



Université Mohamed Khider de Biskra
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de génie électrique

MÉMOIRE DE MASTER

Sciences et Technologies
Filière : électrotechnique
Option : Réseaux Electriques

Réf. :

Présenté et soutenu par :
BoucedraDerradji

Le : dimanche 24 juin 2018

Étude et simulation d'un convertisseur DC- DC Multicellulaires type Buck

Jury :

Pr.	RABHI Boualaga	Pr	Université de Biskra	Président
Mme.	Khelili Fatiha	MAA	Université de Biskra	Rapporteur
Mme.	HADRI HAMIDA Amel	MCA	Université de Biskra	Examineur

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي
Ministère de l'enseignement Supérieur et de la recherche scientifique



Université Mohamed Khider Biskra
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Electrique
Filière : électrotechnique
Option : Réseaux Electriques

Réf:.....

Mémoire de Fin d'Etudes
En vue de l'obtention du diplôme :

MASTER

Thème

Étude et simulation d'un convertisseur DC-DC
Multicellulaires type Buck

Présenté par :

Boucedra Derradji

Avis favorable de l'encadreur :

Mme. Khelili Fatiha

signature

Avis favorable du Président du Jury

Mr. RABHI Boualaga

Signature

Cachet et signature

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي
Ministère de l'enseignement Supérieur et de la Recherche scientifique



Université Mohamed Khider Biskra
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Electrique
Filière : électrotechnique
Option : Réseaux Electriques

Thème :

Étude et simulation d'un convertisseur DC-DC Multicellulaires type Buck

Proposé par : Boucedra Derradji

Dirigé par : Mme. Khelili Fatiha

RESUMES (Français et Arabe)

Résumé:

L'électronique de puissance est une discipline en constante évolution. Les innovations de ces dernières années, tant au niveau des composants que des structures, l'ont rendue indispensable aussi bien pour les systèmes stationnaires que pour les applications embarquées, et ceci quelque soit la gamme de puissance.

L'entrelacement des convertisseurs est classiquement utilisé dans les applications à faibles tensions et forts courants, comme l'alimentation des onduleurs de secours à forte puissance (400V/135A), le réseau de puissance automobile (42V/24A) et également les régulateurs utilisés pour l'alimentation des microprocesseurs (VRM : Voltage-Regulator-Module), dont la valeur du courant peut dépasser 100 A.

Dans ce travail, nous avons choisi une structure multicellulaire parallèle de type Buck, l'objectif de ce travail est une étude et simulation d'un convertisseur multicellulaire parallèle de type Buck.

Mots-clés : convertisseurs DC-DC, convertisseur Buck, régulateur PI, convertisseur multicellulaire parallèle de type Buck.

الملخص:

تعتبر إلكترونيات الطاقة نظامًا دائم التطور. جعلت ابتكارات هذه السنوات الأخيرة سواء من حيث المكونات أو التركيبات أمرًا لا غنى عنه، سواء بالنسبة للأنظمة الثابتة أو للتطبيقات المدمجة، بغض النظر عن نطاق القدرة.

يتم استخدام تشابك المحولات بشكل تقليدي في التطبيقات ذات الفولتية المنخفضة والتيارات القوية، مثل تزويد الطاقة لمحولات الطوارئ العالية القدرة (400V / 135A)، وشبكة طاقة السيارات (42V / 24A2)، وكذلك المنظمات المستخدمة لتغذية المعالجات الدقيقة، والتي يمكن أن تتجاوز قيمتها 100 A.

في هذا العمل، اخترنا بنية متوازية متعددة الطبقات من نوع مخفض، والهدف من هذا العمل هو دراسة ومحاكاة لمحول مخفض متعدد الخلايا المتوازية.

الكلمات الرئيسية: محول تيار مستمر-تيار مستمر، محول مخفض، محول متعدد الخلايا المتوازية نوع مخفض، منظم نسبي متكامل.

Dédicace

*A mes chers parents,
Qui n'ont jamais cessé, de formuler des prières à mon
égard, de me soutenir et de m'épauler pour que je
puisse atteindre mes objectifs.*

*Pour ses soutiens moral et leurs conseils précieux
tout au long de mes études.*

*A mes chers frères et sœurs,
Qui m'a aidé et supporté dans les moments difficiles.*

A toute ma famille.

*A tous mes amis et les gens qui ont cru en moi et qui
me donnent l'envie d'aller en avant, je vous remercie
tous, votre soutien et vos encouragements me
donnent la force de continuer.*

À la faculté de science et de technologie.

*A vous
Je dédie ce mémoire.*

Remerciements

Je remercie, en premier lieu, ALLAH qui m'a donné ce bien là pour que je vive ce jour, ALLAH qui m'a donné la force et la patience pour terminer ce travail

Nous exprimons nos profondes gratitude à nos parents, frères et sœurs pour leur encouragements, leur soutien et pour les sacrifices qu'ils ont enduré.

Je tiens à exprimer ma profonde reconnaissance et ma gratitude à mon encadreur Mme khelili Fatima, pour avoir accepté de diriger ce travail, pour ses bonnes explications qui nous ont éclairé le chemin de la recherche et sa collaboration avec nous dans l'accomplissement de ce modeste travail.

Mes remerciements vont aussi à messieurs les membres du jury pour avoir accepté d'évaluer mon travail.

Je tiens à remercier tous Les gens du département de L'électrotechnique.

Enfin, je remercie mes amis et tous ceux qui ont contribué, de près ou de loin, à ma formation et à l'élaboration de ce modeste mémoire.

Sommaire

Dédicace	I
Remerciement	II
Sommaire.....	III
Liste des tableaux.....	V
Liste des figures	VI
Notation.....	IX
<i>INTRODUCTION GENERALE</i>	1
<i>CHAPITRE I : Etude théorique d'un convertisseur DC-DC type Buck</i>	
I.1 Introduction	3
I.2 Convertisseur Buck (série)	3
I.3 Rendement du convertisseur statique	4
I.4 Applications des convertisseurs DC/DC	5
I.5 Principe de fonctionnement.....	6
I.5.1 Conduction continue.....	7
I.5.2 Conduction discontinue	10
I.6 Limite entre la conduction continue et discontinue.....	15
I.7 Contrôle des convertisseurs DC/DC	17
I.7.1 Contrôle linéaire des convertisseurs DC/DC	17
I.7.1.1 La Commande PI	17
I.8 Simulation du convertisseur DC-DC de type Buck.....	19
I.8.1 Dimensionnement des éléments du convertisseur Buck	19
I.8.1.1 Le cahier de charge	19

I.8.1.2 Calcul et choix des éléments	19
I.8.1.3 Choix des éléments	20
I.9 Conclusion.....	21
<i>CHAPITRE II : Etude des convertisseurs DC-DC multicellulaires type Buck</i>	
II.1 Introduction.....	22
II.2 Caractéristiques et principe de fonctionnement	24
II.3 Analyse en régime permanent.....	25
II.4 Commande classique utilisant des contrôleurs PI.....	28
II.4.1 Stratégies de commande :.....	28
II.4.2 Boucle de tension.....	29
II.4.3 Boucle de courant.....	30
II.5 Conclusion	31
<i>Chapitre III : Résultat de simulation</i>	
III.1 Introduction.....	32
III.2 Partie de simulation.....	32
III.2.1 Résultats en boucle ouverte.....	32
III.2.1.1 Simulation d'un convertisseur DC-DC Buck	32
III.2.1.2 Simulation d'un convertisseur DC-DC Multicellulaires type Buck	34
III.2.2 Résultats en boucle fermé	35
III.2.2.1 Simulation d'un convertisseur DC-DC Buck	35
III.2.2.2 Simulation d'un convertisseur DC-DC Multicellulaires type Buck	41
III.3 Conclusion	47
<i>Conclusion générale</i>	48
<i>Bibliographie</i>	49

Liste des tableaux

Tableau I.1 Rendement de quelques convertisseurs connus	4
Tableau I.2 Niveaux de tensions nécessaires dans un ordinateur portable	5
Tableau I.3 choix des éléments de convertisseur Buck	20

Liste des figures

CHAPITRE I

Figure I.1 : Conversion DC/DC	3
Figure I.2 : Représentation schématique d'un convertisseur Buck.	4
Figure I.3 : Système d'alimentation d'un ordinateur portable	6
Figure I.4 : Schéma de base d'un convertisseur Buck	7
Figure I.5 : Les deux configurations d'un convertisseur Buck suivant l'état de l'interrupteur k7	
Figure I.6 : Formes d'ondes courant/tension dans un convertisseur Buck	9
Figure I.7 : Formes d'ondes courant/tension dans un convertisseur Buck en conduction discontinue.....	Error! Bookmark not defined. 2
Figure I.8 : Évolution de la tension de sortie normalisée d'un convertisseur Buck avec un courant de sortie normalisé.....	Error! Bookmark not defined. 5
Figure I.9 : schéma du principe du régulateur PI.	Error! Bookmark not defined. 8

CHAPITRE II

Figure II.1 : Convertisseur multicellulaire parallèle	23
Figure II.2 : Formes d'ondes pour un convertisseur 3 cellules	23
Figure II.3 : Convertisseurs parallèles entrelacées.....	24
Figure II.4 : Carte mère d'un Pentium IV (1,3V/70A) incluant un CMP à trois phases parallèles entrelacées à inductances séparées	25
Figure II.5 : Ondulation du courant de sortie pour q phases parallèles	26
Figure II.6 : Ondulation réduite du courant de sortie	27
Figure II.7 : Schéma global de la commande classique	29

CHAPITRE III

Figure III.1 : circuit de convertisseur Buck sur Matlab/Simulink.	32
Figure III.2 : Tension de sortie.	33

Figure III.3 : Courant de sortie.	33
Figure III.4 : Circuit d'un convertisseur DC-DC Multicellulaires type Buck.....	34
Figure III.5 : Tension de sortie d'un CMP.	34
Figure III.6 : Courant de sortie d'un CMP.	35
Figure III.7 : circuit de convertisseur Buck avec régulateur PI.	35
Figure III.8 : fenêtre de réglage du paramètre de régulateur PI.....	36
Figure III.9 : fenêtre de réglage du paramètre de tension référence.	36
Figure III.10 : Tension de sortie ($V_{ref} = 6$).....	37
Figure III.11 : Tension de sortie ($V_{ref} = 8$).....	37
Figure III.12 : Tension de sortie (V_{ref} Augmeter).....	38
Figure III.13 : Courant de sortie (V_{ref} Augmeter).....	38
Figure III.14 : Tension de sortie (V_{ref} Diminué).	39
Figure III.15 : Courant de sortie (V_{ref} Diminué).	39
Figure III.16 : Circuit d'un convertisseur DC-DC type Buck avec variation de charge.....	40
Figure III.17 : Tension de sortie	40
Figure III.18 : Courant de sortie.....	41
Figure III.19 : Circuit d'un convertisseur DC-DC Multicellulaires type Buck avec PI.....	41
Figure III.20 : Tension de sortie d'un CMP ($V_{ref} = 6$).....	42
Figure III.21 : Courant de sortie d'un CMP ($V_{ref} = 6$).....	42
Figure III.22 : Tension de sortie d'un CMP ($V_{ref} = 8$).....	43
Figure III.23 : Courant de sortie d'un CMP ($V_{ref} = 8$).....	43
Figure III.24 : Tension de sortie d'un CMP (V_{ref} Augmeter).....	44
Figure III.25 : Courant de sortie d'un CMP (V_{ref} Augmeter).....	44
Figure III.26 : Tension de sortie d'un CMP (V_{ref} Diminué).	45
Figure III.27 : Courant de sortie d'un CMP (V_{ref} Diminué).	45

Figure III.28 : Circuit d'un convertisseur DC-DC Multicellulaires type Buck avec Variation de charge..... 46

Figure III.29 : Tension de sortie d'un CMP (variation de charge). 46

Figure III.30 : Courant de sortie d'un CMP (variation de charge). 47

Notation et nomenclature

MLI(PWM)	: Modulation de largeur d'impulsion.
TMG	: La technique par mode de glissement.
CMP	: Convertisseur multicellulaire parallèle.
VRM	: Voltage Regulator Module.
DC-DC	: Convertisseur continu/continu.
V	: Tension.
I	: Courant.
I_0	: Le courant de sortie.
I_i	: Le courant d'entrée.
I_{\max}	: Le courant maximal.
I_{\min}	: Le courant minimal.
R	: Résistance de charge.
L	: Inductance.
C	: Capacité.
T	: La période.
PI	: Régulateur proportionnel intégrateur.
η	: Rendement.
V_L	: La tension aux bornes de l'inductance.
V_i	: Tension d'entrée.
V_0	: Tension de sortie.
I_L	: Le courant de l'inductance.

E	: L'énergie stockée dans l'inductance.
α	: Rapport cyclique.
F	: La fréquence du hachage.
β	: Rapport d'amplificateur.
t	: Temps de commutation.
$\delta.T$: Temps de décharge de l'inductance.
T	: La période de commutation.
f	: La fréquence de découpage.
ΔV	: L'amplitude de l'ondulation de la tension.
ΔI	: L'amplitude de l'ondulation du courant.
C_{in}	: Condensateurs d'entrée du convertisseur.
C_{out}	: Condensateurs de sortie du convertisseur.
k	: Interrupteur.
D	: Interrupteur diode.
K_{PV}	: Le gain proportionnel.
K_{IV}	: La constante d'intégration.
m_v	: La constante d'amortissement.
w_v	: La pulsation propre.

Introduction générale

Introduction générale

L'électronique de puissance est une discipline en constante évolution. Les innovations de ces dernières années, tant au niveau des composants que des structures, l'ont rendue indispensable aussi bien pour les systèmes stationnaires que pour les applications embarquées, et ceci quel que soit la gamme de puissance.

Les hacheurs (convertisseurs DC-DC) sont devenus un élément essentiel dans les équipements électroniques de puissance au cours des dernières décennies. Les convertisseurs DC-DC permettent d'obtenir une tension fixe ou variable à partir d'une tension continue.

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

Ils sont largement utilisés dans les ordinateurs personnels, des périphériques informatiques, des adaptateurs d'appareils électroniques, certaines applications industrielles, pile à combustible, une batterie, un supercondensateur ou un système photovoltaïque.

Grâce à leur rendement de plus en plus élevé, leur encombrement, leur poids et leur coût réduits, ils ont remplacé les alimentations classiques linéaires, même pour de faibles niveaux de puissance. On doit transformer une tension continue quelconque en une tension continue supérieure ou inférieure.

L'utilisation des convertisseurs statiques est apparue au début des années 90 dans les domaines de très forte puissance et a donné lieu à des associations de cellules de commutations permettant d'obtenir des caractéristiques de tenue en tension et en courant très performantes. En effet, la nécessité d'augmenter la tension traitée dans les systèmes de conversion statique d'énergie a conduit à l'élaboration de nouvelles structures ; c'est le cas des convertisseurs multicellulaires. Les convertisseurs multicellulaires font, ces dernières années, l'objet d'un intérêt croissant, dans les milieux industriels et universitaires.

Ce mémoire comportera par la suite : une introduction générale, trois chapitre, une conclusion générale, et on terminera par une bibliographie.

Ainsi, notre travail est structuré de la manière suivante :

Le premier chapitre, nous allons fait l'étude du convertisseur DC-DC type Buck en régime continu et discontinu.

Dans le second chapitre, nous présenterons l'étude et commande des convertisseurs multicellulaires type Buck, avec analyse en régime permanent et la commande classique utilisant de contrôleur PI.

Le dernier chapitre, est consacré aux résultats de simulation en boucle ouverte et en boucle fermé. Nous présenterons aussi les différents schémas de simulation.

Enfin, Nous terminerons par une conclusion générale résumant notre travail et perspectives.

Chapitre I

*Etude théorique d'un convertisseur
DC-DC type Buck*

I.1 Introduction

Le hacheur est un convertisseur qui permet d'obtenir une tension à valeur moyenne réglable à partir d'une source de tension continue (figure I.1). Tension d'entrée = E .

La valeur moyenne de la tension de sortie dépend de $\tau = \alpha T$ et varie entre 0 et E .

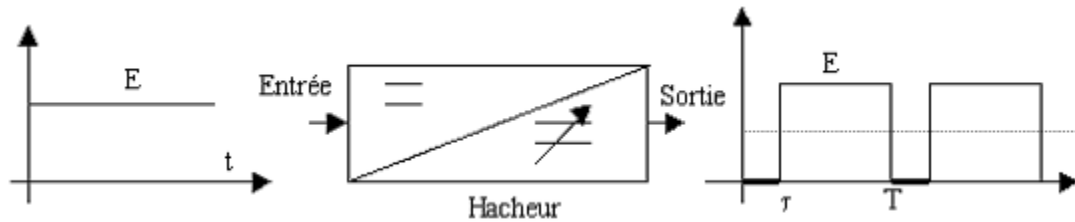


Figure I.1 : Conversion DC/DC [1].

Le hacheur peut être utilisé pour le contrôle de vitesse des moteurs à courant continu et tout particulièrement en traction (trains, trolleybus, métro, ...) et en robotique. Selon la position du commutateur et du hacheur [1], différents types de convertisseurs de tension peuvent être réalisés [2] :

- ❖ Abaisseur de tension « Buck »
- ❖ Élévateur de tension « Boost »
- ❖ Abaisseur élévateur de tension « Buck-Boost »

I.2 Convertisseur Buck (série)

(Buck converter ou step-down converter) utilise un contacteur statique série qui doit être alimenté par une source de tension et débiter sur une source de courant. La charge R et le condensateur C apparaissant comme un récepteur de tension, il faut ajouter une inductance L série pour rétablir le caractère de récepteur de courant vis-à-vis de la sortie de l'alimentation à découpage proprement dite. On arrive ainsi au schéma de la Figure I.2 [7].

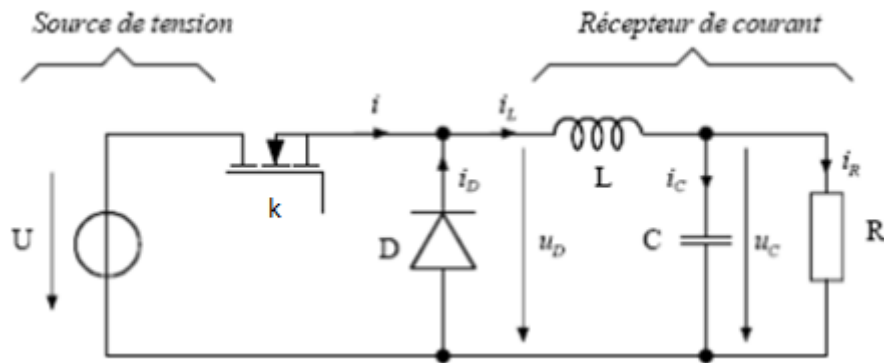


Figure I.2 : Représentation schématique d'un convertisseur Buck [7].

I.3 Rendement du convertisseur statique :

Dans ce qui a précédé, nous avons décrit le fonctionnement des convertisseurs Buck, ce convertisseur présente un meilleur rendement. En effet, il existe d'autres configurations de convertisseur, mais dont le rendement est plus faible. Le tableau donne une idée sur le rendement de quelques convertisseurs connus. L'expression du rendement du Convertisseur est donné part [3] :

$$\eta = \frac{P_{out}}{P}$$

Structure	Rendement de conversion	Batterie
Buck	93%	12 V
Boost	92%	24 V
Buck-Boost	92%	12-24 V
Cuk	89%	12 V
Flayback	78.1%	24 V

Tableau I.1 Rendement de quelques convertisseurs connus [3].

I.4 Applications des convertisseurs DC/DC

Les niveaux de puissance que l'on trouve dans les convertisseurs vont de moins d'un watt dans les convertisseurs des équipements portables, à une dizaine ou centaine de watts dans les alimentations des ordinateurs de bureau, aux kilowatts ou mégawatts dans la commande des moteurs à vitesse variable, et jusqu'aux térawatts dans les centrales électriques du secteur.

Les convertisseurs DC/DC en général réalisent deux fonctions : modifier le niveau de tension (élever ou abaisser) et réguler la tension. L'électronique de conversion se trouve à l'interface entre les batteries (la source d'énergie en général) et l'ensemble des blocs constitutifs du système considéré, des circuits électroniques numériques et analogiques, des écrans, des actionneurs, des claviers, etc. Plus de 5 à 6 niveaux de tensions peuvent cohabiter dans un ordinateur portable, le Tableau I.2 résume les niveaux de tensions nécessaires pour chacune des fonctions.

Fonction	Tension d'alimentation
CPU	3V (vers 2V puis 0.8V)
DRAM	3.3V
Entrées/ sorties	5V
PCMCIA (Personal computer memory card international association)	12V
BUS GTL	1.5V
Ecran LCD	Polarisation + < +30V Polarisation - > -30V

Tableau I.2 Niveaux de tensions nécessaires dans un ordinateur portable [5].

Le système d'alimentation d'un ordinateur portable est illustré à la Figure I.3. La batterie alimente le système et plusieurs convertisseurs DC/DC modifient la tension de la batterie pour donner les tensions requises par les différentes fonctions. Un abaisseur de tension Buck donne la tension nécessaire pour alimenter le microprocesseur. Un élévateur Boost augmente la tension de la batterie jusqu'au niveau nécessaire pour alimenter le lecteur de disque. Un inverseur donne la haute tension négative pour alimenter la commande des lampes de l'écran.

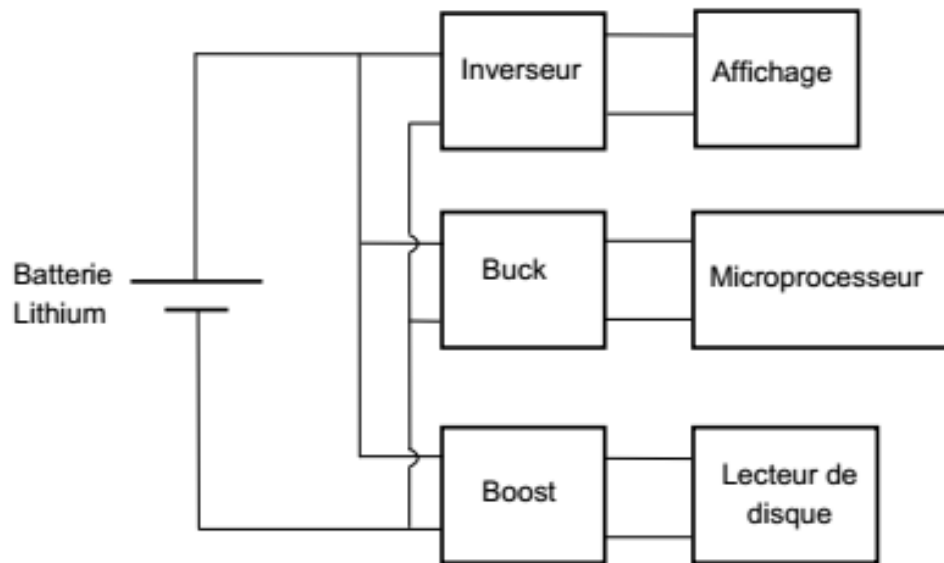


Figure I.3 Système d'alimentation d'un ordinateur portable [5].

Les convertisseurs DC/DC sont utilisés dans des nombreuses applications, à titre d'exemple non exhaustif : pour transformer le 24V de la batterie d'un camion en 12V pour alimenter une radio fonctionnant à 12V, pour transformer le 12V de la batterie d'une voiture en 3V pour faire fonctionner un lecteur de CD ou charger un téléphone mobile, pour transformer les 5V de la carte mère d'un ordinateur en 3V, 2V ou moins pour alimenter les différentes fonctions du processeur, pour abaisser la tension du secteur en 5V et 12V pour alimenter un ordinateur, ou bien augmenter les 1.5V d'une batterie pour alimenter un circuit électronique [5].

I.5 Principe de fonctionnement

Le fonctionnement d'un convertisseur Buck peut être divisé en deux configurations suivant l'état de l'interrupteur k (voir figure I.5) :

- ❖ Dans l'état passant, l'interrupteur k (voir figure I.5) est fermé, la tension aux bornes de l'inductance vaut $V_L = V_i - V_0$. Le courant traversant l'inductance augmente linéairement. La tension aux bornes de la diode étant négative, aucun courant ne la traverse.

- ❖ Dans l'état bloqué, l'interrupteur est ouvert. La diode devient passante afin d'assurer la continuité du courant dans l'inductance. La tension aux bornes de l'inductance vaut $V_L = -V_0$. Le courant traversant l'inductance décroît [15].

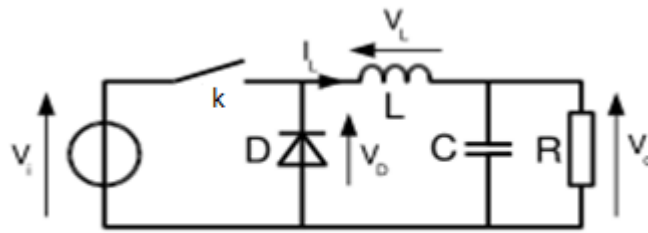


Figure I.4 : Schéma de base d'un convertisseur Buck [4].

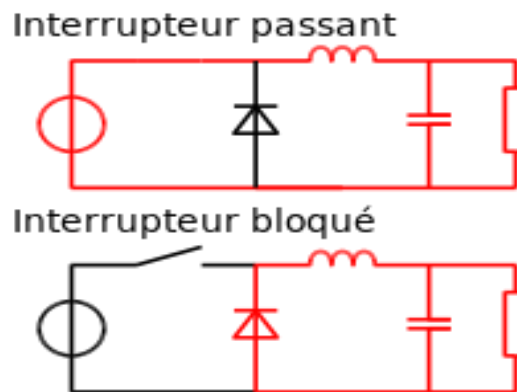


Figure I.5 : Les deux configurations d'un convertisseur Buck suivant l'état de l'interrupteur \$k\$ [15].

I.5.1 Conduction continue

Quand un convertisseur Buck travaille en mode de conduction continue, le courant I_L traversant l'inductance ne s'annule jamais. La figure I.6 montre les formes d'ondes du courant et de la tension dans un convertisseur Buck.

Le taux d'accroissement de I_L est donné par :

$$V_L = L \frac{dI_L}{dt} \quad (I.1)$$

Avec $V_L = V_i - V_o$ pendant l'état passant et $V_L = -V_o$ durant l'état bloqué. Par conséquent, l'augmentation de I_L durant l'état passant est donnée par :

$$\Delta I_{L\text{on}} = \int_0^{\alpha.T} dI_L = \int_0^{\alpha.T} \frac{V_L}{L} dt = \frac{(V_i - V_o) \cdot \alpha.T}{L} \quad (I.2)$$

De même, la baisse du courant dans l'inductance durant l'état bloqué est donnée par :

$$\Delta I_{Loff} = \int_{\alpha.T}^T dI_L = \int_{\alpha.T}^T \frac{V_L}{L} dt = -\frac{V_0(T-\alpha.T)}{L} \quad (I.3)$$

Si on considère que le convertisseur est en régime permanent, l'énergie stockée dans chaque composant est la même au début et à la fin de chaque cycle de commutation. En particulier, l'énergie stockée dans l'inductance est donnée par :

$$E = \frac{1}{2} L \times I_L^2 \quad (I.4)$$

En conséquence, le courant I_L traversant l'inductance est le même au début et à la fin de chaque cycle de commutation. Ce qui peut s'écrire de la façon suivante :

$$\Delta I_{Lon} + \Delta I_{Loff} = 0 \quad (I.5)$$

En remplaçant ΔI_{Lon} et ΔI_{Loff} par leur expression, on obtient :

$$\frac{(V_i - V_0) \cdot \alpha \cdot T}{L} - \frac{V_0(T - \alpha \cdot T)}{L} = 0 \quad (I.6)$$

Ce qui peut se réécrire de la façon suivante :

$$V_0 = \alpha \cdot V_i \quad (I.7)$$

Grâce à cette équation, on peut voir que la tension de sortie varie linéairement avec le rapport cyclique. Le rapport cyclique étant compris entre 0 et 1, la tension de sortie V_0 est toujours inférieure à celle d'entrée. C'est pour cela que l'on parle parfois de dévolteur [15].

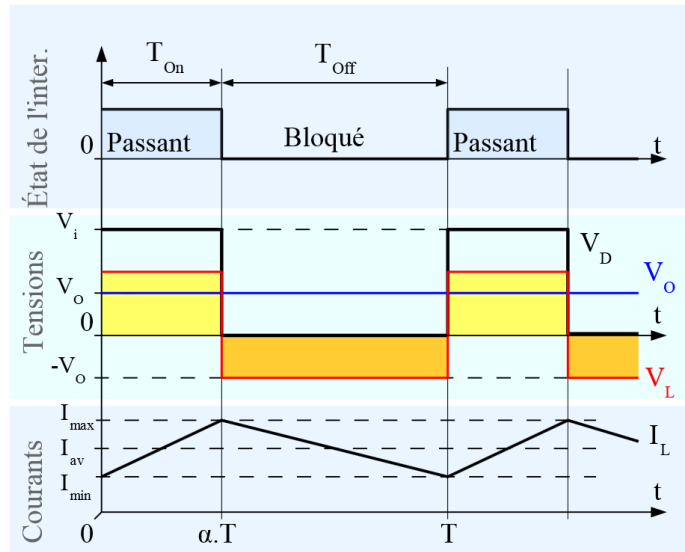


Figure I.6 : Formes d'ondes courant/tension dans un convertisseur Buck.

A. Courant moyenne dans l'inductance et courant $I_{L_{max}}$ et $I_{L_{min}}$

Le courant moyen dans l'inductance doit être égal au courant continu dans la charge.

C'est-à-dire :

$$I_{L_{moy}} = I_o = \frac{V_o}{R} \tag{I.8}$$

Les expressions des courant $I_{L_{max}}$ et $I_{L_{min}}$ dans l'inductance peuvent maintenant être écrites de la façon suivant :

$$I_{L_{max}} = I_{L_{moy}} + \frac{\Delta I_{L_{off}}}{2} = \frac{V_o}{R} + \frac{V_o}{2.L} (1 - \alpha)T \tag{I.9}$$

$$I_{L_{min}} = I_{L_{moy}} - \frac{\Delta I_{L_{off}}}{2} = \frac{V_o}{R} - \frac{V_o}{2.L} (1 - \alpha)T \tag{I.10}$$

B. calcul de l'inductance

D'après l'équation $L = \frac{\alpha.(1-\alpha).V_i}{\Delta I_{L_{on}}.F}$ La limite du discontinu impose $\Delta I_{L_{max}} = 2. I_o$

Donc : $L_{\min} = \frac{\alpha(1-\alpha).V_i}{2.I_0.F}$ pour assurer la conduction continue il faut :

$$L \geq \frac{\alpha(1-\alpha).V_i}{2.I_0.F} \quad (I.11)$$

C. calcul de C : pendant T_{on} [16]

On réalité $V_0(t)$ et ondulée $v_0(t) = V_0 + \beta.(v_0(t))$ (cette ondulation est liée a l'ondulation de $i_L(t)$)

$$i_c(t) = \beta. i_L(t) = C \frac{d(\beta.V_0)}{dt} \quad (I.12)$$

$$\beta. V_0 = \frac{1}{C} \int \beta. i_L(t). dt \quad \text{Avec } \beta. V_0 \text{ est déphasée de } -\frac{\pi}{2} \text{ par rapport a } \beta. i_L(t)$$

$$\Delta V_0 = V_2 - V_1 = \frac{1}{C} \int \beta. i_L(t). dt \quad (I.13)$$

$$\text{Donc : } \Delta V_0 = \frac{1}{C} * A$$

$$A = \frac{1}{2} * \frac{\Delta I_{L_{on}}}{2} * (t_2 - t_1) \Rightarrow A = \frac{\Delta I_{L_{on}}}{4} \left(\alpha. T + \left(\frac{T-\alpha.T}{2} \right) - \frac{\alpha.T}{2} \right)$$

$$A = \frac{\Delta I_{L_{on}} * T}{8} \quad \text{Donc} \quad \Delta V_0 = \frac{\Delta I_{L_{on}}}{8.C.F} \quad (I.14)$$

D'après l'équation... on remplace l'expression de $\Delta I_{L_{on}}$ dans l'équation...on trouve :

$$\Delta V_0 = \frac{\alpha(1-\alpha).V_i}{8.L.C.F^2} \quad (I.15)$$

$$\text{Donc : } C = \frac{\alpha(1-\alpha).V_i}{8.L.\Delta V_0.F^2} \quad (I.16)$$

I.5.2 Conduction discontinue

Dans certains cas, la quantité d'énergie demandée par la charge est assez faible pour être transférée dans un temps plus court qu'une période de commutation. Dans ce cas, le courant traversant l'inducteur s'annule pendant une partie de la période. La seule différence avec le principe de fonctionnement décrit précédemment est que l'inductance est complètement

déchargée en début de cycle (voir les formes d'ondes sur la figure I.7). Bien que faible, la différence entre conduction continue et discontinue a un fort impact sur la formule de la tension de sortie. La tension de sortie peut être calculée de la façon suivante [4] :

On considère toujours que le convertisseur a atteint le régime permanent. L'énergie stockée dans les composants est donc la même en début et en fin de cycle (elle est nulle dans le cas de la conduction discontinue). Cela engendre aussi que la tension moyenne aux bornes de l'inductance (V_L) est nulle. Ceci se traduit sur la figure I.7, par une égalité de l'aire des rectangles jaune et orange :

$$(V_i - V_0)\alpha \cdot T - V_0 \cdot \delta \cdot T = 0 \quad (\text{I. 17})$$

On peut en déduire la valeur de δ :

$$\delta = \frac{V_i - V_0}{V_0} \alpha \quad (\text{I. 18})$$

En supposant que le condensateur de sortie est suffisamment important pour maintenir la tension de sortie constante pendant un cycle de commutation, le courant de sortie délivré à la charge (I_0) est constant. Cela implique que le courant traversant le condensateur est de valeur moyenne nulle. Par conséquent, nous avons :

$$I_{L_{\text{moy}}} = I_0 \quad (\text{I. 19})$$

Avec I_L le courant moyen traversant l'inductance. Comme on peut le voir sur la figure I.7, le courant I_L traversant l'inductance est de forme triangulaire. Par conséquent, la valeur moyenne de I_L peut donc être calculée géométriquement de la façon suivante :

$$I_{L_{\text{moy}}} = \left(\frac{1}{2} I_{L_{\text{max}}} \cdot \alpha \cdot T + \frac{1}{2} I_{L_{\text{max}}} \cdot \delta \cdot T \right) \frac{1}{T} = \frac{I_{L_{\text{max}}}(\alpha + \delta)}{2} = I_0 \quad (\text{I. 20})$$

Le courant dans l'inductance est nul en début de cycle puis augmente pendant $\alpha \cdot T$ jusqu'à atteindre $I_{L_{\text{max}}}$. Cela veut dire que $I_{L_{\text{max}}}$ est égale à :

$$I_{L_{\text{Max}}} = \frac{V_i - V_0}{L} \alpha \cdot T \quad (\text{I. 21})$$

En remplaçant $I_{L_{max}}$ dans les relations précédentes par son expression, on obtient :

$$I_0 = \frac{(V_i - V_o) \cdot \alpha \cdot T(\alpha + \delta)}{2 \cdot L} \tag{I.22}$$

On remplace δ par son expression :

$$I_0 = \frac{(V_i - V_o) \cdot \alpha \cdot T \left(\alpha + \frac{V_i - V_o}{V_o} \alpha \right)}{2 \cdot L}$$

Qui peut se mettre sous la forme :

$$V_o = V_i \frac{1}{\frac{2L \cdot I_0}{\alpha^2 \cdot V_i \cdot T} + 1} \tag{I.23}$$

On peut voir que l'expression de la tension de sortie est bien plus compliquée que celle obtenue pour la conduction continue. En effet, la tension de sortie dépend non seulement de la tension d'entrée (V_i) et du rapport cyclique mais aussi de la valeur de l'inductance (L), de la période de commutation (T) et du courant de sortie (I_0).

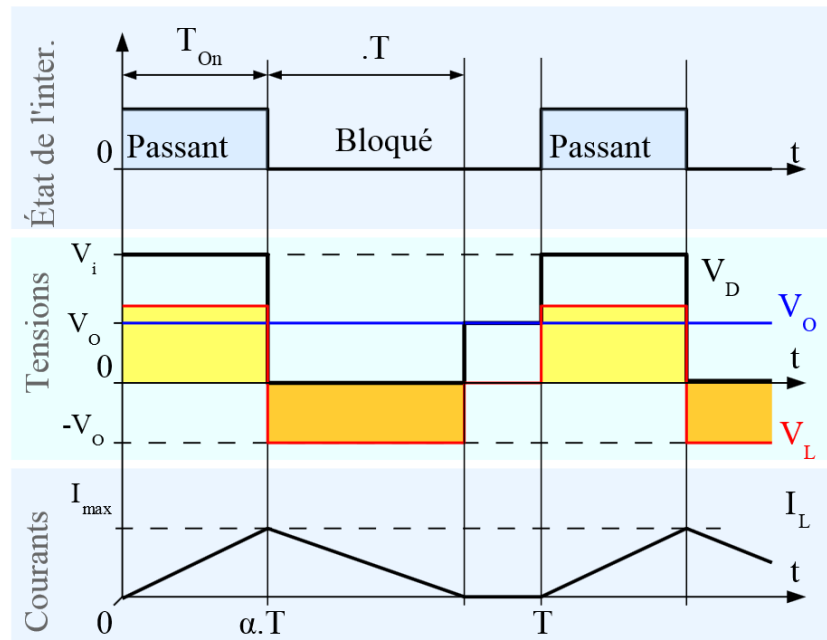


Figure I.7 : Formes d'ondes courant/tension dans un convertisseur Buck en conduction discontinue [15].

A) Calcul de la capacité C

Le condensateur de sortie C sert à filtrer la tension de sortie. Plus la valeur de C est grande, plus le signal de sortie est lisse, mais d'autre part, le courant absorbe atteint des pics plus considérables. Les paramètres dimensionnant d'un condensateur sont sa capacité et la tension max qu'il peut supporter. La valeur du condensateur nous sera donnée à partir de valeur crête-a-crête du signal V_0 en régime permanent dont il dépend [15].

$$\text{On a : } i_c(t) = i_L(t) - I_0$$

On peut tracer la forme de courant $i_c(t)$

$$\Delta V_0 = V_2 - V_1 = \frac{1}{C} \int_{t_1}^{t_2} \beta \cdot i_L(t) \cdot dt$$

$$\text{Donc : } \Delta V_0 = \frac{1}{C} * A \quad \text{et} \quad A = \frac{1}{2} * I_{C_{\max}} * (t_2 - t_1)$$

On calcul : $t_2 - t_1$: $I_{C_{\max}}$ et $I_{C_{\min}}$

❖ **Pendant la première phase de conduction ($0 \leq t \leq \alpha T$) :**

$$t = 0 \Rightarrow \begin{cases} i_L(t) = 0 \\ I_0 = \frac{1}{2} \cdot I_{L_{\max}} (\alpha + \delta) \end{cases} \Rightarrow I_{C_{\min}} = -\frac{I_{L_{\max}}}{2} * (\alpha + \delta) \quad (\text{I. 24})$$

$$t = \alpha T \Rightarrow \begin{cases} i_L(t) = I_{L_{\max}} \\ I_0 = \frac{1}{2} \cdot I_{L_{\max}} (\alpha + \delta) \end{cases} \Rightarrow I_{C_{\max}} = \frac{I_{L_{\max}}}{2} * (2 - (\alpha + \delta)) \quad (\text{I. 25})$$

On peut écrire l'équation du courant de $i_c(t)$:

$$i_c(t) = \frac{I_{C_{\max}} - I_{C_{\min}}}{\alpha T} t + I_{C_{\min}} \quad (\text{I. 26})$$

$$i_c(t) = \frac{I_{L_{\max}}}{\alpha T} t - \frac{I_{L_{\max}}}{2} (\alpha + \delta)$$

$$i_c(t) = 0 \Rightarrow \frac{I_{L_{\max}}}{\alpha T} t - \frac{I_{L_{\max}}}{2} (\alpha + \delta) = 0$$

$$\text{Donc : } t = t_1 = \frac{\alpha T}{2} (\alpha + \delta) \quad (\text{I. 27})$$

❖ Pendant la deuxième phase de conduction $\alpha T \leq t \leq (\alpha + \delta)T$:

$$t = \alpha T \Rightarrow \begin{cases} i_L(t) = I_{L_{\max}} \\ I_0 = \frac{1}{2} \cdot I_{L_{\max}} (\alpha + \delta) \end{cases} \Rightarrow I_{C_{\max}} = \frac{I_{L_{\max}}}{2} * (2 - (\alpha + \delta)) \quad (I.28)$$

$$t = (\alpha + \delta)T \Rightarrow \begin{cases} i_L(t) = 0 \\ I_0 = \frac{1}{2} \cdot I_{L_{\max}} (\alpha + \delta) \end{cases} \Rightarrow I_{C_{\min}} = -\frac{I_{L_{\max}}}{2} * (\alpha + \delta) \quad (I.29)$$

On peut écrire l'équation du courant de C :

$$i_C(t) = \frac{I_{C_{\min}} - I_{C_{\max}}}{\delta T} (t - \alpha T) + I_{C_{\max}} \quad (I.30)$$

$$i_C(t) = -\frac{I_{L_{\max}}}{\delta T} (t - \alpha T) + \frac{I_{L_{\max}}}{2} (2 - (\alpha + \delta))$$

$$\delta T = (\alpha + \delta)T - \alpha T$$

$$i_C(t) = 0 \Rightarrow -\frac{I_{L_{\max}}}{\delta T} (t - \alpha T) + \frac{I_{L_{\max}}}{2} (2 - (\alpha + \delta)) = 0$$

$$\text{Donc : } t = t_1 = (\alpha + \delta) \left(1 - \frac{\delta}{2}\right) T \quad (I.31)$$

On calcul : $t_2 - t_1$

$$t_2 - t_1 = (\alpha + \delta) \left(1 - \frac{\delta}{2} - \frac{\alpha}{2}\right) T = \frac{2 - (\alpha + \delta)}{2} (\alpha + \delta) T \quad (I.32)$$

$$A = \frac{1}{2} * I_{C_{\max}} * (t_2 - t_1) = \frac{1}{2} * \frac{I_{L_{\max}}}{2} (2 - (\alpha + \delta)) * \frac{2 - (\alpha + \delta)}{2} (\alpha + \delta) T$$

$$I_{L_{\max}} = \frac{V_0 \cdot \delta \cdot T}{L} \quad \text{Et } V_0 = \frac{\alpha \cdot V_i}{(\alpha + \delta)} \Rightarrow I_{L_{\max}} = \frac{\alpha \cdot \delta \cdot V_i \cdot T}{(\alpha + \delta) \cdot L}$$

$$\text{Donc : } A = \frac{\alpha \cdot \delta \cdot V_i (2 - (\alpha + \delta))^2}{8 \cdot L \cdot F^2} \quad (I.33)$$

$$\text{Alors : } \Delta V_0 = \frac{1}{C} * A = \frac{\alpha \cdot \delta \cdot V_i (2 - (\alpha + \delta))^2}{8 \cdot L \cdot C \cdot F^2}$$

$$\Rightarrow C = \frac{\alpha \cdot \delta \cdot V_i (2 - (\alpha + \delta))^2}{8 \cdot L \cdot \Delta V_0 \cdot F^2} \quad (I.34)$$

B) calcul de l'inductance L

$$\text{On a } I_{L_{\max}} = \frac{V_0 \cdot \delta \cdot T}{L}$$

$$\text{Alors : } L \geq \frac{V_0 \cdot \delta \cdot T}{I_{L_{\max}}} \quad (\text{I. 35})$$

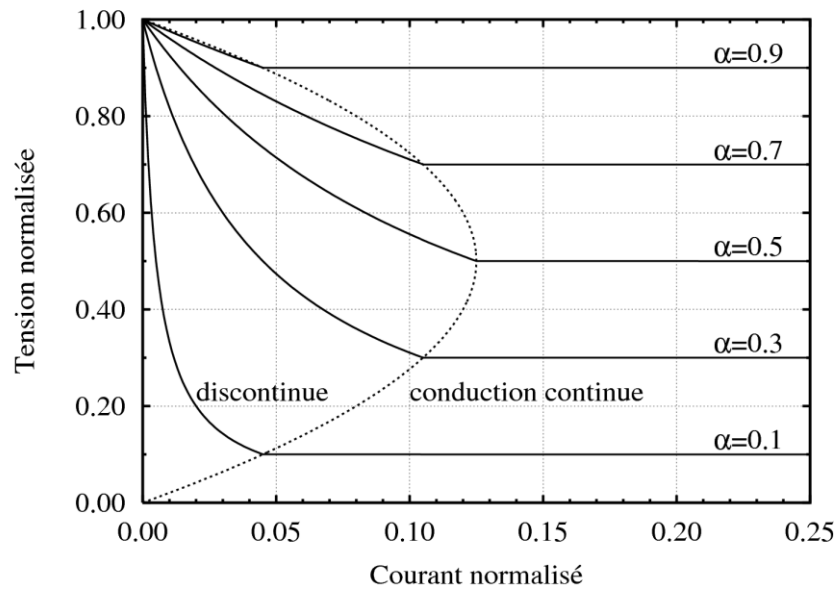
I.6 Limite entre la conduction continue et discontinue

Figure I.8 : Évolution de la tension de sortie normalisée d'un convertisseur Buck avec un courant de sortie normalisé [15].

Comme expliqué dans le paragraphe précédent, le convertisseur fonctionne en conduction discontinue quand le courant demandé par la charge est faible, et il fonctionne en conduction continue pour les courants plus importants. La limite entre conduction continue et conduction discontinue est atteinte quand le courant dans l'inductance s'annule juste au moment de la commutation. Avec les notations de la figure I.7, cela correspond à :

$$\alpha \cdot T + \delta \cdot T = T$$

$$\alpha + \delta = 1$$

Dans ce cas, le courant de sortie $I_{0_{\text{lim}}}$ (courant de sortie à la limite de la conduction

continue et discontinue) est égal au courant moyen traversant l'inductance :

$$I_{0\text{lim}} = \frac{I_{L\text{max}}(\alpha+\delta)}{2} = \frac{I_{L\text{max}}}{2} \quad (\text{I. 36})$$

En remplaçant $I_{L\text{max}}$ par son expression en conduction discontinue :

$$I_{0\text{lim}} = \frac{V_i - V_0}{2L} \alpha \cdot T$$

À la limite entre les deux modes de conduction, la tension de sortie obéit aux expressions des deux modes. On utilisera celle donnée pour le mode de conduction continue :

$$V_0 = \alpha \cdot V_i$$

On peut donc réécrire $I_{0\text{lim}}$ de la façon suivante :

$$I_{0\text{lim}} = \frac{V_i(1-\alpha)}{2L} \alpha \cdot T \quad (\text{I. 37})$$

Introduisons deux nouvelles notations :

La tension normalisée, définie par $|V_0| = \frac{V_0}{V_i}$, qui correspond au gain en tension du convertisseur.

Le courant normalisé, défini par $|I_0| = \frac{L}{T \cdot V_i} I_0$. Le terme $\frac{T \cdot V_i}{L}$ correspond à l'augmentation maximale de courant que l'on peut atteindre lors d'un cycle (variation du courant dans l'inductance atteinte pour $\alpha = 1$). On obtient donc, en régime permanent, $|I_0|$ égale 0 quand le courant de sortie est nul, et 1 pour le courant maximum que peut fournir le convertisseur.

En utilisant ces notations, on obtient :

- ❖ En conduction continue, $|V_0| = \alpha$
- ❖ En conduction discontinue, $|V_0| = \frac{1}{\frac{2 \cdot L \cdot I_0}{\alpha^2 \cdot V_i \cdot T} + 1} = \frac{1}{\frac{2|I_0|}{\alpha^2} + 1} = \frac{\alpha^2}{2|I_0| + \alpha^2}$
- ❖ Le courant limite entre la conduction continue et discontinue est :

$$I_{0lim} = \frac{V_i(1-\alpha)}{2L} \alpha \cdot T = \frac{I_{0lim}}{|I_0|} \cdot \frac{(1-\alpha)\alpha}{2} \quad (I.38)$$

Par conséquent, la frontière entre conduction continue et discontinue est décrite par :

$$\frac{(1-\alpha)\alpha}{2|I_0|} = 1 \quad (I.39)$$

Cette courbe a été tracée sur la figure I.8. La différence de comportement entre conduction continue et discontinue est très nette. Cela peut engendrer des problèmes d'asservissement de la tension de sortie [15].

I.7 Contrôle des convertisseurs DC/DC

Différentes techniques sont couramment utilisées pour asservir un signal électrique à un signal de référence pour la commande des convertisseurs DC/DC. La technique dite MLI utilise des régulateurs linéaires (PI, PID...) ou non linéaires (glissant, entrée/sortie...) dont la sortie est une grandeur de commande continue. Cette sortie est alors comparée à un signal porteur ; on obtient alors les ordres de commutations des interrupteurs [8]. La fréquence du signal porteur fixe la fréquence de découpage à condition que les grandeurs de sorties des régulateurs évoluent lentement sur une période du signal porteur. Cette technique, Facile d'utilisation, assure alors un fonctionnement à fréquence fixe, un contenu harmonique parfaitement identifié mais possède aussi de par sa structure, des propriétés dynamiques limitées [6].

I.7.1 Contrôle linéaire des convertisseurs DC/DC

En général, la façon la plus répandue pour commander des convertisseurs DC-DC est d'utiliser des correcteurs linéaires (PI ou PID). Ces contrôleurs sont conçus en utilisant un modèle petit signal autour d'un point d'équilibre nominal. Dans de nombreuses applications, cette approche de contrôle donne des résultats satisfaisants. Toutefois, il existe aussi des situations où cette approche offre des performances limitées (propriétés dynamiques dépendant du point de fonctionnement, robustesse, performances dynamiques Insuffisantes...) [6].

I.7.1.1 La Commande PI

Soit $V^*(t)$ le signal de référence (la consigne) et $V(t)$ le signal de sortie du système à contrôler. Le régulateur PI est connu par une loi de commande.

$$U(t) = K_p e(t) + K_i \int e(t)$$

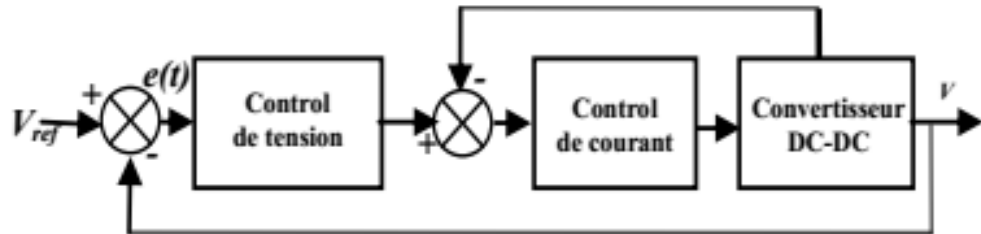


Figure I.9 : Schéma synoptique de la commande PI [9].

❖ Action proportionnelle

- Si K_p est grand, la correction est rapide. Le risque de dépassement et d'oscillation dans la sortie s'accroît.

- Si K_p est petit, la correction est lente, il y a moins de risque d'oscillations.

❖ Action intégrale :

L'action intégrale réagit lentement à la variation de l'erreur et assure un rattrapage progressif de la consigne.

Tant que l'erreur positive (ou négative) subsiste, l'action $U(t)$ augmente (ou diminue) jusqu'à ce que l'erreur s'annule.

Caractéristiques des régulateurs

a) Stabilité :

Un système bouclé doit être stable. Seulement si les réactions du système de régulation soient énergétiques sans être disproportionnées avec l'erreur à corriger.

Une correction trop forte ou tardive risque de conduire le système à une instabilité.

b) Précision :

En régulation, la précision est obtenue par l'implantation d'intégration dans la boucle.

c) Rapidité :

En générale, un système bouclé doit répondre rapidement à la variation de sa consigne (poursuite) et effacer rapidement les perturbations (régulation). Le temps de réaction est, bien entendu, en relation étroite avec l'inertie propre du processus [2].

I.8 Simulation du convertisseur DC-DC de type Buck**I.8.1 Dimensionnement des éléments du convertisseur Buck****I.8.1.1 Le cahier de charge**

- ❖ Tension d'entrée : $V_i = 12 \text{ V}$
- ❖ Tension de sortie : $V_o = 6 \text{ V}$
- ❖ Fréquence de découpage : $f = 10 \text{ kHz}$
- ❖ Ondulation relative de la tension de sortie : $\Delta V_o = 5\%$ de V_o
- ❖ Ondulation relative du courant de sortie : $\Delta I_o = 5\%$ de I_o
- ❖ Courant de sortie : $I_o = 1.2 \text{ A}$

I.8.1.2 Calcul et choix des éléments

- ❖ Rapport cyclique α :

$$V_o = \alpha \cdot V_i \Rightarrow \alpha = \frac{V_o}{V_i} = \frac{6}{12} = 0.5$$

- ❖ La période de fonctionnement :

$$T = \frac{1}{f} = \frac{1}{10 * 10^3} = 100 \mu\text{s}$$

- ❖ Les temps de conduction t_{on} :

$$t_{on} = \alpha \cdot T = 0.5 * 100 * 10^{-6} = 50 \mu\text{s}$$

- ❖ La valeur min de l'inductance : d'après l'équation ... :

$$L_{\min} = \frac{\alpha \cdot (1 - \alpha) \cdot V_i}{2 \cdot I_o \cdot F} = \frac{0.5 * (1 - 0.5) * 12}{2 * 1.2 * 10 * 10^3} = 125 \mu\text{H}$$

- ❖ La valeur max du courant de l'inductance : après l'équation ... on a

$$I_{L_{\max}} = \frac{V_o}{R} + \frac{V_o}{2 \cdot L} (1 - \alpha) T = \frac{6}{5} + \frac{6}{2 * 140 * 10^{-6}} (1 - 0.5) 100^{-6} = 2.27 \text{ A}$$

- ❖ La résistance de charge :

$$R = \frac{V_0}{I_0} = \frac{6}{1.2} = 5 \Omega$$

- ❖ Le courant moyen à travers l'inductance :

$$I_{L_{\text{moy}}} = I_0 = \frac{V_0}{R} = \frac{6}{5} = 1.2 \text{ A}$$

- ❖ Ondulation relative de la tension de sortie : $\Delta V_0 = 5\%$ de V_0 :

$$\Delta V_0 = 0.05 * 6 = 0.3 \text{ V}$$

- ❖ Ondulation relative du courant de sortie : $\Delta I_0 = 5\%$ de I_0 :

$$\Delta I_0 = 0.05 * 1.2 = 0.06 \text{ V}$$

- ❖ Calcul de la capacité : 'C' : de l'équation ... on a :

$$C = \frac{\alpha \cdot (1 - \alpha) \cdot V_i}{8 \cdot L \cdot \Delta V_0 \cdot F^2} = \frac{0.5 * (1 - 0.5) * 12}{8 * 0.3 * 125 * 10^{-6} * (10000)^2}$$

$$C = 100 \mu\text{F}$$

I.8.1.3 Choix des éléments

L'inductance	L	$L_{\min} \geq \frac{\alpha \cdot (1 - \alpha) \cdot V_i}{2 \cdot I_0 \cdot F}$	125 μH
	$I_{L_{\max}}$	$I_{L_{\max}} = \frac{V_0}{R} + \frac{V_0}{2 \cdot L} (1 - \alpha) T$	2.27 A
Capacité	C	$C = \frac{\alpha \cdot (1 - \alpha) \cdot V_i}{8 \cdot L \cdot \Delta V_0 \cdot F^2}$	C = 100 μF
MOSFET	$I_{S_{\max}}$	$I_{L_{\max}}$	2.27 A
	$V_{S_{\max}}$	V_i	12 V
Diode	$I_{D_{\max}}$	$I_{L_{\max}}$	2.27 A
	$V_{D_{\max}}$	V_i	12 V

Tableau I.3 choix des éléments de convertisseur Buck.

I.9 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons décrit en détail le convertisseur DC-DC type Buck, Avec leur application et le Rendement de quelques convertisseurs DC-DC connus, aussi les conductions continues et discontinues et contrôle des convertisseurs DC/DC. Dans le prochain chapitre nous abordons l'étude et la commande d'un convertisseur DC-DC multicellulaires type Buck.

Chapitre II

*Etude et commande d'un
convertisseurs DC-DC multicellulaires
type Buck*

II.1 Introduction

Dans ce chapitre on présente une topologie de convertisseur basée sur la mise en parallèle des cellules de commutations, appelée convertisseur multicellulaire parallèle. Ces convertisseurs sont utilisés dans des applications fortes courantes : les onduleurs de secours de forte puissance (400V/135A), le réseau de puissance automobile (42V/24A) et surtout les régulateurs chargés d'alimenter des microprocesseurs : Voltage Regulator Module (VRM) [10].

La mise en parallèle de plusieurs convertisseurs à commandes entrelacées est très intéressante et offre de nombreux avantages :

- ❖ L'amélioration des formes d'ondes à l'entrée et à la sortie du convertisseur.
- ❖ La possibilité d'atteindre des puissances élevées avec des composants standards de plus faible calibre et donc plus performants.
- ❖ La réduction du coût total du convertisseur, par l'utilisation de composants standards de calibre plus faible.
- ❖ La distribution de la puissance sur plusieurs phases et donc une meilleure répartition des échanges thermiques.
- ❖ La modularité du convertisseur qui, permet notamment de répondre à d'éventuelles modifications du cahier de charges [11].

Une topologie classique de convertisseur multicellulaire parallèle (CMP) repose sur une association de p cellules de commutation interconnectées par l'intermédiaire d'inductances indépendantes, appelées aussi inductances de liaison (Figure II.1). Les ordres de commande des cellules de commutation ont le même rapport cyclique et deux cellules adjacentes ont les ordres de commande déphasés de $2\pi/p$. Les tensions délivrées par les p cellules de commutation sont des tensions carrées de niveau 0 et $+E$, et déphasées de $2\pi/p$. Les p tensions constituent un système de tensions équilibrées (tensions de même fréquence fondamentale et de même contenu harmonique). Les inductances de liaison sont identiques sur chaque cellule ($L_1 = L_2 = \dots = L_p = L$) et ont pour rôle d'absorber toute différence de tension instantanée entre les cellules. Elles sont toutes parcourues par le même courant moyen (I_{sp}), ce qui offre un aspect modulaire très intéressant de ce type de convertisseur [12].

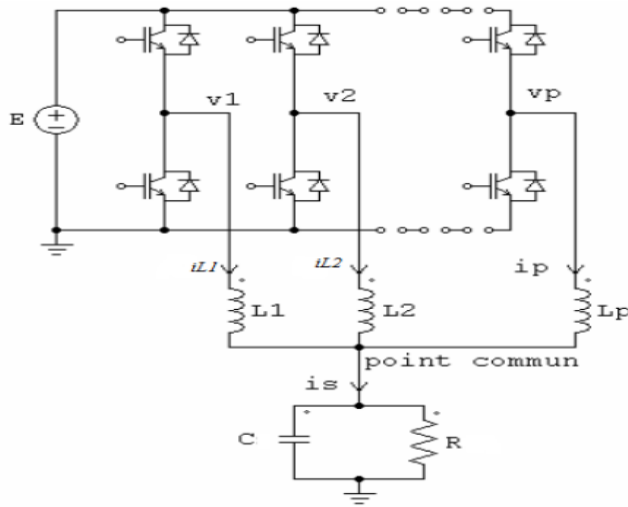


Figure II.1 : Convertisseur multicellulaire parallèle [12].

La fréquence de découpage apparente en sortie du convertisseur est égale à N fois la fréquence de découpage des semi-conducteurs, comme illustré sur la figure II.2 [13].

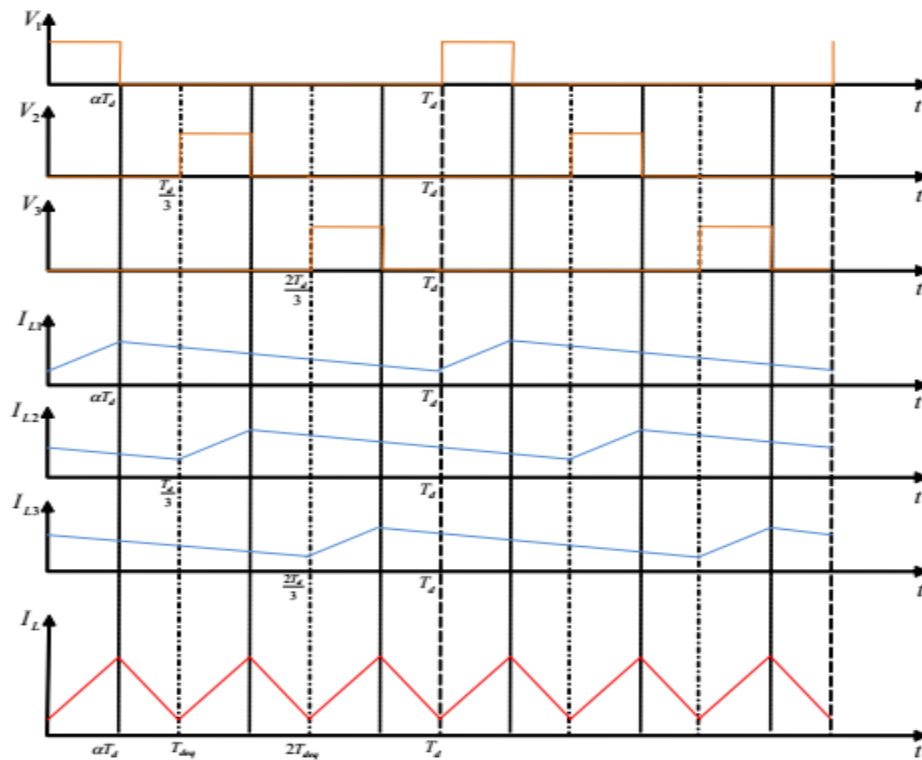


Figure II.2 : Formes d'ondes pour un convertisseur 3 cellules [13].

II.2 Caractéristiques et principe de fonctionnement

Le convertisseur peut être représenté par un système d'équations basé sur un modèle aux valeurs moyennes. Nous considérons ici les interrupteurs parfaits et nous négligeons les résistances internes de l'inductance et du condensateur :

$$\begin{cases} \text{(a): } L \frac{di_{Lj}}{dt} = V_E \alpha - V_o \\ \text{(b): } C_o \frac{dV_o}{dt} = I_L - \frac{V_o}{R} \end{cases} \quad \text{(II. 1)}$$

Où i_{Lj} est le courant qui traverse l'inductance j , I_L le courant à la sortie du convertisseur, V_i la tension d'entrée et V_o la tension de sortie du convertisseur. Ce modèle est directement utilisable pour réaliser une simulation du convertisseur, dans un environnement de type Matlab/Simulink [13].

La figure (II.3) montre la topologie d'un CMP pour un courant de sortie supérieur à 50A. Il s'agit de 'q' convertisseurs DC-DC de type Buck mis en parallèle et à sortie filtrée. Les inductances de filtrage sont toutes identiques ($L_1 = L_2 = L_3 = \dots = L_q = L$) et indépendantes. Ces convertisseurs partagent les mêmes condensateurs d'entrée C_{in} et de sortie C_{out} . D'après la figure (II.3). Les q bras parallèles sont parcourus par le même courant moyen $I_{out} = q (I_o : \text{courant de sortie})$ [14].

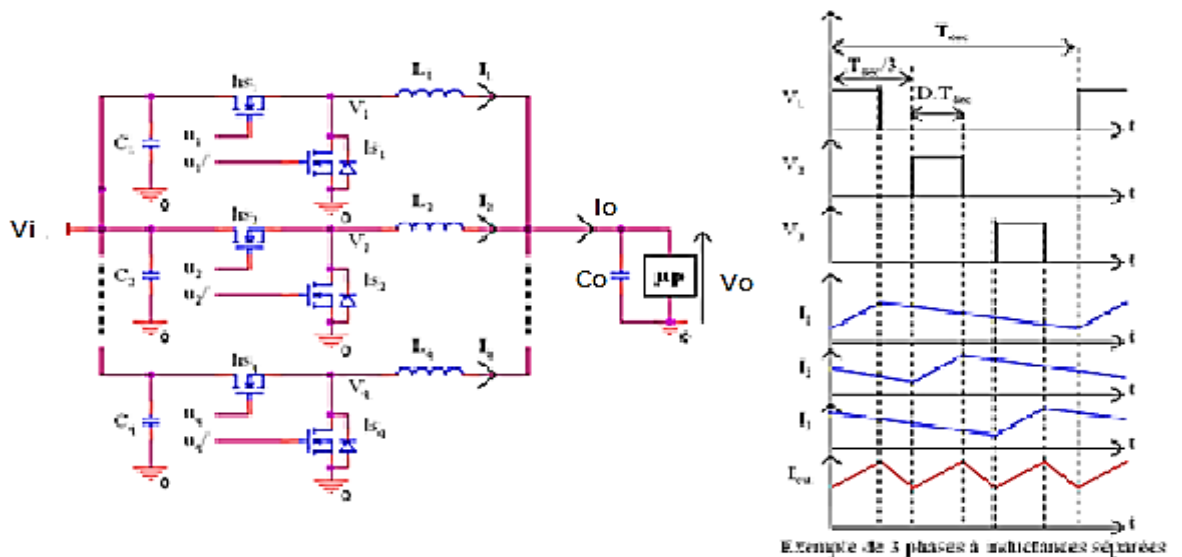


Figure II.3 : Convertisseurs parallèles entrelacées [14].

Pour pouvoir comparer la structure distribuée de CMP (q convertisseurs parallèles entrelacés) avec la structure centralisée (le simple Buck), on considère, pour le même cahier des charges, la même ondulation de courant de phase. De ce fait, les inductances sont choisies égales à celle d'un simple Buck ($L_1 = L_2 = L_3 = \dots = L_q = L$).

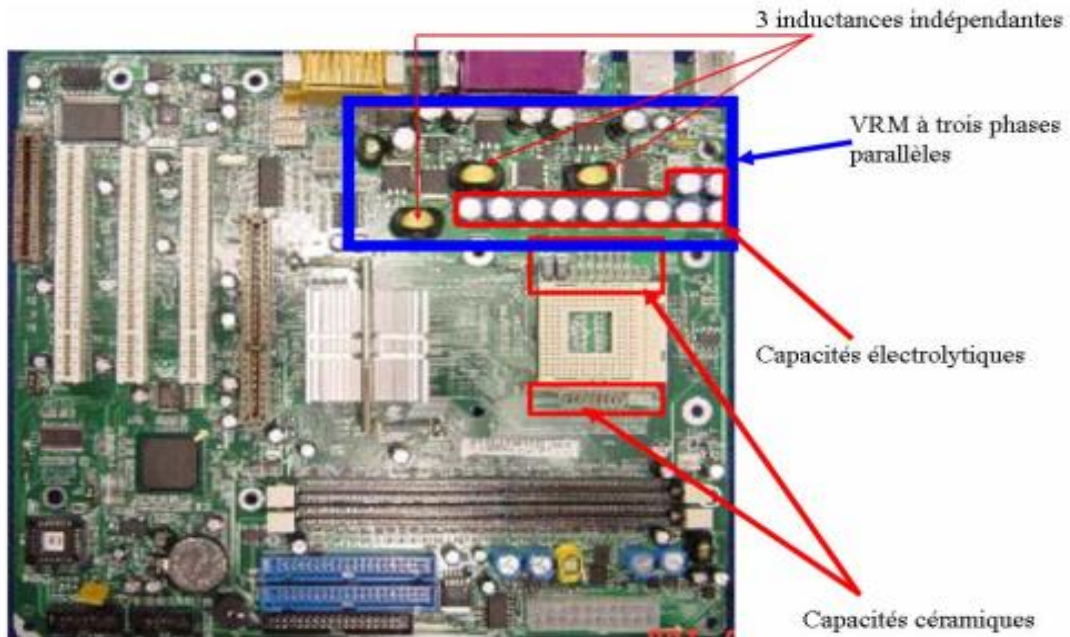


Figure II.4 : Carte mère d'un Pentium IV (1,3V/70A) incluant un CMP à trois phases parallèles entrelacées à inductances séparées [11].

II.3 Analyse en régime permanent

Le courant dans chaque phase présente une ondulation triangulaire qui s'exprime par :

$$\Delta I_{ph} = \frac{V_i(1-\alpha)\alpha}{L \cdot f_{sw}} \quad (\text{II.2})$$

La figure II.5 montre la forme d'onde du courant de sortie d'un convertisseur à q phases parallèles entrelacées : la fréquence apparente du courant est égale à q fois la fréquence de découpage. La même forme d'onde se répète tous les $(1/q) \cdot f_{sw}$. Pour différents rapports cycliques ($\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \dots$). On peut remarquer que chaque rapport cyclique α peut être écrit en fonction du rapport cyclique $\alpha_1 < 1/q$: $\alpha = \alpha_1 + (k - 1)/q$ avec $k \in \{1, 2, \dots, q\}$ [11].

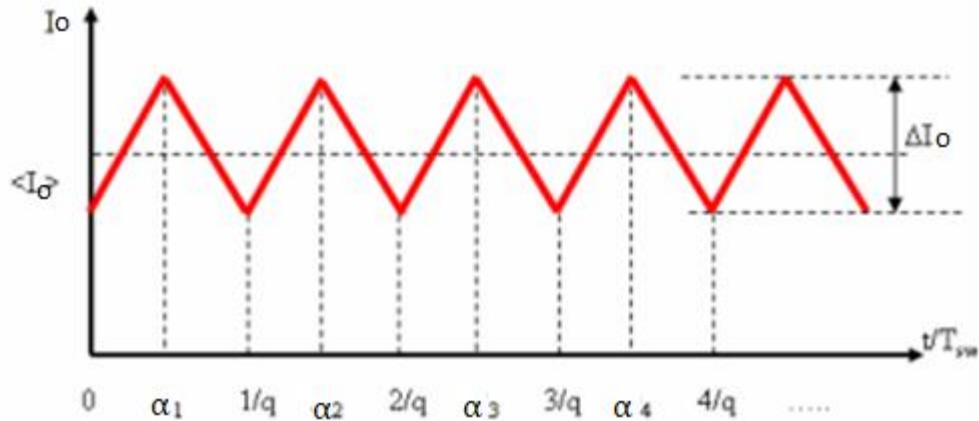


Figure II.5 : Ondulation du courant de sortie pour q phases parallèles [11].

Les q convertisseurs parallèles peuvent être ramenés à un seul convertisseur équivalent avec :

- ❖ Une fréquence équivalente $f_{sw_{eq}} = q \cdot f_{sw}$
- ❖ Un rapport cyclique équivalent $\alpha_{eq} = q \cdot \alpha_1$
- ❖ Une tension d'entrée équivalente $V_{i_{eq}} = V_i/q$
- ❖ Une inductance de filtrage équivalente $L_{eq} = L/q$

L'ondulation du courant de sortie s'exprime alors par :

$$\Delta I_o = \frac{V_{i_{eq}} \cdot \alpha_{eq} (1 - \alpha_{eq})}{L_{eq} \cdot f_{sw_{eq}}} = \frac{V_i \cdot \alpha_1 (1 - q \alpha_1)}{L \cdot f_{sw}} \quad (\text{II. 3})$$

L'ondulation de la tension de sortie est donnée par :

$$\Delta V_o = \frac{1}{C_s} \cdot \frac{1}{8} \cdot \frac{1}{q f_{sw}} \cdot \Delta I_o = \frac{1}{C_s} \cdot \frac{1}{8} \cdot \frac{1}{q f_{sw}} \cdot \frac{V_{i_{eq}} \cdot \alpha_{eq} (1 - \alpha_{eq})}{L_{eq} \cdot f_{sw_{eq}}} = \frac{1}{q} \cdot \frac{1}{C_s} \cdot \frac{1}{8} \cdot \frac{V_i \cdot \alpha_1 (1 - q \alpha_1)}{L \cdot f_{sw}^2} \quad (\text{II. 4})$$

La valeur minimale de la capacité est donnée par :

$$C_o(\text{min}) = \frac{1}{q} \cdot \frac{1}{\Delta V_o} \cdot \frac{1}{8} \cdot \frac{V_i \cdot \alpha_1 (1 - q \alpha_1)}{L \cdot f_{sw}^2} \quad (\text{II. 5})$$

L'effet de l'entrelacement des courants de chaque phase peut être décrit par le rapport $\Delta I_o / \Delta I_{ph_max}$ (ΔI_{ph_max} : ondulation du courant maximale pour $\alpha = 50\%$). Le tracé de l'évolution de ce rapport en fonction du nombre de bras en parallèle et de la valeur du rapport cyclique (Figure II.6) permet de mettre rapidement en évidence la caractéristique suivante : l'augmentation du nombre de cellules en parallèle entraîne une réduction du rapport $\Delta I_o / \Delta I_{ph_max}$ [14].

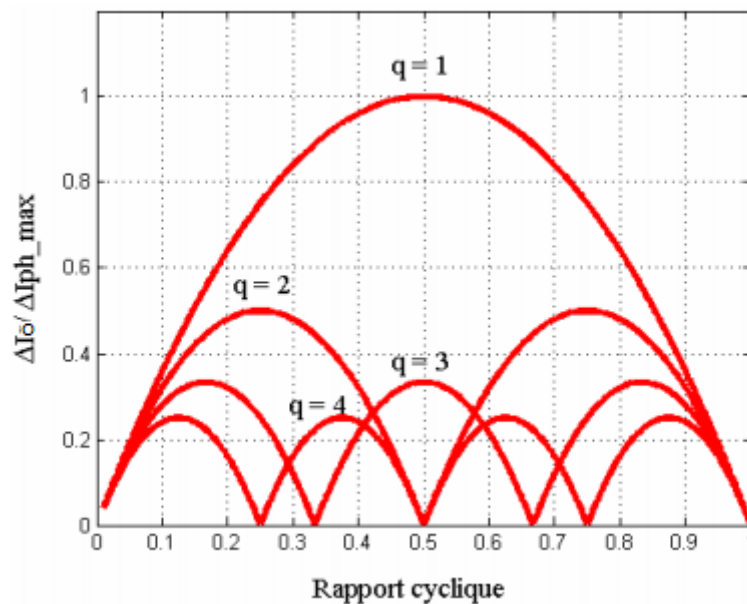


Figure II.6 : Ondulation réduite du courant de sortie [11].

De même, l'ondulation du courant de sortie ΔI_o est réduite avec l'augmentation du nombre de cellules. Cette réduction de ΔI_o conduit évidemment à une réduction de la valeur efficace du courant de sortie (I_{o_eff}) et une capacité de sortie (C_o) plus faible pour une ondulation de tension de sortie (ΔV_o) donnée. La réduction de I_{o_eff} implique en particulier une réduction des pertes dans le condensateur C_o [11].

Un autre effet de l'entrelacement des courants de phase est l'annulation ponctuelle de l'ondulation du courant de sortie. Les résultats de la figure II.6 montrent qu'il existe $q-1$ valeurs du rapport cyclique pour lesquelles l'ondulation du courant de sortie s'annule. Ces valeurs dépendent du nombre de cellules entrelacées et sont égales à : k/q avec $k \in \{1, 2, \dots, q\}$ [14].

II.4 Commande classique utilisant des contrôleurs PI

L'objectif principal de la commande est de maîtriser l'évolution d'une ou plusieurs grandeurs physiques à partir d'une ou plusieurs variables de contrôle et ceci dans un environnement perturbé. Ces perturbations sont de nature externe (perturbation sur la mesure, perturbation sur la commande...) ou interne au système (erreur du modèle, incertitude paramétrique) et généralement non mesurable. La commande de processus se fait par l'introduction dans la chaîne de commande d'un algorithme de contrôle ayant des performances satisfaisantes pour s'affranchir des perturbations. Cet algorithme de contrôle est appelé un correcteur ou parfois un régulateur [9].

Les convertisseurs de type Buck entrelacé peuvent être une bonne alternative aux convertisseurs classiques monocellulaires. En effet, ils présentent de nombreux avantages en termes de réduction des ondulations de courant et de tension, de réduction du calibre des composants, de l'augmentation de la densité de puissance volumique, d'efficacité énergétique et une meilleure répartition des contraintes thermiques. Seulement, leurs performances sont conditionnées par la qualité de la loi de commande utilisée. Plusieurs approches ont été développées dans la littérature, allant des commandes classiques jusqu'aux techniques de commande avancées [13].

II.4.1 Stratégies de commande :

La loi de commande est l'un des aspects les plus importants et les plus complexes dans la conception des convertisseurs statiques. Les principaux objectifs du contrôle des hacheurs série entrelacés sont [13] :

- ❖ Maintenir la tension de sortie du convertisseur V_o à sa valeur de référence.
- ❖ Assurer une répartition équilibrée du courant entre les différentes phases.
- ❖ Satisfaire la demande de la charge tout en assurant une dynamique rapide.
- ❖ Faible sensibilité à la variation des paramètres.

La figure III.7 illustre le principe de cette commande, qui consiste en l'intégration de la boucle de courant en cascade avec la boucle de tension.

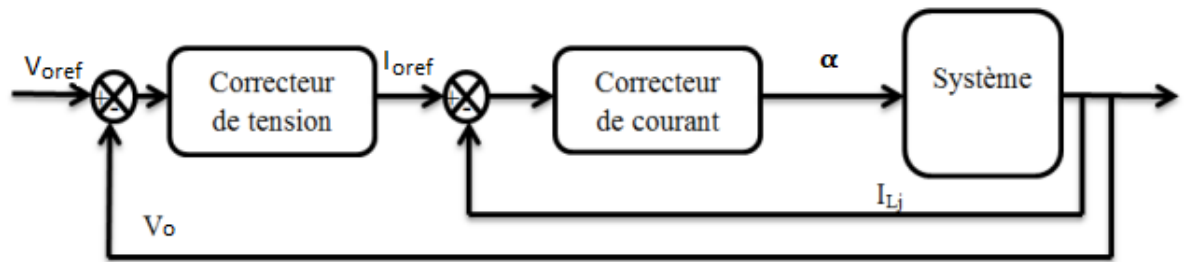


Figure II.7 : Schéma global de la commande classique [13].

On voit apparaître explicitement les deux boucles à savoir :

- ❖ Boucle interne rapide : Commande donnée par la boucle du courant qui permet d'assurer la trajectoire du courant en délivrant le rapport cyclique.
- ❖ Boucle externe lente : Boucle de tension contrôlant la trajectoire du bus continu permettant ainsi d'interpréter la demande de la charge et de générer la trajectoire de référence du courant.

Les correcteurs utilisés sont à action proportionnelle – Intégrale PI. Ci-dessous une étude détaillée concernant la mise au point et le réglage de cette approche [13].

II.4.2 Boucle de tension :

La boucle de contrôle de la tension (BCT) est le système de contrôle le plus utilisé et le plus simple. La BCT suit les variations de tension de sortie et ajuste le rapport cyclique [6].

La fonction de transfert à déterminer relie la tension de sortie V_o au courant globale I_L . L'établissement d'une fonction de transfert impose la considération d'un système linéaire ou l'approximation d'un système non-linéaire en un système linéaire autour d'un point de fonctionnement. Pour cela on utilise un modèle moyen de ce convertisseur A partir de l'équation (II.1.b), et en considérant que les variations du courant de charge V_o/R sont négligeables devant les variations du courant I_L , on obtient la fonction de transfert en boucle ouverte [13] :

$$FTBO = \frac{V_o(p)}{I_L(p)} = \frac{1}{C_o \cdot p} \quad (II. 6)$$

Le correcteur PI est définie par l'équation suivante :

$$C_v(p) = K_{pV} + \frac{K_{iV}}{p} = \frac{K_{pV}p + K_{iV}}{p} \quad (\text{II. 7})$$

Ou K_{pV} est le gain proportionnel et K_{iV} est la constante d'intégration.

La fonction de transfert en boucle fermée est donc :

$$\text{FTBF} = \frac{\left(\frac{K_{pV}}{K_{iV}} \cdot p + 1\right)}{1 + \left(\frac{K_{pV}}{K_{iV}}\right)p + \left(\frac{C_o}{K_{iV}}\right)p^2} \quad (\text{II. 8})$$

Cette fonction de transfert peut être mise sous la forme canonique suivante :

$$\text{FTBF} = \frac{(\tau_1 \cdot p + 1)}{1 + 2m_v \left(\frac{p}{w_v}\right) + \left(\frac{p}{w_v}\right)^2}$$

II.4.3 Boucle de courant :

L'asservissement à boucles de contrôle de la tension et du courant (BCTC) est un système de contrôle muni d'une boucle externe lente et d'une boucle interne rapide. La boucle de tension (boucle externe) fournit la référence à la boucle de courant (boucle interne). L'utilisation d'une boucle de contrôle du courant permet de parfaitement maîtriser la référence de courant et donc le courant même pendant les phases transitoires (sous réserve d'utiliser un régulateur de courant à haute performance dynamique). Ce mode de contrôle est généralement utilisé en moyenne et forte puissances [6].

La fonction de transfert à déterminer relie le courant de cellule I_{Lj} au rapport cyclique α . A partir de l'équation (II.1.a), et en tenant compte du fait que la boucle de tension est plus lente que la boucle de tension (ce qui implique que les variations de V_o sont négligeables devant les variations des courants I_{Lj}), on obtient la fonction de transfert en boucle ouverte [13] :

$$\text{FTBO} = \frac{I_{Lj}(p)}{D(p)} = \frac{V_i}{L \cdot p} \quad (\text{II. 9})$$

Ce qui nous permet d'écrire la fonction de transfert en boucle fermée :

$$\text{FTBF} = \frac{\left(\frac{K_{pi}}{K_{ii}} \cdot p + 1\right)}{1 + \left(\frac{K_{pi}}{K_{ii}}\right)p + \left(\frac{L}{V_i \cdot K_{ii}}\right)p^2}$$

II.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté l'étude d'un convertisseur DC-DC multicellulaires type Buck, avec caractéristiques et principe de fonctionnement. Nous avons vu aussi l'analyse en régime permanent et la commande classique utilisant des contrôleurs PI. Dans le chapitre suivant ,nous allons résultat de simulation en boucle ouverte et boucle fermé.

Chapitre III
Résultat de simulation

III.1 Introduction

Dans cette partie, nous allons simuler les circuits d'un convertisseur DC-DC type Buck et d'un convertisseur DC-DC Multicellulaires type Buck, les résultats sont représentés en boucle ouverte et en boucle fermé utilisant la commande PI où nous allons varier la tension et la charge. Nous allons simuler le circuit à l'aide du programme MATLAB/SIMULINK.

III.2 Partie de simulation

III.2.1 Résultats en boucle ouverte

Les paramètres du convertisseur DC-DC :

$$R = 5\Omega ; C = 100 \mu F ; L = 125 \mu H$$

III.2.1.1 Simulation d'un convertisseur DC-DC Buck

Le circuit d'un convertisseur DC-DC type Buck est donné sur la figure III.1

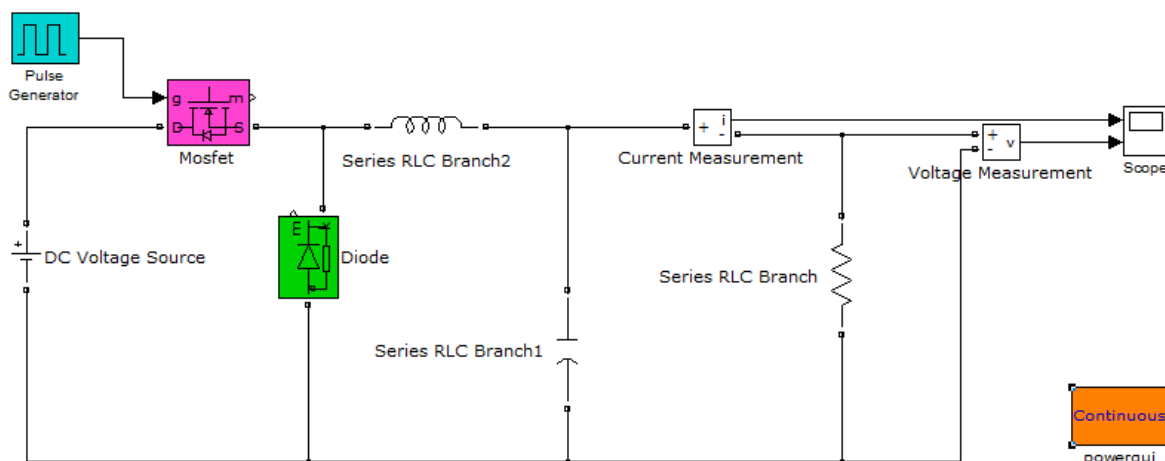


Figure III.1 circuit de convertisseur Buck sur Matlab/Simulink.

Les résultats de simulation :

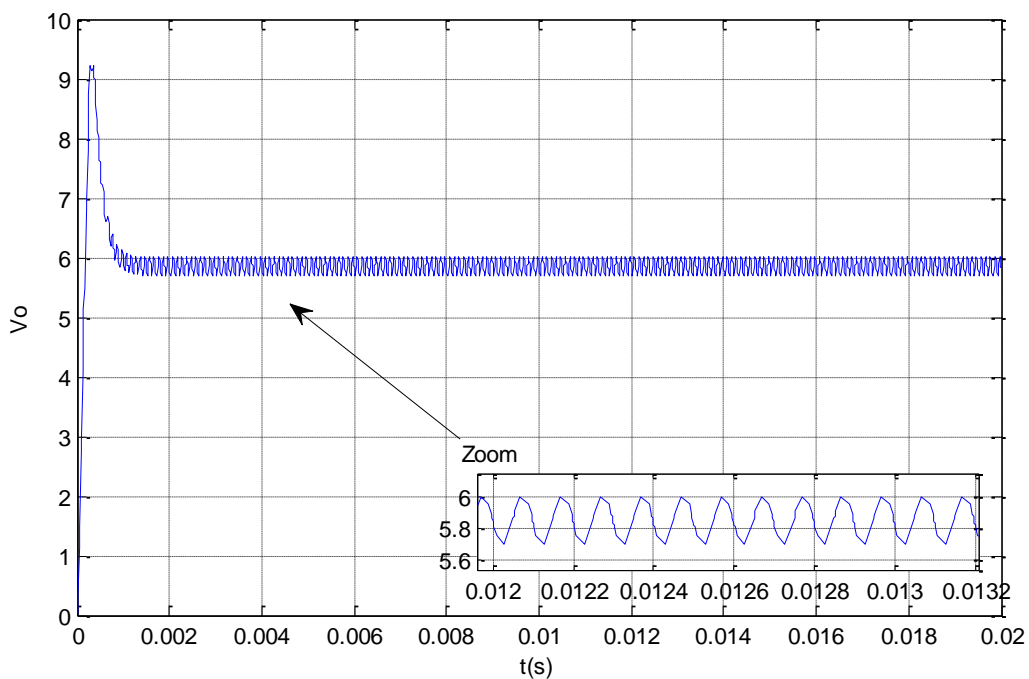


Figure III.2 Tension de sortie.

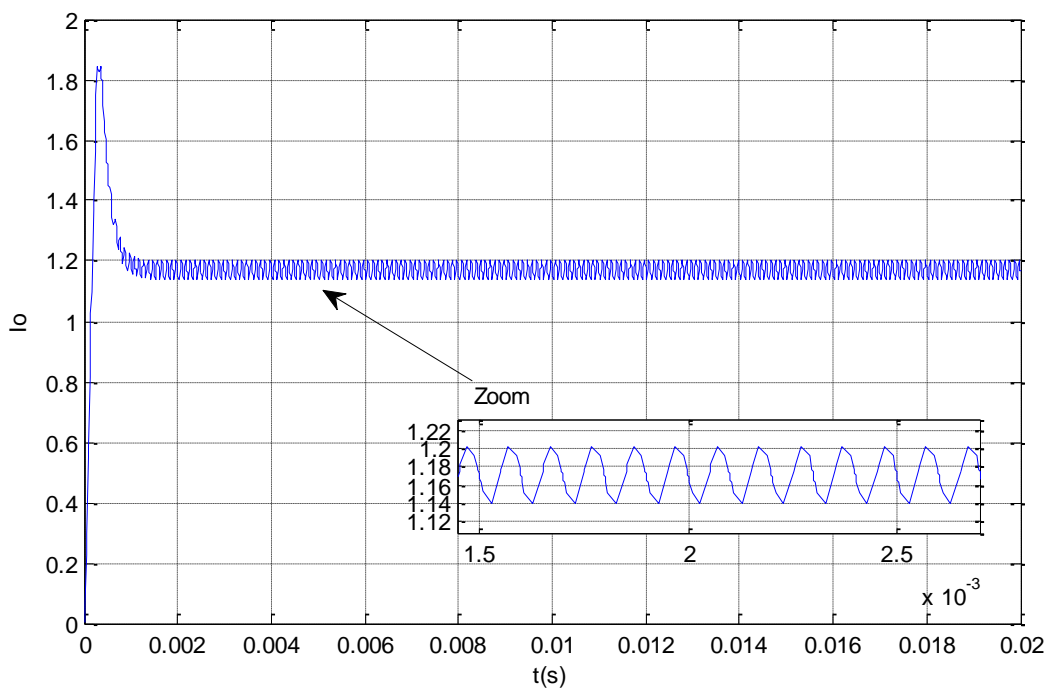


Figure III.3 Courant de sortie.

Interprétation :

On remarque qu'il y a un pic dans le début des figures III.2, III.3 et après en régime permanent, on remarque que la tension et le courant de sortie prend la valeur désirée.

III.2.1.2 Simulation d'un convertisseur DC-DC Multicellulaires type Buck

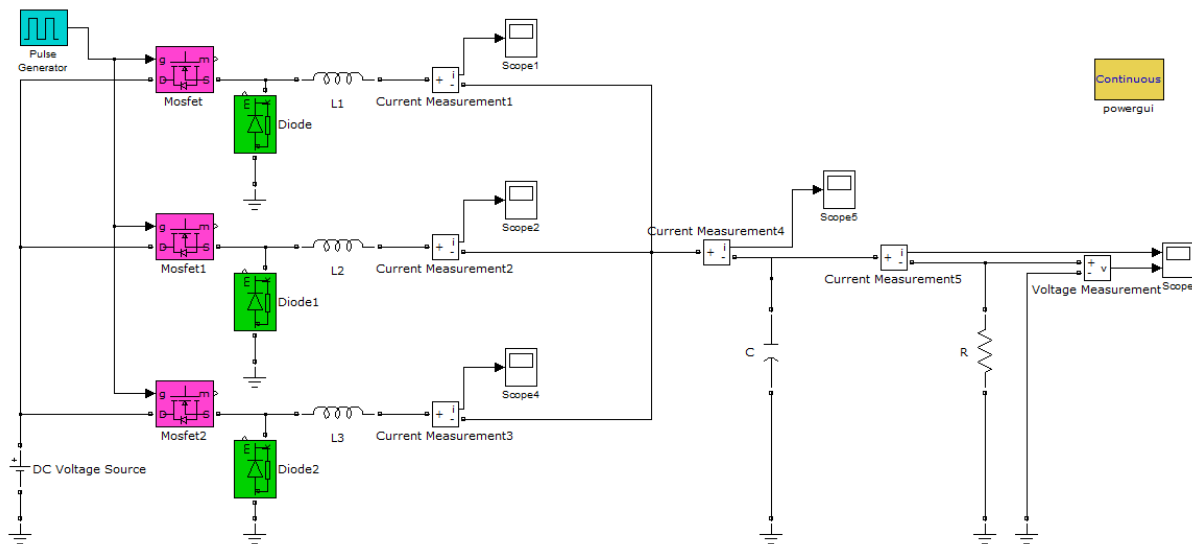


Figure III.4 Circuit d'un convertisseur DC-DC Multicellulaires type Buck

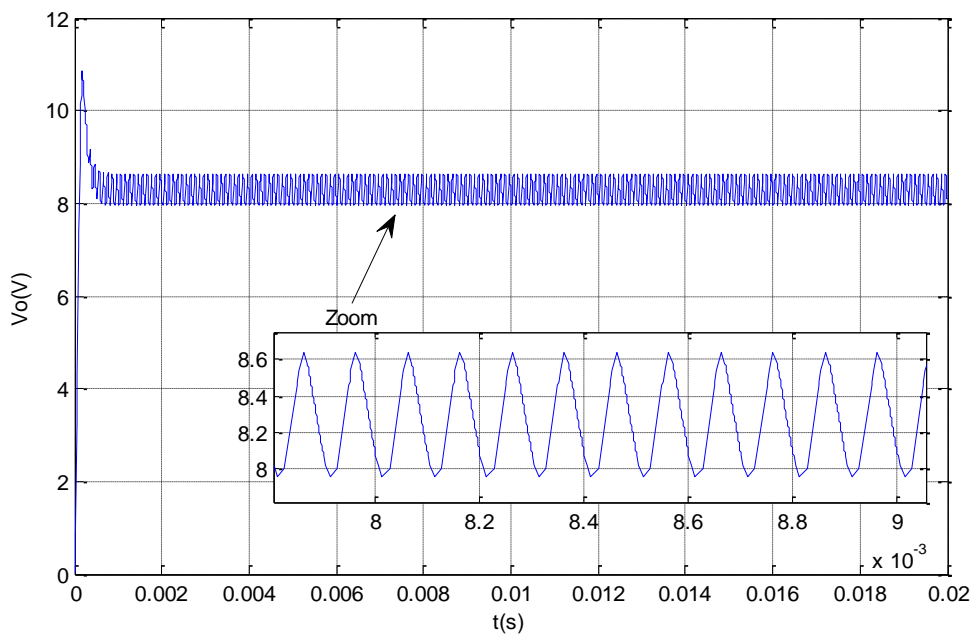


Figure III.5 Tension de sortie d'un CMP.

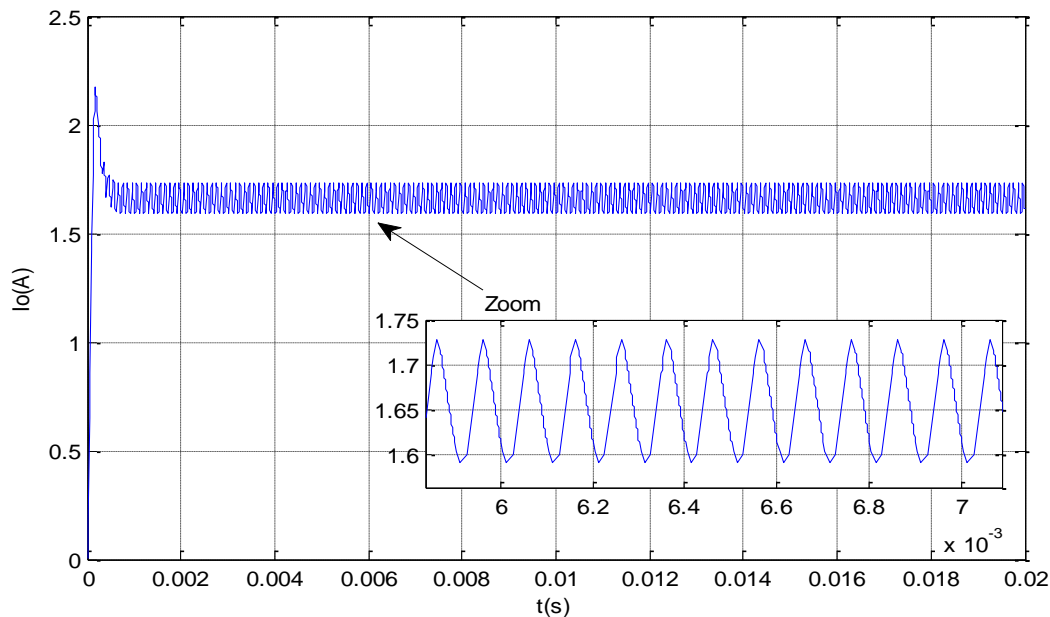


Figure III.6 Courant de sortie d'un CMP.

Interprétation :

On remarque qu'il y a un pic dans le début des figures III.5, III.6 et après en régime permanent, on remarque que la tension et le courant de sortie prend la valeur désirée.

III.2.2 Résultats en boucle fermé

III.2.2.1 Simulation d'un convertisseur DC-DC Buck

❖ **Le régulateur PI avec V_{ref} fixe**

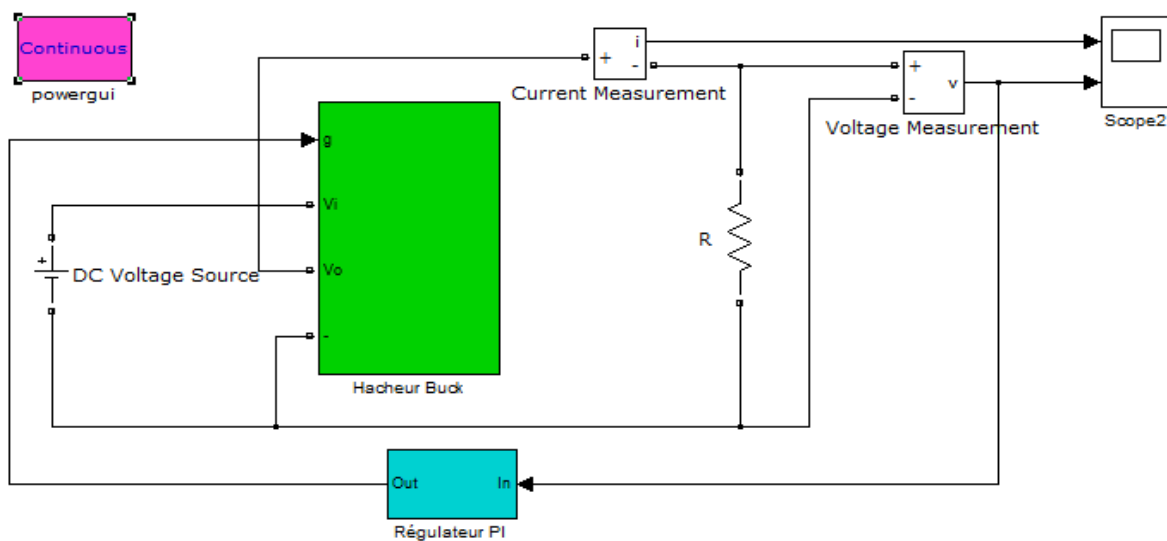


Figure III.7 circuit de convertisseur Buck avec régulateur PI.

Paramètre de régulateur PI

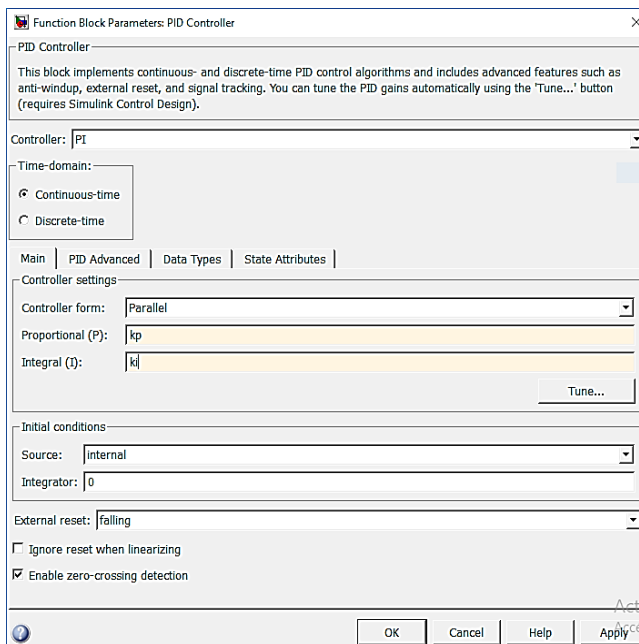


Figure III.8 fenêtre de réglage du paramètre de régulateur PI.

• Pour $V_{ref} = 6V$:

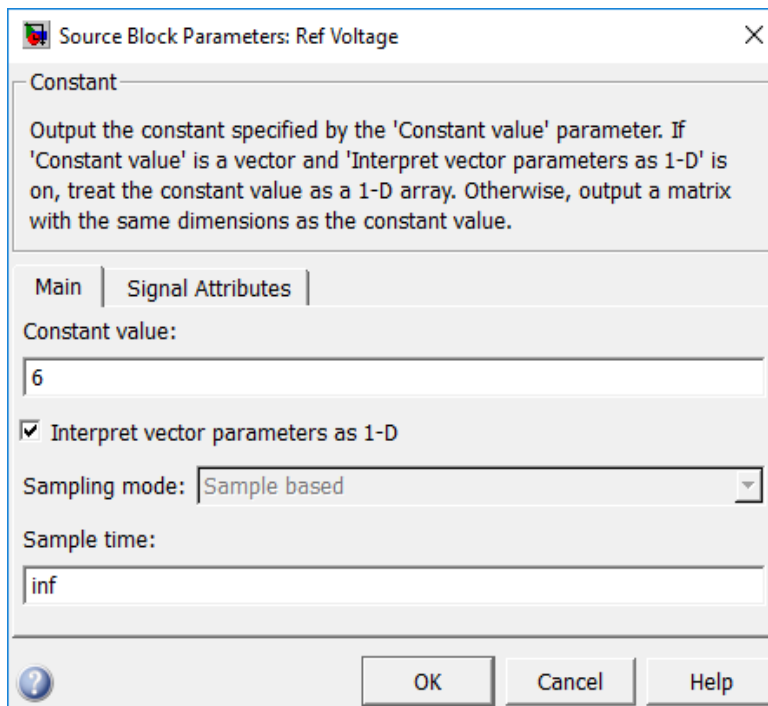


Figure III.9 fenêtre de réglage du paramètre de tension référence.

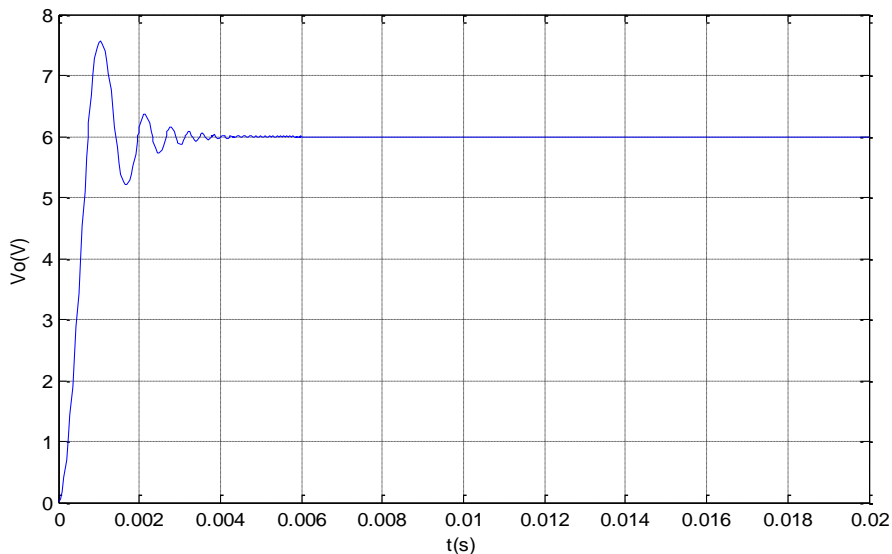


Figure III.10 Tension de sortie ($V_{ref} = 6$).

• Pour $V_{ref} = 8V$:

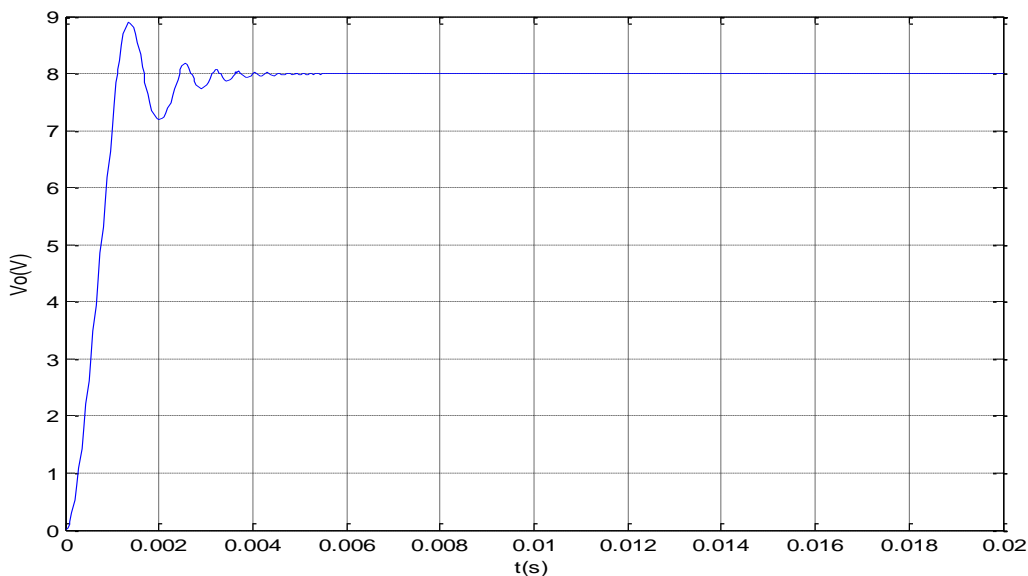


Figure III.11 Tension de sortie ($V_{ref} = 8$)

Interprétation :

On remarque qu'il y a un pic dans le début des figures III.10, III.11 du au charges non linéaires, et après en régime permanent, on remarque que la tension de sortie se stabilise et suit la tension de référence $V_o = 6V$ et $V_o = 8V$ avec une réponse rapide.

❖ Le régulateur PI avec V_{ref} variable

• Augmentation de tension :

On varie la tension V de (6V a 10V)

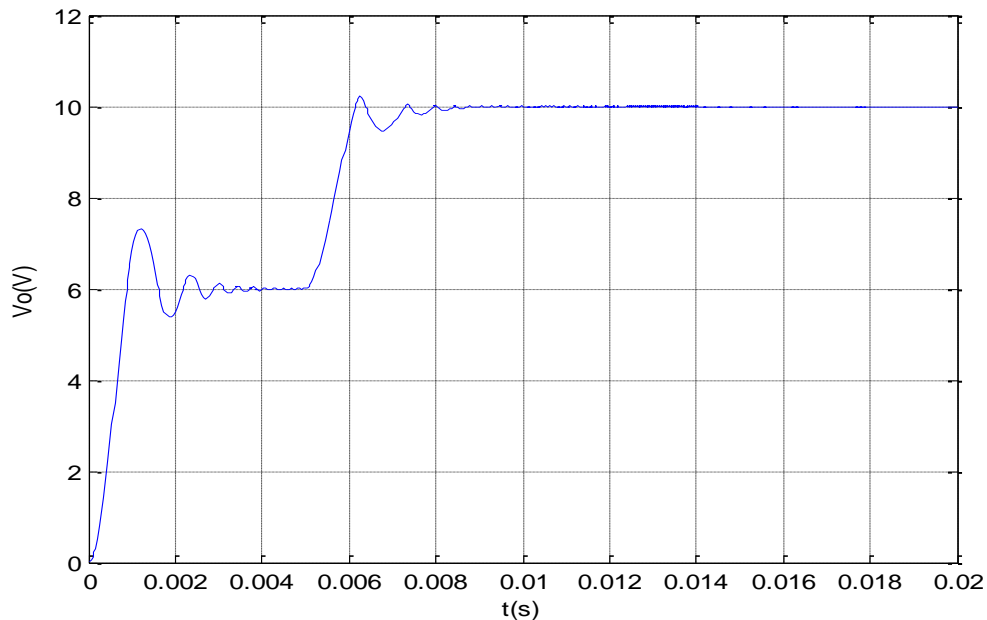


Figure III.12 Tension de sortie (V_{ref} Augmeter).

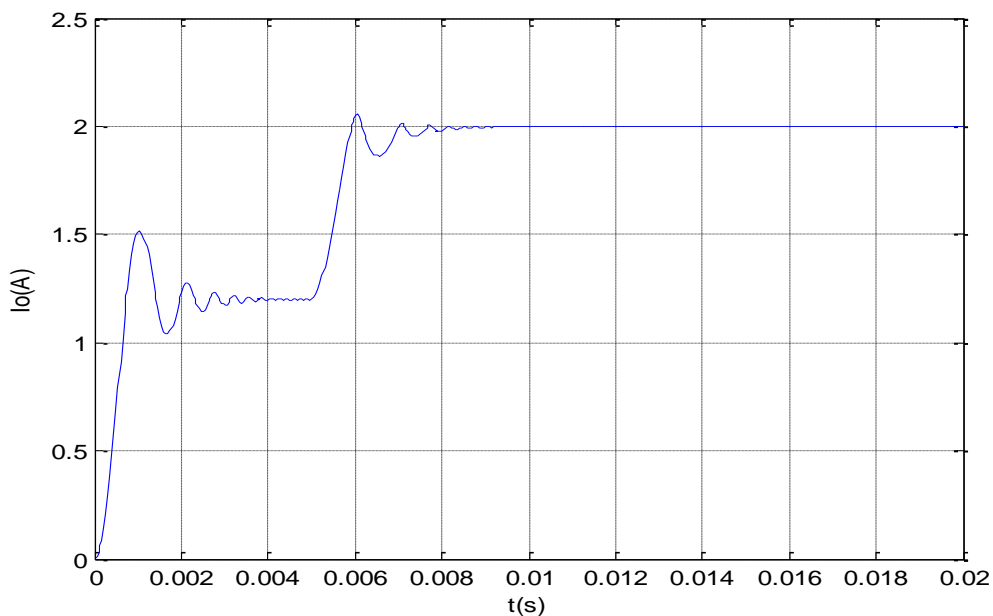


Figure III.13 Courant de sortie (V_{ref} Augmeter).

• Diminution de tension :

On varie la tension V de (6V a 3V)

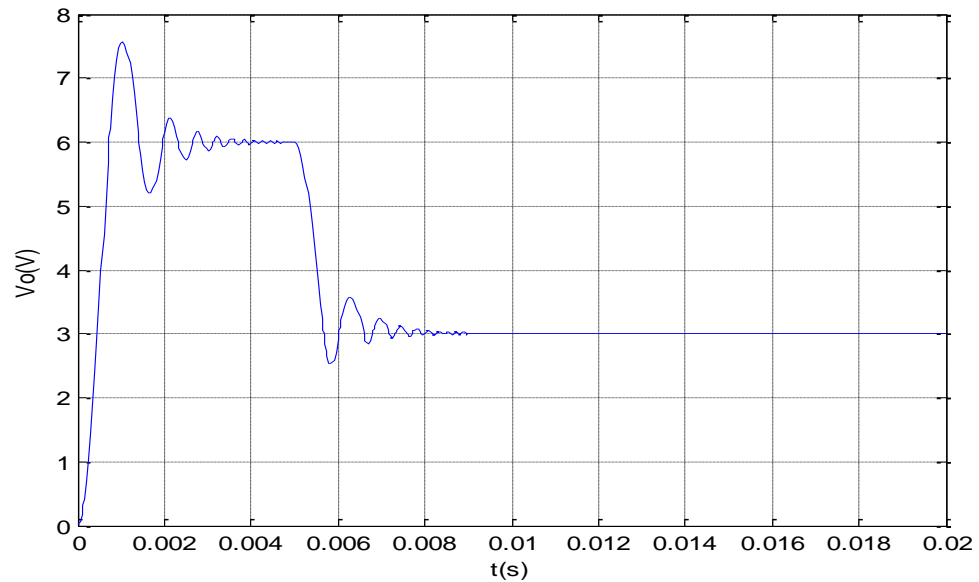


Figure III.14 Tension de sortie (V_{ref} Diminué).

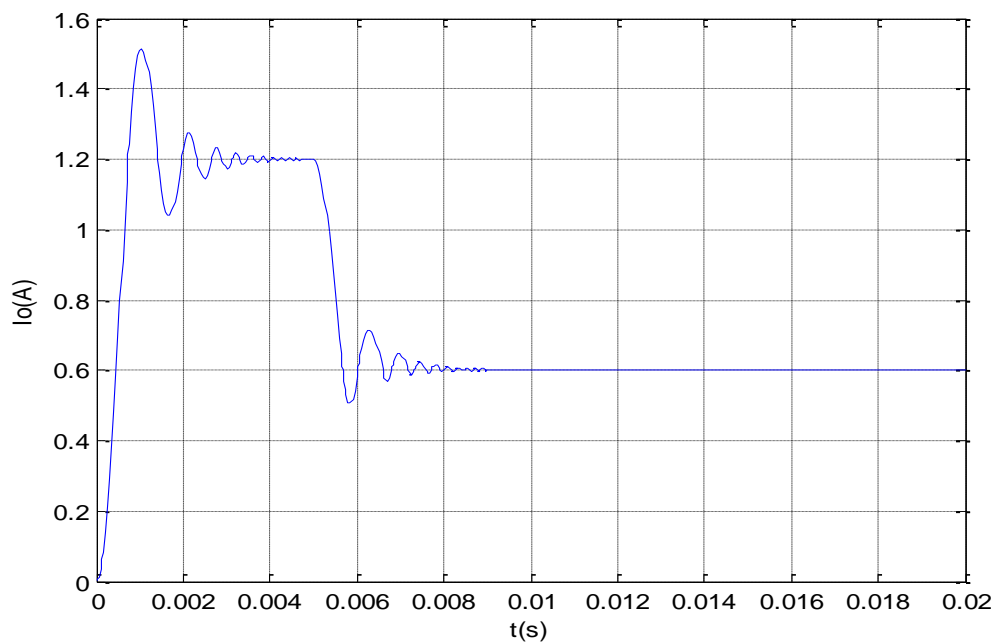


Figure III.15 Courant de sortie (V_{ref} Diminué).

Interprétation :

Les résultats présentés sur les figures III.12 III.13 III.14 III.15 montrent que l'utilisation du régulateur PI satisfait le cahier des charges avec d'excellentes performances. On remarque que les courbes suivent bien la variation de la tension en entrée. La valeur de tension et du courant est augmentée ou diminuée quand on varie la tension de référence ce changement résulte du régulateur PI qui implique une nouvelle valeur de commande pour que la sortie peut suivre la référence.

❖ **Avec variation de charge**

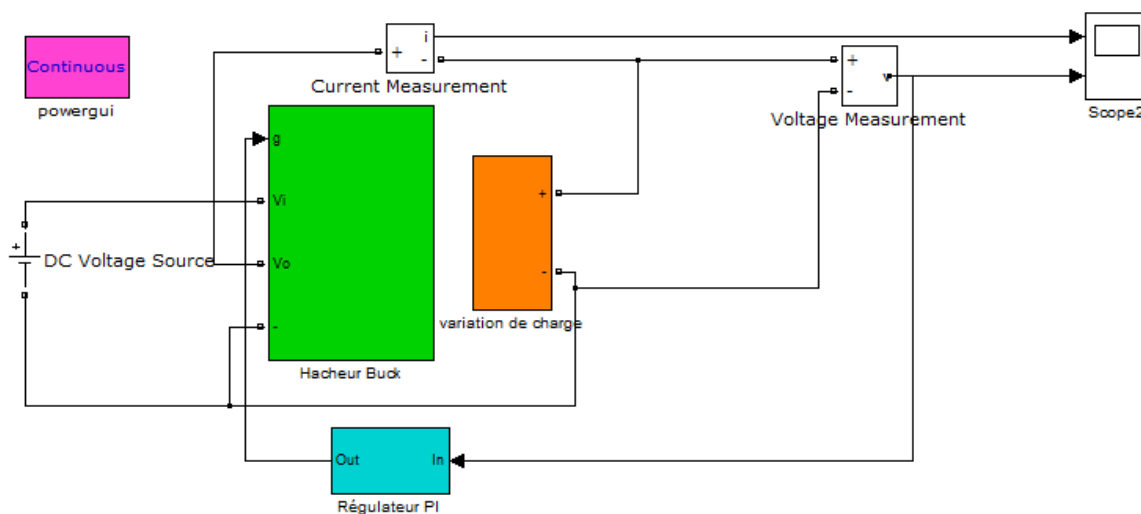


Figure III.16 Circuit d'un convertisseur DC-DC type Buck avec variation de charge

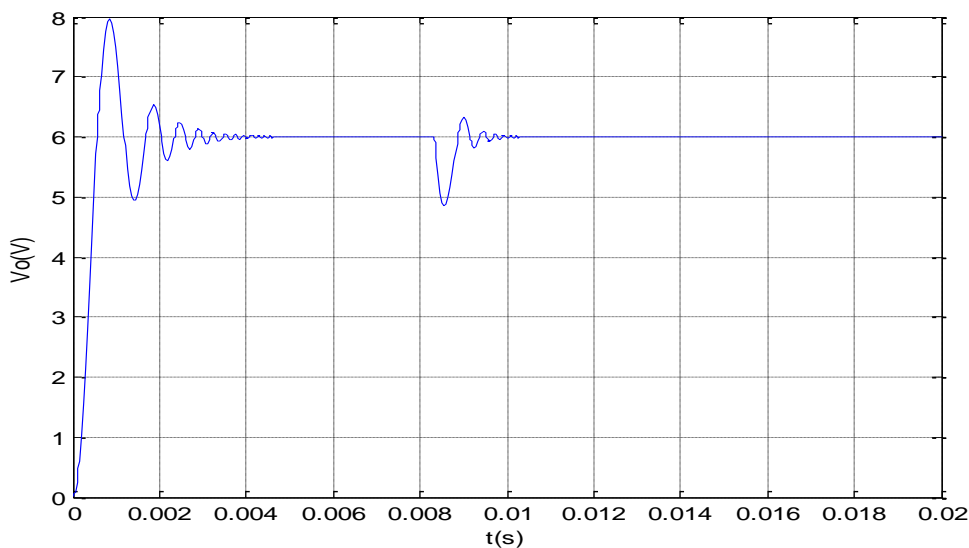


Figure III.17 Tension de sortie.

On varie la charge R

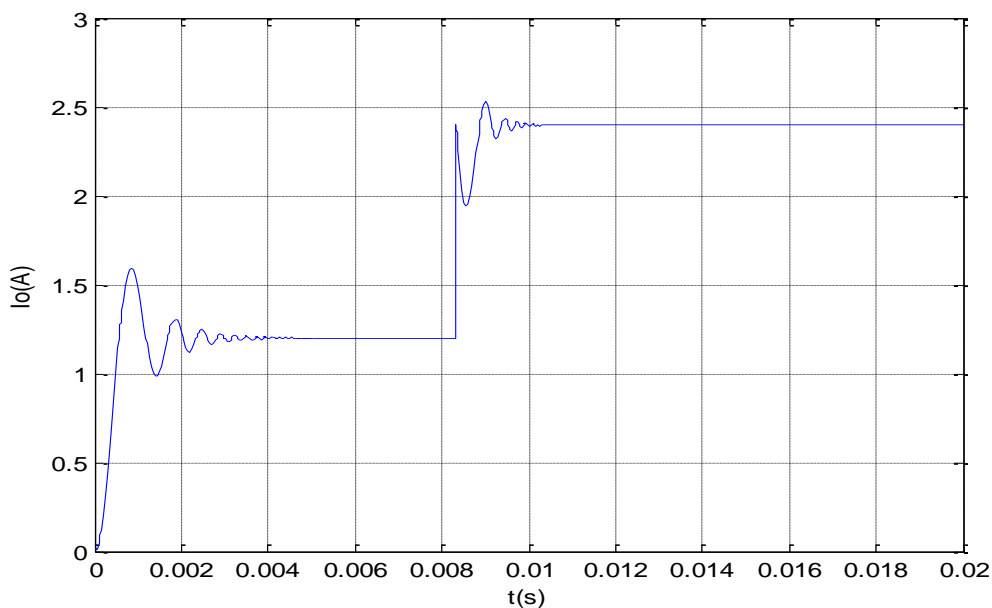


Figure III.18 Courant de sortie.

Interprétation :

On remarque sur la figure III.17 la tension de sortie est stabilisée et le courant est augmenté car la charge est diminuée. On remarque que la valeur de courant dépend de la charge.

III.2.2.2 Simulation d'un convertisseur DC-DC Multicellulaires type Buck

❖ **Le régulateur PI avec V_{ref} fixe**

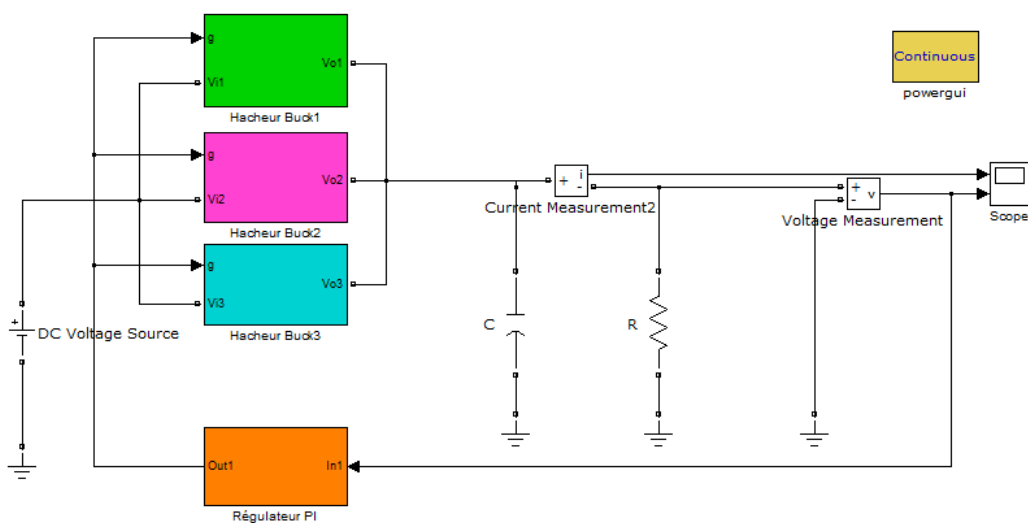


Figure III.19 Circuit d'un convertisseur DC-DC Multicellulaires type Buck avec PI.

• Pour $V_{ref} = 6$:

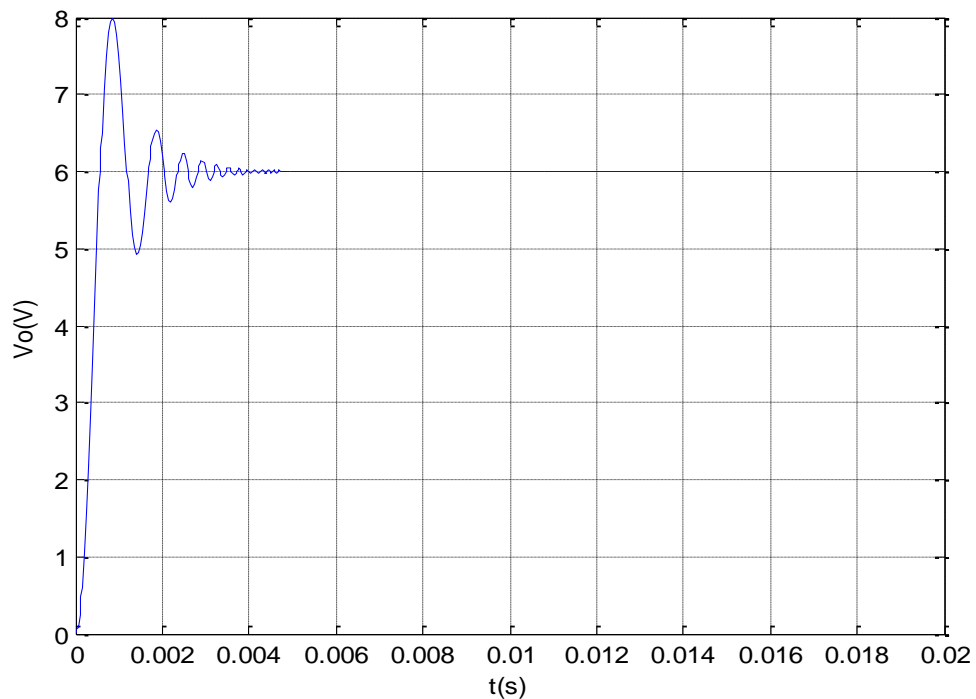


Figure III.20 Tension de sortie d'un CMP ($V_{ref} = 6$).

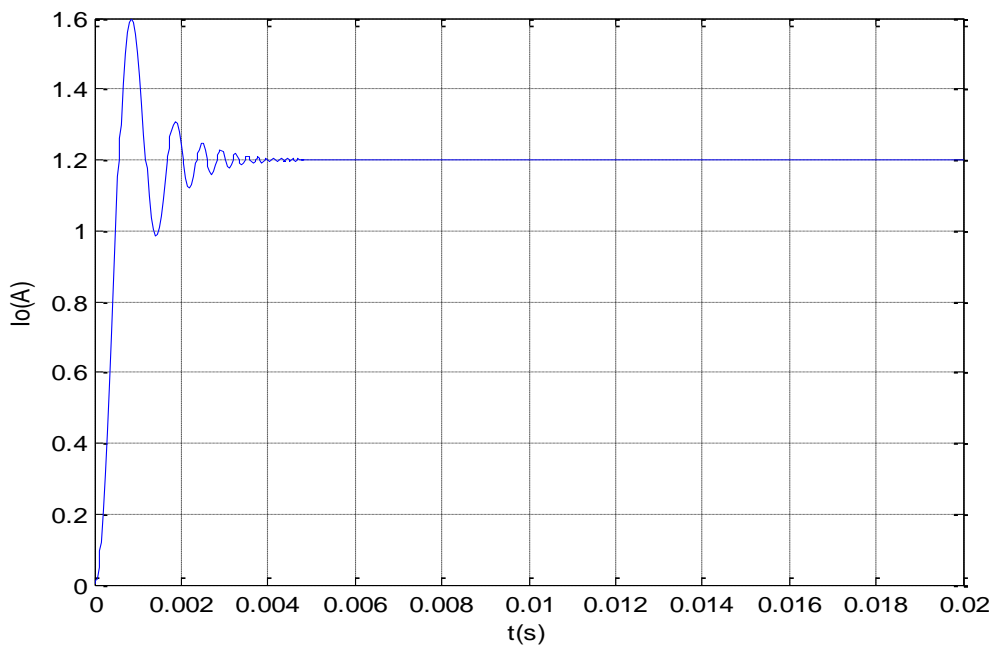


Figure III.21 Courant de sortie d'un CMP ($V_{ref} = 6$).

• Pour $V_{ref} = 8$:

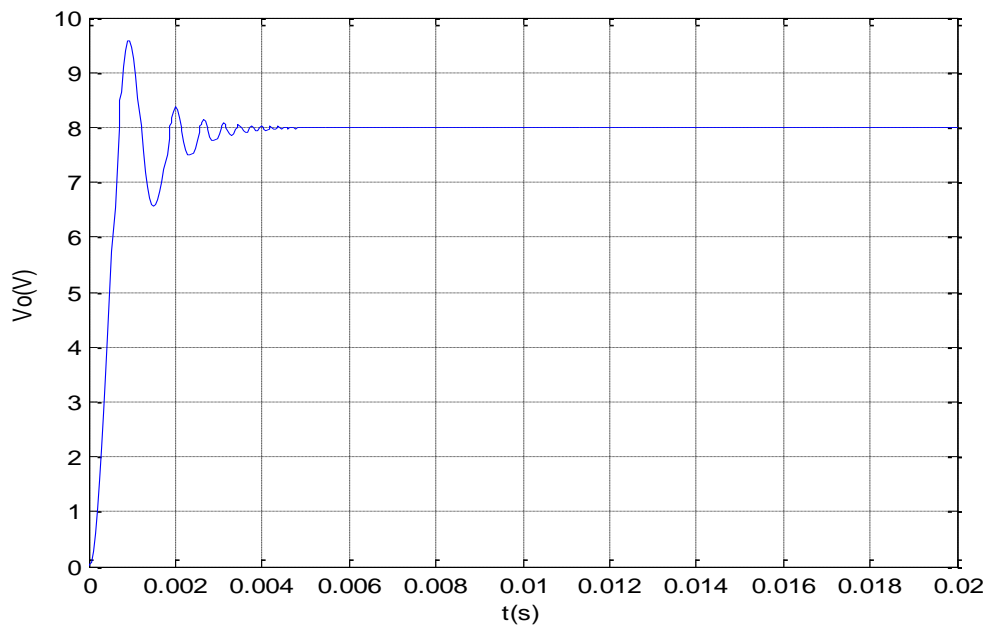


Figure III.22 Tension de sortie d'un CMP ($V_{ref} = 8$).

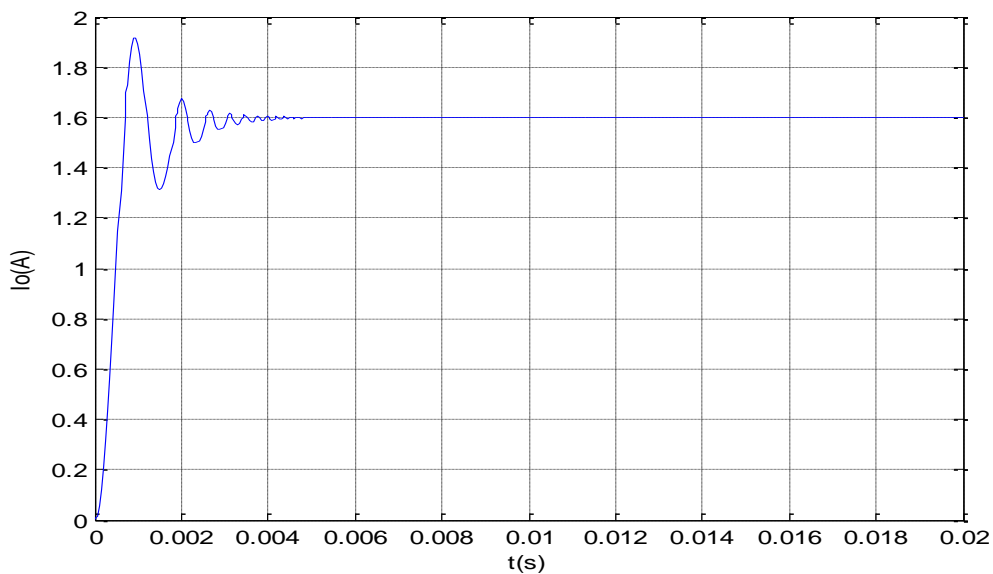


Figure III.23 Courant de sortie d'un CMP ($V_{ref} = 8$).

Interprétation :

D'après les courbes III.20 III.21 III.22 III.23, on remarque que les résultats de tension et de courant se fixent à la valeur de référence qui a été donné par le PI.

❖ Le régulateur PI avec V_{ref} variable

• Augmentation de tension :

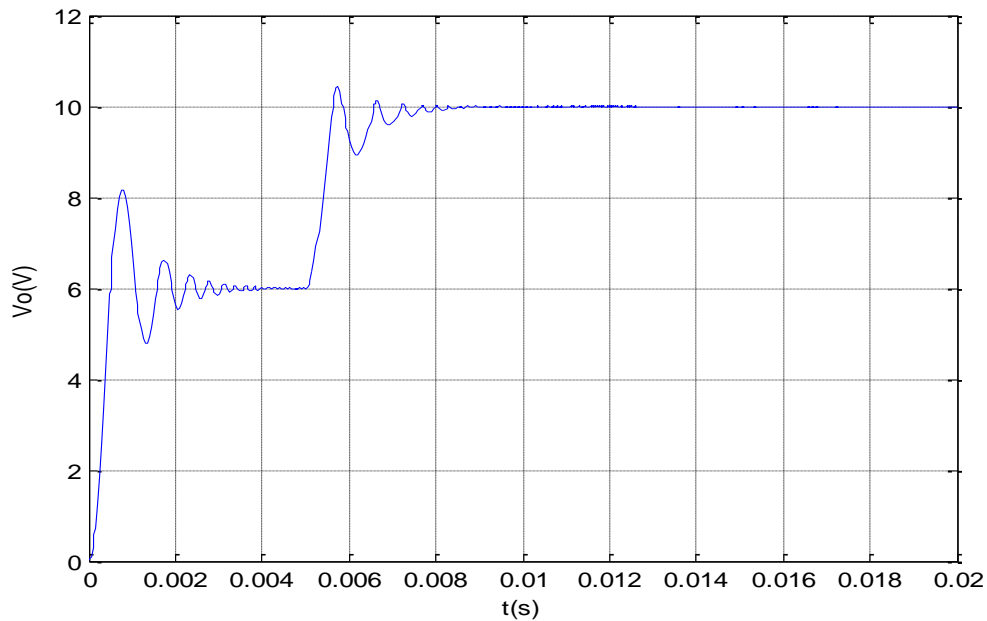


Figure III.24 Tension de sortie d'un CMP (V_{ref} Augmeter).

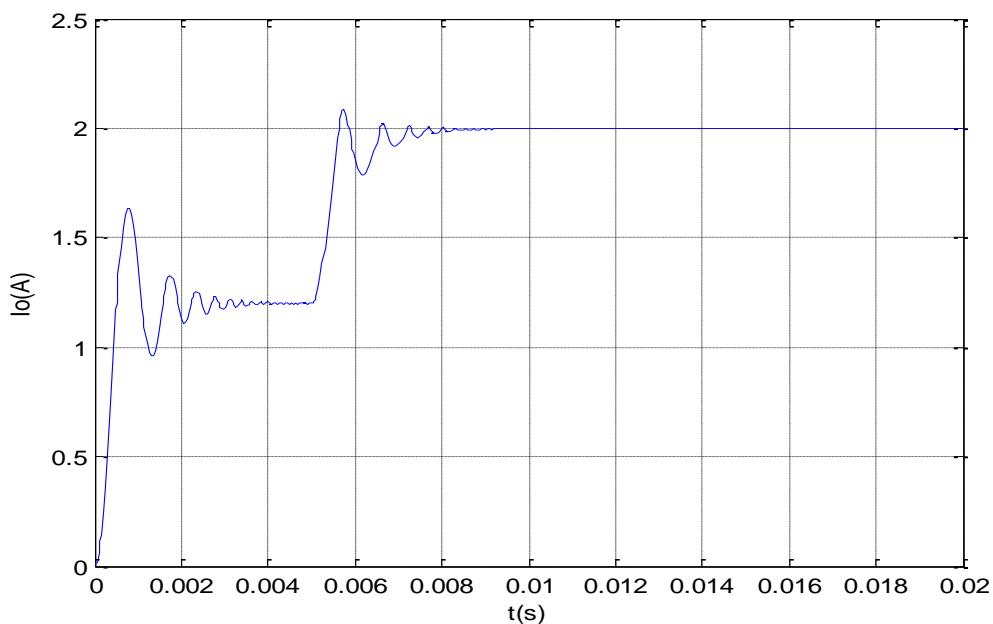


Figure III.25 Courant de sortie d'un CMP (V_{ref} Augmeter).

• **Diminution de tension :**

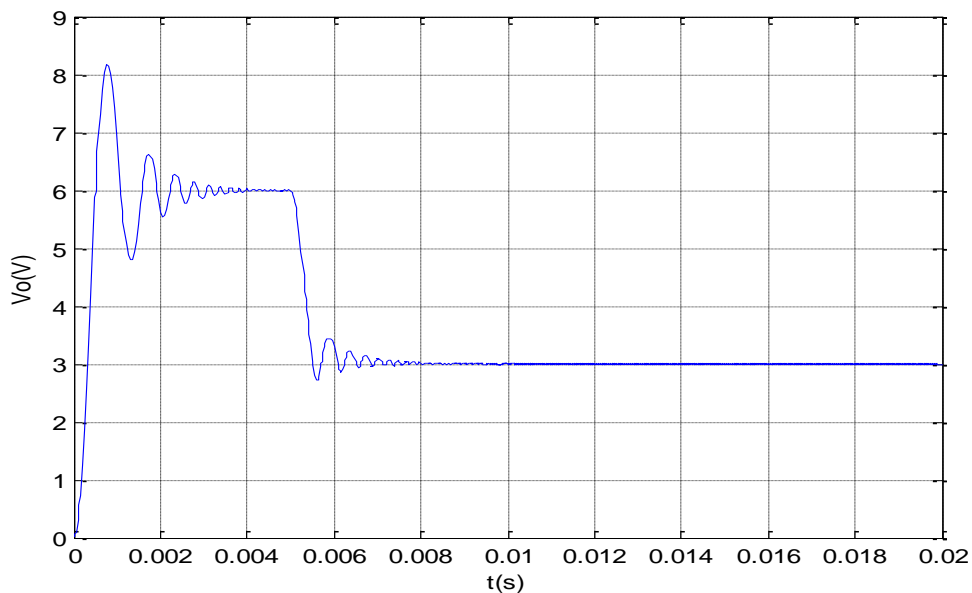


Figure III.26 Tension de sortie d'un CMP (V_{ref} Diminué).

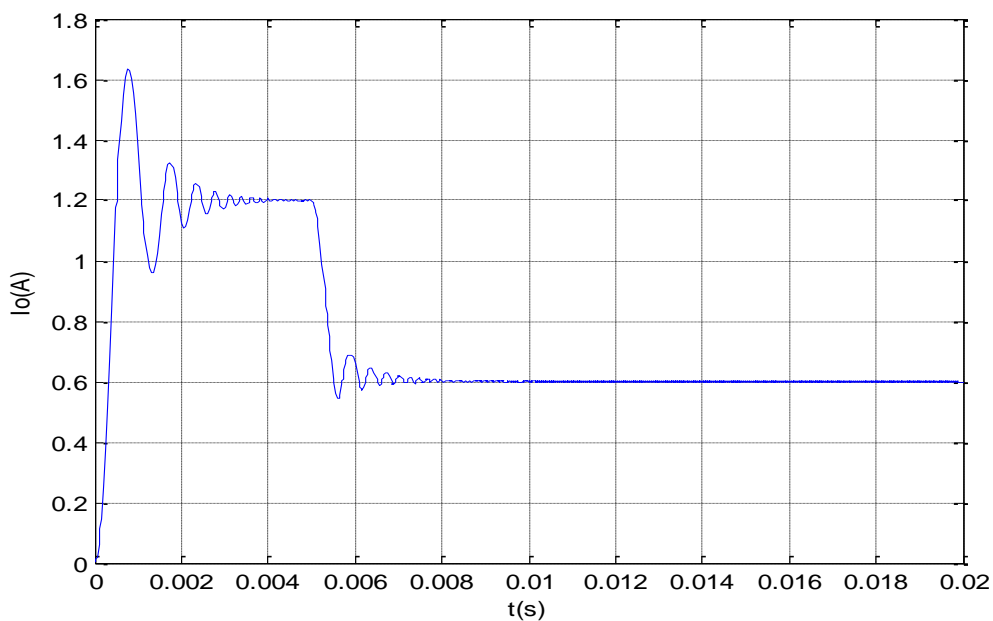


Figure III.27 Courant de sortie d'un CMP (V_{ref} Diminué).

Interprétation :

D'après les courbes III.24 III.25 III.26 III.27, on remarque que les valeurs de tension et de courant changent quand on varie la tension de référence. Les valeurs augmentent ou diminuent d'après la tension de référence.

❖ Avec variation de charge

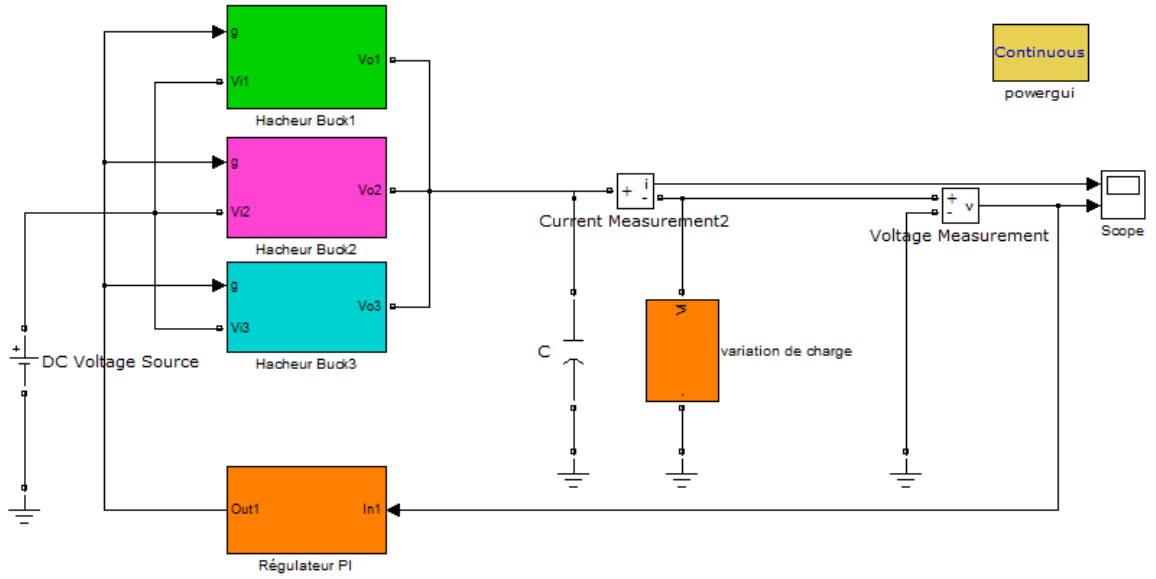


Figure III.28 Circuit d'un convertisseur DC-DC Multicellulaires type Buck avec Variation de charge.

On varie la charge R

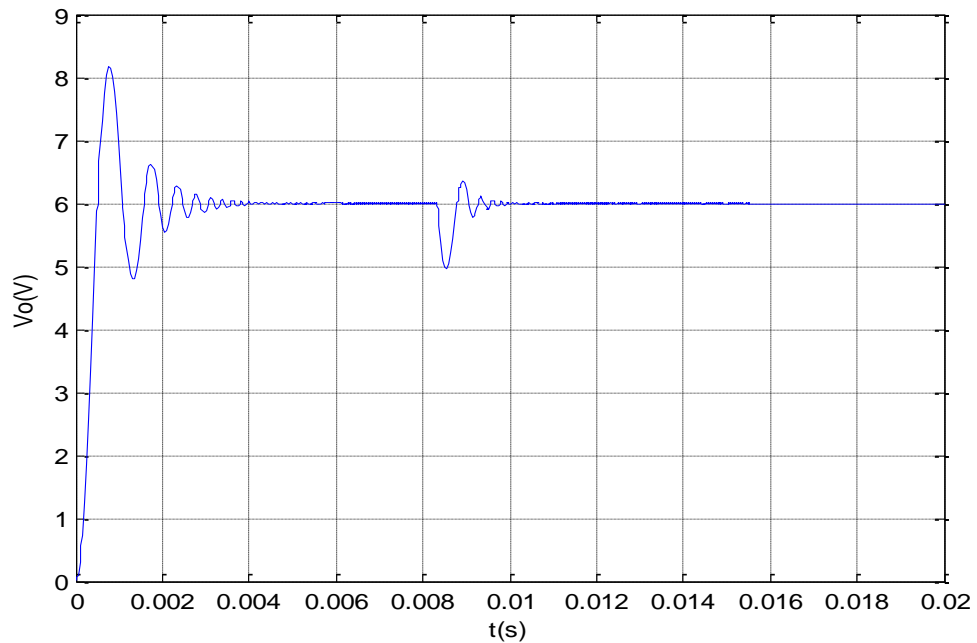


Figure III.29 Tension de sortie d'un CMP (variation de charge).

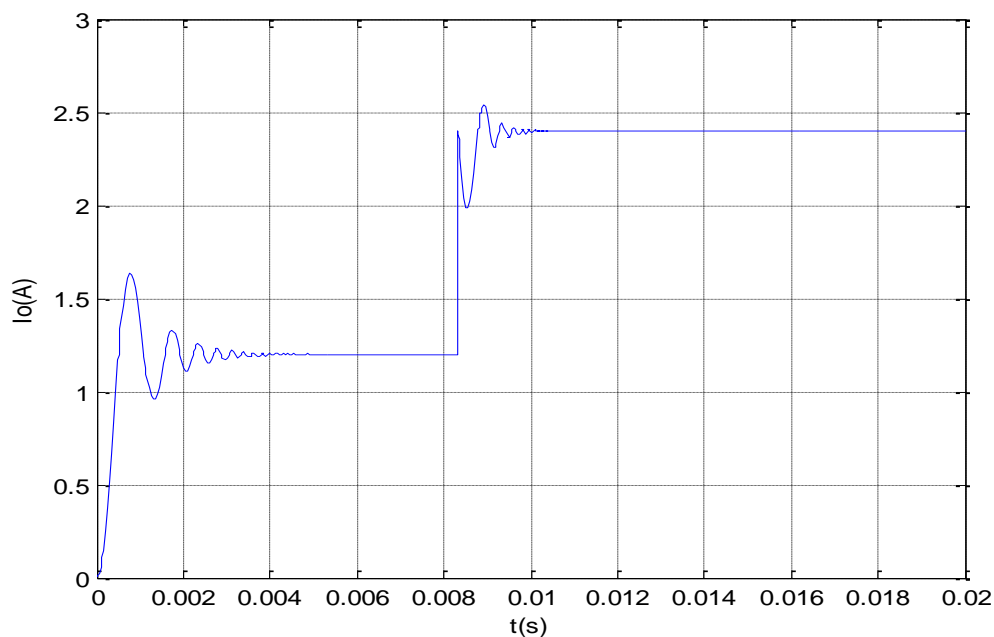


Figure III.30 Courant de sortie d'un CMP (variation de charge).

Interprétation :

Les figures III.29 III.30 montrent que la tension reste stable et le courant varie (augmente). On remarque aussi que la valeur de courant dépend de la charge.

Ce changement résulte du PI qui implique une nouvelle valeur (5Ω à 0.4Ω) de commande pour que la sortie peut suivre la variation de charge.

III.3 Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre les résultats de simulation avec la technique de commande PI. En boucle ouverte la tension et le courant se stabilisent en régime permanent dans la simulation d'un convertisseur DC-DC Buck et multicellulaires type Buck. Aussi en boucle fermée le changement de la tension de référence et la charge varie la tension de sortie et le courant de sortie avec augmentation ou diminution dans le cas de simulation d'un convertisseur DC-DC Buck et multicellulaires type Buck. Le régulateur PI est connu de sa simplicité et de sa fiabilité, facile à simuler et même facile à concevoir.

Conclusion générale

Conclusion générale

Le travail de ce mémoire qu'on a présenté porte sur l'étude et simulation d'un convertisseur DC-DC multicellulaires type Buck.

Dans le premier chapitre nous avons étudié le convertisseur DC/DC de type Buck en détail, principe de fonctionnement avec conduction continue, discontinue et le contrôle des convertisseurs DC/DC. Ainsi, on a présenté le rendement du convertisseur statique et quelque application comme le microprocesseur.

Dans le deuxième chapitre nous avons fait l'étude des convertisseurs DC-DC multicellulaires type Buck, Nous avons vu une topologie de convertisseur basée sur la mise en parallèle des cellules de commutations avec les offres d'avantages, représente d'un système d'équations et la topologie d'un CMP avec l'analyse en régime permanent. Ainsi que les principaux objectifs du contrôle des hacheurs série entrelacés et la commande classique utilisant des contrôleurs PI.

Finalement, dans le troisième chapitre nous avons présenté et interprété les résultats de simulation, on peut conclure et citer que :

- ❖ La simulation de convertisseur DC-DC multicellulaires type Buck, est faite avec succès et très bien présentée.
- ❖ Les performances de la technique de commande utilisée dont on a remarqué les différentes réponses avec succès.
- ❖ Le convertisseur DC-DC et la commande sont effectués correctement.
- ❖ Le régulateur PI est connu de sa simplicité et de sa fiabilité, facile à simuler et même facile à concevoir.

Enfin, comme perspectives, il est possible d'appliquer la même étude sur des convertisseurs DC-DC multicellulaires type Boost ou bien Buck-Boost. Il est possible d'appliquer d'autres types de commandes : commande par modes de glissement par exemple.

Bibliographie

Bibliographie

- [1] Meddah Mohamed, «synthèse des convertisseurs statique DC/DC/AC pour les systèmes photo voltaïques : étude et simulation», Thèse de magister, Université d'Oran.2011
- [2] Zemouri Azeddine, «étude expérimentale d'un convertisseur DC/DC contrôles par une commande robuste», Thèse de magister, Université Batna.2014
- [3] Nettari Yakoub, «Commandes robustes et intelligentes des convertisseurs DC-DC», Thèse de magister, Université Ferhat Abbas Setif.2014
- [4] Hamidani Bilal, «étude et réalisation d'un convertisseur DC/DC abaisseur de type Buck», Thèse de master, Université Biskra.2014
- [5] Sahar Ghandour, «Conception de Convertisseurs DC/DC à base de MEMS», Thèse de doctorat, Université Grenoble.2011
- [6] Majid Zandi, «contribution au pilotage des sources hybrides d'énergie électrique», Thèse de doctorat, Université Lorraine.2010
- [7] Djellali El Hossyen, «Commande des Convertisseurs DC-DC par Mode de Glissement (Application pour le Module Energie de Bord des Microsatellites)», Thèse de magister, Université d'Oran.2011
- [8] Touaref Mostefa, «Etude et simulation d'un convertisseur AC/DC type BUCK (Abaisseur de tension)», Thèse de master, Université Biskra.2014
- [9] Sahraoui Hamza, «Modélisation Et Commande Des Convertisseurs DC-DC Utilisés Dans Les Systèmes Photovoltaïques (Théorie et Expérimentation)», Thèse de doctorat, Université Batna 2.2016
- [10] Bilal Amghar, «Modélisation, observabilité et commande de convertisseurs multicellulaires parallèles dans un environnement dédié», Thèse de doctorat, Université de Cergy - Pontoise.2013

[11] Nadia Bouhalli, «Etude et intégration de convertisseurs multicellulaires parallèles entrelacés et magnétiquement couplés», Thèse de doctorat, Université Toulouse.2009

[12] Philippe Djondiné, «Étude des comportements chaotiques dans les convertisseurs statiques», Thèse de doctorat, Université de Cergy - Pontoise.2015

[13] Younsi Mohamed Omar, «Coception et commande d'un convertisseur de puissance entrelacé embarqué dans un véhicule hybride/électrique.», Thèse de master, Université de Lorraine.2013

[14] Mathieu LE Bolloch, «Commandes adaptées pour les convertisseur statique multiphases a inductances couplées », Thèse de doctorat, Université de Toulouse.2010

[15] https://fr.wikipedia.org/wiki/Convertisseur_Buck