

لجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي
Ministère de L'enseignement Supérieur et de La Recherche Scientifique



جامعة د. الطاهر مولاي – سعيدة
Université Dr. Tahar Moulay
SAIDA



Mémoire de Fin d'Etudes

En vue de l'obtention du diplôme de

Master (LMD)

Spécialité : **ELECTROTECHNIQUE INDUSTRIELLE**

Filière : **ELECTROTECHNIQUE**

Intitulé :

Modélisation et Commande par Mode de Glissement d'un Convertisseur DC/DC

Présenté par :

Djafri Mohamed Amine
BENOUIS Ilhem

Prof. HARTANI Kada

Dr. SEKOUR M'hamed

Dr. YUCEF Abdelaziz

Président

Encadreur

Examineur

Soutenu le .../.../2020
Promotion 2019-2020

Dédicace

je dédie ce simple travail a mes très chers parents , dont le sacrifice, la tendresse, l'amour ,la patience, le soutien , l'aide et les encouragements sont l'essence de ma réussite.

Sans eux, je ne serais pas ce que je suis aujourd'hui

je dédie ce travail également:

- *A mes chers frères Abdelaziz et Ilies*
- *A mes chères sœurs Ahlem, Narimene, Halla ,Bouchra et nafissa*
- *A mon cher neveu Wail*
- *A la mémoire de mon oncle Kada que dieux ait pitié de lui*
- *A tous mes oncles et mes tantes en particulier mon oncle Bensouag*
- *A toute la famille Djafri et la famille Setti*
 - *A mes très chers belles parents*
 - *A ma chère femme*

Djafri Mohamed Amine

Dédicace

je dédie ce simple travail a mes très chers parents , dont le sacrifice, la tendresse, l'amour ,la patience, le soutien , l'aide et les encouragements sont l'essence de ma réussite.

Sans eux,je ne serais pas ce que je suis aujourd'hui

je dédie ce travail également:

- *A mes chers frères et sœurs*
 -
- *A la mémoire de mon grand-père Belkacem que dieux ait pitié de lui*
- *A mon oncle Hamid et mes tantes Malika et Moulet*
- *A toute la famille Benouis et la famille Ouafi*
 - *A mes très chers beaux parents*
 - *A mon cher marie*

Benouis Ilhem

Remerciement

Nous remercions en premier lieu, Dieu l'unique de nous avoir donné la fois, le courage et la confiance en nous-mêmes pour pouvoir continuer nos études.

Nous tenons à exprimer toute notre gratitude à Monsieur Sekour.M, professeur à l'université Dr.TAHAR MOULAY de Saida, pour ses orientations éclairées, ses conseils constructifs, son esprit critique et son aide précieuse

Nous remercions tous nos professeurs qui ont fait de gros efforts pour la réussite de notre formation.

Nous remercions également tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à l'élaboration de notre mémoire.

Nous remercions tous ceux qui nous ont permis d'arriver à ce stade nos parents, pour leur soutien et encouragements.

Enfin nous tenons à remercier le Prof. **Hartani.K** et le Dr. **Youcef.A** qui nous ont fait l'honneur de juger ce mémoire.

Table des matières

Résumé	1
Liste des symboles	3
Liste des figures	4
Liste des tableaux	6
Introduction generale	7
 Chapitre I Convertisseur Continu-Continu les Hacheurs	
I.1 Intrduction	9
I.2 Convertisseurs continu-continu (hacheurs)	9
I.2.1 Différents types d'hacheur	10
I.2.1.1 Hacheur Série (Type Buck ou Step Down ou abaisseur de tension)	10
I.2.1.1.1 Fonctionnement	11
I.2.1.1.2 Forme d'onde des différentes grandeurs (conduction continue)	11
I.2.1.1.3 Calcul des grandeurs caractéristiques	12
I.2.1.1.4 Analyse de fonctionnement conduction continue	13
I.2.1.1.5 Dimensionnement du convertisseur Buck	14
I.2.1.1.5.1 Contrainte	15
I.2.1.2 Application	15
I.2.1.2.1 Hacheur parallèle (Type Boost ou step up ou élévateur de tension)	16
I.2.1.2.1.1 Fonctionnement	16
I.2.1.2.1.2 Forme d'onde des différentes grandeurs (conduction continue)	17
I.2.1.2.1.3 Calcul des grandeurs caractéristiques	18
I.2.1.2.1.4 Analyse de fonctionnement conduction continue	19
I.2.1.2.1.5 Dimensionnement du convertisseur Boost	20
I.2.1.3 Application	22
I.2.1.4 Hacheur a stockage inductif (type Buck-Boost ou inverseur de tension)	22
I.2.1.4.1.1 Fonctionnement	22
I.2.1.4.1.2 Forme d'onde des différentes grandeurs (conduction continue)	22
I.2.1.4.1.3 Calcul des grandeurs caractéristiques	23
I.2.1.4.1.4 Analyse de fonctionnement conduction continue	25
I.2.1.4.1.5 Dimensionnement du convertisseur Boost	25
I.2.1.5 Application	27
I.3 Conclusion	27
 Chapitre II Modélisation des Convertisseurs Buck, Boost et Buck -Boost	
II.1 Introduction	29
II.2 Modélisation des convertisseurs DC-DC	29
II.2.1 Convertisseur Buck	29
II.2.1.1 Structure	29
II.2.1.2 Modèle instantané	30
II.2.1.2.1 Modèle moyen	31
II.2.1.3 Dimensionnement des convertisseurs Buck	32
II.2.1.3.1 Hypothèses	32
II.2.1.3.2 Dimensionnement du convertisseur Buck	33
II.2.1.3.2.1 Ondulation du courant Δi_L et choix de L	33
II.2.1.3.2.2 Courant d'entrée moyen	33
II.2.1.3.2.3 Résistance critique	33
II.2.1.3.2.4 Choix de la diode	34
II.2.1.3.2.5 Choix de MOSFET	34
II.2.1.3.2.6 Ondulation de la tension de sortie ΔV_s choix de C	34
II.2.1.3.2.7 Conception des convertisseurs Buck, Boost et (Buck -Boost)	35

II.2.1.4	Résultats de simulation	35
II.2.2	Convertisseur Boost	38
II.2.2.1	Structure	38
II.2.2.2	Modèle instantané	38
II.2.2.2.1	Modèle moyen	39
II.2.2.3	Dimensionnement du convertisseur Boost	39
II.2.2.3.1	Ondulation du courant i_L et choix de L	39
II.2.2.3.2	Courant d'entrée moyen	40
II.2.2.3.3	Résistance critique	40
II.2.2.3.4	Choix de la diode	40
II.2.2.3.5	Choix de MOSFET	41
II.2.2.3.6	Ondulation de la tension de sortie V_s et choix de C	41
II.2.2.4	Résultats de simulation	42
II.2.3	L'hacheur Buck-Boost	43
II.2.3.1	Structure	43
II.2.3.2	Modèle instantané	43
II.2.3.2.1	Modèle moyen	45
II.2.3.3	Dimensionnement des composants actifs	45
II.2.3.3.1	Courant moyen d'entrée :	45
II.2.3.3.2	Tension maximale aux bornes de l'interrupteur :	46
II.2.3.3.3	Courant dans la diode D :	46
II.2.3.3.4	Calcul de la valeur du condensateur de sortie :	46
II.2.3.3.5	Calcul de la valeur de l'inductance :	47
II.2.3.4	Résultats de simulation	47
II.3	Conclusion	18

Chapitre III Commande par Mode de Glissement Intégral de Convertisseur Boost

III.1	Introduction	49
III.2	Principes généraux de la commande par mode glissant intégral	49
III.2.1	Introduction	49
III.2.2	Principe	50
III.2.3	Description du système en régime glissant	50
III.2.3.1	Condition d'attractivité	51
III.2.3.2	Condition d'existence du glissement	51
III.2.3.3	Condition de stabilité	51
III.2.3.4	Commande équivalente	52
III.2.3.5	Phénomène de réticence (Chattering)	53
III.2.3.6	Synthèse des lois de commande pour des convertisseurs Boost	53
III.3	Commande en tension par mode glissant (Integral Sliding Mode Voltage Control: ISMVC)	54
III.4	Modélisation des convertisseurs Buck et Boost	54
III.4.1	Choix de la surface de glissement	55
III.4.2	Condition d'existence du régime glissant	55
III.4.3	Dérivation de la loi de commande pour un contrôleur à base de PWM	56
III.4.4	Résultats de simulation	58
III.5	Conclusion	61
	Conclusion générale	63
	Annexes	64
	Bibliographie	66

Résumé

À mesure que les besoins en puissance augmentent, il est nécessaire d'augmenter la production à la demande. Aujourd'hui, le solaire PV, l'éolien et pile à combustible sont de plus en plus utilisés pour la production. La puissance collectée à partir de ces sources d'énergie doit être convertie à l'aide de convertisseurs DC-DC ou AC-DC. Le convertisseur principal utilisé est le convertisseur Boost pour augmenter cette tension. Ces sources sont variables par nature, le problème se pose donc de maintenir la production requise constante dans toutes les conditions. Le convertisseur Boost convertit la tension d'entrée en une valeur de tension plus élevée selon la réception de l'entrée. Ce problème d'obtention d'une sortie constante dans des conditions variables peut être résolu en utilisant la commande en mode glissant du convertisseur. Il existe de nombreuses théories pour implémenter cette technologie avec un convertisseur, mais le problème se pose lorsque les paramètres d'inductance et de capacité changent lorsque la charge varie. Le travail proposé consiste à résoudre ce problème en utilisant un contrôleur de mode glissant intégral avec des valeurs modifiées de paramètres et un facteur β pour des valeurs précises en utilisant un système de rétroaction en boucle fermée. La source d'entrée est prise comme tension de source CC dans des conditions variables. La modélisation se fait dans le logiciel MATLAB / Simulink.

Mots-clés : Convertisseur Boost, contrôleur de mode glissement intégral

Abstract

As the requirement of power increases, it is required to increase the generation on demand. Now a days, solar PV, wind and fuel cell are increasingly used for generation. The power collected from these energy source need to be converted using DC-DC or AC- DC converters. The main converter used is Boost converter for step up this voltage. These sources are variable by nature, so problem arises is to maintain constant required output in all conditions. Boost converter converts the input voltage into higher value of voltage as per the input is received. This issue of obtaining constant output under variable conditions can be resolved by using sliding mode control of the converter. There are many theories to implement this technology with converter but the problem arises when the inductance and capacitance parameters changes as load varies. The proposed work is to resolve this problem by using sliding mode controller with modified values of parameters and β factor for precise values using feedback, close loop system. The input source is taken as DC source voltage at variable conditions. The modeling is done in MATLAB/Simulink software.

Keywords : Boost Converter, Integral slide mode controller

ملخص

مع زيادة متطلبات الطاقة، يلزم زيادة التوليد عند الطلب. في أيامنا هذه، يتم استخدام الخلايا الشمسية الكهروضوئية وطاقة الرياح والوقود بشكل متزايد للتوليد. يجب تحويل الطاقة المجمعة من مصدر الطاقة هذا باستخدام محولات DC-DC أو AC-DC. المغير الرئيسي المستخدم هو مغير دفع رافع (Boost) لزيادة هذا الجهد. هذه المصادر متغيرة بطبيعتها، لذلك تنشأ المشكلة في الحفاظ على الناتج المطلوب الثابت في جميع الظروف. يقوم مغير دفع الرافع برفع جهد الدخل إلى قيمة أعلى للجهد حسب استقبال الإدخال. يمكن حل مشكلة الحصول على إخراج ثابت في ظل ظروف متغيرة باستخدام مراقب ذو نمط انزلاقي كامل للمغير. هناك العديد من النظريات لتطبيق هذه التقنية مع المغير ولكن المشكلة تنشأ عندما تتغير الحثية والسعة مع تغير الحمل. العمل المقترح هو حل هذه المشكلة باستخدام مراقب ذو نمط انزلاقي كامل بقيم معدلة وعامل β للقيم الدقيقة باستخدام التغذية الراجعة ونظام الحلقة المغلقة. يتم أخذ مصدر الإدخال

كجهد مصدر تيار مستمر في ظروف متغيرة. تتم النمذجة في برنامج *MATLAB / Simulink*

الكلمات المفتاحية: مغير دفع رافع، مراقب ذو نمط انزلاقي كامل

Liste des symboles

d :	Rapport cyclique du commutateur
T :	Période de commutation
f :	Fréquence de commutation
L :	Inductance
C :	Capacité
i_s :	Valeurs moyennes du courant de sortie(V)
V_s :	Valeurs moyennes Voltage de sortie(V)
V_e :	Voltage de source(V)
I_D :	Valeurs moyennes de diode
I_{Deff} :	Valeur efficace de diode
I_{Sw} :	Valeurs moyennes d'interrupteur
I_{Sweff} :	Valeur efficace d'interrupteur
P :	Puissance fournie
Δi_L :	Ondulation du courant
ΔV_s :	Ondulation du tension
A :	Aire
Fd :	Facteur de dimensionnement
S :	Surface de glissement
u_{eq} :	Commande équivalente
β :	Rapport de feedback
R :	Charge
α_1 :	Coefficient de glissement
α_2 :	Coefficient de glissement
α_3 :	Coefficient de glissement
k_{p1} :	Gain proportionnel
k_{p2} :	Gain proportionnel

Abréviations :

Buck :	Hacheur devolteur
Boost :	Hacheur survolteur
Buck- Boost :	Hacheur inverseur
ISMV :	Integral Sliding Mode Control
ISMVC :	Integral Sliding Mode Voltage Control
PWM :	Pulse wide modulation
GTO :	Gate Turn-Off Thyristor
IGBT :	Insulated Gate Bipolar Transistor

Liste des Figures

Chapitre I les convertisseurs continu/continu les hacheur

Figure I.1. Le schéma de principe d'un hacheur -----	09
Figure I.2. Schéma de base d'un hacheur Buck -----	10
Figure I.3. Forme d'ondes des principales grandeurs d'un Hacheur série pour une charge R-L -----	11
Figure I.4. Schéma de base d'un hacheur Boost -----	16
Figure I.5. Forme d'ondes des principales grandeurs d'un Hacheur parallèle pour une charge R-L -----	17
Figure I.6. Schéma de base d'un hacheur Buck-Boost -----	22
Figure I.7. Forme d'ondes des principales grandeurs d'un Hacheur Buck-Boost pour une charge R-L---	23

Chapitre II Modélisation des convertisseurs Buck, Boost et Buck -Boost

Figure II.1. Le schéma de principe d'un hacheur -----	30
Figure II.2. Schéma équivalent d'hacheur Buck Sw fermé -----	30
Figure II.3. Schéma équivalent d'hacheur buck Sw ouvert -----	31
Figure II.4. Réponses transitoires des modèles Buck développés en boucle ouverte-----	37
Figure II.5. Réponses transitoires des modèles Buck développés en boucle ouverte Buck lors de la variation de la tension d'entrée et la charge-----	38
Figure II.5. Schéma du convertisseur Boost-----	38
Figure II.6. Circuits équivalents du convertisseur Boost Sw fermé, -----	38
Figure II.7. Circuits équivalents du convertisseur Boost Sw ouvert -----	39
Figure II.8. Réponses transitoires des modèles Boost développés en boucle ouverte -----	43
Figure II.9. Réponses transitoires des modèles Buck développés en boucle ouverte Buck lors de la ----- variation de la tension d'entrée et la charge -----	43
Figure II.10. Schéma du convertisseur Buck-Boost -----	44
Figure II.11. Circuits équivalents du convertisseur Boost Sw fermé -----	44
Figure II.12. Circuits équivalents du convertisseur Boost Sw ouvert -----	45
Figure II.13. Réponses transitoires des modèles Buck-Boost développés en boucle ouverte -----	48
Figure II.14. Réponses transitoires des modèles Buck développés en boucle ouverte Buck-Boost lors de la variation de la tension d'entrée -----	48

Chapitre III Commande par mode de glissement de convertisseur Boost

Figure III.1. Plan de phases en mode glissant -----	50
Figure III.2. Représentation graphique des composants hauts et basses fréquences de la trajectoire Plan de phases en mode glissant-----	52
Figure III.3. Schéma du convertisseur Boost régulé par SMVC à base de PWM-----	58
Figure III.4. Analyse comparative de tension pour le convertisseur Boost en modes 24 V à 48v -----	58

Figure III.5. Comportement du convertisseur Boost sans régulation par SMVC lors de la variation de la tension d'entrée -----	59
Figure III.6. Comportement du convertisseur Boost régulé par SMVC lors de la variation de la tension d'entrée -----	59
Figure III.7. Variation de la charge -----	59
Figure III.8. Comportement du convertisseur Boost sans régulation par SMVC lors de la variation de la charge -----	59
Figure III.9. Comportement du convertisseur Boost régulé par SMVC lors de la variation de la charge -----	60
Figure III.10. Comportement du convertisseur Boost régulé par ISMVC lors de la variation de la tension de sortie -----	60

Liste des Tableaux

Tableau II.1: Tableau récupératif-----	58
Tableau II.1: Valeurs des paramètres de conception des convertisseurs Buck, Boost, et Buck-Boost---	64
Tableau III.1 Paramètres du convertisseur Boost-----	64

Introduction générale

L'utilisation des convertisseurs de puissance pour des différentes applications devient de plus en plus importante. Parmi ces domaines d'application on cite : l'industrie automobile (avec l'apparition de véhicules hybrides et électriques), les applications domestiques (téléphone mobile, ordinateurs, électroménager), l'aéronautique (l'avion électrique), le domaine ferroviaire, les énergies renouvelables (panneaux solaires photovoltaïques, éoliennes) et réseaux de transport d'énergie électrique (les liaisons à courant continu). En plus ces convertisseurs sont caractérisés par leur faible cout, leur grande simplicité et leur disponibilité [1].

Les convertisseurs DC-DC sont des dispositifs qui sont utilisés chaque fois que nous voulons changer une alimentation électrique à courant continu d'un niveau de tension à un autre. Ces convertisseurs utilisent des commutateurs électroniques (MOS FET) pour la conversion de tension. L'objectif principal est de modifier l'énergie en courant continu à partir d'un niveau particulier à d'autres niveaux tout en minimisant les pertes.

La nécessité pour les convertisseurs de ce type a augmenté en raison du fait que les transformateurs sont incapables de fonctionner sur courant continu.

Le mémoire est structuré de la manière suivante :

Dans ce premier chapitre nous avons commencé par définir les convertisseurs continu continu, leurs principes de fonctionnement [6], le calcul des grandeurs caractéristiques avec leurs forme d'onde mode continu [8], le pouvoir dimensionner correctement les composants et notamment les semiconducteurs, il est nécessaire de connaître les valeurs maximales (dans les conditions de fonctionnement les plus sévères).

Pour but d'analyser le comportement dynamique de des convertisseurs, afin de synthétiser les lois de commande nécessaires qui permettent d'atteindre les performances désirées une modélisation détaillée de ceux-ci était présentée, au cours de ce deuxième chapitre pour les déférentes topologies de ces convertisseurs buck, boost et buck-boost, ainsi une étude de leurs réponses en boucle ouverte, de sorte que ces modèles peuvent être utilisés en cas de conception d'un système en boucle fermée.

Le troisième chapitre présente la technique de commande connue sous le nom mode glissant intégral (ISMC pour Integral Sliding Mode Controller) et son principe d'application pour un système ainsi on donnera quelques notions sur LYAPUNOV nécessaire dans cette commande avec synthèse du contrôleur mode glissant intégral au convertisseur boost Enfin une simulation et interprétation des résultats étaient présentées.

Le travail sera terminé par une conclusion générale sur le travail effectué ainsi qu'une discussion des résultats obtenus suivi de perspectives pour les travaux futurs.

Chapitre I

Convertisseur Continu-Continu les Hacheurs

I.1 Introduction

Dans ce présent chapitre nous commencerons par une définition sur les convertisseurs continu-continu, leurs principes de fonctionnement [6], le calcul des grandeurs caractéristiques avec leurs forme d'onde mode continu [6], le pouvoir dimensionner correctement les composants et notamment les semiconducteurs, il est nécessaire de connaître les valeurs maximales (dans les conditions de fonctionnement les plus sévères) [6] des tensions et des courants, le calcul de la puissance moyenne disponible à la charge est celle qui a été prise à la source, le rendement étant égale à un cette puissance varie avec le rapport cyclique α , les deux cas les transferts d'énergie s'effectuent de la source vers la charge, ensuite nous présentons les différentes topologie des convertisseurs continu-continu [6] et nous terminerons par la méthode d'obtention le modèle dynamique pour chaque type de convertisseur continu-continu

I.2 Convertisseurs continu-continu (hacheurs)

L'hacheur ou convertisseur continu - continu est un dispositif de l'électronique de puissance, mettant en œuvre un ou plusieurs interrupteurs électroniques commandés ce qui permet de modifier la valeur de la tension (moyenne) d'une source de tension continue avec un rendement élevé [6]. Le découpage se fait à une fréquence élevée afin de pouvoir filtrer facilement le signal de sortie. C'est l'analogue pour les sources de tensions continues du transformateur utilisé en régime alternatif [2]. La (Figure 1.1) rappelle le schéma de principe d'un hacheur.

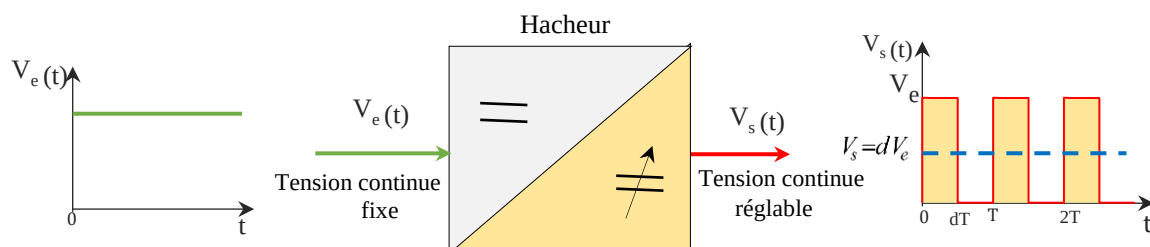


Figure I.1. Le schéma de principe d'un hacheur

L'hacheur se compose de condensateurs, d'inductances et de commutateur. Dans le cas idéal, tous ces dispositifs ne consomment aucune puissance active, c'est la raison pour laquelle on a de bons rendements dans les hacheurs [3].

Généralement le commutateur est un transistor MOSFET, qui est un dispositif semi-conducteur utilisé en mode de commutation bloqué ou saturé. Comme le montre la Figure (I.1), lors du fonctionnement d'hacheur, le transistor sera commuté à une fréquence constante f_s avec un temps de fermeture égale dT et un temps d'ouverture égale $(1-d)T$ où :

- T est la période de commutation qui est égale à $\frac{1}{f_s}$
- $d \in [0,1]$ est le rapport cyclique du commutateur

I.2.1 Différents types d'hacheur

Il existe différents types d'hacheur : Si la tension délivrée en sortie est inférieure à la tension appliquée en entrée, l'hacheur est dit dévolteur, abaisseur, série ou Buck [3]. Dans le cas contraire, il est dit survolteur, élévateur, parallèle ou Boost. Il existe aussi des hacheurs capables de fonctionner des deux manières Buck-Boost [5,12]. Ces Trois types de base de circuit de conversion (CC-CC) seront décrits dans les Paragraphes suivants :

I.2.1.1 Hacheur Série (Type Buck ou Step Down ou abaisseur de tension)

Ce nom est lié au fait que la tension moyenne de sortie est inférieure à celle de l'entrée. Il comporte un interrupteur à amorçage et à blocage commandés (transistor bipolaire, transistor MOS ou IGBT...) et un interrupteur à blocage et amorçage spontanés (diode) [6].

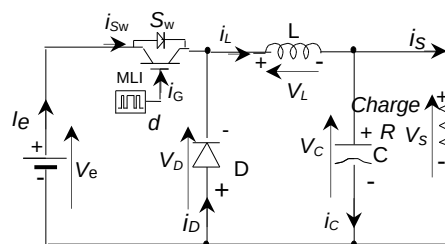


Figure I.2. Schéma de base d'un hacheur Buck

La charge est constituée par la résistance R . 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. Si ces éléments sont correctement calculés, on peut supposer que i_s et V_s vs sont continus

(on néglige l'ondulation résiduelle). L'ensemble (filtre plus charge) peut être composé différemment, mais nous raisonnerons sur cet exemple par la suite [8].

I.2.1.1.1 Fonctionnement

Le cycle de fonctionnement, de période de hachage $T = \frac{1}{f_s}$, comporte deux étapes. Lors de la première, on rend le transistor passant et la diode, polarisée en inverse, est bloquée. Cette phase dure de 0 à $d \times T$, avec d compris entre 0 et 1 d est appelé rapport cyclique. Lors de la seconde, on bloque le transistor. La diode devient passante. Cette phase dure de $d \times T$ à T [10].

I.2.1.1.2 Forme d'onde des différentes grandeurs (conduction continue)

Les formes d'ondes données maintenant supposent que les composants sont tous parfaits et que tension et courant de sortie, V_s et I_s , peuvent être assimilés à leur valeur moyenne (ondulations de sortie négligées) [15].

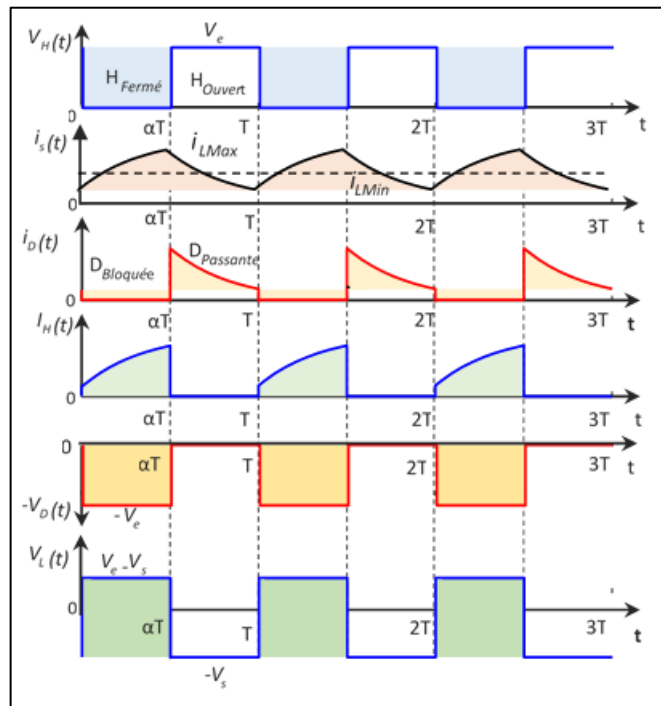


Figure I.3. Forme d'ondes des principales grandeurs d'un Hacheur série pour une charge R-L

L'interrupteur est commandé périodiquement à la fermeture et à l'ouverture. On pose T la période de répétition des signaux de commande et d le rapport cyclique (s_w est donc passant pendant une durée égale à $d \times T$). Les allures des différentes grandeurs (Figure 1.3) s'obtiennent en remarquant que le déblocage de S_w entraîne le blocage de D par inversion de tension et que

le blocage de s_w s'accompagne de la mise en conduction de D pour permettre la circulation d'un courant ininterrompu dans la charge (effet de roue libre analogue à celui observé dans certains montages redresseurs). On en déduit en particulier que l'interrupteur s_w ne peut fonctionner qu'en auto-commutation puisque, ni la tension à ses bornes, ni le courant qui le traverse, ne peuvent s'inverser. Par contre, D fonctionne en commutation naturelle (ici, par inversion de tension) [11,25].

I.2.1.1.3 Calcul des grandeurs caractéristiques

Valeur moyenne

$$V_s = \frac{1}{T} \int_0^T V_e dt = \frac{1}{T} \int_0^{d \times T} V_e dt = \frac{1}{T} V_e \times dT$$

$$\text{Soit} \quad V_s = dV_e \quad (I.1)$$

Valeurs moyennes et efficaces des courant

Courant dans l'interrupteur

➤ Valeur moyenne :

$$I_{sw} = \frac{1}{T} \int_0^T I_s dt = \frac{1}{T} \int_0^{d \times T} I_s dt = \frac{1}{T} I_s dT$$

$$\text{Soit} \quad I_{sw} = d I_s \quad (I.2)$$

➤ Valeur efficace :

$$I_{sw}^2 = \frac{1}{T} \int_0^T I_s^2 dt = \frac{1}{T} I_s^2 dT$$

$$\text{Soit} \quad I_{sw} = \sqrt{d} I_s \quad (I.3)$$

Le courant I_e étant égal à I_{sw} ces valeurs sont également les grandeurs caractéristiques du courant fourni par la source d'alimentation.

Courant dans la diode

➤ Valeur moyenne :

$$I_D = \frac{1}{T} \int_0^T I_s dt = \frac{1}{T} I_s (T - dT)$$

$$\text{Soit} \quad I_D = (1-d)I_s \quad (I.4)$$

➤ Valeur efficace :

$$I_{Deff}^2 = \frac{1}{T} \int_0^T I_s^2 dt = \frac{1}{T} I_s^2 (T - dT)$$

$$\text{Soit} \quad I_{Deff} = \sqrt{d-1} I_s \quad (I.5)$$

Remarque :

Comme d peut normalement prendre toutes les valeurs comprises entre 0 et 1, le cas le plus défavorable correspond à $d=1$ pour l'interrupteur et à $d=0$ pour la diode. Dans les deux cas, le courant correspondant est en permanence égal à celui circulant dans la charge [13,15]. I_{sw} et I_D pourront donc être simplement dimensionnés comme s'ils devaient débiter un courant continu égal à I_s [18]. La valeur moyenne de I_e (donc de i_L) peut s'obtenir également en raisonnant comme suit: Le rendement théorique étant égal à 1, la puissance fournie par est V_e égale à celle dissipée dans la charge, soit :

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T V_e I_e dt = \frac{1}{T} \int_0^T V_s I_s dt$$

$$\text{On en déduit} \quad P = \frac{1}{T} \int_0^T V_e I_e dt = \frac{1}{T} \int_0^T V_s I_s dt$$

$$\text{D'où} \quad P = V_s I_s = d \times V_e I_e \quad (0.6)$$

La valeur moyenne de la tension de sortie étant toujours inférieure à V_e , ce hacheur est aussi qualifié d'abaisseur.

I.2.1.1.4 Analyse de fonctionnement conduction continue

➤ Séquence 1 : Phase active

Lorsque $0 \leq t \leq d \times T_e$ interrupteur fermé
 Diode bloquée
 On suppose V_s constante (ondulation négligée)

$$V_e(t) = V_L(t) + V_s(t)$$

$$V_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} = V_e - V_s$$

$$\text{Donc} \quad i_L(t) = \frac{1}{L} \times (V_e - V_s) \times t + i_{L \min} \quad (I.7)$$

$$\text{à} \quad t=0, i_L(0) = i_{L \min}$$

$$\text{à} \quad t = d \times T$$

$$i_L(d \times T) = i_{L \max}$$

$$= \frac{1}{L} \times (V_e - V_s) \times d \times T + i_{L \min}$$

➤ Séquence 2 : Phase de roue libre

Lorsque $d \times T \leq t \leq T_e$ interrupteur ouvert
 Diode passante
 On suppose v_s constante (ondulation négligée)

$$V_L(t) + V_s(t) = 0$$

$$V_s = L \frac{di_L(t)}{dt}$$

$$i_L(t) = -\frac{1}{L} \times V_s \times t + K$$

$$\text{à} \quad t = \alpha \times T$$

$$i_L(d \times T) = i_{L \max}$$

$$\text{Donc} \quad K = \frac{1}{L} \times V_s \times d \times T + i_{L \max}$$

$$\begin{aligned}\Delta i_L &= i_L \max - i_L \min \\ &= \frac{1}{L} \times (V_e - V_s) \times d \times T + i_L \min\end{aligned}\quad (I.7a)$$

Or

$$\bar{V}_s = dV_e$$

Donc

$$\Delta i_L = \frac{d \times (1-d)}{L \times f} \times V_e \quad (I.8)$$

Quand $d = 0.5$

$$\Delta i_L = \Delta i_L \max = \frac{V_e}{4 \times L \times f} \quad (I.9)$$

$$i_L(t) = -\frac{1}{L} \times V_s \times (t - d \times T) + i_L \max \quad (I.10)$$

$$t = T$$

$$i_L(T) = i_L \min$$

$$= -\frac{1}{L} \times V_s \times T \times (t - d \times T) + i_L \max$$

$$\Delta i_L = i_L \max - i_L \min = \frac{(1-d)}{L \times f} \times V_s \quad (I.11)$$

$$\text{D'après (I.8)} \quad V_s = dV_e$$

I.2.1.1.5 Dimensionnement du convertisseur Buck

Calcul de L

$$\text{D'après (I.8)} \quad L = \frac{d \times (1-d)}{\Delta i_L \times f} \times V_e$$

La limite du discontinu impose $i_L \max = 2 \times I_L = 2 \times I_s$

$$\text{Donc} \quad L_{\min} = \frac{d \times (1-d)}{2 \times I_s \times f} \times V_e = \frac{V_e - V_s}{2 \times I_s \times f} \times \frac{V_s}{V_e} \quad (I.12)$$

Calcul de C

En réalité, $v_s(t)$ ondule $V_s(t) = \bar{V}_s + \delta v_s$ Cette ondulation est liée à l'ondulation de $i_L(t)$

$$i_L(t) = i_C(t) + i_s(t) \Rightarrow \bar{I}_L + \delta i_L = i_C(t) + I_s$$

$$\text{Or} \quad \bar{I}_L = I_s \quad \text{Donc} \quad i_C(t) = \delta i_L = C \frac{d(\delta v_s)}{dt}$$

$$\delta v_s = \frac{1}{C} \int \delta i_L dt$$

δv_s est déphasée de $-\frac{\pi}{2}$ par rapport à δi_L

$$\Delta V_s = V_2 - V_1 = \frac{1}{C} \int \delta i_L dt$$

Donc

$$\Delta V_s = \frac{1}{C} \times A$$

$$A = \frac{\Delta i_L}{4} \times (d \times T + \frac{(T - d \times T)}{2}) - \frac{d \times T}{2}$$

$$A = \frac{\Delta i_L \times T}{8}$$

Donc

$$\Delta V_s = \frac{\Delta i_L}{8 \times L \times C \times f}$$

D'après (I.15) et
(I.20 a)

$$\Delta i_L = \frac{d \times (1-d)}{L \times f} \times V_e$$

Donc
$$\Delta V_s = \frac{d \times (1-d)}{8 \times L \times C \times f^2} \times V_e \quad (I.13)$$

D'après (0.21)
$$d = \frac{V_s}{V_e}, \quad \Delta V_s = \frac{(V_s - V_e)}{8 \times L \times C \times f^2} \times \frac{V_s}{V_e}$$

ΔV_s Est maximale quand $d = 0.5$

d'où
$$\Delta V_s \max = \frac{V_s}{32 \times L \times C \times f^2}$$

Pour $d = 0.5$
$$C = \frac{V_e}{32 \times L \times f^2 \times \Delta V_s \max} \quad (I.14)$$

I.2.1.1.5.1 Contrainte

• Interrupteur :

$$V_{Sw \max} = V_e, \quad I_{Sw \max} = I_L \max = I_s + \frac{\Delta I_L}{2} \quad (I.15)$$

• Diode :

$$V_D \max = V_e, \quad I_D \max = I_L \max = I_s + \frac{\Delta I_L}{2}, \quad \bar{I}_D = (1-d) \times I_s \quad (I.16)$$

• Facteur de dimensionnement de l'interrupteur :

- On néglige l'ondulation de courant ΔI_L

$$Fd = \frac{V_{Sw \max} \times I_{Sw \max}}{P_s} = \frac{V_e \times I_s}{V_s \times I_s}$$

Donc
$$Fd = \frac{1}{d} \quad (I.17)$$

• Facteur de dimensionnement de la diode :

On néglige l'ondulation de courant ΔI_L

$$Fd = \frac{V_D \max \times I_D \max}{P_s} = \frac{V_e \times \bar{I}_D}{V_s \times I_s} = \frac{V_e \times (1-d) \times I_s}{d \times V_e \times I_s}$$

Donc
$$Fd = \frac{1-d}{d} \quad (I.18)$$

I.2.1.2 Application

Les plus importantes se situent dans le domaine de la variation de vitesse pour machines à courant continu. En dehors de cela, on peut réaliser des alimentations de tension variable en associant un hacheur série, un circuit de filtrage et un dispositif de régulation de la tension de sortie agissant sur le rapport cyclique. Ce procédé est cependant peu employé et de toute façon réservé aux puissances relativement importantes. Aux faibles et moyennes puissances, on utilise

généralement les alimentations à découpage, sur lesquelles nous reviendrons dans le cadre de l'étude de l'hacheur à accumulation [12,20].

I.2.1.2.1 Hacheur parallèle (Type Boost ou step up ou élévateur de tension)

L'hacheur BOOST (élévateur, Survolteur ou step-Up) est un convertisseur $DC-DC$ à liaison directe entre une source d'entrée en tension (générateur) et une source de sortie en courant (récepteur) [5]. Il comporte deux interrupteurs complémentaires positionnés de façon à former un commutateur bi-positionnel « power-pole ». Le premier est un interrupteur commandable en tension ou en courant à l'amorçage comme au blocage placé en parallèle avec la source d'alimentation et l'inductance. Cet interrupteur peut être de type transistor bipolaire BJT, transistor à effet de champ MOSFET ou transistor bipolaire à grille isolée IGBT, thyristor SCR, thyristor à grille bloquante GTO...etc. - Le deuxième est un interrupteur unidirectionnel spontanément amorçable et blocable, placé en antiparallèle avec la branche Alimentation-interrupteur commandable. Des éléments passifs L et C placés en ordre servant à accumulateurs inductif et capacitif de l'entrée vers la sortie et formant un filtre pour le courant et la tension respectivement. [11] La figure (Figure 1.5) suivante représente le schéma de principe d'un hacheur Boost :

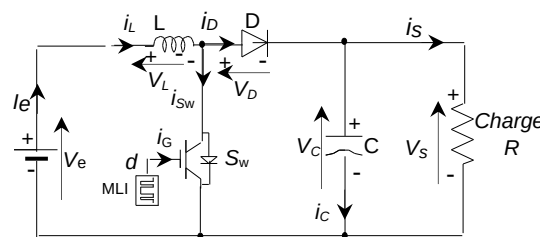


Figure I.4. Schéma de base d'un hacheur Boost

I.2.1.2.1.1 Fonctionnement

Selon le principe de découpage (commutation à fréquence élevée), l'hacheur permet de transférer de l'énergie d'une source vers une charge en rechargeant et déchargeant des éléments accumulateurs L et C à la même cadence *ON* et *OFF* de l'interrupteur. Pendant la fermeture, la diode sera polarisée en inverse et elle se bloque spontanément. La bobine se recharge par un courant d'un niveau minimal précédent vers un autre maximal. Au bout de cette durée de fermeture ton, l'interrupteur s'ouvre à la demande d'une commande extérieure appliquée sous forme d'un rapport cyclique entre la durée ton et la période de commutation T . Au cours de cette ouverture *OFF*, la charge inductive acquise sera transmise au condensateur de sortie C et

à l'élément de charge (Résistance R par exemple) à travers une maille de roue libre via la diode qui est polarisée en directe et devient passante [11,15].

I.2.1.2.1.2 Forme d'onde des différentes grandeurs (conduction continue)

Les formes d'ondes sont de la forme suivante (en supposant la tension et le courant de sortie continus). L'interrupteur S_w se ferme et s'ouvre à une période T . Il est fermé du temps 0 au temps αT : la diode est bloquée, la source primaire fournit de l'énergie à l'inductance L . Il est ouvert du temps $d \times T$ au temps T : la diode est passante et assure la décharge de L dans R [9,16]. Cette décharge n'est possible que si $V_s \geq V_e$. Les formes de courant et tension en conduction continue sont les suivantes. L'étude de ces courbes montre en particulier que le courant de sortie est interrompu (la charge ne pourrait donc pas être à prédominance inductive). D'autre part, la valeur moyenne de V_L devant obligatoirement être nulle, ceci oblige V_C à être supérieur à V_C . C'est pourquoi ce montage est aussi appelé hacheur élévateur [10].

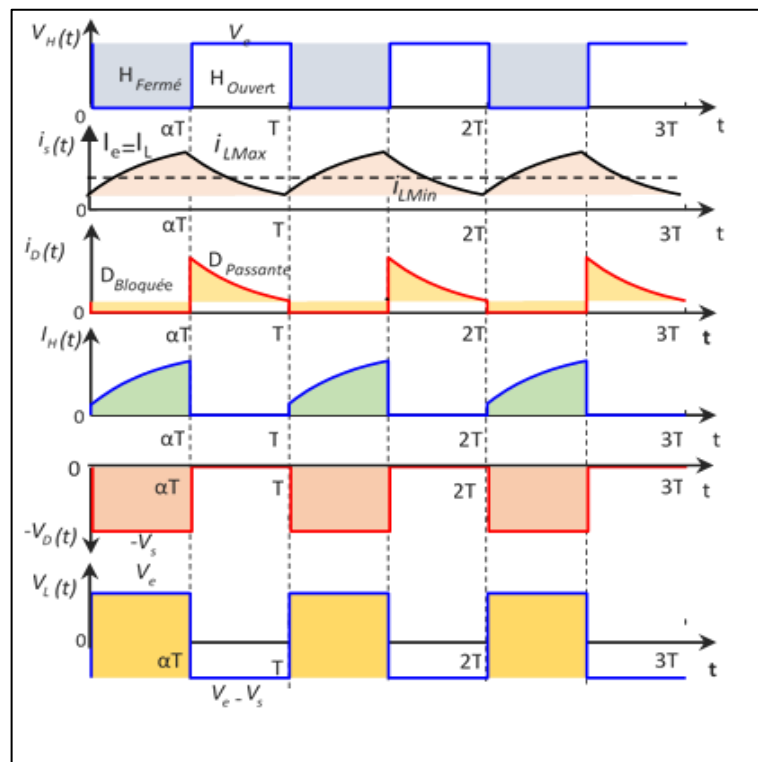


Figure I.5. Forme d'ondes des principales grandeurs d'un Hacheur parallèle pour une charge R-L

I.2.1.2.1.3 Calcul des grandeurs caractéristiques

Valeur moyenne de V_s

$$\frac{1}{T} \int_0^{d \times T} V_e dt + \frac{1}{T} \int_{d \times T}^T (V_e - V_s) dt = 0$$

On déduit
$$\frac{1}{T} (d \times V_e \times T) + \frac{1}{T} (V_e - V_s) \times (T - d \times T) = 0$$

D'où finalement
$$V_s = \frac{V_e}{1-d} \quad (I.19)$$

Valeurs moyennes et efficaces des courants

Comme d'habitude, nous exprimerons ces grandeurs en fonction de la valeur moyenne I_s du courant dans la charge. Les allures étant tracées par rapport au courant circulant dans L , on calcule dans un premier temps toutes les grandeurs en fonction de I_e [18]. Il suffit ensuite de remplacer I_e par son expression en fonction de I_s pour obtenir les expressions définitives. Les allures des courants étant analogues à celles obtenues pour le hacheur série, on obtient immédiatement :

$$I_{Sw} = I_s d, \quad I_{Sweff} = \sqrt{d} I_e, \quad I_D = I_s = (1-d) I_e, \quad I_{Deff} = \sqrt{1-d} I_e, \quad (I.20)$$

$$I_e = \frac{d}{1-d} I_s$$

où on tire

Courant dans l'interrupteur

➤ Valeur moyenne : I_{Sw}

$$I_{Sw} = d I_e$$

Soit
$$I_{Sw} = \frac{d}{1-d} I_s \quad (I.21)$$

➤ Valeur efficace : I_{Heff}

➤

$$I_{Sweff} = \sqrt{d} I_e$$

Soit
$$I_{Sweff} = \frac{I_s}{\sqrt{1-d}} \quad (I.22)$$

Le courant I_e étant égal à I_H , ces valeurs sont également les grandeurs caractéristiques du courant fourni par la source d'alimentation

Courant dans la diode

➤ **Valeur moyenne I_D**

$$I_D = I_s = (1-d) I_e \quad (I.23)$$

➤ **Valeur efficace : I_{Deff}**

$$I_{Deff} = \sqrt{d-1} I_e$$

Soit
$$I_{Deff} = \frac{\sqrt{d}}{1-d} I_s \quad (I.24)$$

Remarque :

On déduit en particulier des relations précédentes que, pour un courant I_s donné, le courant à fournir par la source et ceux circulant dans les semi-conducteurs sont d'autant plus élevés que d est plus proche de l'unité. Ceci fait apparaître une deuxième limitation sur le rapport cyclique. En effet, même si V_s est capable de fournir le courant demandé, il faut veiller à ne pas dépasser les valeurs crêtes admissibles par S_w et D [7,12].

I.2.1.2.1.4 Analyse de fonctionnement conduction continue

➤ **Séquence 1 : Phase active**

Lorsque $0 \leq t \leq d \times T_e$ interrupteur fermé
Diode bloquée
On suppose V_s constante (ondulation négligée)

Donc
$$V_e(t) = V_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt}$$

à
$$i_L(t) = \frac{1}{L} \times V_e \times t + i_L \min \quad (I.25)$$

à
$$t = 0, i_L(0) = i_L \min$$

à
$$t = d \times T$$

$$i_L(d \times T) = i_L \max = \frac{1}{L} \times V_e \times d \times T + i_L \min$$

$$\Delta i_L = i_L \max - i_L \min = \frac{1}{L} \times V_e \times d \times T$$

➤ **Séquence 2 : Phase de roue libre**

Lorsque $d \times T \leq t \leq T_e$ interrupteur ouvert
Diode passante
On suppose v_s constante (ondulation négligée)

$$V_e(t) = V_L(t) + V_s(t)$$

$$V_s = L \frac{di_L(t)}{dt}$$

$$i_L(t) = \frac{V_e - V_s}{L} \times t + K$$

à
$$t = d \times T$$

$$i_L(d \times T) = i_L \max$$

Donc
$$K = -\frac{V_e - V_s}{L} \times d \times T + i_L \max$$

$$\Rightarrow i_L(t) = \frac{V_e - V_s}{L} \times (t - d \times T) + i_L \max \quad (I.26)$$

Donc $\Delta i_L = \frac{d \times V_e}{L \times f}$ (I.27) à $t = T$

$\frac{d\Delta i_L}{d\alpha} = \frac{V_e}{L \times f} \neq 0$

Quand $d = 1$

$i_L(T) = i_L \min = \frac{V_e - V_s}{L} \times T \times (1 - d) + i_L \max$

$\Delta i_L = i_L \max - i_L \min$

$= \frac{V_e - V_s}{L} \times T \times (1 - d)$ (I.29)

$\Delta i_L = \Delta i_L \max = \frac{V_e}{L \times f}$ (I.28)

$\bar{V}_s = \frac{V_e}{1 - d}$ (I.30)

$\bar{V}_s = \frac{V_e}{1 - d}$

Si $\Delta I_L = k \times I_s$

$L = \frac{(V_e - V_s)}{k \times I_s \times f} \times \frac{V_e}{V_s}$

I.2.1.2.1.5 Dimensionnement du convertisseur Boost

Calcul de L

D'après (I.27) et (I.30) $L = \frac{d \times V_e}{\Delta i_L \times f}$

La limite du discontinu impose $\Delta i_L \max = 2 \times \bar{I}_L = \frac{2 \times I_s}{1 - d}$

Donc $L_{\min} = \frac{d \times (1 - d)}{2 \times I_s \times f} \times V_e = \frac{V_s - V_e}{2 \times I_s \times f} \times \frac{V^2_e}{V^2_s}$ (I.31)

Calcul de C

En réalité, $v_s(t)$ ondule $V_s(t) = \bar{V}_s + \delta v_s$ Cette ondulation est liée à l'ondulation de $i_D(t)$

$$i_D(t) = i_C(t) + i_s(t) \Rightarrow \bar{I}_D + \delta i_D = i_C(t) + I_s$$

Or $\bar{I}_D = I_s$ Donc $i_C(t) = \delta i_D = C \frac{d(\delta v_s)}{dt} \Rightarrow \delta v_s = \frac{1}{C} \int_{t_1}^{t_2} \delta i_D dt$

Donc $\Delta V_s = V_s \max - V_s \min$

$$d \times T \leq t \leq T_e$$

Lorsque

$$\delta v_s = \frac{1}{C} \int_0^{\alpha T} i_C(t) dt = -\frac{I_s}{C} \times t + K$$

$$V_s(0) = V_s \max \Rightarrow K = V_s \max$$

$$V_s(t) = -\frac{I_s}{C} \times t + V_s \max$$

Donc $V_s(d \times T) = -\frac{I_s}{C} \times d \times T + V_s \max \Rightarrow \Delta V_s = \frac{d \times T \times I_s}{C}$

$$I_s = \frac{V_s}{R}$$

Donc
$$\Delta V_s = \frac{V_s \times d \times T}{R \times C} \quad (I.32)$$

$$\bar{V}_s = \frac{V_e}{1-d}$$

Donc
$$\Delta V_s = \frac{L \times \Delta I_L}{(1-d)R \times C} \quad (I.33)$$

$$\Delta I_L = \frac{d \times V_e}{L \times f}$$

$$\Delta V_s = \frac{d \times V_e}{(1-d)R \times C \times f} \quad (I.34)$$

$$d = 1 - \frac{V_e}{V_s}$$

$$\Delta V_s = \frac{(V_s - V_e) \times I_s}{C \times f \times V_s}$$

Contrainte

- **Interrupteur :**

$$V_{Sw} \max = V_s \quad I_{Sw} \max = I_L \max = \bar{I}_s + \frac{\Delta I_L}{2} = \frac{I_s}{1-d} + \frac{\Delta I_L}{2} \quad (I.35)$$

- **Diode :**

$$V_D \max = V_s \quad I_D \max = I_s + \frac{\Delta I_L}{2}, \quad \bar{I}_D = I_s \quad (I.36)$$

- **Facteur de dimensionnement de l'interrupteur :**

On néglige l'ondulation de courant ΔI_L

$$Fd = \frac{V_{Sw} \max \times I_{Sw} \max}{P_s} = \frac{V_s \times I_s}{V_s \times I_s} = \frac{1-d}{1-d}$$

Donc
$$Fd = \frac{1}{1-d} \quad (I.37)$$

- **Facteur de dimensionnement de la diode :**

On néglige l'ondulation de courant

$$Fd = \frac{V_D \max \times I_D \max}{P_s} = \frac{V_s \times \bar{I}_D}{V_s \times I_s} = \frac{V_s \times I_s}{V_s \times I_s}$$

Donc
$$Fd = 1 \quad (I.38)$$

I.2.1.3 Application

I.2.1.4 Hacheur a stockage inductif (type Buck-Boost ou inverseur de tension)

Son nom provient du fait que la puissance n'est plus transmise directement de la source vers la charge, mais qu'elle est "accumulée" dans un élément intermédiaire. Il existe plusieurs types de montages, suivant la nature (capacitive ou inductive) de l'élément de stockage. Nous nous limiterons ici à l'étude d'un hacheur à accumulation inductive[13.21].

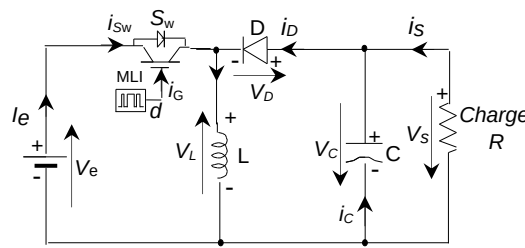


Figure I.6. Schéma de base d'un hacheur Buck-Boost

L'hacheur série parallèle ou inverseur est un convertisseur indirect $DC-DC$ à stockage inductif. Son rôle principal est de convertir la tension constante d'entrée en une tension supérieure ou inférieure mais de polarité inverse. La source d'entrée est de type tension continue (filtrage capacitif en parallèle avec une source de tension) et la Charge de sortie continue de type source de tension (condensateur en parallèle avec la charge résistive). Le transistor doit être commandé par blocage et l'amorçage. La Figure (I.6) présente Schéma de base d'un hacheur (Buck-Boost) [15].

I.2.1.4.1.1 Fonctionnement

L'interrupteur S_w se ferme et s'ouvre à une période T . Il est fermé du temps 0 au temps $d \times T$: La source primaire fournit de l'énergie à l'inductance L et la tension de sortie est négative par rapport au point commun ; la diode est bloquée. Il est ouvert du temps $d \times T$ au temps T : la diode est passante et assure la décharge de L ans R .

I.2.1.4.1.2 Forme d'onde des différentes grandeurs (conduction continue)

Les formes d'ondes données maintenant supposent que les composants sont tous parfaits et que tension et courant de sortie, V_s et I_s , peuvent être assimilés à leur valeur moyenne (ondulations de sortie négligées).

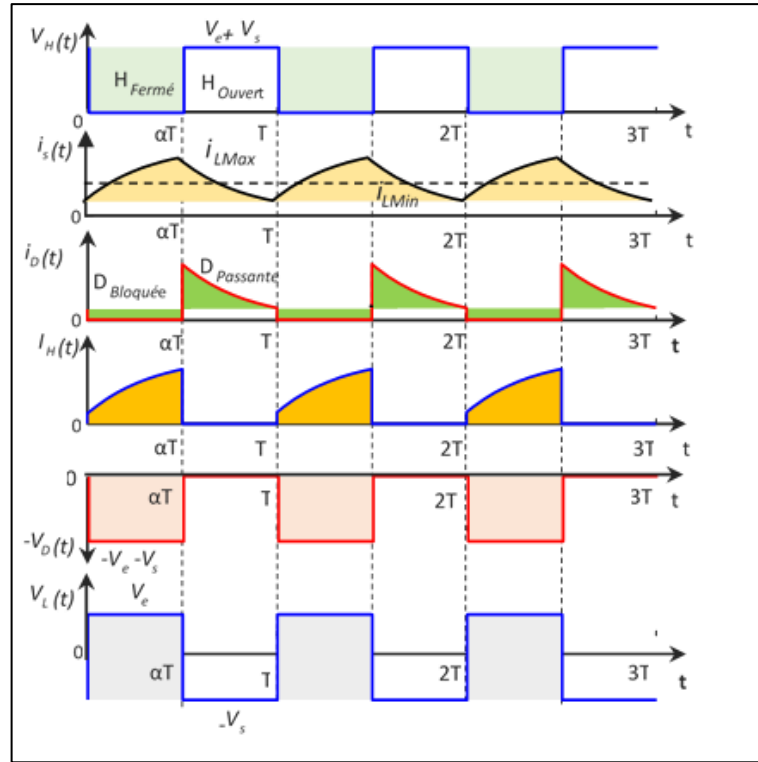


Figure 1.7. Forme d'ondes des principales grandeurs d'un Hacheur *Buck-Boost* pour une charge R-L

L'interrupteur est commandé périodiquement à la fermeture et à l'ouverture. On pose T la période de répétition des signaux de commande et α le rapport cyclique (s_w est donc passant pendant une durée égale à dT). Les allures des différentes grandeurs (Figure 1.9) s'obtiennent en remarquant que le déblocage de s_w entraîne le blocage de D par inversion de tension et que le blocage de s_w s'accompagne de la mise en conduction de D pour permettre la circulation d'un courant ininterrompu dans la charge (effet de roue libre analogue à celui observé dans certains montages redresseurs). On en déduit en particulier que l'interrupteur s_w ne peut fonctionner qu'en auto-commutation puisque, ni la tension à ses bornes, ni le courant qui le traverse, ne peuvent s'inverser. Par contre, D fonctionne en commutation naturelle (ici, par inversion de tension) [10,14,15].

I.2.1.4.1.3 Calcul des grandeurs caractéristiques

Valeur moyenne de V_s

$$\frac{1}{T} \int_0^{dT} V_e dt + \frac{1}{T} \int_{dT}^T (-V_s) dt = 0$$

On déduit
$$\frac{1}{T} (d \times V_e T) + \frac{1}{T} (-V_s) \times (T - d \times T) = d \times V_e - (1-d) \times V_s = 0$$

d'où finalement
$$V_s = \frac{d}{1-d} \times V_e \quad (I.39)$$

On constate, là aussi, que V_s peut tendre vers l'infini, ce qui entraîne une limitation sur la valeur maximale que peut prendre d .

Valeurs moyennes et efficaces des courants

Le raisonnement est analogue à celui fait pour l'hacheur parallèle. En fonction de I_L , il vient immédiatement :

En remplaçant alors I_L par son expression en fonction de I_s , on obtient

$$\begin{aligned} I_e = I_{Sw} = d \times I_L, \quad I_e = I_{Sweff} = \sqrt{d} \times I_L, \quad I_D = I_s = (1-d) \times I_L, \\ I_{eff} = I_{Deff} = \sqrt{d-1} \times I_L \quad I_L = \frac{d}{1-d} \times I_s \end{aligned} \quad (I.40)$$

Courant dans l'interrupteur

➤ **Valeur moyenne :**

$$I_{Deff} = \sqrt{d-1} I_e$$

$$\text{Soit} \quad I_{Sw} = \frac{d}{1-d} \times I_s \quad (I.41)$$

➤

➤ **Valeur efficace :**

$$I_{Sweff} = \sqrt{d} \times I_L$$

$$\text{Soit} \quad I_{Sweff} = \frac{\sqrt{d}}{1-d} \times I_s \quad (I.42)$$

Le courant I_e étant égal à I_{Sw} , ces valeurs sont également les grandeurs caractéristiques du courant fourni par la source d'alimentation

Courant dans la diode

➤ **Valeur moyenne**

$$I_D = I_s \quad (I.43)$$

➤ **Valeur efficace :**

$$I_{Deff} = \sqrt{d-1} \times I_e$$

$$\text{Soit} \quad I_{Deff} = I_{eff} = \frac{I_s}{\sqrt{1-d}} \quad (I.44)$$

De même, les différents courants augmentent avec α . Les limitations signalées dans le cas du hacheur parallèle interviennent donc également ici.

I.2.1.4.1.4 Analyse de fonctionnement conduction continue

I.2.1.4.1.5 Dimensionnement du convertisseur Boost

➤ Séquence 1 : Phase activeLorsque $0 \leq t \leq \alpha \times T_e$ interrupteur fermé

Diode bloquée

On suppose V_s constante (ondulation négligée)

$$V_e(t) = V_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt}$$

$$\text{Donc } i_L(t) = \frac{V_e}{L} \times t + i_{L \min} \quad (I.45)$$

$$\text{à } t=0, i_L(0) = i_{L \min}$$

$$\text{à } t = d \times T$$

$$i_L(d \times T) = i_{L \max} = \frac{1}{L} \times V_e \times d \times T + i_{L \min}$$

$$\Delta i_L = i_{L \max} - i_{L \min} = \frac{1}{L} \times V_e \times d \times T$$

$$\text{Donc } \Delta i_L = \frac{d \times V_e}{L \times f} \quad (I.46)$$

$$\frac{d\Delta i_L}{d\alpha} = \frac{V_e}{L \times f} \neq 0$$

$$\text{Quand } d=1$$

$$\Delta i_L = \Delta i_{L \max} = \frac{V_e}{L \times f} \quad (I.47)$$

$$V_s = \frac{d \times V_e}{1-d}$$

$$\Delta i_L = \frac{V_e \times V_s}{L \times f \times (V_s + V_e)}$$

➤ Séquence 2 : Phase de roue libreLorsque $\alpha \times T \leq t \leq T_e$ interrupteur ouvert

Diode passante

On suppose v_s constante (ondulation négligée)

$$V_L(t) = V_D(t) - V_s(t) = -V_s(t)$$

$$V_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt}$$

$$i_L(t) = -\frac{V_s}{L} \times t + K$$

$$\text{à } t = d \times T$$

$$i_L(d \times T) = i_{L \max}$$

$$\text{Donc } K = -\frac{V_s}{L} \times d \times T + i_{L \max} \quad (I.48)$$

$$\Rightarrow i_L(t) = -\frac{V_s}{L} \times (t - d \times T) + i_{L \max}$$

$$\text{à } t = T$$

$$i_L(T) = i_{L \min} = -\frac{V_s}{L} \times T \times (1-d) + i_{L \max} \quad (I.49)$$

$$\Delta i_L = i_{L \max} - i_{L \min} = \frac{V_s}{L} \times T \times (1-d)$$

$$V_s = \frac{d \times V_e}{1-d} \quad (I.50)$$

$$\text{Si } \Delta i_L = k \times I_s$$

$$L = \frac{V_s \times V_e}{k \times I_s \times f \times (V_s + V_e)}$$

Calcul de L

$$\text{D'après (I.48)} \quad L = \frac{d \times V_e}{\Delta i_L \times f}$$

$$\text{La limite du discontinu impose } \Delta i_{L \max} = 2 \times \bar{I}_L = \frac{2 \times I_s}{1-d}$$

$$\text{Donc } L_{\min} = \frac{d \times (1-d)}{2 \times I_s \times f} \times V_e = \frac{V_s^2 \times V_e^2}{2 \times I_s \times f \times (V_s + V_e)^2} \quad (I.51)$$

$$\text{Avec } d = \frac{V_s}{V_s + V_e}$$

Calcul de C

En réalité, $V_s(t)$ ondule $V_s(t) = \bar{V}_s + \delta v_s$ Cette ondulation est liée à l'ondulation de $i_D(t)$

$$i_D(t) = i_C(t) + i_s(t) \Rightarrow \bar{I}_D + \delta i_D = i_C(t) + I_s$$

Or $\bar{I}_D = I_s$ donc $i_C(t) = \delta i_D = C \frac{d(\delta v_s)}{dt} \Rightarrow \delta v_s = \frac{1}{C} \int_{t_1}^{t_2} \delta i_D dt$

Donc $\Delta V_s = V_s \max - V_s \min$

$$d \times T \leq t \leq T_e$$

Lorsque

$$\delta v_s = \frac{1}{C} \int_0^{\alpha T} i_C(t) dt = -\frac{I_s}{C} \times t + K$$

$$V_s(0) = V_s \max \Rightarrow K = V_s \max$$

$$V_s(t) = -\frac{I_s}{C} \times t + V_s \max$$

Donc $V_s(d \times T) = -\frac{I_s}{C} \times d \times T + V_s \max \Rightarrow \Delta V_s = \frac{d \times T \times I_s}{C}$ (I.52)

$$I_s = \frac{V_s}{R}$$

Donc $\Delta V_s = \frac{V_s \times d \times T}{R \times C}$

$$V_s = \frac{d \times V_e}{1 - d}$$

Donc $\Delta V_s = \frac{d^2 \times V_e}{(1 - d) R \times C \times f}$ (I.53)

$$\Delta I_L = \frac{d \times V_e}{L \times f}$$

$$\Delta V_s = \frac{d \times L \times \Delta I_L}{(1 - d) R \times C}$$

$$d = \frac{V_s}{V_e + V_s}$$

$$\Delta V_s = \frac{V_s \times I_s}{C \times f \times (V_s + V_e)}$$

Contrainte

- **Interrupteur :**

$$V_{Sw \max} = V_e + V_s$$

Soit
$$I_{H \max} = I_{L \max} = \bar{I}_s + \frac{\Delta I_L}{2} = \frac{I_s}{1-d} + \frac{\Delta I_L}{2} \quad (I.54)$$

- **Diode :**

$$V_D \max = V_e + V_s$$

Soit
$$I_D \max = \frac{I_s}{1-d} + \frac{\Delta I_L}{2}, \bar{I}_D = I_s \quad (I.55)$$

- **Facteur de dimensionnement de l'interrupteur :**

On néglige l'ondulation de courant ΔI_L

$$Fd = \frac{V_{Sw \max} \times I_{Sw \max}}{P_s} = \frac{(V_e + V_s) \times I_s}{V_s \times I_s} = \frac{(1-d)}{d} \times V_s + V_s$$

Soit
$$Fd = \frac{1}{d \times (1-d)} \quad (I.56)$$

- **Facteur de dimensionnement de la diode :**

On néglige l'ondulation de courant ΔI_L

$$Fd = \frac{V_D \max \times I_D \max}{P_s} = \frac{(V_e + V_s) \times \bar{I}_D}{V_s \times I_s} = \frac{(V_e + V_s) \times I_s}{V_s \times I_s} = \frac{(1-d)}{d} \times V_s + V_s$$

Soit
$$Fd = \frac{1}{d} \quad (I.56)$$

I.2.1.5 Application

L'hacheur à accumulation peut éventuellement servir à générer une tension négative à partir d'une alimentation positive existante. Son application la plus importante se situe ce pendant dans le cadre des alimentations à découpage.

I.3 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté toutes les équations qui régissent le fonctionnement et le principe de fonctionnement des convertisseurs de type Buck, Boost et (Buck-Boost).

Pour les trois cas l'étage de puissance réalisé permet d'élever, de diminuer et d'inverser la tension de sortie et d'adapter la puissance. On a montré le principe de fonctionnement des trois hacheurs et la validité de la méthode adoptée pour le dimensionnement des composants. Le dimensionnement de chaque composant des convertisseurs Buck-Boost et (Buck-Boost) est fait en fonction de l'application. Pour pouvoir dimensionner correctement les composants et notamment les semi-conducteurs, il est nécessaire de connaître les valeurs maximales (dans les conditions de fonctionnement les plus sévères) des tensions et des courants[02,06,12].

On dresse récapitulatif des convertisseurs utilisés pour savoir à quelle tension ils sont fonctionnels voir annexe :01.

Chapitre II

Modélisation des Convertisseurs Buck, Boost et Buck -Boost

II.1 Introduction

La modélisation des convertisseurs a pour but d'analyser le comportement dynamique de ceux-ci, afin de synthétiser les lois de commande nécessaires qui permettent d'atteindre les performances désirées. La difficulté majeure vient du principe même de ces convertisseurs : ils sont non linéaires et présentent plusieurs configurations électriques distinctes lors d'une période de commutation. La modélisation du comportement dynamique doit permettre de caractériser le fonctionnement de convertisseur DC-DC dans les deux modes de conduction (continu et discontinu) [11]. Cette étude vise le développement des modèles des convertisseurs Buck et Boost fonctionnant en conduction continue et d'étudier leurs réponses en boucle ouverte, de sorte que ces modèles peuvent être utilisés en cas de conception d'un système en boucle fermée.

II.2 Modélisation des convertisseurs DC-DC

Dans cette section on décrit les modèles des convertisseurs Buck et Boost en mode de conduction continue.

II.2.1 Convertisseur Buck

II.2.1.1 Structure

Ce hacheur est formé d'une source de tension continue V_e à l'entrée, d'une diode de roue libre D , d'un transistor S_w commandable de puissance, d'une inductance L , d'un condensateur C et d'une résistance de charge R [5].

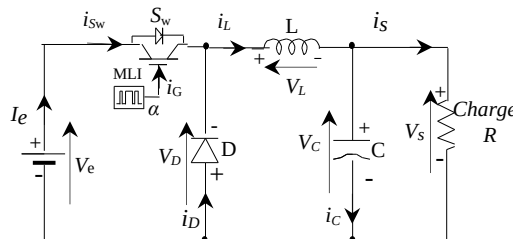


Figure II.1 . Le schéma de principe d'un hacheur

II.2.1.2 Modèle instantané

Sur l'intervalle $0 \leq t \leq dT$, S_w est fermé et D est bloquée.

Dans le premier laps de temps dT l'interrupteur est saturé, alors l'inductance L se charge d'énergie avec augmentation du courant i_L comme indiqué sur la Figure (II.2)

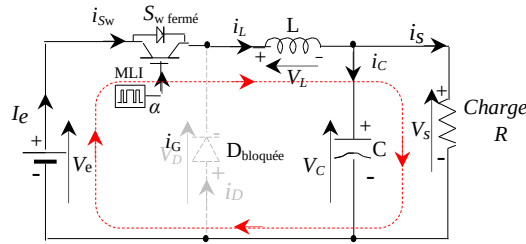


Figure II.2 . Schéma équivalent d'hacheur Buck S_w fermé

On obtient

$$V_e = L \frac{di}{dt} + V_c \quad (\text{II.1})$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_e}{L} - \frac{V_c}{L} \quad (\text{II.2})$$

$$i_L = C \frac{dV_c}{dt} + \frac{V_s}{R} \quad (\text{II.3})$$

$$\frac{dV_c}{dt} = \frac{i_L}{C} - \frac{V_s}{RC} \quad (\text{II.4})$$

$$\begin{cases} \frac{di_L}{dt} = \frac{V_e}{L} - \frac{V_c}{L} \\ \frac{dV_s}{dt} = \frac{i_L}{C} - \frac{V_s}{RC} \end{cases} \quad (\text{II.5})$$

On obtient alors le modèle linéaire qui représente la première configuration du circuit décrit en figure (II.2)

$$\dot{X} = A_1 X + B_1 U \quad (\text{II.6})$$

Avec :

$$X = \begin{bmatrix} i_L \\ V_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.7})$$

$$U = \begin{bmatrix} V_e \\ V_s \end{bmatrix} \quad (\text{II.8})$$

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dV_c}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ V_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_e \quad (\text{II.9})$$

Sur l'intervalle $dT \leq t \leq T$, S_w est ouvert, la diode D est passante.

Dans le deuxième laps de temps $(1-d)T$, l'inductance L libère cette énergie à la charge avec une diminution du courant i_L . La figure (I.3) montre les deux cas de figure(2)

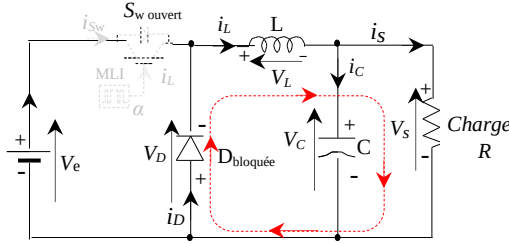


Figure II.3. Schéma équivalent d'hacheur buck S_w ouvert,

On obtient

$$L \frac{di_L}{dt} - V_c = 0 \quad (\text{II.10})$$

$$\frac{di_L}{dt} = -\frac{V_c}{L} \quad (\text{II.11})$$

$$C \frac{dV_c}{dt} = i_L - \frac{V_c}{R} \quad (\text{II.12})$$

$$\frac{dV_c}{dt} = \frac{i_L}{C} - \frac{V_c}{RC} \quad (\text{II.13})$$

On obtient alors le modèle linéaire qui représente la deuxième configuration du circuit décrit en figure (II.3)

$$\dot{X} = A_2 X + B_2 U \quad (\text{II.14})$$

II.2.1.2.1 Modèle moyen

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dV_c}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ V_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} V_e \quad (\text{II.15})$$

Le modèle appelé modèle moyen est alors obtenu en moyennant les deux équations d'état avec le rapport cyclique d , ce qui donne une représentation d'état unique [12] .

On utilise l'égalité suivante pour déterminer le modèle d'état moyen :

Où :

$$\dot{X} = AX + BU \quad (\text{II.16})$$

$$\begin{cases} A = d A_1 + (1-d) A_2 \\ B = d B_1 + (1-d) B_2 \\ C^T = d C_1^T + (1-d) C_2^T \end{cases} \quad (\text{II.17})$$

À partir des séquences 1 et 2 on obtient le modèle dynamique d'un convertisseur buck :

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dV_c}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ V_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{d}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_e \quad (\text{II.18})$$

Avec :

$$A = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} \frac{d}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{RC} \end{bmatrix} \quad (\text{II.19})$$

II.2.1.3 Dimensionnement des convertisseurs Buck

Afin de pouvoir dimensionner correctement les composants et notamment les semi-conducteurs, il est nécessaire de connaître les valeurs maximales (dans les conditions de fonctionnement les plus sévères) des tensions et des courants.

L'interrupteur MOSFET (et donc sa diode de corps) n'ont pratiquement aucune influence dans le fonctionnement fin du montage. A tel point que l'on peut remplacer cet interrupteur par un interrupteur idéal sans affecter les formes d'onde du montage [25].

II.2.1.3.1 Hypothèses

Dans cette étude théorique, nous admettrons les hypothèses suivantes [14] [15] [19] :

- Tous les composants sont parfaits (à part ESR de condensateur).
- Le régime est supposé établi.
- Le mode de conduction est continu.
- Pour calculer le courant d'entrée, on considère que la tension à l'entrée est constante, et on néglige l'ondulation de la tension à la sortie vis à-vis de la valeur moyenne.
- Pour calculer la tension de sortie, on considère que le courant de sortie est constant, et on néglige l'ondulation du courant d'entrée vis à-vis de la valeur moyenne.
- La capacité du condensateur de sortie sera supposée suffisamment grande pour que la tension à ses bornes puisse être considérée comme constante au cours de la période.

II.2.1.3.2 Dimensionnement du convertisseur Buck

II.2.1.3.2.1 Ondulation du courant Δi_L et choix de L

On peut écrire pour un courant d'ondulation maximum désiré $\Delta i_{L(max)}$:

$$L \geq \frac{V_e}{4\Delta i_{L(max)} f} = \frac{V_s(V_e - V_s)}{\Delta i_L f V_e} \quad (II.20)$$

On peut écrire pour un courant d'ondulation maximum désiré $i_{L(max)}$:

$$\Delta i_{Lon} = (0.2 \text{ à } 0.4) i_{s(max)} \quad (II.21)$$

II.2.1.3.2.2 Courant d'entrée moyen

Tous les éléments étant supposés parfaits, le rendement théorique de ce convertisseur est égal à 1. On peut donc écrire :

$$V_s i_s = V_e i_e \quad (II.22)$$

On peut exprimer le courant d'entrée, comme suit:

$$i_s = d i_e \quad (II.23)$$

II.2.1.3.2.3 Résistance critique

Le courant de la bobine ayant une forme triangulaire comme indiqué sur la Figure (II.3), sa valeur moyenne, qui est le courant de sortie, est située à mi hauteur. Si le courant débité à l'extérieur change, la courbe se déplace verticalement parallèlement à certain valeurs critique (DCM). Correspond donc à $i_e = i_L/2$, or si R est la charge de sortie alors $V_s = R i_e$. La condition de continuité s'écrit donc [20] :

$$\Delta i_L < 2 \frac{V_s}{R} \quad (II.24)$$

En remplaçant le premier membre par sa valeur et en explicitant R , on obtient :

$$R_{critique} \leq 2 \frac{L f V_e}{V_e - V_s} \quad (II.25)$$

C'est une limitation pour des valeurs grandes de R , la charge doit être inférieure à cette limite.

II.2.1.3.2.4 Choix de la diode

L'utilisation de diodes Schottky permet d'éviter les problèmes de recouvrement et donc des pertes par commutation supplémentaires. Des fréquences d'ordre supérieur exigent de la rigueur sur toutes les origines de pertes dépendantes de la fréquence [20].

$$i_D = i_{s(\max)} (1 - \alpha) \quad (\text{II.26})$$

La diode présente dans le circuit Buck est aussi génératrice de pertes. Ces pertes peuvent être calculées de la façon suivante :

$$p_D = i_D V_D \quad (\text{II.27})$$

La valeur moyenne du courant dans la diode est donc égale au courant de sortie:

$$i_{D(\text{moy})} = i_s \quad (\text{II.28})$$

On adoptera pour la valeur efficace du courant dans la diode la valeur approchée [30] [31]:

$$i_{D\text{eff}} = i_e \sqrt{1-d} = \frac{i_s}{\sqrt{1-d}} \quad (\text{II.29})$$

II.2.1.3.2.5 Choix de MOSFET

Le courant crête $i_M(\text{Max})$ dans l'interrupteur S_w est atteint à $t = dT$. Il est plus courant dans l'inductance L étant égale au courant d'entrée i_e on peut écrire :

$$\hat{i}_{M(\max)} = i_{L(\max)} = \frac{i_s}{1-d} + \frac{\Delta i_L}{2} \quad (\text{II.30})$$

La valeur moyenne s'écrit :

$$i_{M(\text{moy})} = di_e = \frac{d}{1-d} i_s \quad (\text{II.31})$$

On démontre que la valeur efficace s'écrit [30] [31]:

$$i_{M(\text{eff})} = i_e \sqrt{d \left[1 + \frac{1}{12} \left(\frac{\Delta i_L}{i_e} \right)^2 \right]} \quad (\text{II.32})$$

II.2.1.3.2.6 Ondulation de la tension de sortie ΔV_s choix de C

Le courant i_C traversant le condensateur C est égal à la différence entre le courant circulant dans l'inductance L et le courant de sortie i_s $i_C = i_L - i_s$. On en déduit la valeur de la capacité

C nécessaire pour obtenir une ondulation de la tension de sortie V_s ($\Delta V_s = \Delta V_c$ si le condensateur est parfait :

$$C \geq \frac{1}{8f\Delta V_s} = \frac{1}{8L\Delta V_s f^2} V_s \left(1 - \frac{V_s}{V_e}\right) \quad (\text{II.33})$$

La taille du condensateur est inversement proportionnelle à la valeur carrée de f (la fréquence de commutation), donc en augmentant f , nous pouvons réduire la taille du filtre capacitif, mais d'autre part, nous devrions considérer que l'augmentation de f conduit à baisser le rendement du convertisseur [20].

On démontre que la valeur efficace du courant i_c s'écrit [25]:

$$i_{c(\text{eff})} = i_s \frac{\Delta i_L}{\sqrt{12}i_s} \quad (\text{II.34})$$

Dans la réalité, les condensateurs ne sont pas parfaits et on doit tenir compte de leurs résistances série équivalente, notée ESR (Equivalent Series Resistances), qui introduit une ondulation supplémentaire V_{ESR} en phase avec l'ondulation de courant i_L [15].

$$\Delta V_{ESR} = \Delta V_s = ESR \Delta i_L \quad (\text{II.35})$$

II.2.1.3.2.7 Conception des convertisseurs Buck, Boost et (Buck -Boost)

Le dimensionnement des éléments des deux convertisseurs est basé sur le cahier des charges données par le tableau (I.1) Voir annexe 02

A partir d'un tel cahier des charges, on va construire le tableau qui regroupe des valeurs minimales calculées de tous les éléments des deux convertisseurs ainsi que les valeurs moyennes des courants.

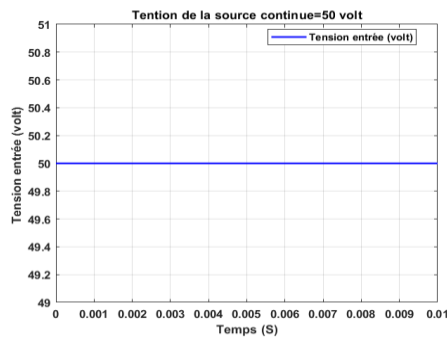
II.2.1.4 Résultats de simulation

Les figures (II.4) présentent le comportement des convertisseurs Buck idéal :

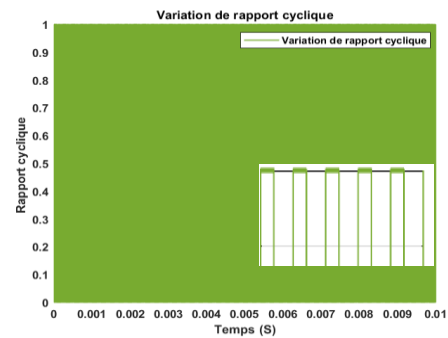
Comme nous avons mentionné plutôt, lorsque la fréquence est assez élevée on peut considérer le signal de commande d comme un signal continu [2]. Nous présentons dans les figures (II.4) Réponses transitoires développés en boucle ouverte du modèles Buck sans pertes. Sans la présence des résistances internes qui jouent le rôle d'amortisseurs, Dans la figure (II.4-(a),(b)) on observe des oscillations et un dépassement de 32%, Volt et 32%, à temps de réponse égal 7×10^{-4} S pour la tension de sortie et courant de sortie.

Les figure (II.5(a), (c)) représentent le comportement du convertisseur Buck lors de la variation de la tension d'entrée à $t=5\text{ms}$ et la variation de la charge à $t=6\text{ms}$ en boucle ouverte.

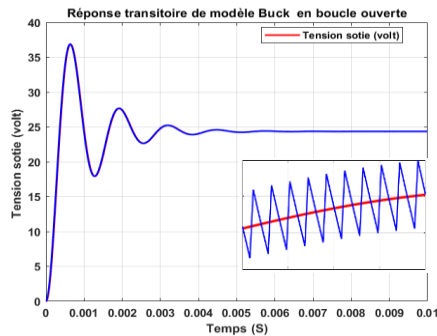
A partir de ces courbes, on remarque que au moment de la variation, la tension de sortie subit un dépassement de 32%, avec une augmentation événementielle du courant sortie de 5A à 6.8A, afin de maintenir la puissance de sortie constante. A $t=6\text{ms}$, la charge augmente, le courant de sortie présente un pic important de 25% avec diminution de la tension vers une valeur 9 Volt. La diminution de la charge provoque une augmentation du rapport cyclique. Cette augmentation a comme effet de maintenir la tension à sa valeur de référence.



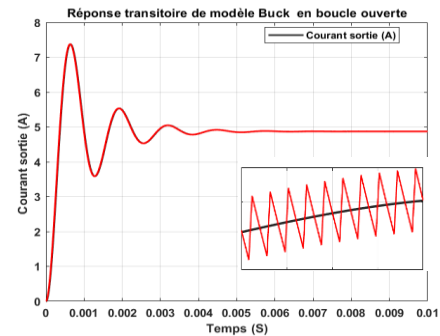
(a)-Réponses de la tension appliquée à l'entrée



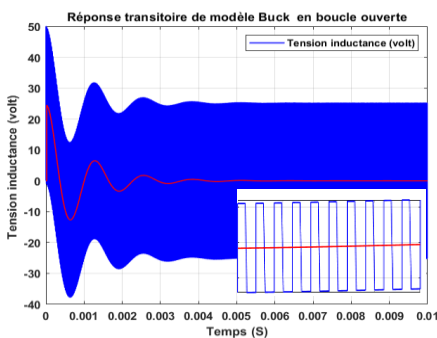
(b)-Réponses de la variation de rapport cyclique



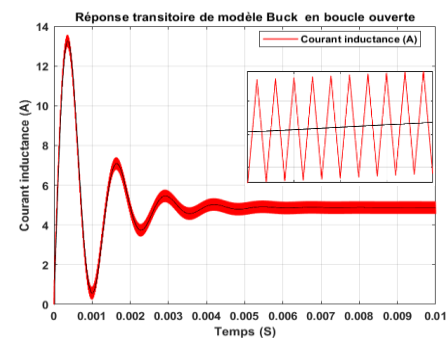
(c)-Réponses transitoires du tension de sortie en boucle ouverte.



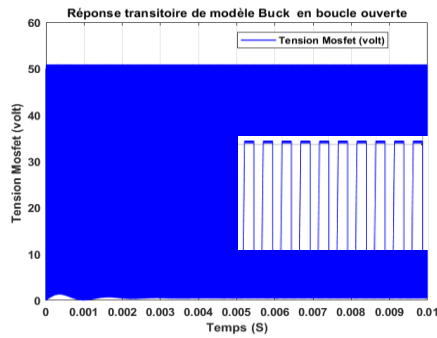
(d)-Réponses transitoires du courant de sortie en boucle ouverte



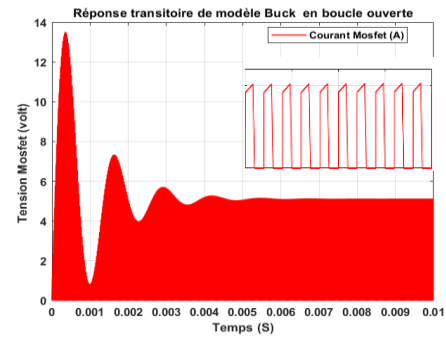
(e)-Réponses transitoires du tension d'inductance en boucle ouverte



(f)-Réponses transitoires du courant d'inductance en boucle ouverte



(g)-Réponse transitoire de la tension de Mosfet en boucle ouverte



(h)-Réponse transitoire de courant de Mosfet en boucle ouverte

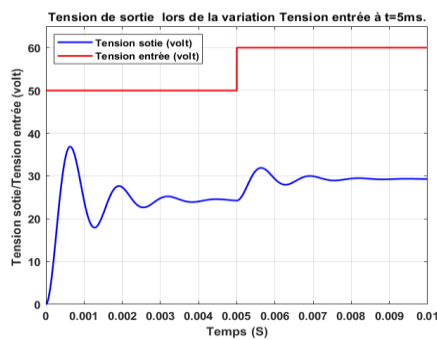
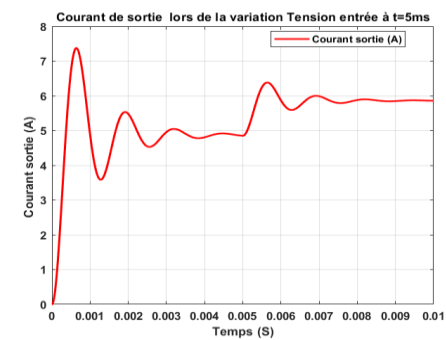
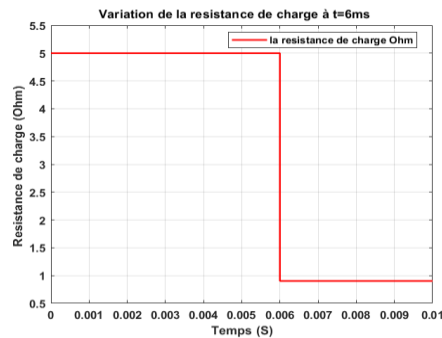
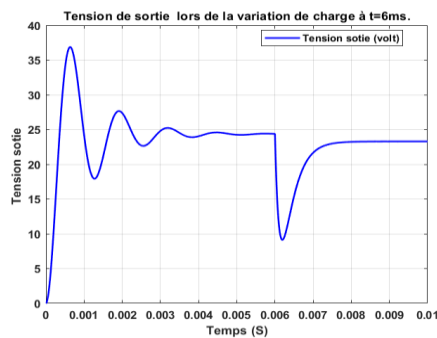
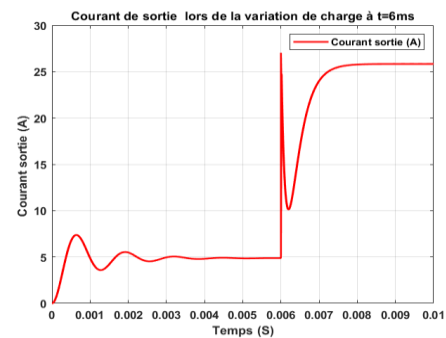
Figure II.4 : Réponses transitoires des modèles Buck développés en boucle ouverte(a)-Tension de sortie du convertisseur Buck lors de la variation de la tension d'entrée à $t=5\text{ms}$ en boucle ouverte(b)-Courant de sortie du convertisseur Buck lors de la variation de la tension d'entrée à $t=5\text{ms}$ en boucle ouverte(c)-la variation de la charge à $t=6\text{ms}$ (d)-Tension de sortie du convertisseur Buck lors de la variation de la charge à $t=6\text{ms}$ (e)-Courant de sortie du convertisseur Buck lors de la variation de la charge à $t=6\text{ms}$

Figure II.5. Réponses transitoires des modèles Buck développés en boucle ouverte Buck lors de la variation de la tension d'entrée et la charge

II.2.2 Convertisseur Boost

II.2.2.1 Structure

Le circuit électrique du convertisseur Boost est présenté par la figure (II).

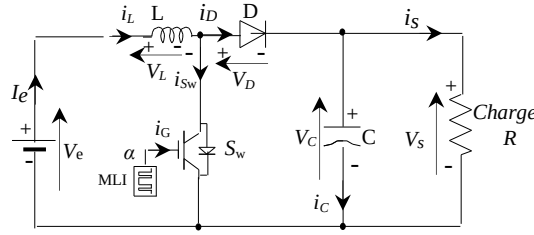


Figure II.5. Schéma du convertisseur Boost

II.2.2.2 Modèle instantané

Sur l'intervalle $t_0 \leq t \leq t_0 + dT$, S_w est fermé et D est bloquée.

Le circuit équivalent du convertisseur Boost est présenté par la figure (III.6) :

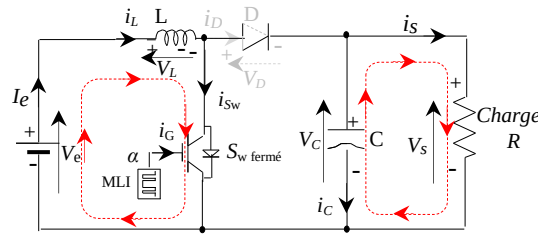


Figure II.6. Circuits équivalents du convertisseur Boost S_w fermé,

On obtient :

$$L \frac{di_L}{dt} = V_e \quad (II.36)$$

$$\text{Et} \quad C \frac{dV_c}{dt} = \frac{V_c}{R} \quad (II.37)$$

Le modèle linéaire qui représente la première configuration du circuit décrit en figure (II.6) est donné par :

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dV_c}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ V_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_e \quad (II.38)$$

*

Sur l'intervalle $t_0 + dT \leq t \leq t_0$, S_w est ouvert, la diode D est passante.

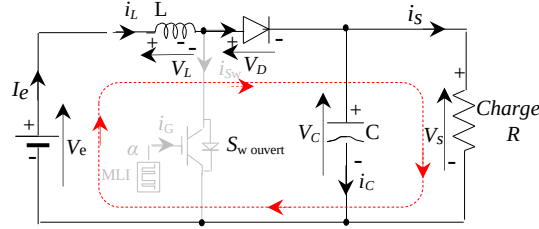


Figure II.7. Circuits équivalents du convertisseur Boost S_w ouvert,

On obtient :

$$L \frac{di_L}{dt} = V_e - V_c \quad (\text{II.39})$$

$$\text{Et} \quad C \frac{dV_c}{dt} = i_L - \frac{V_c}{R} \quad (\text{II.40})$$

Le modèle linéaire qui représente la deuxième configuration du circuit décrit en figure (II.7) est donné par :

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dV_c}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ V_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_e \quad (\text{II.41})$$

II.2.2.2.1 Modèle moyen

L'équation générale du modèle moyen qui régit le fonctionnement du convertisseur Boost est:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dV_c}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{(1-d)}{L} \\ \frac{(1-d)}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ V_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_e \quad (\text{II.42})$$

II.2.2.3 Dimensionnement du convertisseur Boost

II.2.2.3.1 Ondulation du courant i_L et choix de L

On peut écrire pour un courant d'ondulation maximale désiré $i_{L(\max)}$:

$$L \geq \frac{dV_e}{\Delta i_L f} = \frac{V_e}{\Delta i_L f} \left(1 - \frac{V_e}{V_s}\right) \quad (\text{II.43})$$

si L est inconnue on peut calculer L à partir de la relation suivante [28] :

$$\Delta i_L = (0.2 \text{ à } 0.4) i_{s(\max)} \left(\frac{V_e}{V_s}\right) \quad (\text{II.44})$$

- Une valeur trop faible de i_L conduit à une valeur excessive de l'inductance L .
- Une valeur trop élevée de i_L augmente la valeur maximale de courant que le commutateur S_w et la diode doivent supporter, le maximum correspond en outre au courant que S_w doit pouvoir interrompre.

II.2.2.3.2 Courant d'entrée moyen

Tous les éléments étant supposés parfaits, le rendement théorique de ce convertisseur est égal à 1. On peut donc écrire :

$$V_s i_s = V_e i_e \quad (\text{II.45})$$

En utilisant l'équation (I.70), on trouve l'expression du courant d'entrée:

$$i_e = i_{L(\text{moy})} = \frac{i_s}{1-d} \quad (\text{II.46})$$

II.2.2.3.3 Résistance critique

Comme dans le cas précédent, le cont moyen dans la self augmente avec le courant de
Comme dans le cas précédent, le courant moyen dans la self augmente avec le courant de sortie.
A la limite de la conduction continue le courant moyen dans L est $\frac{i_L}{2}$ [26]. On a donc dans ce cas :

$$i_{L(\text{moy})} = i_s \frac{V_s}{V_e} = \frac{i_s}{1-d} = \frac{\Delta i_L}{2} \quad (\text{II.47})$$

En utilisant l'expression précédente de i_L et en écrivant $i_s = V_s/R$ on obtient une valeur limite maximale de la résistance de charge :

$$R_{\text{critique}} \leq \frac{2L f V_s}{V_e d (1-d)} \quad (\text{II.48})$$

II.2.2.3.4 Choix de la diode

L'intégralité du courant transitant de la source vers la charge traverse la diode D . La valeur moyenne du courant dans la diode est donc égale au courant de sortie [31]:

$$i_{D(moy)} = i_s \quad (II.49)$$

On adoptera pour la valeur efficace du courant dans la diode la valeur approchée [30] [31] :

$$i_{D(eff)} = i_e \sqrt{1-d} = \frac{i_s}{\sqrt{1-d}} \quad (II.50)$$

Durant la phase ($0 < t < dT$), lorsque l'interrupteur S_w conduit, la diode est soumise à la tension de sortie V_s (Tension maximale aux bornes de la diode D):

$$V_{D(max)} = V_s \quad (II.51)$$

La diode présente dans le circuit Boost est aussi génératrice de pertes. Elles peuvent être calculées de la façon suivante :

$$P_D = i_D V_D \quad (II.52)$$

II.2.2.3.5 Choix de MOSFET

Le courant crête $i_M (Max)$ dans l'interrupteur S_w est atteint à $t = dT$. Il est exprimé par:

La valeur moyenne s'écrit:

$$\hat{i}_{M(max)} = i_{L(max)} = \frac{i_s}{1-d} + \frac{\Delta i_L}{2} \quad (II.53)$$

La valeur moyenne s'écrit :

$$i_{M(moy)} = di_e = \frac{d}{1-d} i_s \quad (II.54)$$

On démontre que la valeur efficace du courant dans le transistor s'écrit [30] [31]:

$$i_{M(moy)} = di_e = \frac{d}{1-d} i_s, i_{M(eff)} = i_e \sqrt{d \left[1 + \frac{1}{12} \left(\frac{\Delta i_L}{i_e} \right)^2 \right]} \quad (II.55)$$

II.2.2.3.6 Ondulation de la tension de sortie V_s et choix de C

Durant la phase ($0 < t < dT$), le condensateur fournit seul l'énergie à la charge.

On en déduit la capacité du condensateur de sortie:

$$C \geq \frac{i_s d}{8 \Delta V_s f} \quad (II.56)$$

On démontre que la valeur efficace du courant dans le condensateur s'écrit [30] [31]:

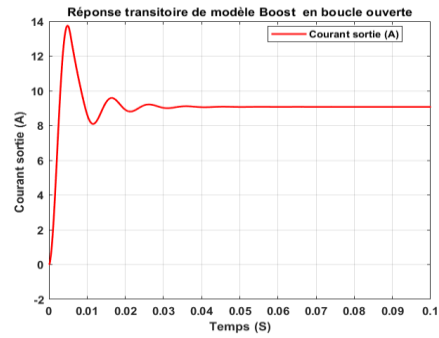
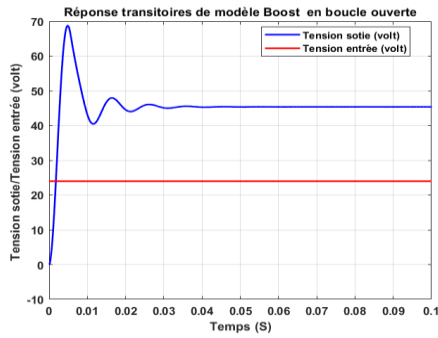
$$i_{C(eff)} = i_S \sqrt{\frac{d + \frac{1}{12} \left(\frac{\Delta i_L}{i_S} \right)^2}{1-d}} \quad (II.57)$$

Dans la pratique, il faut également tenir compte de la résistance série équivalente ESR du condensateur.

$$\Delta V_S = ESR \left(\frac{i_{s(max)}}{1-d} + \frac{\Delta i_L}{2} \right) \quad (II.58)$$

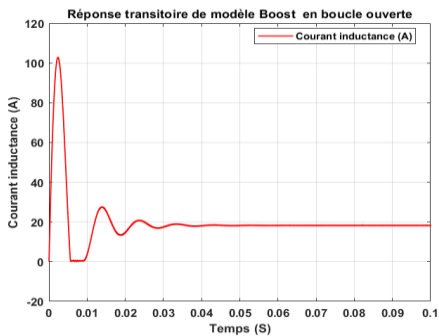
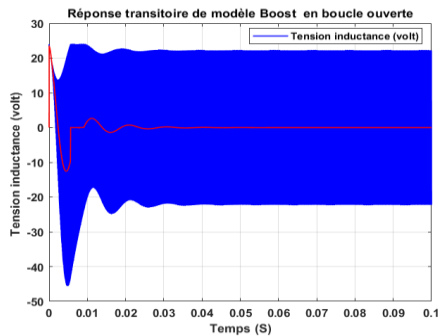
II.2.2.4 Résultats de simulation

Comme nous avons mentionné plus tôt, lorsque la fréquence est assez élevée on peut considérer le signal de commande d comme un signal continu [17]. Nous présentons dans les figures (II.8 (a), (b), (c), (d)), (II.9 (a), (b), (c), (d)) les réponses transitoires des modèles Boost développés en boucle ouverte avec et sans variation de la tension d'entrée et la charge. On remarque que les oscillations présentent fortement à cause d'absence des résistances internes qui jouent le rôle d'amortisseurs.



(a)-Réponses transitoires du tension de sortie en boucle ouverte

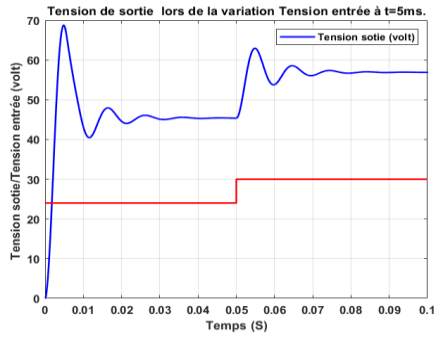
(b)-Réponses transitoires du courant de sortie en boucle ouverte



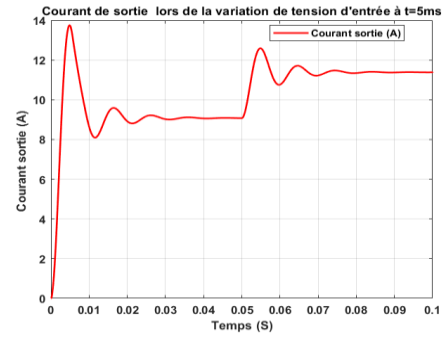
(c)-Réponses transitoires de la tension aux bornes de l'inductance en boucle ouverte

(d)-Réponses transitoires de courant d'inductance en boucle ouverte

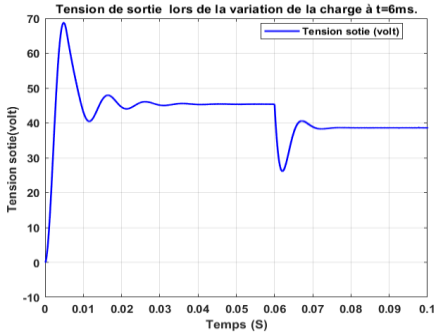
Figure II.8. Réponses transitoires des modèles Boost développés en boucle ouverte



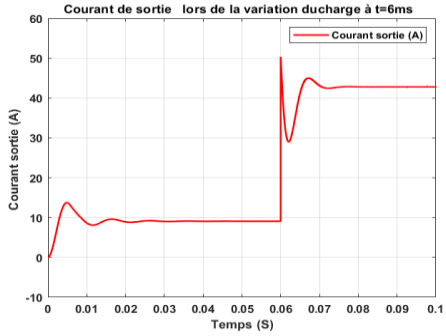
(a)-Tension de sortie du convertisseur Boost lors de la variation du tension d'entrée à $t=5ms$ en boucle ouverte



(b)-Courant de sortie du convertisseur Boost lors de la variation du tension d'entrée à $t=5ms$ en boucle ouverte



(c)-Tension de sortie du convertisseur Boost lors de la variation du tension d'entrée à $t=5ms$ en boucle ouverte



(d)-Courant de sortie du convertisseur Boost lors de la variation du tension d'entrée à $t=5ms$ en boucle ouverte

Figure II.9 : Réponses transitoires des modèles Boost développés en boucle ouverte lors de la variation de la tension d'entrée et la charge

II.2.3 L'hacheur Buck-Boost

II.2.3.1 Structure

Le circuit électrique du convertisseur Boost est présenté par la figure (II.8)

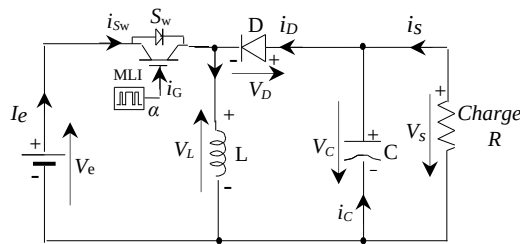


Figure II.10. Schéma du convertisseur Buck-Boost

II.2.3.2 Modèle instantané

Sur l'intervalle $t_0 \leq t \leq t_0 + dT$, S_w est fermé et D est bloquée.

Le circuit équivalent du convertisseur Boost est présenté par la figure (II.11) :

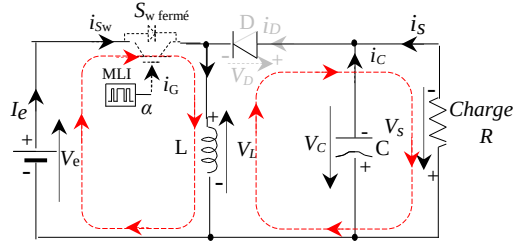


Figure II.11. Circuits équivalents du convertisseur Boost S_w fermé,

L'ordre de l'équation d'état de ce type de convertisseur est aussi égal au nombre d'éléments de stockage ($n=2$). Dans le cas où le système considéré est linéaire.

$$\begin{cases} V_L = \frac{L di_L}{dt} = V_s \\ \frac{CdV_C}{dt} = -\frac{V_C}{C} \end{cases} \quad (\text{II.59})$$

Le modèle linéaire qui représente la première configuration du circuit décrit en figure (3.8) est donné par :

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dV_C}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ V_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_e \quad (\text{II.60})$$

Sur l'intervalle $t_0 + dT \leq t \leq t_0$, S_w est ouvert, la diode D est passante.

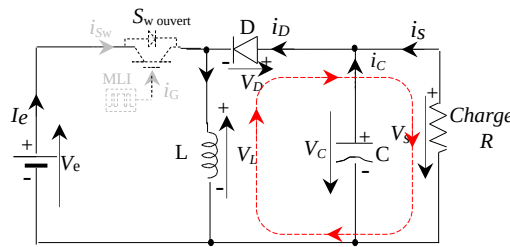


Figure II.12. Circuits équivalents du convertisseur Boost S_w ouvert

On obtient :

$$\begin{cases} V_L = \frac{L di_L}{dt} = V_s \\ \frac{CdV_C}{dt} = -i_L - \frac{V_s}{C} \end{cases} \quad (\text{II.61})$$

Le modèle linéaire qui représente la deuxième configuration du circuit décrit en figure (2.9) est donné par :

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dV_c}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ V_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} V_e \quad (\text{II.62})$$

II.2.3.2.1 Modèle moyen

L'équation générale du modèle moyen qui régit le fonctionnement du convertisseur Boost est:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dV_c}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{(1-d)}{L} \\ \frac{(1-d)}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ V_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_c+1}{L} \\ -\frac{i_L}{C} \end{bmatrix} V_e \quad (\text{II.63})$$

II.2.3.3 Dimensionnement des composants actifs

Afin de pouvoir dimensionner correctement les composants et notamment les semi-conducteurs, il est nécessaire de connaître les valeurs maximales (dans les conditions de fonctionnement les plus sévères) des tensions et des courants. Rappelons que le calcul des pertes de conduction dans les semi-conducteurs nécessite la connaissance des valeurs crête, moyenne et efficace du courant qui les traverse.

II.2.3.3.1 Courant moyen d'entrée :

Tous les éléments étant supposés parfaits, le rendement théorique de ce convertisseur est égal à 1. On peut donc écrire :

$$V_s i_s = V_e i_e \quad (\text{II.64})$$

On trouve l'expression du courant d'entrée

$$i_e = i_{L(\text{moy})} = \frac{di_s}{1-d} \quad (\text{II.65})$$

2.2.4.2.1.1 Courant dans l'interrupteur :

Le courant crête $i_M (\text{Max})$ dans l'interrupteur S_w est atteint à $t = dT$. Il est exprimé par:

La valeur moyenne s'écrit:

$$\hat{i}_{M(\text{max})} = i_{L(\text{max})} = \frac{i_s}{1-d} + \frac{\Delta i_L}{2} \quad (\text{II.66})$$

La valeur moyenne s'écrit :

$$i_{M(\text{moy})} = i_e = \frac{d}{1-d} i_s \quad (\text{II.67})$$

On démontre que la valeur efficace du courant dans le transistor s'écrit [20] [21]:

$$i_{M(eff)} = i_e \sqrt{d \left[\frac{1}{(1-d)^2} \left(\frac{\Delta i_L}{i_e} \right)^2 \right]} \quad (II.68)$$

II.2.3.3.2 Tension maximale aux bornes de l'interrupteur :

Durant la phase 2, lorsque la diode D conduit, l'interrupteur K est soumis à la somme de la tension de sortie V_s et de la tension d'entrée V_e .

$$V_{M(max)} = V_s + V_e \quad (II.69)$$

II.2.3.3.3 Courant dans la diode D :

Le courant crête dans la diode est identique à celui traversant l'interrupteur.

L'intégralité du courant transitant de la source vers la charge traverse la diode D. La valeur moyenne du courant dans la diode est donc égale au courant de sortie [23]:

$$i_{D(moy)} = i_s \quad (II.70)$$

On adoptera pour la valeur efficace du courant dans la diode [30] [31]:

$$i_{M(eff)} = i_e \sqrt{(1-d) \left[\frac{1}{(1-d)^2} \left(\frac{\Delta i_L}{i_e} \right)^2 \right]} \quad (II.71)$$

la valeur approchée :

$$i_{D(eff)} = i_e \sqrt{1-d} = \frac{i_s}{\sqrt{1-d}} \quad (II.72)$$

Durant la phase $0 \leq t \leq dT$, lorsque l'interrupteur S_w conduit, la diode est soumise à la tension de sortie V_s (Tension maximale aux bornes de la diode D) :

$$V_{D(max)} = V_s + V_e \quad (II.73)$$

La diode présente dans le circuit Boost est aussi génératrice de pertes. Elles peuvent être calculées de la façon suivante :

$$P_D = i_D V_D \quad (II.74)$$

II.2.3.3.4 Calcul de la valeur du condensateur de sortie :

Durant la phase 1 qui dure, le condensateur de sortie fournit seul l'énergie à la charge.

On en déduit la capacité du condensateur de sortie :

$$C \geq \frac{i_s d}{8\Delta V_s f} \quad (\text{II.75})$$

II.2.3.3.5 Calcul de la valeur de l'inductance :

Cet élément est le plus délicat à déterminer. Car, une inductance trop faible ne permet pas le bon fonctionnement de la carte puissance, cela est dû à la saturation de la bobine qui par la suite se comporte comme une résistance, et une inductance trop forte quant à elle provoquerait d'importantes pertes de puissance par effet Joule.

$$L \geq \frac{dV_e}{\Delta i_L f} = \frac{V_e}{\Delta i_L f} \left(1 - \frac{V_e}{V_s} \right) \quad (\text{II.76})$$

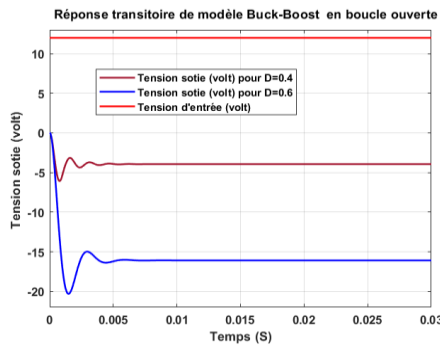
Bien sur la valeur calculée en pratique doit être au moins 20% supérieur à la valeur théorique.

II.2.3.4 Résultats de simulation

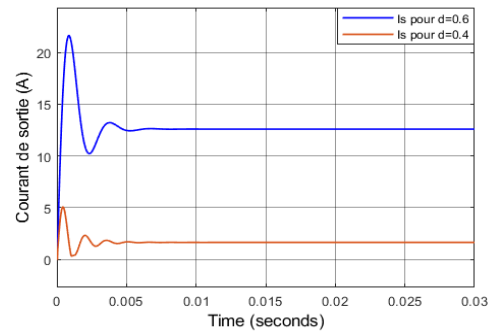
Nous présentons dans les figures (II.13) Réponses transitoires développés en boucle ouverte du modèles Buck-Boost sans pertes. Sans la présence des résistances internes qui jouent le rôle d'amortisseurs, Dans la figure (II.13-(a),(b)) on remarque que la tension de sortie est inversée égale -4.2V et -16V pour $d=0.4$ et $d=0.6$ avec dépassement s'élève de 7.85 % et 12.5% les oscillations de notre système sont rapidement amorties et une stabilité sur la valeur finale est atteinte après 51 ms et 56ms, avec l'erreur statique environ 0.001V ainsi on remarque un pic au niveau du courant de l'inductance dû à la commutation qui est une caractéristique physique de convertisseur.

Les figure (II.14 (a), (b)) représentent le comportement du convertisseur Buck-Boost lors de la variation de la tension d'entrée à $t=10$ ms en boucle ouverte.

A partir de ces courbes, on remarque que au moment de la variation, la tension de sortie subit un dépassement de 7.85 % et 12.5% avec une augmentation événementielle du courant sortie de 2A à 3.8A et 12.3A à 21.2A afin de maintenir la puissance de sortie constante.

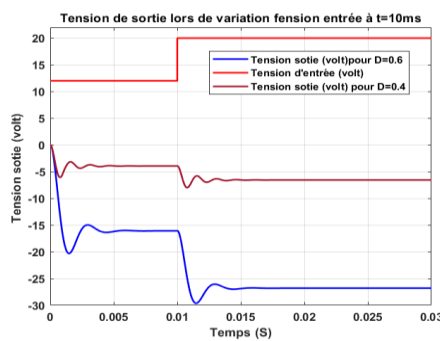


(a)-Réponses transitoires de la tension de sortie en boucle ouverte

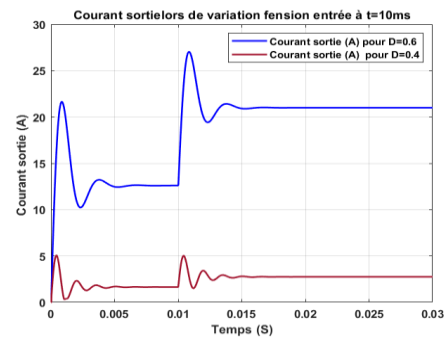


(b)-Réponses transitoires du courant de sortie en boucle ouverte

Figure II.13. Réponses transitoires des modèles Buck-Boost développés en boucle ouverte



(a)-Tension de sortie du convertisseur Buck-Boost lors de la variation du tension d'entrée à $t=10\text{ms}$ en boucle ouverte



(b)-Courant de sortie du convertisseur Buck-Boost lors de la variation du tension d'entrée à $t=10\text{ms}$ en boucle ouverte

Figure II.14. Réponses transitoires des modèles Buck développés en boucle ouverte Buck-Boost lors de la variation de la tension d'entrée

II.3 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons entamé la partie la plus importante et la plus délicate de cette étude, qui est le comportement du convertisseur de puissance (DC/DC). Dans un premier temps, le comportement non linéaire des convertisseurs (Buck), (Boost) et (Buck-Boost) est précisément analysé afin de mieux comprendre et choisir des lois de commande. Ces dernières sont déterminées selon les exigences pour atteindre certains niveaux de performances (précision, rapidité, ...) et de robustesse exprimée par le cahier des charges. Nous estimons que ces modèles reflètent suffisamment le comportement souhaité.

Ensuite, et afin dans le chapitre qui suit de conserver un fonctionnement correct du convertisseur Boost au cours du temps, nous lui aurons appliqué la commande par mode de glissement intégrale.

Chapitre III

Commande par Mode de Glissement Intégral de Convertisseur Boost

III.1 Introduction

Ces dernières années, la théorie du contrôle appliquée à la commande systèmes électriques à considérablement amélioré les performances dynamiques de ces systèmes. Dans domaine des convertisseurs statiques, les travaux de recherche visent à améliorer la stabilité, réduire la sensibilité aux perturbations et améliorer les performances dynamiques et statiques [43]. La commande à structure variable (CSV) est, par sa nature, une commande non linéaire, elle est basée sur la commutation de fonctions des variables d'état, utilisées pour créer une variété ou hyper-surface de glissement, dont le but est de forcer la dynamique du système à correspondre avec celle définie par l'équation de l'hyper-surface. Quand l'état est maintenu sur cette hyper-surface, le système se trouve en régime glissant. Sa dynamique est alors insensible aux perturbations extérieures et paramétriques tant que les conditions du régime glissant sont assurées [44].

Nous rappellerons tout d'abord les principes du contrôle par mode glissant. Ensuite, nous décrivons les différentes lois de commande à base du mode glissant. Enfin, nous simulons les différentes lois de commande appliquées sur le convertisseur Boost.

III.2 Principes généraux de la commande par mode glissant intégral

III.2.1 Introduction

La commande par mode glissant (ISMC pour Integral Sliding Mode Control) est un contrôle de type non linéaire, qui a été introduit initialement pour le contrôle des systèmes à structure variable. Ses principaux avantages sont la garantie de la stabilité et de la robustesse pour de larges variations des paramètres du système, de l'entrée et des perturbations sur le système. De plus, étant donné sa flexibilité en ce qui concerne la synthèse, la commande par mode glissant est relativement facile à mettre en œuvre par rapport à d'autres types de commande non linéaires.

Cette première partie sera consacrée aux rappels théoriques sur la commande par mode glissant.

III.2.2 Principe

La commande par mode glissant est une commande robuste qui se base sur le concept de changement de structure du contrôleur avec l'état du système afin d'obtenir la réponse désirée [45]. Le contrôle généré par la commande par mode glissant est du type tout ou rien. Dans ce type de commande, l'état du système définit l'état de commutation de l'organe de contrôle. L'idée est de diviser l'espace d'état par une frontière de décision appelée surface de glissement, qui délimite deux sous espaces correspondant à deux états possibles de l'organe de commande (figure III.1). La stabilisation sur la surface de glissement est obtenue à l'aide d'une commutation à chaque franchissement de la frontière de décision.

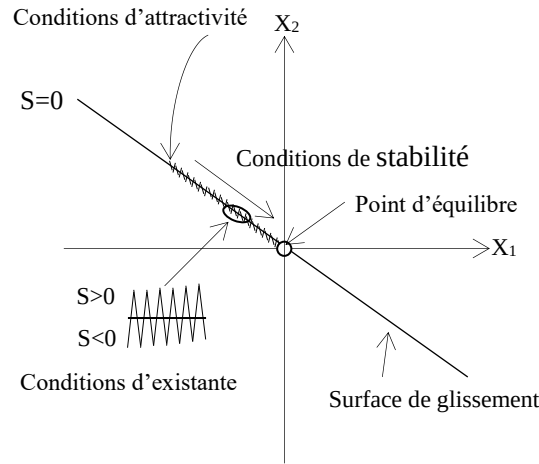


Figure III.1. Plan de phases en mode glissant.

III.2.3 Description du système en régime glissant

Pour mieux illustrer ce concept de stabilité, considérons le comportement d'un système mono entrée qui peut être décrit par l'équation suivante :

$$\dot{x} = f(x, u) \in R^n \quad (\text{III.1})$$

Avec :

$x \in R^n$ est le vecteur d'état, $t \in R^n$ est le temps, $f \in R^n$ est le champ de fonction qui décrit l'évolution de l'état du système au cours de temps, et $u \in R^n$ est la commande du système.

Définissons aussi une loi de commande discontinue u définie par :

$$u = \begin{cases} u^+ & \text{si } S(x,t) < 0 \\ u^- & \text{si } S(x,t) \geq 0 \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

$S(x,t)$ étant la surface de glissement.

III.2.3.1 Condition d'attractivité

Considérons x^+ et x^- les états qui correspondent respectivement à u^+ et u^- .

Une condition suffisante pour que la surface soit attractive est la suivante :

$$\begin{aligned} u^+ & \text{ si } S(x,t) < 0 \\ u^- & \text{ si } S(x,t) \geq 0 \end{aligned} \quad (\text{III.3})$$

III.2.3.2 Condition d'existence du glissement

La condition d'existence du régime glissant implique que $S(x,t) = 0$. Cette condition se traduit par [47] :

$$\begin{aligned} \lim_{s \rightarrow 0^+} \dot{S} & < 0 \\ \lim_{s \rightarrow 0^-} \dot{S} & > 0 \end{aligned} \quad (\text{III.4})$$

Ces conditions sont déduites du théorème (1) en appliquant le critère de stabilité de Lyapunov

dans un voisinage de la surface de glissement et en prenant $V(x) = \frac{S^2}{2}$ comme fonction candidate de Lyapunov. Dans ce cas la dérivée de la fonction de Lyapunov $\dot{V}$ est égale à $S\dot{S}$. Les conditions de Lyapunov énoncées dans le théorème 1 sont vérifiées si S et $\dot{S}$ sont de signe opposé. A noter que ces dernières conditions deviennent des conditions suffisantes pour assurer l'attractivité de la surface si elles sont valables sur tout l'espace d'état et non seulement dans une région proche de la surface de glissement.

III.2.3.3 Condition de stabilité

L'analyse de la stabilité du système revient à étudier la dynamique du système en mode de glissement, c'est-à-dire lorsque la surface de glissement est atteinte ($S(x,t) = 0$). Elle se base sur la méthode de la commande équivalente [3] qui consiste à admettre qu'en mode de glissement, tout se passe comme si le système était piloté par une commande continue, dite commande équivalente.

III.2.3.4 Commande équivalente

La commande équivalente est une fonction continue qui sert à maintenir la variable à contrôler sur la surface de glissement $S(x,t)=0$, elle est déduite en considérant que la surface est nulle et donc ($S(x,t)=0$). Elle peut être interpréter comme étant un retour d'état particulier jouant le rôle d'un signal de commande appliquée sur le système à commander. Elle peut être aussi interpréter autrement comme étant une valeur moyenne que prend la commande lors de la commutation rapide entre les valeurs $u_{\min}(t)$ et $u_{\max}(t)$ [12], comme il est représenté sur le schéma suivant:

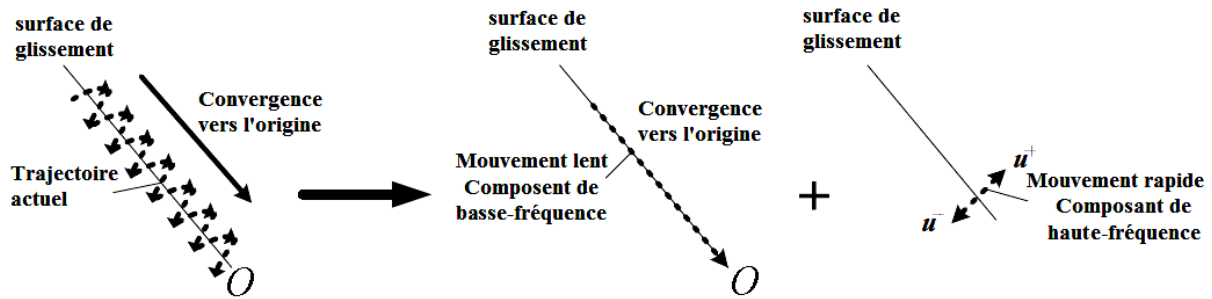


Figure III.2: Représentation graphique des composants hauts et basses fréquences de la trajectoire Plan de phases en mode glissant[12].

Avec :

$$u^- < u_{\min}(t) < u^+ \quad (III.5)$$

Et pour une commutation discontinue à hautes fréquences en a :

$$u_{\max}(t) = \begin{cases} u^+ - u_{\min}(t) \text{ si } S(x,t) > 0 \\ u^- - u_{\min}(t) \text{ si } S(x,t) < 0 \end{cases} \quad (III.6)$$

Et la trajectoire est donnée par :

$$u(t) = u_{\min}(t) + u_{\max}(t) \quad (III.7)$$

Il est clair que l'action de commutation $u_{\max}(t)$ produit la composante de haute fréquence de la trajectoire, et l'action de commutation $u_{\min}(t)$ produit la composante de basse fréquence de la trajectoire.

Rendant la surface invariante au cours de temps. Autrement dit $\forall t > t_s$ t_s est le temps mis par le système pour atteindre la surface de glissement, on a :

$$\begin{cases} S(x,t) = 0 \\ \dot{S}(x,t) = 0 \end{cases} \quad (III.8)$$

Considérons à titre d'exemple le système affiné de la commande suivante :

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u \quad (\text{III.9})$$

Soit $S(x,t)$ la surface de glissement, en régime de glissement on a :

$$\dot{S} = \frac{\partial S}{\partial t} + \frac{\partial S}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial t} + \frac{\partial S}{\partial x} (f(x) + g(x)u) = 0 \quad (\text{III.10})$$

On obtient l'expression de la commande équivalente :

$$u_{eq} = -\left(\frac{\partial S}{\partial x} g(x,t)\right)^{-1} \left(\frac{\partial S}{\partial x} f(x,t) + \frac{\partial S}{\partial t}\right) \quad (\text{III.11})$$

On remplace l'expression de la commande équivalente dans le modèle pour obtenir la dynamique équivalente dans la surface de glissement.

En plus de se conformer à la condition d'existence, les coefficients de glissement sélectionnés doivent simultanément satisfaire à la condition de stabilité. Fait intéressant, cela peut être inhérent accompli grâce à la conception des coefficients de glissement pour répondre à la propriété dynamique souhaitée [50].

III.2.3.5 Phénomène de réticence (Chattering)

L'un des problèmes liés à la mise en œuvre du contrôle par mode glissant est le phénomène de réticence. Ce phénomène se traduit par des oscillations à hautes fréquences aux alentours de la surface de glissement. Ceci est dû aux erreurs de modélisation, mais aussi au fait que la commande par mode glissant nécessite une commutation de l'organe de commande à une fréquence théorique infinie, ce qui en pratique n'est pas réalisable. Pour parvenir à réduire ce problème, plusieurs solutions ont été proposées. Les méthodes les plus répandues sont de rendre la fonction de commutation plus régulière aux alentours de la surface ou bien l'augmentation de l'ordre du mode de glissement. Pour un mode de glissement d'ordre r , l'algorithme de contrôle doit faire tendre non seulement la surface de glissement S vers 0 mais également les dérivées successives de cette surface jusqu'au ordre $(r-1)$, $(S=0, \dot{S}=0, \dots, S^{(r-1)}=0)$ [49].

III.2.3.6 Synthèse des lois de commande pour des convertisseurs Boost

La synthèse d'un correcteur par mode de glissement pour un convertisseur Buck ou Boost, nécessite les étapes suivantes [51] :

- Choix de modèle d'état.
- Choix de la surface de glissement,
- Vérification de l'attractivité de la surface de glissement,
- Démonstration de l'existence du mode de glissement,
- Étude de la stabilité de la commande sur la surface de glissement.

- Calcul de la loi de commande.

III.3 Commande en tension par mode glissant (*Integral Sliding Mode Voltage Control: ISMVC*)

Nous utilisons contrôleur de ISMVC pour contrôler les tensions de sortie des convertisseurs Buck et Boost. La tension de sortie est comparée à une valeur de référence constante qui est la tension de sortie désirée et l'erreur résultante qui est introduite dans un régulateur par mode de glissement. Selon l'erreur de tension, de sortie le contrôleur SMVC génère le signal PWM pour contrôler le transistor qui régule ainsi la tension de sortie [49].

III.4 Modélisation des convertisseurs Buck et Boost

Pour les convertisseurs DC-DC, il est plus pratique d'utiliser une description du système, ce qui implique l'erreur de sortie et sa dérivée et son intégral [49].

Dans le cas des convertisseurs régulé par ISMVC, les variables d'états peuvent être exprimées sous la forme (III.12). La conception du contrôleur par mode glissant pour répondre à la condition d'attractivité est assez simple dans le cas des convertisseurs de puissance. On prend l'erreur de la tension de sortie comme une variable de commande, les variables d'état du contrôleur par mode de glissement d'ordre complet peuvent être exprimées sous la forme suivante [49]:

$$\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{ref} - \beta V_s \\ \frac{d(V_{ref} - \beta V_s)}{dt} \\ \int (V_{ref} - \beta V_s) dt \end{bmatrix} \quad (III.12)$$

Avec $V_{ref} = V_{sref}$ βV_s indiquent la référence et la valeur mesurée de la tension de sortie respectivement, β est le rapport de feedback, et x_1 , x_2 , et x_3 sont l'erreur de tension, la dérivée (Dynamique) de l'erreur de tension, et l'intégral de l'erreur de tension, respectivement.

Pour le convertisseur Boost:

$$x_{(Boost)} = \begin{bmatrix} x_1 = V_{ref} - \beta V_s \\ x_2 = \frac{\beta V_s}{RC} + \int \frac{\beta(V_s - V_e)\bar{u}}{LC} dt \\ x_3 = \int x_1 dt \end{bmatrix} \quad (III.13)$$

La différenciation temporelle d équations (III.14) produit les modèle d'état

requis pour la conception des contrôleurs des convertisseurs Boost:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC} & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{\beta V_s}{LC} - \frac{\beta V_e}{LC} \\ 0 \end{bmatrix} \bar{u} \quad (\text{III.14})$$

Il est utilisé en particulier pour la modélisation de convertisseur Boost. On remarque bien que les modèles d'état (III.13), (III.14), peuvent être mis sous la forme standard suivante:

$$\dot{x} = Ax + Bv + D \quad (\text{III.15})$$

Ou $v = u$ $v = \bar{u}$ (selon la topologie).

III.4.1 Choix de la surface de glissement

La fonction de contrôle résultant sous cette configuration est [20]:

$$u = \begin{cases} 1 = 'ON' si & S > 0 \\ 0 = 'OFF' si & S < 0 \end{cases} \quad (\text{III.16})$$

De toute évidence, la méthode d'assurer l'accomplissement de la condition d'attractivité du contrôleur de mode glissement est étroitement lié à la façon dont les états de commutation du contrôleur d'hystérésis sont conçus.

La surface de glissement est décrite comme suit:

$$S = \alpha_1 x_1 + \alpha_2 x_2 + \alpha_3 x_3 + J^T x \quad (\text{III.17})$$

Avec $J^T = [\alpha_1 \quad \alpha_2 \quad \alpha_3]$, α_1 , α_2 , et α_3 représentent les coefficients de glissement.

III.4.2 Condition d'existence du régime glissant

Démontrons maintenant que la commande discontinue adoptée (équation III.18) garantit la condition de glissement au moins dans une zone entourant le point d'équilibre. L'existence du régime glissant impose que S et $\dot{S}$ tendent vers zéro lorsqu'on se rapproche de la surface de glissement. Il faut donc prouver les conditions d'existence du régime glissant dans un espace Proche de la surface de glissement.

Pour assurer que l'existence d'une opération de mode glissant, la condition d'attractivité locale :

$${}_s \lim_{\rightarrow 0} S\dot{S} < 0 \quad (\text{III.18})$$

Doit être satisfaite. Ceci peut être exprimé sous la forme :

$$\begin{aligned}\dot{S}_{S \rightarrow 0^+} &= J^T A x + J^T B v_{S \rightarrow 0^+} + J^T D < 0 \\ \dot{S}_{S \rightarrow 0^-} &= J^T A x + J^T B v_{S \rightarrow 0^-} + J^T D > 0\end{aligned}\quad (III.19)$$

Cas du convertisseur Boost:

État 1 : $S \rightarrow 0^+, \dot{S} < 0$:

En remplaçant $v_{S \rightarrow 0^+} = u = 1$ et en introduisant les matrices de (III.17) dans (III.21), il vient:

$$-\alpha_1 \frac{\beta i_C}{C} + \alpha_2 \frac{\beta i_C}{RC^2} + \alpha_3 (V_{ref} - \beta V_S) < 0 \quad (III.20)$$

État 2 : $S \rightarrow 0^-, \dot{S} > 0$:

$$-\alpha_1 \frac{\beta i_C}{C} + \alpha_2 \frac{\beta i_C}{RC^2} + \alpha_3 (V_{ref} - \beta V_S) - \alpha_2 \frac{\beta V_e}{LC} + \alpha_2 \frac{\beta V_S}{LC} > 0 \quad (III.21)$$

Enfin, la combinaison de (III.20) et (III.21) donne la condition d'existence simplifiée:

$$0 < \beta L \left(\frac{\alpha_1}{\alpha_2} - \frac{1}{RC} \right) i_C + LC \frac{\alpha_3}{\alpha_2} (V_{ref} - \beta V_S) < \beta (V_S - V_e) \quad (III.21)$$

Maintenant, pour déterminer la condition de stabilité sur la surface de glissement, on se sert de la notion de la commande équivalente .

$$0 < \beta L \left(\frac{\alpha_1}{\alpha_2} - \frac{1}{RC} \right) i_C + LC \frac{\alpha_3}{\alpha_2} (V_{ref} - \beta V_S) < \beta (V_S - V_e) \quad (III.22)$$

III.4.3 Dérivation de la loi de commande pour un contrôleur à base de PWM

Le processus de dérivation de ce contrôleur peut être résumé en deux étapes. Tout d'abord, le signal de commande équivalent u_{eq} , qui est une fonction lisse de la fonction d'entrée discrète u , est formulé en utilisant les conditions d'invariance en procédant à la différentiation de (III.22) comme $\dot{S} = 0$. D'autre part, la fonction de contrôle équivalente est convertie en rapport cyclique instantané d du modulateur PWM [49] :

Cas de convertisseur Boost :

Lorsque $\dot{S} = J^T A x + J^T B \bar{u}_{eq} = 0$ la fonction de contrôle équivalente est:

$$\begin{aligned}
u_{eq} &= -[J^T B]^{-1} J^T A x \\
&= -\frac{\beta L}{\beta(V_s - V_e)} \left(\frac{\alpha_1}{\alpha_2} - \frac{1}{RC} \right) i_C + \frac{\alpha_3 LC}{\alpha_2 \beta(V_s - V_e)} (V_{ref} - \beta V_s)
\end{aligned} \tag{III.23}$$

Or $0 < u_{eq} < 1$, en remplaçant (III.23) dans l'inégalité il vient:

$$0 < \bar{u}_{eq} = -\frac{\beta L}{\beta(V_s - V_e)} \left(\frac{\alpha_1}{\alpha_2} - \frac{1}{RC} \right) i_C + \frac{\alpha_3 LC}{\alpha_2 \beta(V_s - V_e)} (V_{ref} - \beta V_s) < 1 \tag{III.24}$$

La multiplication de l'inégalité par $(V_s - V_e)$ donne :

$$0 < u_{eq}^* = -\beta L \left(\frac{\alpha_1}{\alpha_2} - \frac{1}{RC} \right) i_C + \frac{\alpha_3 LC}{\alpha_2} (V_{ref} - \beta V_s) + \beta(V_s - V_e) < \beta(V_s - V_e) \tag{III.25}$$

Enfin, la transformation de la fonction de commande équivalent (III.25) en un rapport cyclique d , où $0 < d = \frac{V_c}{V_{ramp}} < 1$ donne les relations suivantes pour le signal de commande V_c et le signal de rampe V_{ramp} nécessaire pour la mise en œuvre pratique du contrôleur par mode glissant à base de PWM.

$$V_c = u_{eq}^* = -\beta L \left(\frac{\alpha_1}{\alpha_2} - \frac{1}{RC} \right) i_C + \frac{\alpha_3 LC}{\alpha_2} (V_{ref} - \beta V_s) + \beta(V_s - V_e) \tag{III.26}$$

Et :

$$V_{ramp} = \beta(V_s - V_e) \tag{III.27}$$

En d'autre forme :

$$V_c = u_{eq}^* = -k_{p1} i_C + k_{p2} (V_{ref} - \beta V_s) + \beta(V_s - V_e)$$

Avec :

$$k_{p1} = \beta L \left(\frac{\alpha_1}{\alpha_2} - \frac{1}{RC} \right) \text{ et } k_{p2} = \frac{\alpha_3 LC}{\alpha_2}$$

Le circuit électrique des convertisseur Boost régulés par ISMVC à base de PWM sont Présentés par les figures (III.3) :

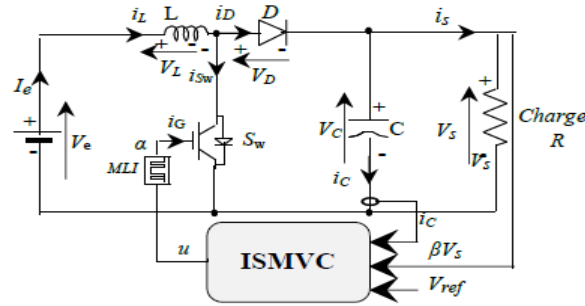


Figure III.3. Schéma du convertisseur Boost régulé par ISMVC à base de PWM.

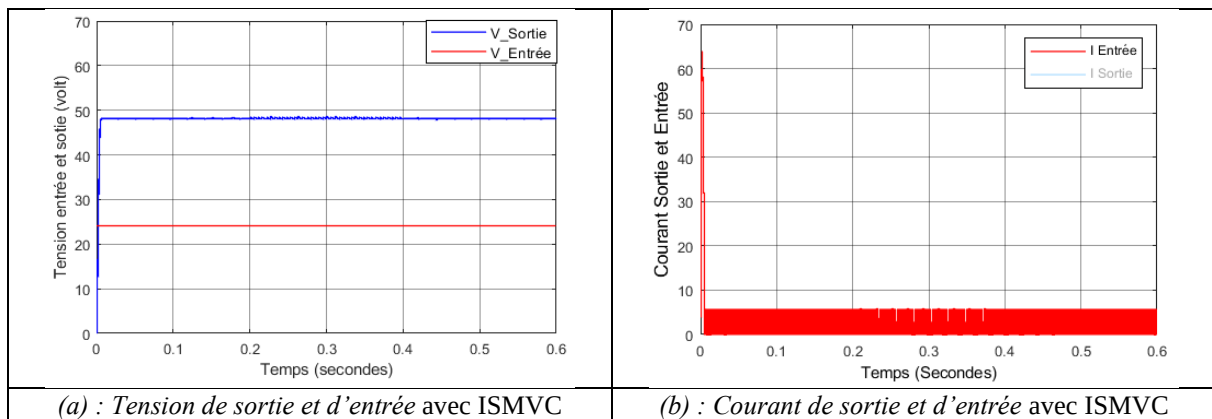
III.4.4 Résultats de simulation

L'objectif de ce paragraphe est de présenter les résultats de simulation de convertisseur régulier par ISMVC à base de PWM.

Le tableau (III.2) présente les caractéristiques du convertisseur Boost utilisés dans cette section.

Tableau III.1 Paramètres du convertisseur Boost

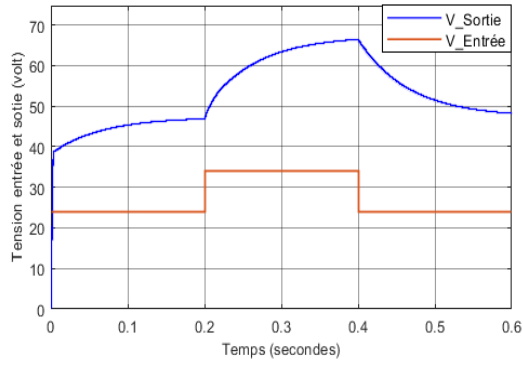
Paramètres	Valeurs
Voltage de source(V)	24
Voltage de sortie(V)	48
L-R (mH-Ohm)	300 – 0.14
R-C(mOhm-μF)	69-2300
Load R(Ohm)	240
Beta ₁	1/6
Beta ₂	1/6
Reference Voltage de Reference (V)	8
Kp1	0.12
Kp2	2.7



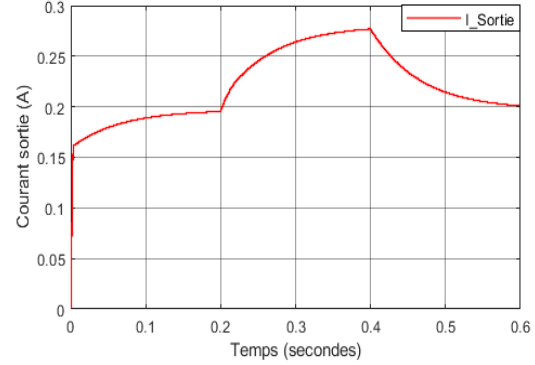
(a) : Tension de sortie et d'entrée avec ISMVC

(b) : Courant de sortie et d'entrée avec ISMVC

Figure III.4. Analyse comparative de tension pour le convertisseur Boost en modes 24 V à 48v

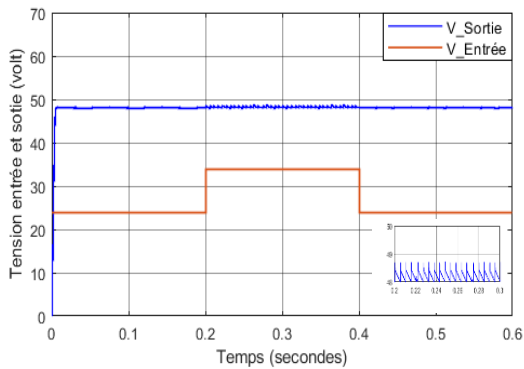


(a) : Tension de sortie sans ISMVC

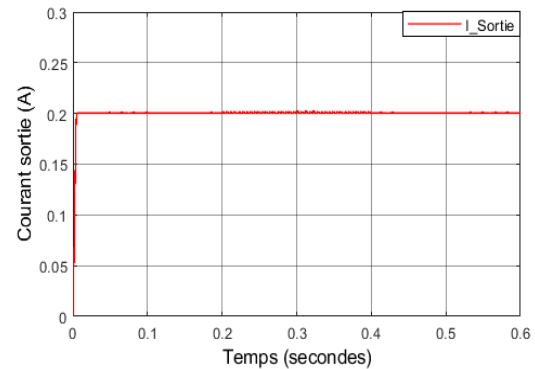


(b) : Courant de sortie sans ISMVC

Figure III.5. Comportement du convertisseur Boost sans régulation par ISMVC lors de la variation de la tension d'entrée de 24 V – 35 V à $t = 0.2$ s puis elle revient à 24 V à $t = 0.4$ s



(a) : Tension de sortie avec ISMVC



(b) : Courant de sortie avec ISMVC

Figure III.6. Comportement du convertisseur Boost régulé par ISMVC lors de la variation de la tension d'entrée de 24 V – 35 V à $t = 0.2$ s puis elle revient à 24 V à $t = 0.4$ s.

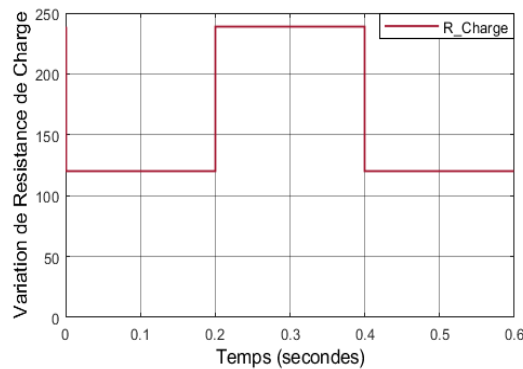
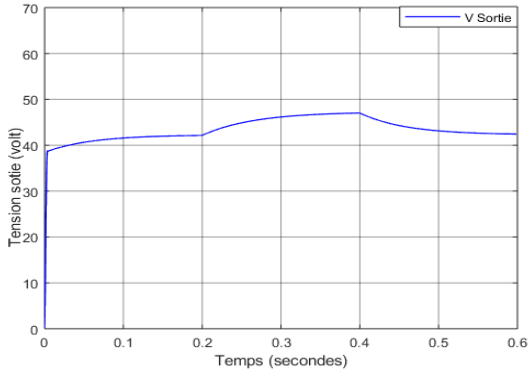
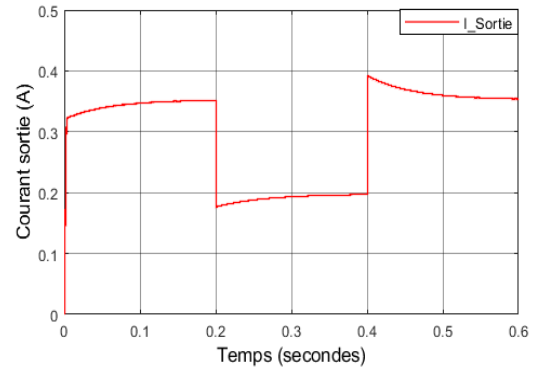


Figure III.7. Variation de la charge de 120 Ω - 240 Ω à $t = 0.2$ s puis elle revient à 120 Ω à $t = 0.4$ s

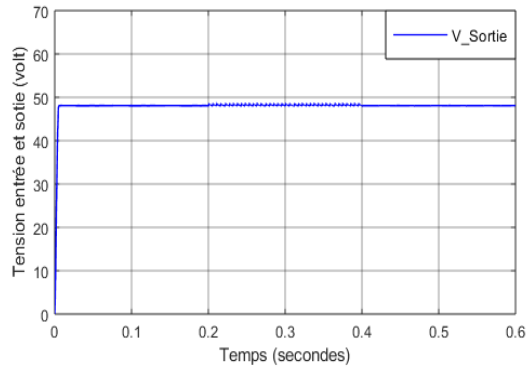


(a) : Tension de sortie sans ISMVC

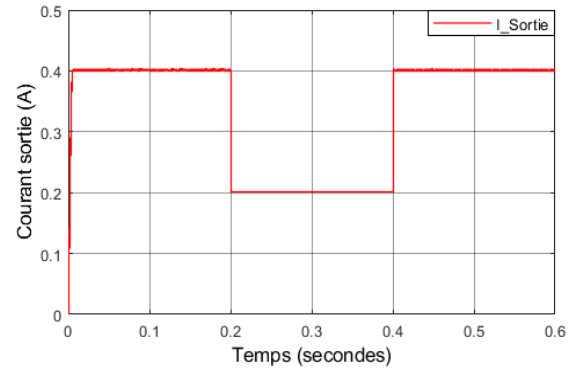


(b) : Courant de sortie sans ISMVC

Figure III.8. Comportement du convertisseur Boost sans régulation par ISMVC lors de la variation de la charge de $120\ \Omega$ - $240\ \Omega$ à $t = 0.2\ s$ puis elle revient à $120\ \Omega$ à $t = 0.4\ s$

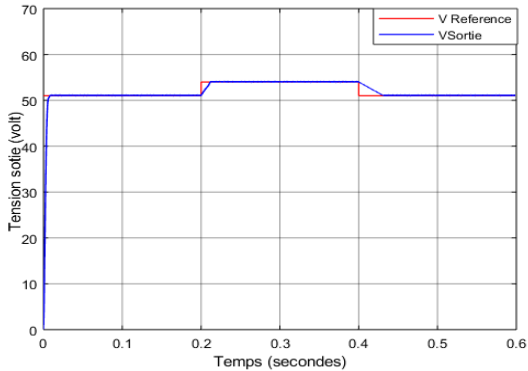


(a) : Tension de sortie avec ISMVC

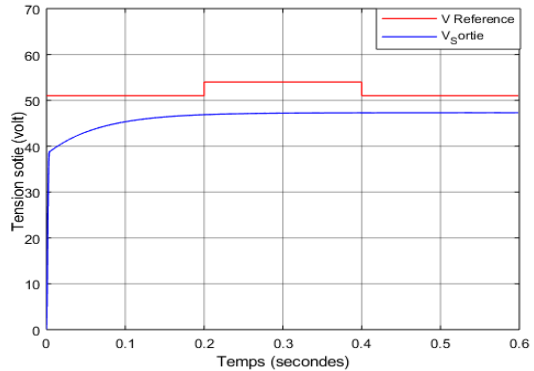


(b) : Courant de sortie avec ISMVC

Figure III.9. Comportement du convertisseur Boost régulé par ISMVC lors de la variation de la charge de $120\ \Omega$ - $240\ \Omega$ à $t = 0.2\ s$ puis elle revient à $120\ \Omega$ à $t = 0.4\ s$



(g) : Tension de sortie avec ISMVC



(f) : Courant de sortie sans ISMVC

Figure III.10. Comportement du convertisseur Boost régulé par ISMVC lors de la variation de la tension de sortie $51\ V$ à $54\ V$ à $t = 0.2\ s$ puis elle revient à $51\ V$ à $t = 0.4\ s$

La Figure (III.4. (a)) représente l'analyse comparative de la forme d'onde pour le convertisseur de tension en Boost utilisant ISM régulateur en fonctionnement à charge $240\ \Omega$ pour des conversions de $24\ V$ à $48\ V$. On observe à partir de la forme d'onde que La tension d'entrée est de $24\ V$ et la sortie varie à $48.2\ V$.

La Figure (III.4. (b)) représente l'analyse comparative de la forme d'onde pour le courant dans le convertisseur Boost utilisant ISM régulateur en fonctionnement à charge $240\ \Omega$ pour des conversions de 24 V à 48V. On observe à partir de la forme d'onde que le courant d'entrée est de 2,098A et la sortie varie à 0.2002A.

La Figure (III.6. (a)) représente l'analyse comparative de la forme d'onde pour le convertisseur de tension en Boost utilisant ISM régulateur en fonctionnement à charge $240\ \Omega$ lors de la variation de la tension d'entrée de 24 V – 35 V à $t= 0.2$ s puis elle revient à 24 V à $t= 0.2$ s. On observe à partir de la forme d'onde que la tension de sortie est similaire pour toutes les conditions de cette variation de tension d'entrée

La Figure (III.9. (a)) représente la forme d'onde de sortie pour la tension dans le convertisseur Boost. Utilisant un contrôleur ISM lors de la variation de la charge de $120\ \Omega$ - $240\ \Omega$ à $t= 0.2$ s puis elle revient à $120\ \Omega$ à $t= 0.4$ s ici, le mode amplification est de 24V à 48 V, qui est d'environ 48 V, le comportement dynamique de l'ondulation de la tension de sortie est similaire pour toutes les conditions de charge de fonctionnement et le temps de stabilisation transitoire qui est d'environ 0.2 ms, est également indépendant des changements de charge.

La Figure (III.9. (b)) représente la forme d'onde de sortie pour le courant dans le convertisseur Boost. Utilisant le contrôleur ISM lors de la variation de la charge de $120\ \Omega$ - $240\ \Omega$ à $t= 0.2$ s puis elle revient à $120\ \Omega$ à $t= 0.4$ s ici le mode boosting est de 24V à 48 V. On observe à partir de la forme d'onde que le courant de sortie est de 0.4 A pour une charge de $120\ \Omega$ et de 0.2 A pour une charge de $240\ \Omega$ charge.

La Figure (III.10. (a)) représente l'analyse comparative de la forme d'onde pour le convertisseur de tension en Boost utilisant ISM régulateur en fonctionnement à charge $240\ \Omega$ alimentée par une tension d'entrée constante égale 24V lors de la variation de la tension de référence de sortie de 51 V – 54 V à $t= 0.2$ s puis elle revient à 54 V à $t= 0.4$ s. On observe à partir de la forme d'onde que la tension de sortie suit parfaitement sa référence avec un retard d'environ 15 ms

III.5 Conclusion

Le système proposé est un contrôleur de mode à glissière pour convertisseur Boost utilisant un paramètre variable et une fonction de gain bêta. L'analyse est effectuée sur trois conditions différentes d'entrée à la sortie requise de 48.2 V. et à la variation de charge. Un système en boucle fermée est conçu dans MATLAB et la tension et le courant de sortie sont mesurés. Les formes d'onde de sortie montrent la sortie du convertisseur élévateur pour différentes variations de charge. La sortie reste presque la même pour différentes charges.

Le temps de stabilisation pour le contrôleur ISM reste presque le même, qui est d'environ 2 millisecondes pour une charge différente, donc le comportement dynamique du système n'est fondamentalement pas affecté par le changement des conditions de fonctionnement. Dans les deux conditions, la sortie est maintenue constante selon le retour, le gain (bêta) qui donne des signaux de porte contrôlés au MOSFET. Différentes sorties sont affichées pour la réponse en tension et en courant par comparaison des valeurs d'entrée et de sortie de tension et de courant.

Conclusion générale

La commande des convertisseurs DC-DC est un sujet très discuté et très investi. En effet, plusieurs techniques de commande ont été, alors, appliquées pour commander ces convertisseurs, ces commandes ont souvent pour objectifs : une excellente stabilité globale du système en boucle fermée, une meilleure poursuite de la référence d'entrée et un bon fonctionnement.

Le travail mené dans ce mémoire a été porté sur le développement de commandes robustes à base du mode glissant intégral sur les convertisseurs DC-DC de types Boost.

Dans ce premier chapitre nous avons commencé par définir les convertisseurs continu-continu leurs principes de fonctionnement [6] , le calcul des grandeurs caractéristiques avec leurs forme d'onde mode continu [8], le pouvoir dimensionner correctement les composants et notamment les semiconducteurs, il est nécessaire de connaître les valeurs maximales (dans les conditions de fonctionnement les plus sévères).

Pour but d'analyser le comportement dynamique de des convertisseurs, afin de synthétiser les lois de commande nécessaires qui permettent d'atteindre les performances désirées une modélisation détaillée de ceux-ci était présentée, au cours de ce deuxième chapitre pour les différentes topologies de ces convertisseurs buck, boost et buck-boost, ainsi une étude de leurs réponses en boucle ouverte, de sorte que ces modèles peuvent être utilisés en cas de conception d'un système en boucle fermée.

Le troisième chapitre présente la technique de commande connue sous le nom mode glissant intégral (ISMC pour Integral Sliding Mode Controller) et son principe d'application pour un système ainsi on donnera quelques notions sur LYAPUNOV nécessaire dans cette commande avec synthèse du contrôleur mode glissant intégral au convertisseur boost Enfin une simulation et interprétation des résultats étaient présentées.

Comme perspective, plusieurs voies sont possibles pour l'extension du présent travail

On Peut citer entre autres :

- Validation expérimentale à base de microcontrôleur ou DSP des algorithmes développés,
- Application de la commande par mode glissant sur d'autres types de convertisseurs DC-DC,
- Commandes non linéaires des convertisseurs DC-DC,
- Développement d'autres approches hybrides pour les systèmes photovoltaïques et pile à combustible.

Annexe :01

Tableau I.1: Tableau récupératif

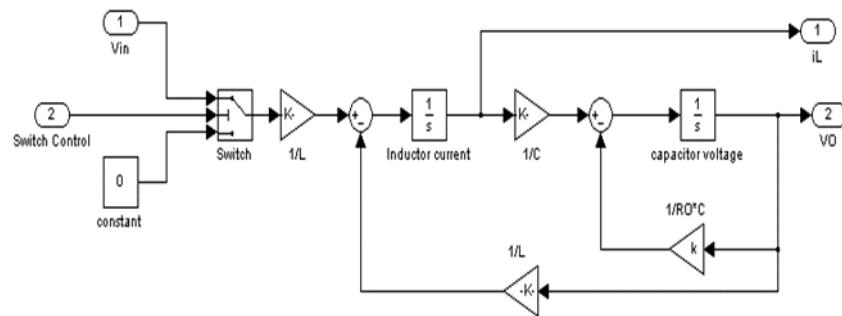
	Hacheur série (BUCK)	Hacheur (BOOST)	Hacheur à accumulation Inductive (BUCKBOOST)
$y = \frac{V_s}{V_e}$	α (Abaisseur)	$\frac{1}{1-\alpha}$ (Élévateur)	$\frac{\alpha}{1-\alpha}$ (Inverseur)
Δi_L	$\Delta i_L = \frac{(1-\alpha)}{L \times f} \times V_s$ Max à $\alpha=0.5$	$\Delta i_L = \frac{\alpha \times V_e}{L \times f}$ Max à $\alpha=1$	$\Delta i_L = \frac{\alpha \times V_e}{L \times f}$ Max à $\alpha=1$
$V_{Sw} \text{ max}$	$V_{Sw} \text{ max} = V_e$	V_s	$V_{Sw} \text{ max} = V_e + V_s$
$I_{Sw} \text{ max}$	$I_{Sw} \text{ max} = I_s + \frac{\Delta I_L}{2}$	$\frac{I_s}{1-\alpha} + \frac{\Delta I_L}{2}$	$\frac{I_s}{1-\alpha} + \frac{\Delta I_L}{2}$
F_d de l'inter	$F_d = \frac{1}{\alpha}$	$F_d = \frac{1}{1-\alpha}$	$\frac{1}{\alpha \times (1-\alpha)}$
$V_D \text{ max}$	$V_D \text{ max} = V_e$	V_s	$V_D \text{ max} = V_e + V_s$
$I_D \text{ max}$	$I_D \text{ max} = I_s + \frac{\Delta I_L}{2}$	$I_s + \frac{\Delta I_L}{2}$	$\frac{I_s}{1-\alpha} + \frac{\Delta I_L}{2}$
$\bar{I}_D$	$(1-\alpha) \times I_s$	I_s	$\bar{I}_D = I_s$
F_d de la Diode	$F_d = \frac{1-\alpha}{\alpha}$	1	$F_d = \frac{1}{\alpha}$
y_{max}	$\frac{R}{R + R_L}$	$\frac{1}{2} \sqrt{\frac{R}{R_L}}$	$\frac{1 - \sqrt{\frac{R_L}{R_L + R}}}{2 \times \sqrt{\frac{R_L}{R_L + R}}}$
$\alpha \text{ max à } y_{\text{max}}$	1	$1 - \sqrt{\frac{R_L}{R}}$	$\frac{1 - \sqrt{\frac{R_L}{R_L + R}}}{1 - \frac{R_L}{R_L + R}}$
ΔV_s	$\Delta V_s = \frac{\alpha \times (1-\alpha)}{8 \times L \times C \times f^2} \times V_e$ Max à $\alpha=0.5$	$\Delta V_s = \frac{\alpha \times V_e}{(1-\alpha) R \times C \times f}$ Max à $\alpha=1$	$\Delta V_s = \frac{\alpha^2 \times V_e}{(1-\alpha) R \times C \times f}$ Max à $\alpha=1$

Annexe :02

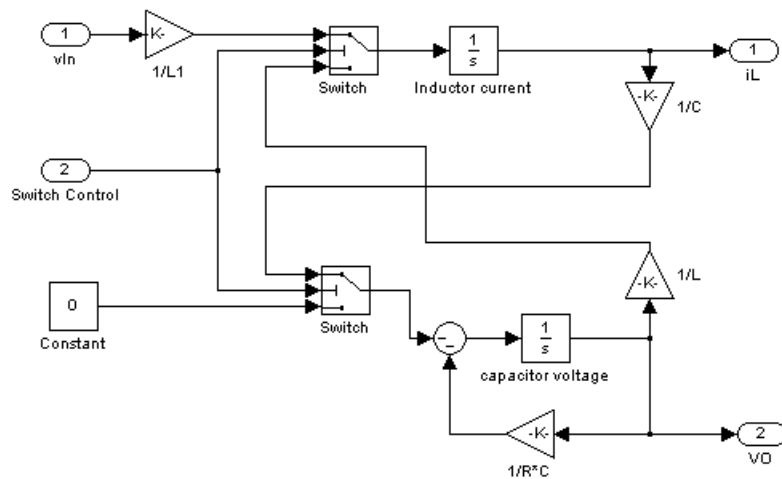
Tableau II.1: Valeurs des paramètres de conception des convertisseurs Buck, Boost, et Buck-Boost

V_e	L	C	R	f	V_s
50V, 24V, 12V	400μH	100μF	10Ω	50kHz	25V, 48V, -6V, -18V

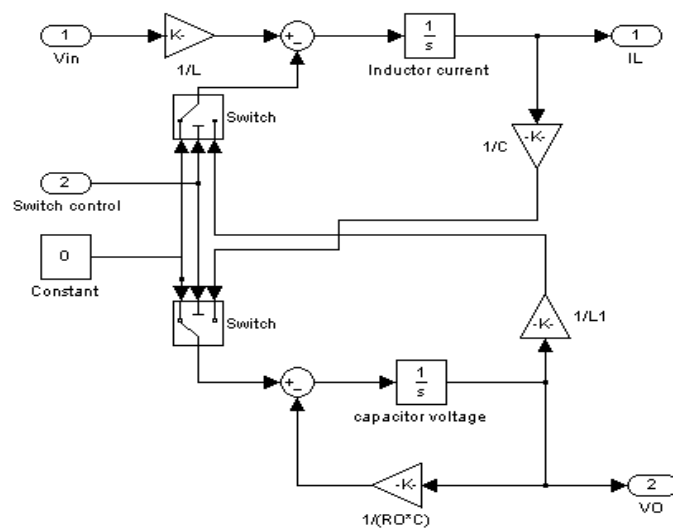
Annexe :03



Bloc de diagramme de simulation du convertisseur Buck en boucle ouverte



Bloc de diagramme de simulation du convertisseur Boost en boucle ouverte



Bloc de diagramme de simulation du convertisseur Buck -Boost en boucle ouverte

Bibliographie et Webographie

- [1]. S. K. Pandey, S. L. Patil And S. B. Phadke, "Comment On "Pwm-Based Adaptive Sliding-Mode Control For Boost Dc-Dc Converters," In Ieee Transactions On Industrial Electronics, Vol. Pp, No. 99, 2017, Pp. 1-12
- [2]. "Alimentation a decoupage «, Cours alim découpée STS.
- [3]. Yi Cao, "Mathematical models of dc-dc converters"
- [4]. K. Kazimierczuk, "Pulse-width Modulated DC-DC Power Converters», Wright State University Dayton, Ohio, USA
- [5]. S. Tyagi, G. Verma, "Simulation and Analysis of DC-DC Boost Converter Using Sliding Mode Controller under Variable Conditions", (IOSR-JEEE), Volume 13, Issue 1 Ver. II (Jan. – Feb. 2018), PP 33-41
- [6]. Electrotechnique & Electronique de Puissance : "Les Hacheurs"
<http://elearn.univ-ouargla.dz/20-132014/courses/TPELECTRONIQUEDEPUIS/document/Cour3Hacheur.pdf>
- [7]. A. Ghasemian And A. Taheri, "Constrained Near Time-Optimal Sliding Mode Control Of Boost Converters Based On Switched Affine Model Analysis," In Ieee Transactions On Industrial Electronics, Vol. Pp, No. 99, 2017, Pp. 1-1.
- [8]. A. Kihel, F. Krim And A. Laib, "Mppt Voltage Oriented Loop Based On Integral Sliding Mode Control Applied To The Boost Converter," 2017 6TH International Conference On Systems And Control (Icsc), Batna, 2017, Pp. 205-209.
- [9]. Asma, Z. Abdelaziz And Z. Nadia, "Dual Loop Control Of Dc-Dc Boost Converter Based Cascade Sliding Mode Control," 2017 International Conference On Green Energy Conversion Systems (Gecs), Hammamet, 2017, Pp. 1-6.
- [10]. S. Barhoumi, A. Sahbani And K. Ben Saad, "Sliding Mode Control For A Boost Converter With Constant Power Load," 2016 4TH International Conference On Control Engineering & Information Technology (Ceit), Hammamet, 2016, Pp. 1-5.
- [11]. S. Singh, D. Fulwani And V. Kumar, "Robust Sliding-Mode Control Of Dc/Dc Boost Converter Feeding A Constant Power Load," In Iet Power Electronics, Vol. 8, No. 7, 7 2015, Pp. 1230-1237.
- [12]. M. H. Rashid, Power Electronics Handbook, Academic Press, 2001.
- [13]. Cours d'Électronique de Puissance" Chapitre 9 - Modélisation des Alimentations à Découpage" EDP – IUT GEII 2ème année – Option EEP – 2004/2005.
- [14]. Berroubi Abdennoure, "Commande par mode de glissement des convertisseurs Buck et Boost intégrés dans un système photovoltaïque», Master, université Mohamed Boudiaf-M'sila, 2015 / 2016
- [15]. Labdani Meryem. "Commande par mode glissant des convertisseurs de puissance, Université Larbi Ben M'Hidi - Oum El Bouaghi, 2015/2016.
- [16]. Farzin Asadi, Kei Eguchi, "Dynamics and Control of DC-DC Converters", Editor, Jerry Hudgins, University of Nebraska, Lincoln, 2018.
- [17]. Ehsan Hosseini, "Modeling And Simulation Of Choppers switching Via matlab/Simulink", Scientific Bulletin of the „Petru Maior” University of Tîrgu Mureş Vol. 12 (XXIX) no. 1, 2015.
- [18]. Mahesh. Gowda N, Yadu Kiran, S. S. Parthasarthy, "Modelling of Buck DC-DC Converter Using Simulink «, International journal of innovative research in science, engineering and technology, Vol. 3, Issue 7, July 2014.
- [19]. Vincent Benamara, " Etude et simulation d'un panneau solaire raccordé au réseau avec périphérique de stockage", Montréal, le 14 septembre 2012.
- [20]. P. Deepak Reddy1, Basavaraja Banakar, " Sliding Mode Control Technique For DC-DC Buck converter With Improved Performance ", International journal for research in applied science & engineer in technology (IJRASET), Volume 3 Issue XII, December 2015.
- [21]. Fatima Tahri, Ali Tahri, S. Flazi "Sliding Mode Control for DC-DC Buck Converter", <https://www.researchgate.net/publication/269703867>.
- [22]. Zemouri Azeddine, " Etude expérimentale d'un convertisseur dc/dc contrôler par une commande robuste", Mémoire de Magister, Université de Batna 2014.
- [23]. Julien Flamant, " Modélisation dynamique des structures de conversion DC/DC pour la régulation "
- [24]. Jérôme Lachaize, " Etude des stratégies et des structures de commande pour le pilotage des systèmes énergétiques à Pile à Combustible (PAC) destinés à la traction.", Thèse préparée au Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique Industrielle de l'ENSEEIH, Année 2004.
- [25]. Christophe Batard, Frédéric Poitiers, Christophe Millet and Nicolas Ginot, "Simulation of Power Converters using Matlab-Simulink », <http://dx.doi.org/10.5772/46419>
- [26]. Ourabi. Lassaad, "les convertisseurs continu/continu les hacheur", Support de cours, I.S.E.T de Bizerte