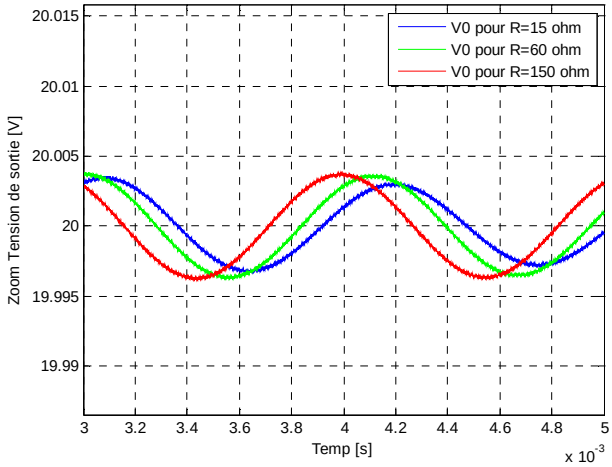


(b)

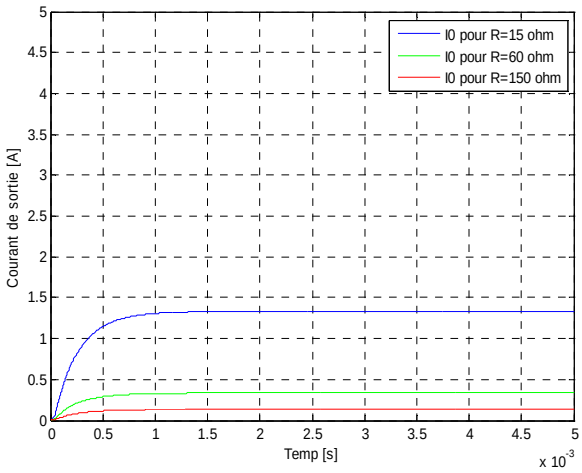
Fig.4.12 : Courant d'inductance pour différentes valeurs de (g) du contrôleur par mode glissant SMC.



(a)

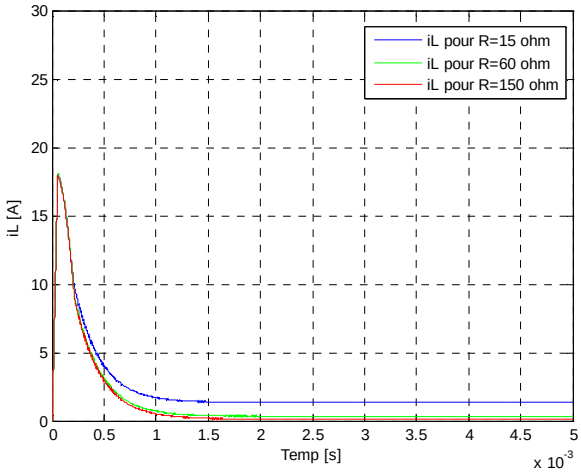


(b)

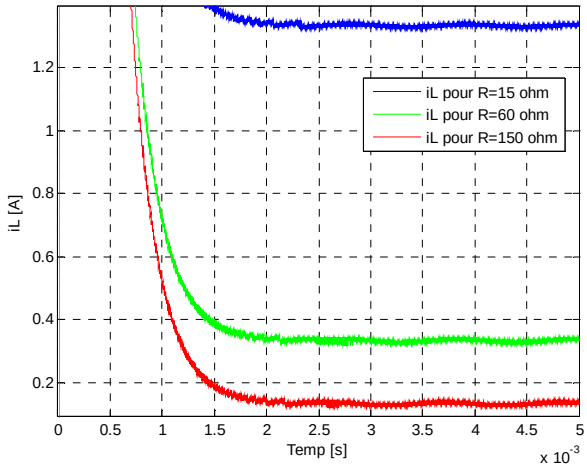


(c)

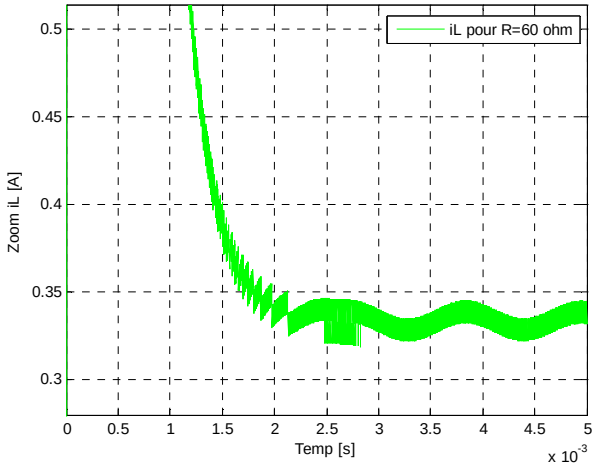
Fig 4.13 : Tension et courant de sortie pour différentes valeurs de la charge.



(a)



(b)



(c)

Fig 4.14 : Courant d'inductance pour différentes valeurs de la charge.

4.6 Test de la Robustesse par SMC

L'objectif de ce travail est l'étude de comportement de la robustesse de la commande par mode glissant **SMC**, dans le but de remplacer la commande par modulation de largeur d'impulsions **MLI** implémentée sur le module énergie de bord d'Alsat-1.

Dans ce qui suit, nous allons élaborer une étude comparative entre les deux technique **MLI** et **SMC** de point de vue robustesse et performance du système, pour cela nous avons essayé de faire un test de variation paramétrique et de changer les paramètres du convertisseur (R, L, C).

Les figures (4.15, 4.16, 4.17, 4.18 et 4.19) illustrent l'influence de la variation de la valeur de la charge sur le courant et la tension de sortie ainsi que le courant de l'inductance et ceci pour une variation de la charge de (15→60) Ω a différentes valeurs de **g (**coefficient de surface de glissement**)** appliquée a l'instant (t=0.0037s) en utilisant les techniques de commande **SMC** et **MLI.** On remarque que la tension de sortie aux bornes de la charge reste inchangée vis-à-vis des variations de la charge dans le cas de commande par modes glissants avec une dynamique rapide vers une consigne désirée (tension de sortie). Par contre en utilisant la MLI, la réponse de la tension a changé avec un dépassement et une amplitude d'ondulation importante avec apparition du phénomène de chattering.
Les résultats du courant aux bornes de l'inductance et courant de sortie montrent clairement l'avantage de la commande par **SMC** avec une dynamique rapide et moins de chattering. On peut conclure que la technique par modes glissants est plus robuste.

Maintenant nous essayons de changer la valeur de la bobine C (250→25000) μF à l' instant (t=0.0037s) dans le but de tester la robustesse du système en utilisant la commande **SMC**. Les résultats de simulations sont illustrés par les figures (4.20, 4.22 et 4.24) à différentes valeurs de **g**. A ce stade, nous représentons de même les résultats de simulations en utilisant la technique **MLI (**figures 4.21, 4.23 et 4.24).

Dans le cas de la SMC, on remarque que le changement de la valeur de C améliore le temps de réponse, par contre dans le cas de technique MLI la forme de la tension de sortie présente plus d'oscillations ou chattering.

On remarque aussi, que le courant aux bornes de l'inductance et courant de sortie en utilisant la commande MLI, présente un pic d'amplitude important qui influe sur la forme d'onde à l'instant t=0.0037s, par contre dans le cas de la SMC, aucune déformation des ondes du courant n'apparait ce qui montre la robustesse et la performance du système.

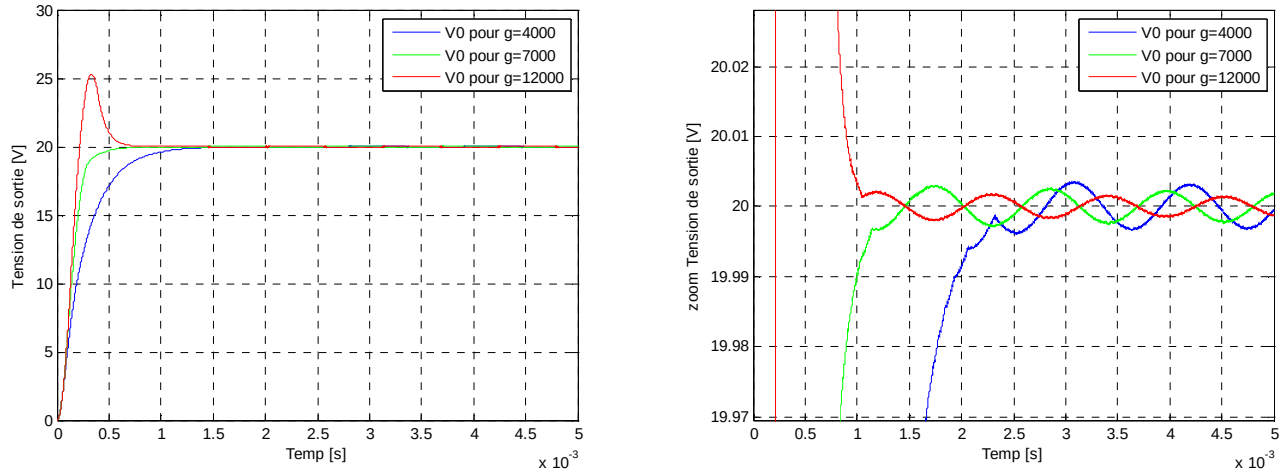


Fig 4.15 : Tension de sortie par SMC pour différentes valeurs de **(g)** avec variation de charge R (15→60) Ω à l'instant t=0.0037s.

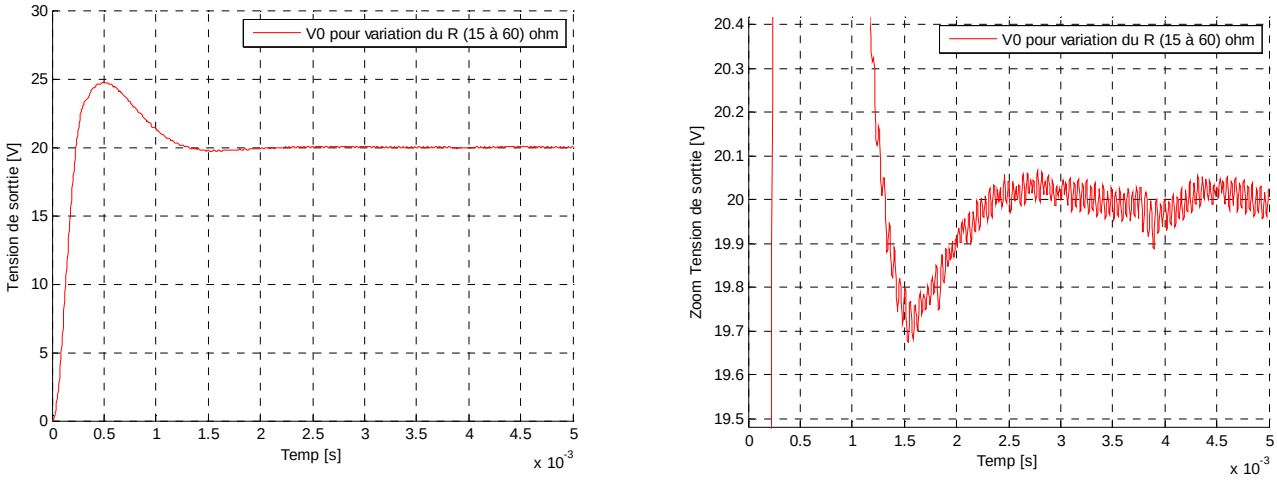


Fig 4.16 : Tension de sortie par MLI avec variation de charge R (15→60) Ω à l'instant t=0.0037.

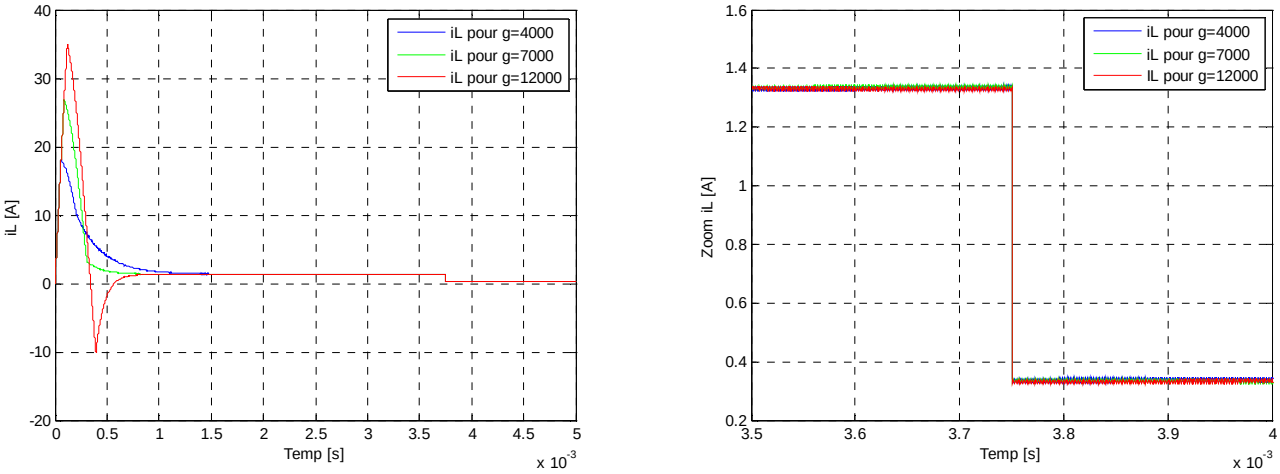


Fig 4.17 : Courant d'inductance par SMC pour différentes valeurs de **(g)** avec variation de charge R (15→60) Ω à l'instant t=0.0037s.

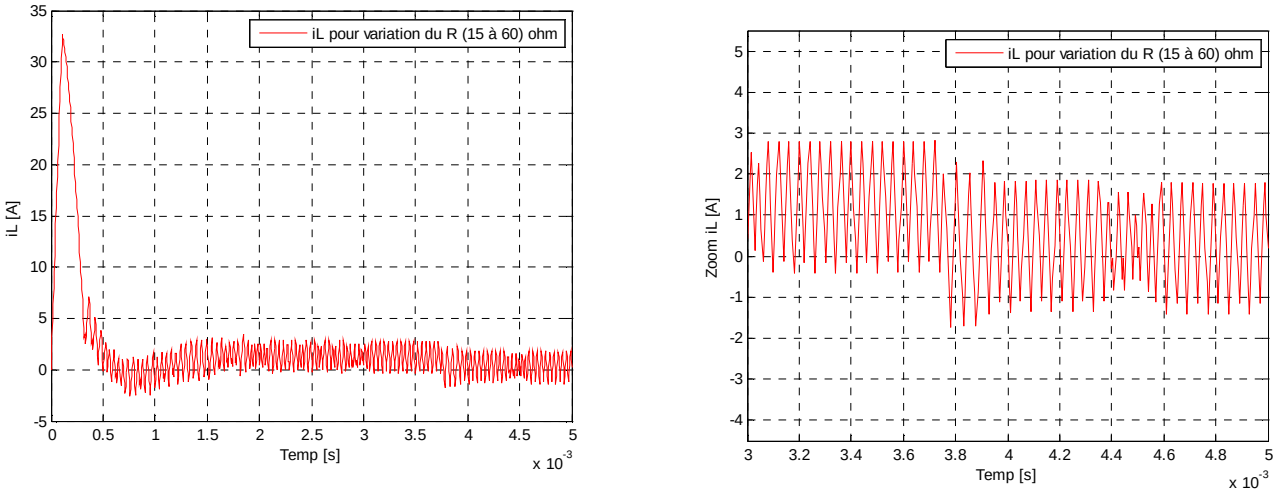
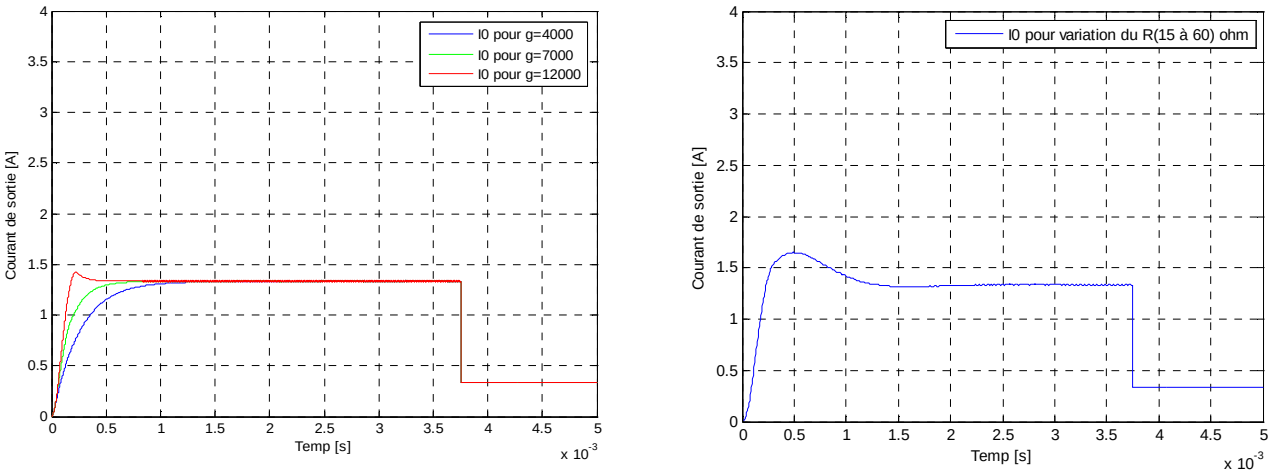


Fig 4.18 : Courant d'inductance par MLI avec variation de charge R (15→60) Ω à l'instant t=0.0037s.



(a) **(b)**

Fig 4.19 : Courant de sortie par SMC (a) et MLI (b) avec variation de charge R (15→60) Ω à l'instant t=0.0037s.

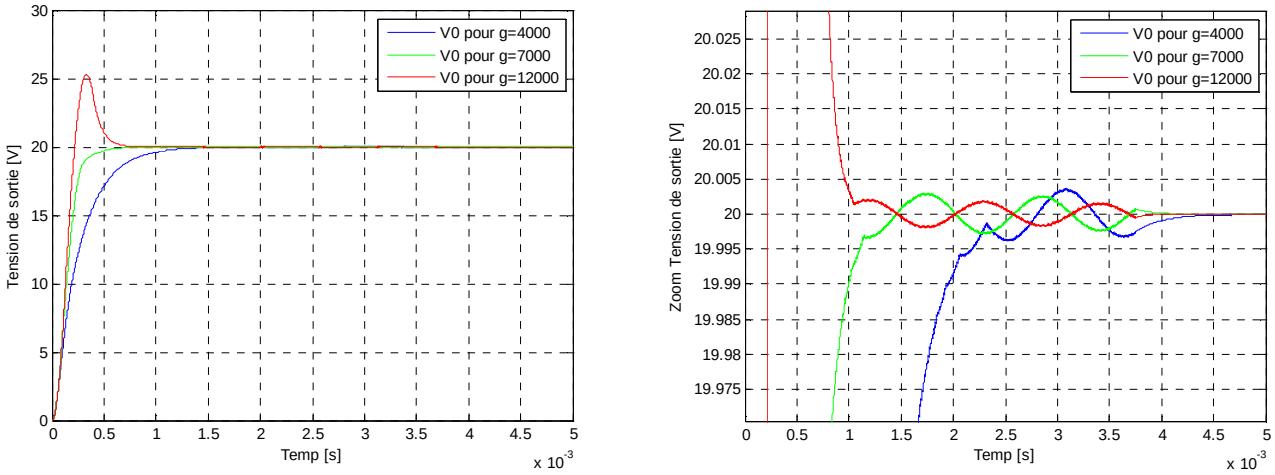


Fig 4.20 : Tension de sortie par SMC pour différentes valeurs de **(g)**
avec variation de capacité C (250→25000) µF à l'instant 0.0037.

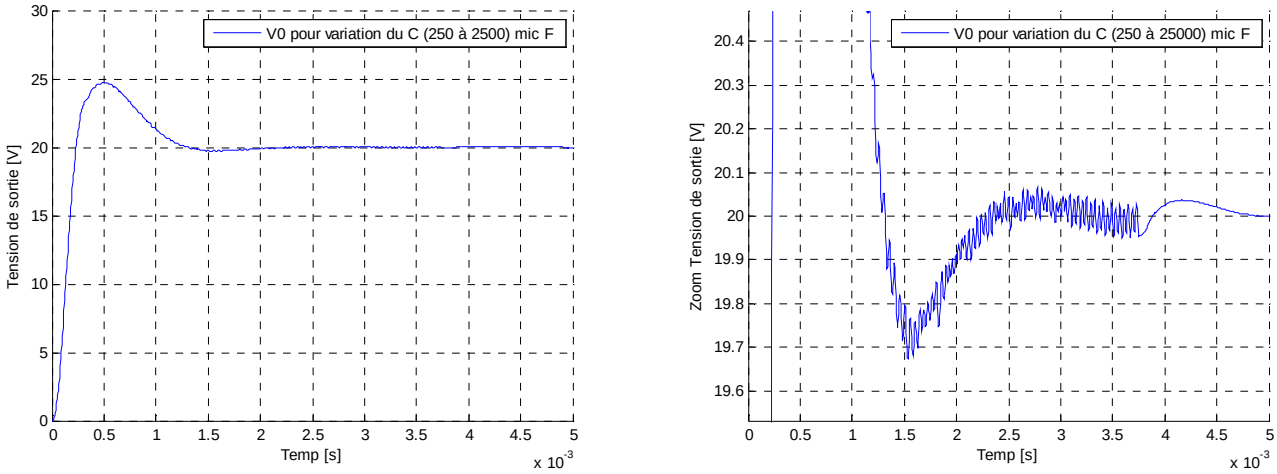


Fig 4.21 : Tension de sortie par MLI
avec variation de capacité C (250→25000) µF à l'instant t=0.0037s.

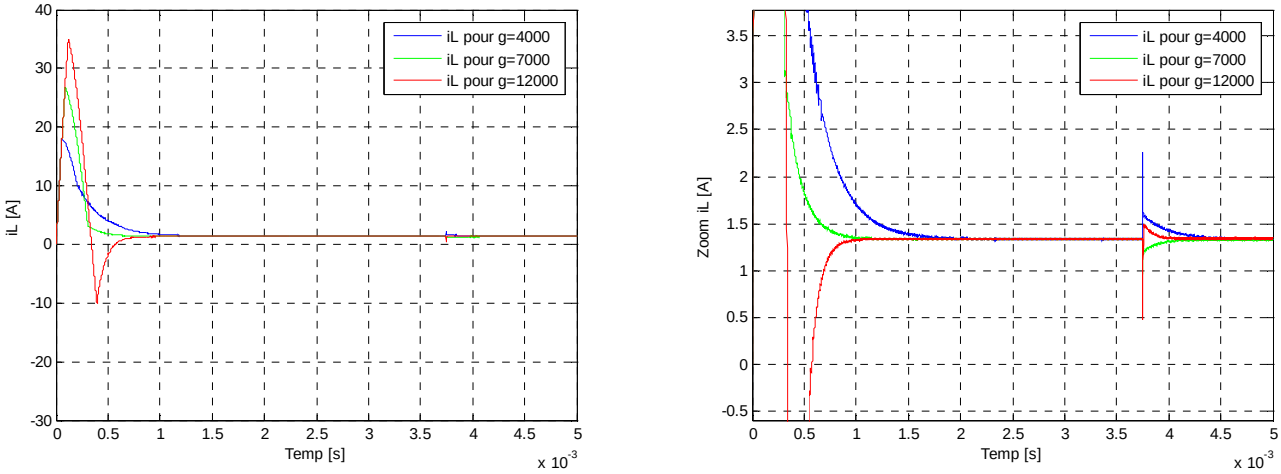


Fig 4.22 : Courant d'inductance par SMC pour différentes valeurs de **(g)** avec variation de capacité C (250→25000) µF à l'instant t=0.0037s.

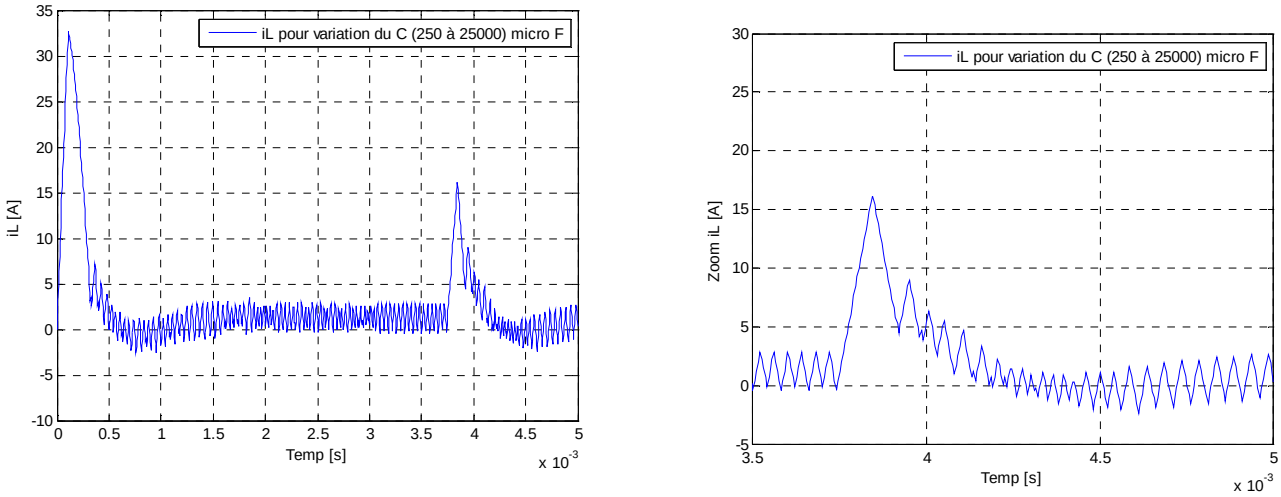


Fig 4.23 : Courant d'inductance par MLI avec variation de capacité C (250→25000) µF à l'instant t=0.0037s.

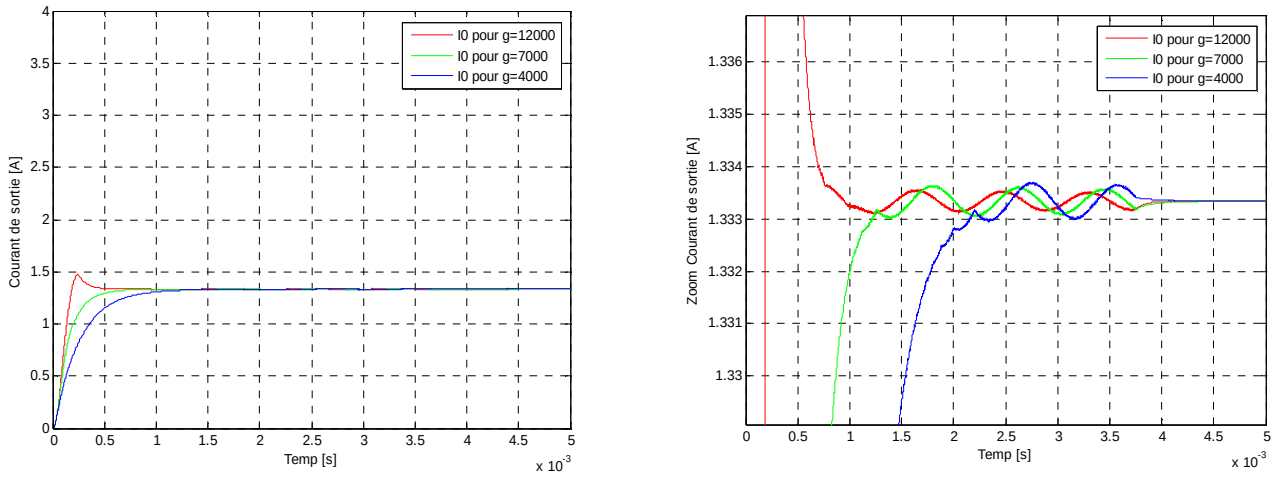


Fig 4.24 : Courant de sortie par SMC
avec variation de capacité C (250→25000) µF à l'instant t=0.0037s.

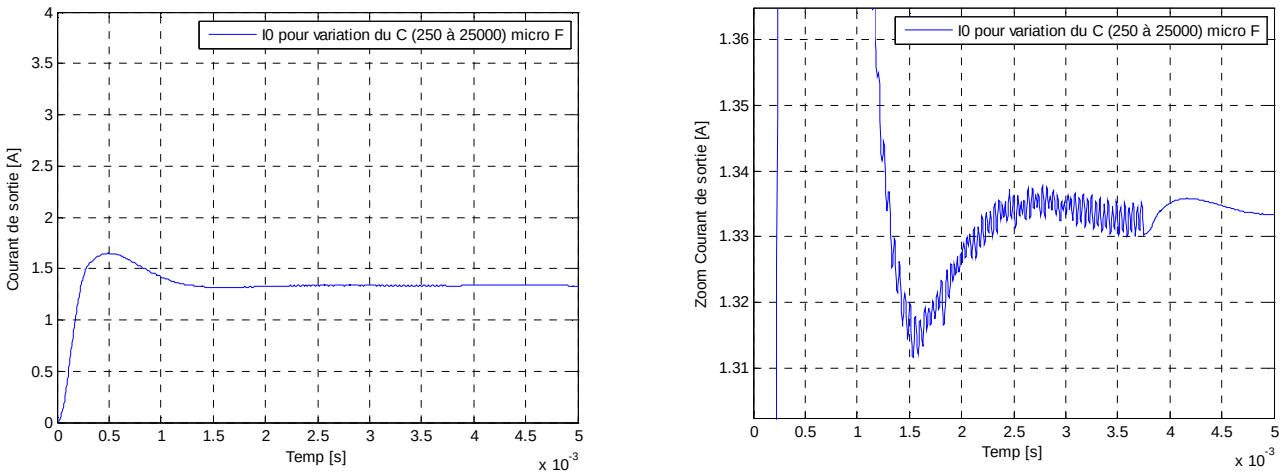


Fig 4.25 : Courant de sortie par MLI.
avec variation de capacité C (250→25000) µF à l'instant t=0.0037s.

4.7 Conclusion

Dans ce chapitre, on a décrit les principes de base de la théorie de la commande par mode de glissement appliquée aux convertisseurs DC/DC. Cette technique s'adaptant bien aux cas des systèmes à structure variables et sur tout connue pour sa robustesse vis-à-vis des changements des paramètres ou des perturbations des systèmes.

Les résultats des simulations confirment bien cet aspect théorique et démontrent que l'approche de commande par mode glissant est plus robuste par rapport à la commande MLI déjà implémentée sur le module énergie de bord d'Alsat-1.

Conclusion Générale

Conclusion générale

L'objectif de ce travail a été de synthétiser des lois de commande robuste pour des convertisseurs électroniques. Le choix de la technique de commande par mode de glissement comme technique remplaçant la modulation de largeur d'impulsion (MLI) implémentée sur le sous système d'énergie d'Alsat 1 a été motivé par la présence d'interrupteurs dans les convertisseurs électriques, qui en commutant font varier la structure du circuit. Cette méthode de commande, permet de moduler l'énergie qui transite par le convertisseur de la source vers la charge, en fonction des besoins de l'utilisateur.

Un seul type de convertisseur a été traités dans ce rapport ; un convertisseur DC/DC de type abaisseur de tension (Buck). Du point de vue de modélisation, le modèle d'état de l'abaisseur est linéaire, mais la commutation est de nature discontinue (commutation d'interrupteurs).

Dans ce mémoire, une étude comparative des deux techniques de commande à savoir : la commande par MLI et modes glissants, appliquées à la mise en forme du courant et de la tension dans un convertisseur DC/DC, a été élaborée. Dans ce contexte nous avons étudié séparément chaque technique afin de définir les avantages et les inconvénients de chacune d'elle.

La modulation de largeur d'impulsion (MLI) est une technique de commande qui est réputée par sa simplicité à mettre en œuvre du point de vue conception, et par son faible coût de réalisation ce qui a élargie son domaine d'application : conversion analogique-numérique, amplificateur de classe D, dans les dispositif de puissance utilisant des commutateur de type MOSFET, IGBT, GTO dont les convertisseur DC/DC en particulier pour les applications spatiales.

Cette technique présente quelques inconvénients, notamment la présence du pique à l'état transitoire qui peut être destructive, un autre inconvénient est dû au phénomène de décrochage synchrone et qui engendre une dégradation de la forme d'onde. Cependant, cette dégradation apparaît seulement sur la forme d'onde des ondulations.

L'introduction d'une nouvelle variante de commande telle que la commande par mode de glissement s'est révélée très robuste et performante. Les résultats obtenus par simulation montrent clairement des améliorations par rapport à la technique MLI vis à vis de l'amplitude crête à crête de l'ondulation résiduelle et de l'apparition du pic à l'état transitoire avec une dynamique plus rapide.

Sous certaines conditions une équivalence de la commande par modulation de largeur d'impulsions et de la commande par mode de glissement peut être utilisée au profit de la commande MLI pour synthétiser des rapports cycliques robustes. En ce qui concerne les perspectives de ce travail, nous pouvons citer :

- ✓ Réalisation expérimentale de la commande par mode de glissement sur un convertisseur abaisseur de tension.
- ✓ Application d'une autre technique de commande plus robuste telle que la technique neuro-floue.

Bibliographie

BIBLIOGRAPHIE

[1] G. **Maral** and **M**.**Bousquet,** "*Satellite Communications Systems", John Wiley and Sons, 1986.*

[2] S. Ben-Yaakov, "*Control Design of PWM converter", Http://www.ee.bgu.ac.il/~pel/ , 2006.*

[3] F. BODJAMA,*"Commande par mode de glissement application aux convertisseur électrique", Thèse de Doctorat en Electrotechnique de l'université Paul Sabatier, Toulouse, 1991.*

[4] V.I.Utkin, "vari*able structure systems: present and Futur", Automation and Remote Control, Vol 44, No.9, 1984, pp75-94.*

[5] H. Bühler " *Réglage par mode de glissement* ", *Presses polytechniques romandes, 1986.*

[6] V. Marinus Van Der Zel, "*Autonomous power system for low earth orbit Micro satellite.Guildford", UK, University of Surrey, 1990.*

[7] M. Bekhti, *M..N Sweeting, and W. Sun, "Alsat-1: The first step into space. for Algeria," in Proc. 53rd IAC and World Space Congress., Houston, TX,. 2002.*

[8] C.C. Fang and **E.H. Abed**, "s*ampled-data modelling and analysis of PWM DC-DC converters PartI. Closed-loop circuits," preprint, Feb. 1998.*

[9] J. K. **Mc Dermott** "*Power, Space Mission Analysis and Design", Kluwer Academic Publishers, 1991.*

[10] M.A. Green, "*Advanced Solar Energy Conversion, Third Generation Photovoltaic", Springer New York 2003.*

[11] N. Schibli, "*DC-DC converter for two quadrant with controlled output Voltage", EPE'99, Lausanne, pp 17.*

[12] B. Marty, "*practical switching power supply design". Academic press, INC, Edition 1993.*

[13] D. Linden and **T.B. Reddy**, *"Handbook of Batteries", McGraw-Hill, Third Edition.2002.*

[14] M. C. Brown, '*Pratical switching power supply design"*, *Academic press, INC, Edition 1993.*

[15] V.I.Utkin,"*Discontinous Control systems: state of the Art in theory and Applications",10 th World Congress, International Federation of Automatic Control Munich, Federal Republic of Germany, july 27-31, 1987,pp 75-94.*

[16] H. Sira-Ramirez, "*A Geometrie Approach to the Feedback Control of Switch Mode DC-to DC Power Supplies",IEEE Transaction on Circuit and systems, Vol 35, No.10, October 1988, pp.1229-1298.*

[17] A. F.Fillipov, "*differential equation with discontinuous right–hand side ",Mathematicheskii sbornich,51 No.1 ,1960,pp. 99-128 (in Russian).*

[18] G. Spiazzi, **P. Mattavelli**, **L. Rossetto**, **L. Malesani**, "*Application of Sliding Mode Control to Switch-Mode Power Supplies", Journal of Circuits, Systems and Computers (JCSC), Vol.5,*No. 3, September 1995, pp.337-354

[19] P. Mattavelli, **L. Rossetto**, **G. Spiazzi**, "*Small-signal analysis of DC-DC converters with sliding mode control", Proc. of Applied Power Electronics Conf. (APEC), Dallas, March 1995, pp.153-159.*

[20] A. Altowati, "DC *DC switching converter", Helsinki University , Master 2006.*