



RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET
POPULAIRE MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT
SUPÉRIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
UNIVERSITÉ IBN KHALDOUN DE TIARET



Mémoire de fin d'études

Pour l'obtention du diplôme de Master

Domaine : Sciences Et Technologie

Département : Génie Electrique

Filière : Electrotechnique

Spécialité : Commandes Electriques

Etude Et Synthèse D'un Convertisseur DC_DC Buck Multi Phasé

Présentés par :

- SAADOUNE Youcef
- M'HAMED I Rabie Benchohra

Soutenu publiquement devant le jury composé de :

Nom et prénoms	Grade	Qualité
C. BELFEDHAL	Pr	Président
S.MARIH	MCA	Examineur 1
A.SAFA	MCA	Examineur 2
A. GOUICHICHE	MCA	Encadreur
D. AYAD	Doctorant	Co-Encadreur

PROMOTION 2024/2025

Remerciement

Louange à ALLAH, notre grand seigneur, de nous avoir éclairé le chemin du savoir et de nous avoir donné la bonne volonté et la patience pour l'achèvement de ce travail.

Que le salut d'ALLAH soit sur son prophète MOHAMMED, notre éducateur et guide du bon chemin.

Nous tenons à exprimer ma gratitude à mes directeurs de thèse, M. Abdelmjid GOUICHICH Et M. Djamel. AYAD. Nous les remercions de nous guider, de nous aider et de nous conseiller.

Nos sincères remerciements vont à tous les professeurs, conférenciers et toutes les personnes qui ont canalisé leurs réflexions par leurs paroles, écrits, conseils et critiques, avec tous les enseignants qui ont contribué à nos formations

Tous les étudiants d'université d'IBN Khaldoun-TIARET –

Enfin, nous n'oublions pas à remercier toutes les personnes qui nous ont aidé de prêt ou de loin pour l'élaboration de ce modeste travail dans les meilleures conditions.

Dédicaces

*Je tiens à remercier premièrement **ALLAH**, le tout-puissant,
pour la volonté, la santé et la patience.*

Je dédie ce modeste travail, fruit de mes labeurs à :

*La lumière de ma vie... **Ma Mère.***

Celui dont les sacrifices silencieux ont façonné mon chemin...

Mon Père

je supplie dieu de leur donner le bonheur et la santé.

Mes frères et Mes sœurs

Ma chère grand-mère, et ma chère tante

*Toute la famille **SAADOUNE.***

À tous mes amis

Mon encadreur :

M. Abdelmjide GOUICHICH Et M. Djamal. AYAD.

*Je tiens tout particulièrement à remercier les enseignants du
Département de Génie Électrique pour leurs disponibilités et
encouragements, ainsi que tous les enseignants qui ont contribué
à ma formation. En fin à tous ceux qui de près ou de loin m'ont
aidé avec cœur.*

S. Youcef

Dédicaces

*Nous remercions ALLAH le tout puissant d'avoir nous donner
le courage, la volonté et la patience*

Je dédie le fruit de mon travail :

*A mes chers parents qu'ils m'ont aidés et supportés toute ma
Vie,*

*À ma chère maman pour ses sacrifices et ses efforts pendant
Toute ma vie,*

*À mon père, qui s'est toujours investi sans relâche pour m'aider à
Réussir mes études*

Je supplie dieu de leur donner le bonheur et la santé.

À mes chers frères et sœur

A toute ma famille

À tous mes amis et mes collègues.

Mon encadreur :

M.Abdelmjide GOUICHICH Et M. Djamal. AYAD.

En fin à tous ceux qui de près ou de loin m'ont aidé avec cœur

M.RABIE

Sommaire

Sommaire

Nomenclature

Liste des figures

Introduction Générale1

CHAPITRE I : Généralités Sur Les Convertisseur (DC-DC) Multi Phasé

I.1 Introduction5

I.2 Définition des convertisseurs DC-DC5

I.3 Classification des convertisseurs DC-DC5

I.4 Convertisseur Buck.....6

I.5 Les convertisseurs DC-DC multi phases7

I.6 Les différentes topologies du convertisseur dc-dc multi phasé.....7

I.6.1 Convertisseurs DC-DC multi phasés en série8

I.6.2 Convertisseurs DC-DC multi phasés parallèles.....8

I.7 Les modes de fonctionnement des convertisseurs Buck multi phasés10

I.7.1 Convertisseur Buck multi phase en mode synchrone10

I.7.2 Convertisseur Buck multi phasé en mode asynchrone11

I.7.3 Comparaison des mode synchrones et asynchrones dans systèmes multiphasés.11

I.8 Contrôle des Convertisseurs DC-DC11

I.8.1 Méthodes de Contrôle Linéaire12

I.8.1.1 Contrôle en Mode Tension (VMC)12

I.8.1.2 Contrôle en Mode Courant (CMC)12

I.8.1.3 Contrôle Prédictif par Modèle (MPC).....12

I.8.1.4 Contrôle à Temps Mort (DBC).....12

I.8.2 Méthodes de Contrôle Non Linéaire13

I.8.2.1 Contrôle par Mode Glissant (SMC).....13

I.8.2.2 Contrôle à Logique Floue (FLC)13

I.8.2.3 Contrôle H_∞	13
I.8.2.4 Contrôle Adaptatif	13
I.9 Conclusion	14
CHAPITRE II : Modélisation D'un Convertisseur Multi Phasé De Type Buck	
II.1 Introduction	16
II.2 Modèle statique.....	16
II.3 Modèle dynamique	20
II.4 Fonction De Transfer	22
II.5 Le cahier de charge.....	23
II.6 Calcul et choix des éléments	23
II.7 Simulation de Convertisseur Buck en boucle ouvert.....	23
II.7.1 Résultats de simulation	24
II.7.2 Interprétation des résultats.....	25
II.8 Simulation en boucle ouverte d'un Buck a quatre phases	26
II.8.1 Résultats de simulation	26
II.8.2 Interprétation des résultats.....	28
II.9 Commande Du Convertisseur Buck En Boucle Fermée	28
II.9.1 Le contrôle en mode courant	29
II.9.2 Modelé basique base sur une méthode algébrique	29
II.9.3 Fonction de transfert de la boucle de tension.....	30
II.9.4 Correcteur à action Proportionnelle-Intégrale PI	31
II.9.5 Paramètres du régulateur PI	32
II.10 Buck classique.....	32
II.10.1 Diagramme de Bode	33
II.10.2 Résultats de simulation	35
II.10.3 Interprétation des résultats.....	37
II.11 Le Convertisseur Buck multi phasés.....	37

II.11.1 Contrôle du convertisseur Buck a quatre phasé	38
II.11.2 Résultats de simulation	39
II.11.3 Interprétation des résultats.....	41
II.12 Conclusion.....	42
CHAPITRE III : Synthèse Et Conception D'un Convertisseur DC-DC Multi Phasé Pa	
LTspice	
III.1 Introduction	44
III.2 Conception sous LTspice	44
III.3 Choix de composent	44
III.3.3 Condensateur d'entrée	47
III.3.4 Condensateur de sortie	48
III.4 Simulation à un étage en boucle ouvert :.....	50
III.4.1 Résultats de simulation.....	51
III.4.2 Interprétation des résultats	52
III.5 Simulation à quatre étages en boucle ouverte	53
III.5.1 Résultats de simulation.....	54
III.5.2 Interprétation des résultats	55
III.6 Contrôle de mode tension (VMC).....	56
III.6.1 Compensateur de type II	56
III.6.2 temps mort (Dead time).....	58
III.7 Simulation à un étage en en boucle ferme	60
III.7.1 Résultats de simulation.....	60
III.7.2 Interprétation des résultats	61
III.8 Simulation à quatre étages en boucle ferme.....	62
III.8.1 Résultats de simulation.....	63
III.8.2 Interprétation des résultats	64
III.9 Les Essais.....	65

III.9.1 Premier essai	65
III.9.2 Deuxième essai	65
III.10 les avantages et les inconvénients le Convertisseur Buck Monophasé et Multi Phasé.....	66
III.10.1 Convertisseur Buck Monophasé.....	66
III.10.2 Convertisseur Buck Multi phasé	67
III.11 Conclusion	68
Conclusion Générale	70
Bibliographie	72
Résumé.....	76

Liste des figures

CHAPITRE I : Généralités Sur Les Convertisseur (DC-DC) Multi Phasé

Figure. I. 1. Classification des convertisseurs DC-DC	6
Figure. I. 2. Schéma électrique de convertisseurs Buck.....	6
Figure. I. 3. Principe de fonctionnement de convertisseurs Buck.....	7
Figure. I. 4. Convertisseurs DC-DC Buck multiphasés en parallèles	10

CHAPITRE II : Modélisation D'un Convertisseur Multi Phasé De Type Buck

Figure.II 1. Schéma électronique d'un hacheur Buck	16
Figure.II 2. Convertisseur Buck avec interrupteurs idéaux	17
Figure.II 3 Convertisseur Buck état 1	17
Figure.II 4 Forme d'onde de tension d'inductance, convertisseur Buck	18
Figure.II 5 Convertisseur Buck état 2	18
Figure.II 6 Forme d'onde du courant d'inductance.....	19
Figure.II 7 Forme d'onde du courant aux bornes du condensateur.....	19
Figure.II 8 Le schéma canonique de notre convertisseur Buck.....	22
Figure.II 9 Schéma bloc de Convertisseur Buck en boucle ouverte	24
Figure.II 10 Allure de la tension de sortie d'un convertisseur Buck en boucle ouverte	24
Figure.II 11 Allure du courant de sortie d'un convertisseur Buck en boucle ouverte.....	25
Figure.II 12 Signal de porteuse et signal de commande MLI.....	25
Figure.II 13 Schéma bloc de Convertisseur Buck multiphasé (quatre phases)	26
Figure.II 14 Tension de sortie V_{out} de Buck multiphasé à quatre branches	27
Figure.II 15 Courant de sortie I de Buck multiphasé à quatre branches	27
Figure.II 16 Courants d'inductances de Buck multiphasés à quatre branches.....	27
Figure.II 17 Signaux de commande de quatre interrupteurs avec déphasage	28
Figure.II 18 Schéma synoptique de La Commande en mode courant de Buck	29
Figure.II 19 Schéma à double port pour la modélisation du convertisseur Buck	30
Figure.II 20 Schéma bloc de convertisseur Buck classique avec régulateur PI	33
Figure.II 21 Réponse fréquentielle de la fonction de transfert G_{id} sans régulation	33
Figure.II 22 Réponse fréquentielle de la fonction de transfert G_{id} avec régulation	34
Figure.II 23 Réponse fréquentielle de la fonction de transfert G_{vd} sans régulation	34
Figure.II 24 Réponse fréquentielle de la fonction de transfert G_{vd} avec régulation	35
Figure.II 25 Tension de sortie (V_{out}) de Buck classique avec régulateur PI	35
Figure.II 26 Courant de sortie (I) de Buck classique avec régulateur PI	36
Figure.II 27 Courant de sortie I_L de Buck classique avec régulateur PI	36
Figure.II 28 Allure du courant de i_D et i_M de Buck classique avec régulateur PI	36
Figure.II 29 Convertisseur Buck multiphasé quatre phases.....	37

Figure.II 30 schéma de contrôle du convertisseur Buck multiphasé	38
Figure.II 31 Schéma bloc de Buck multiphasé (quatre phases) avec régulateur PI.....	39
Figure.II 32 Tension de sortie de Buck multiphasé à quatre branches avec régulateur PI	39
Figure.II 33 Courant de sortie (I) de Buck multiphasé à quatre branches avec régulateur PI ...	40
Figure.II 34 Courants d'inductances de Buck à quatre branches avec commande PI	40
Figure.II 35 Signaux de commande de quatre interrupteurs avec déphasage	41
CHAPITRE III : Synthèse Et Conception D'un Convertisseur DC-DC Multi Phasé Pa	
LTspice	
Figure.III 1 Schéma du Modèle de Sous-Circuit.....	45
Figure.III 2 Caractéristiques de l'Inductance et de la Polarisation DC	47
Figure.III 3 Schéma bloc de Convertisseur Buck synchrone en boucle ouverte	50
Figure.III 4 Allure et zoom de la tension de sortie d'un Buck synchrone en boucle ouverte	51
Figure.III 5 Allure et zoom du courant de sortie d'un convertisseur Buck en boucle Ouverte...	51
Figure.III 6 Allure et zoom du courant de l'inductance d'un Buck en boucle Ouverte.....	52
Figure.III 7 signal de commande de deux mosfet.....	52
Figure.III 8 Schéma bloc de Convertisseur Buck synchrone en boucle ouvert.....	54
Figure.III 9 Allure de la tension de sortie et zoom d'un Buck synchrone en boucle ouverte	54
Figure.III 10 Allure et zoom des courants d'inductions d'un Buck synchrone en BO	55
Figure.III 11 Allure et zoom du courant de sortie d'un convertisseur Buck en boucle Ouverte.	55
Figure.III 12 Schéma bloc du convertisseur Buck synchrone en mode commande de tension....	56
Figure.III 13 Schéma du compensateur de type II.....	57
Figure.III 14 Schéma bloc de convertisseur Buck synchrone un étage en boucle ferme	60
Figure.III 15 Allure et zoom de la tension de sortie d'un Buck synchrone un étage en BF	60
Figure.III 16 Allure et zoom du courant de sortie d'un Buck un étage en boucle ferme	61
Figure.III 17 Allure et zoom des courants d'inductions d'un Buck un étage en boucle ferme ...	61
Figure.III 18 Schéma bloc de convertisseur Buck multiphasé en boucle ferme	62
Figure.III 19 Allure et zoom des courants d'inductions d'un Buck synchrone en boucle	63
Figure.III 20 Allure et zoom de Tension de sortie Vout de Buck synchrone multiphasé.....	63
Figure.III 21 Allure et zoom de Courants de charge	64
Figure.III 22 Les courbes représentant le temps mort (Dead Time)	64
Figure.III 23 Courbe de la tension de sortie en fonction des différentes valeurs de la tension de référence.....	65
Figure.III 24 Évolution de la tension de sortie (Vout) et du courant de charge I(R-charge) en fonction du temps pour une variation de la résistance.....	66

Liste des Tableaux

CHAPITRE II : Modélisation D'un Convertisseur Multi Phasé De Type Buck

Tableau II. 1 Paramètre des convertisseurs Buck.....23

Tableau II. 2 Paramètres de régulation.....32

CHAPITRE III : Synthèse Et Conception D'un Convertisseur DC-DC Multi Phasé Pa LTspice

Tableau III. 1 Paramètre et composants du Hacheur Buck synchrone.....50

Tableau III. 2 Données dynamiques extraites de la fiche technique de mosfet59

Nomenclature

SYMBOLES

Terme	Définition
Dc	Tension Continue
Ts	la période.
Fs	fréquence de commutation
Fcr	fréquence de croisement (cross over frequency)
d	rapport cyclique.
Vg	Tension d'entrée.
VL	Tension aux bornes de l'inductance.
Ic	Courant traversant le condensateur.
V	Tension de sortie.
IL	Courant traversant les inductances.
Gvd	Fonction de transfert du Buck en boucle ouverte.
Gd0	Le gain de la fonction de transfert du Buck.
q	Facteur de puissance.
Gvg	Perturbation.
Gc	Fonction de transfert du régulateur.
Q	MOSFET
D	Diode
C	Condensateur
L	Inductance
R	Résistance (charge)
G0	Gain du régulateur PI.
Tj	Les effets de température

K1, K2, K3, K4	Interrupteurs de MOSFETs côté haut
K1', K2', K3', K4'	Interrupteurs MOSFETs côté bas
V-ref	Tension de référence.
V- mes	Tension mesurée.
ico	Courant contrôlé.
S1	Intercepteur du premier étage
S2	Intercepteur du deuxième étage
U1	Etat de l'interrupteur du premier étage
U2	Etat de l'interrupteur du deuxième étage

Introduction Générale

L'électronique de puissance s'impose aujourd'hui comme une discipline incontournable dans le paysage industriel, jouant un rôle clé dans l'innovation technologique. Elle repose sur la conception de convertisseurs statiques, des circuits spécialisés capables de modifier la tension d'entrée pour fournir une tension de sortie adaptée aux besoins spécifiques de chaque application. Cette discipline se structure autour de quatre grandes catégories de conversion :

AC-DC (redresseur)

DC-DC (hacheur)

AC-AC (lorsque seule la valeur efficace de la tension alternative est modifiée, sinon c'est un cyclo convertisseur)

DC-AC (onduleur)

Parmi elles, les conversions AC-DC et DC-DC occupent une place prépondérante sur le marché mondial des alimentations à découpage (SMPS), avec une attention particulière portée aux convertisseurs DC-DC. Ces derniers sont omniprésents dans les équipements électroniques industriels et grand public, tels que : Les véhicules électriques et hybrides, Les systèmes photovoltaïques, Les appareils mobiles (smartphones, ordinateurs portables, etc.)

Leur fonction principale consiste à moduler une tension d'entrée continue pour générer une tension de sortie différente, que ce soit pour l'augmenter (boost) ou la réduire (buck). Leur architecture repose généralement sur des composants clés : Commutateurs statiques (MOSFET, IGBT), Diodes, Bobines d'inductance, Condensateurs

Il existe trois topologies de base qui sont Boost (élevateur), Buck (abaisseur), et Buck/Boost (abaisseur/élevateur). D'autres dérivées de ces trois topologies sont disponibles pour une utilisation, telles que Flyback, Cuk, Push-Pull...

Les convertisseurs DC-DC sont essentiels pour gérer efficacement l'énergie électrique et se divisent en deux types principaux : monophasé et multi phasé. Le convertisseur monophasé à la fois simple et économique, convient aux applications à faible puissance. Sa structure compacte facilite son utilisation dans des équipements comme les dispositifs portables et l'électronique grand public. Toutefois, il est limité par des ondulations de courant élevées et une puissance réduite.

En revanche, le convertisseur multi phasé répond aux besoins industriels exigeants grâce à sa conception avancée. Il est constitué de plusieurs phases connectées en parallèle ou en série,

fonctionnant avec un déphasage précis. Ses principaux atouts incluent la réduction des ondulations de courant, une répartition optimale des pertes thermiques, et une grande fiabilité grâce à la redondance. En cas de panne d'une phase, les autres maintiennent le fonctionnement, assurant une continuité de service. Ces convertisseurs sont incontournables dans des domaines comme les véhicules électriques, les bornes de recharge rapide et les systèmes critiques des centres de données, où la régulation et la tolérance aux défauts sont essentielles.

L'objectif de cette thèse est d'étudier, modéliser et contrôler des convertisseurs DC-DC multi phases parallèles synchronisés fonctionnant en mode entrelacé. Ce mode exploite la synchronisation des phases avec un déphasage précis, permettant une meilleure répartition des pertes thermiques.

Dans le premier chapitre, des généralités sur les convertisseurs DC-DC est présentée. Le texte commence par expliquer les fondamentaux de l'électronique de puissance et définir les convertisseurs statiques. Il poursuit avec la classification des convertisseurs DC-DC, distinguant les modèles isolés et non isolés, avant de décrire en détail le fonctionnement du convertisseur Buck standard. Ensuite, il introduit les architectures multi phases, tant en série qu'en parallèle, en mettant en avant leurs atouts tels que l'amélioration de l'efficacité, la diminution des ondulations et une fiabilité accrue. Ce chapitre explore également les modes de fonctionnement synchrone et asynchrone, compare les méthodes de contrôle linéaires et non linéaires.

Le deuxième chapitre développe la modélisation des convertisseurs Buck multi phasés, en analysant à la fois les modèles statiques et dynamiques afin de caractériser précisément leur comportement et d'en extraire la fonction de transfert. Nous procédons ensuite à des simulations sous MATLAB/Simulink, d'abord pour une seule phase, puis pour plusieurs phases, et nous étudions le contrôle en mode courant à l'aide d'un régulateur PI.

Dans le chapitre 3, nous étudions la modélisation et la simulation d'un convertisseur Buck sous LTSpice, en versions monophasée et multi phasée. Nous choisissons les composants (MOSFETs, inductances, condensateurs) en exploitant leurs fiches techniques afin d'optimiser les performances. Après la mise en place d'un contrôle en mode tension, nous analysons les résultats de simulation, en nous focalisant sur trois aspects clés : la stabilité du système, l'amplitude des ondulations et le rendement énergétique.

Nous présentons à la fin les résultats simulation de notre réalisation. Et nous concluons notre travail avec une conclusion générale et des perspectives.

CHAPITRE I

Généralités Sur Les Convertisseur (DC-DC) Multi Phasé

I.1 Introduction

Dans ce chapitre nous allons exposer les principes fondamentaux des convertisseurs statiques DC-DC, en détaillant leur classification, leur fonctionnement et leurs méthodes de contrôle. Nous étudions ensuite les convertisseurs multi phasé, en mettant en évidence leurs avantages en termes de performance et d'efficacité par rapport aux architectures monophasées classiques. Une analyse approfondie des modes de fonctionnement synchrone et asynchrone est réalisée, avec un focus particulier sur le convertisseur Buck multi phasé parallèle, qui constitue l'objet principal de cette étude. Ces éléments théoriques posent les bases nécessaires aux développements pratiques présentés dans les chapitres suivants.

I.2 Définition des convertisseurs DC-DC

Les convertisseurs DC-DC, aussi appelés hacheurs, sont des dispositifs électroniques essentiels permettant de transformer une tension continue d'un niveau à un autre. Ils jouent un rôle clé dans des applications variées telles que les énergies renouvelables, les véhicules électriques et les systèmes industriels.

Il existe différents types de convertisseurs DC-DC, chacun possédant des caractéristiques spécifiques adaptées à des applications particulières.

I.3 Classification des convertisseurs DC-DC

Les convertisseurs DC-DC se divisent en deux catégories principales : les convertisseurs isolés et les convertisseurs non isolés, comme le montre la figure **(I.1)**

Les convertisseurs isolés intègrent une barrière électrique, souvent réalisée à l'aide d'une transformatrice haute fréquence, ce qui les rend adaptés aux applications à haute tension. Ils peuvent être configurés pour élever ou abaisser la tension en fonction des besoins spécifiques [1].

En revanche, les convertisseurs non isolés, qui ne disposent pas de barrière électrique, offrent une conception plus simple et économique, ce qui les rend idéaux pour les applications à faible ou moyen niveau de tension [2].

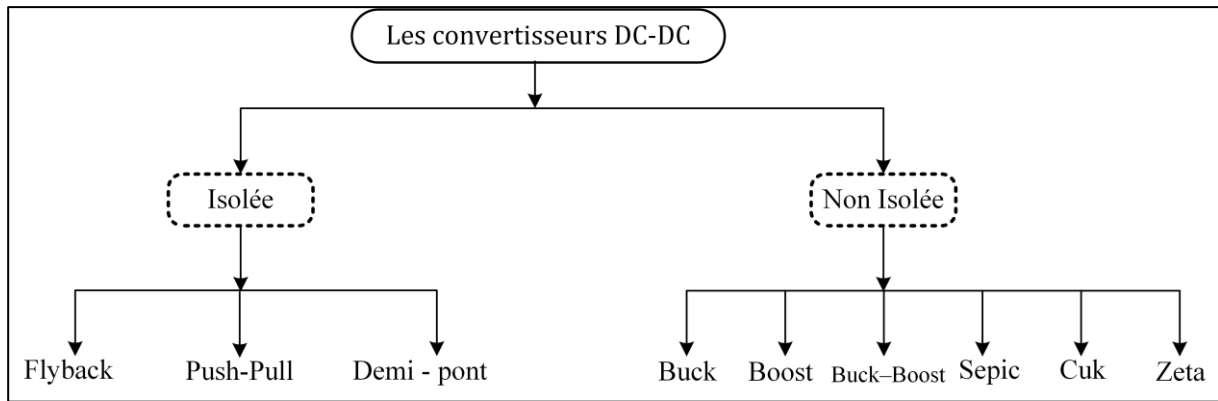


Figure. I. 1. Classification des convertisseurs DC-DC

I.4 Convertisseur Buck

Un convertisseur Buck est un dispositif électronique permettant de réduire une tension continue d'entrée en une tension continue de sortie plus faible. Il est largement utilisé dans les systèmes électroniques tels que les alimentations pour ordinateurs, les chargeurs de batteries, les appareils portables et les dispositifs embarqués, où une tension spécifique est requise pour alimenter des composants sensibles, la figure (I.2) représente Schéma électrique du convertisseur Buck.

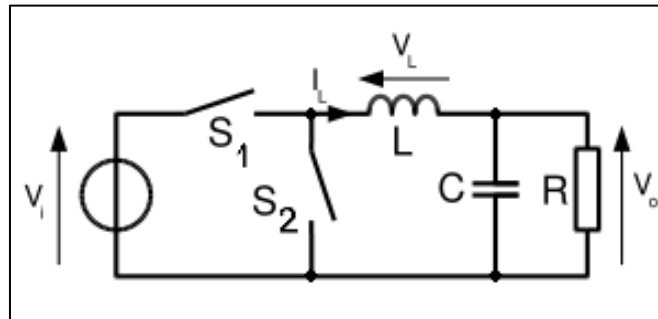


Figure. I. 2. Schéma électrique de convertisseurs Buck

- Principe de fonctionnement

Le fonctionnement d'un convertisseur Buck repose sur la modulation du rapport cyclique d'un interrupteur commandé (MOSFET ou IGBT). Lorsque l'interrupteur est fermé, l'énergie est stockée dans une inductance tout en alimentant la charge. Lorsque l'interrupteur est ouvert, l'énergie stockée dans l'inductance continue d'alimenter la charge via une diode de roue libre (Ou commutateur MOSFAT, IGBT). Ce processus, associé à un condensateur de filtrage, permet de produire une tension de sortie stable et inférieure à la tension d'entrée [3]

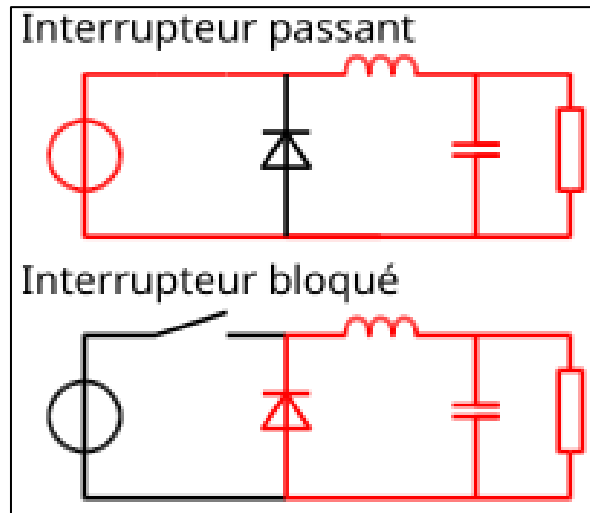


Figure. I. 3. Principe de fonctionnement de convertisseurs Buck

I.5 Les convertisseurs DC-DC multi phases

Un convertisseur multi phase DC-DC est un dispositif électronique de puissance qui transforme une tension continue d'entrée en une tension continue de sortie en utilisant plusieurs phases. Son fonctionnement repose sur la duplication du circuit de base, soit en série, soit en parallèle, selon les besoins. Cette architecture améliore l'efficacité, réduit l'ondulation de tension et permet une puissance élevée, le rendant adapté aux alimentations pour processeurs et autres dispositifs électroniques.

Par comparaison les convertisseurs monophasés, les convertisseurs multi phases offrent plusieurs avantages. Leur efficacité est meilleure grâce à la répartition des pertes sur plusieurs phases, limitant ainsi la contrainte sur les composants et optimisant l'économie d'énergie. Ils diminuent aussi l'ondulation en sortie, garantissant une alimentation plus stable, cruciale pour les composants sensibles. La charge est mieux distribuée, évitant les surcharges et renforçant la fiabilité, notamment avec des charges variables. Leur modularité facilite l'ajout de phases pour augmenter la capacité sans modification majeure, les rendant polyvalents. Enfin, ils répondent efficacement aux besoins des technologies émergentes, comme les énergies renouvelables et les véhicules électriques, où l'efficacité et la densité de puissance sont déterminantes [3].

I.6 Les différentes topologies du convertisseur dc-dc multiphasé

Les convertisseurs DC-DC multi phases se caractérisent par différentes configurations opérationnelles. Ces systèmes, largement utilisés en électronique de puissance, se classent principalement en deux architectures distinctes : les topologies série et les topologies parallèle. Chaque configuration présente des caractéristiques propres, répondant à des exigences

spécifiques en matière de conversion de puissance. L'analyse suivante détaillera les particularités et domaines d'application de ces deux approches, illustrant leur importance dans les systèmes de conversion d'énergie performants.

I.6.1 Convertisseurs DC-DC multiphasés en série

Le convertisseur DC-DC multi phase en série, également appelé convertisseur multi phasé en cascade, est une architecture où la sortie d'une phase est connectée à l'entrée de la phase suivante de manière séquentielle. Cette configuration crée une chaîne continue de conversion, chaque étage utilisant la tension de sortie du précédent.

- Caractéristiques principales :

a- Addition des tensions

La tension de sortie totale résulte de la somme des tensions de chaque étage. Cette propriété permet d'obtenir une tension de sortie bien supérieure à la tension d'entrée, adaptée aux applications haute tension.

b- Fonctionnement séquentiel

Chaque phase amplifie successivement la tension, l'étage suivant prenant en entrée la tension déjà convertie par l'étage précédent. La tension finale est atteinte après traitement par l'ensemble des phases.

c- Avantage

- Haute tension de sortie : Particulièrement adapté aux applications nécessitant des tensions élevées (alimentations haute tension, multiplicateurs de tension).
- Isolation électrique : Chaque étage assure une isolation entre l'entrée et la sortie, utile pour certaines applications spécifiques [2].

I.6.2 Convertisseurs DC-DC multiphasés parallèles

Le convertisseur DC-DC multi phasé parallèle est une architecture où plusieurs phases fonctionnent simultanément en partageant le courant de charge. Contrairement aux configurations en série, cette topologie n'accumule pas les tensions de sortie de manière séquentielle.

- Caractéristiques principales :

a- Répartition du courant

Chaque phase supporte une fraction proportionnelle du courant total. Par exemple, dans un convertisseur biphasé, chaque phase traite 50% du courant, améliorant ainsi la capacité globale et La division du courant entre phases permet de gérer des charges importantes tout en minimisant le stress sur les composants

b- Fonctionnement synchrone

Toutes les phases opèrent en parallèle sans addition de tension, ce qui les rend particulièrement adaptées aux applications nécessitant :

- Des courants élevés
- Des tensions d'entrée et de sortie proches

c - Avantages**c.1- Tolérance aux pannes améliorée :**

- La redondance naturelle offerte par les phases parallèles permet une continuité de service même en cas de défaillance d'une phase
- Le système peut souvent continuer à fonctionner (avec capacité réduite) pendant les opérations de maintenance

c.2- Réduction des contraintes thermiques :

- La dissipation de puissance est répartie sur plusieurs composants
- Permet une meilleure gestion thermique et augmente la durée de vie des composants

c.3- Flexibilité de conception :

- Modularité permettant d'ajuster le nombre de phases en fonction des besoins
- Adaptation aisée aux variations de charge grâce à la possibilité d'activer/désactiver des phases

c.4- Optimisation des composants magnétiques :

- Réduction de la taille des inductances par phase
- Possibilité d'utiliser des composants de plus faible capacité (et coût) [3]

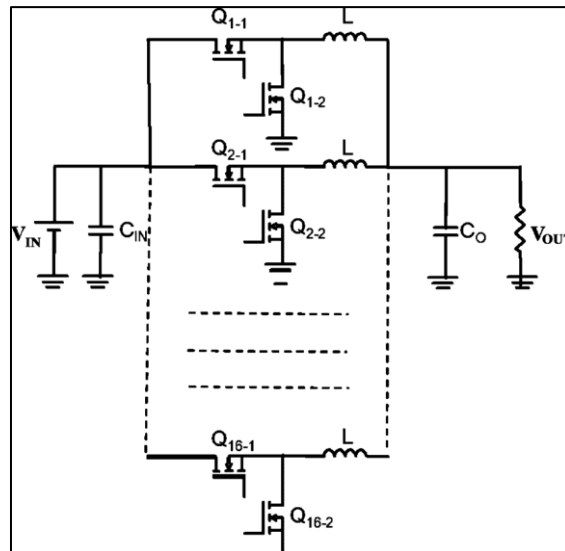


Figure. I. 4. Convertisseurs DC-DC Buck multi phasés en parallèles

I.7 Les modes de fonctionnement des convertisseurs Buck multi phasés

Les convertisseurs Buck multi phasés, utilisés pour des applications nécessitant une alimentation stable et efficace à haute puissance, peuvent fonctionner en modes synchrones ou asynchrones. Ces modes influencent leur rendement, leur complexité et leurs domaines d'application. Voici une présentation organisée pour les deux modes dans le contexte des systèmes multi phases [4].

I.7.1 Convertisseur Buck multi phase en mode synchrone

Dans le mode synchrone, chaque phase du convertisseur Buck multi phasé remplace les diodes traditionnelles par des MOSFET synchrones. Chaque phase comprend deux MOSFET : un MOSFET supérieur qui se connecte à la tension d'entrée, et un MOSFET inférieur qui fonctionne comme un "commutateur synchrone". Ces MOSFET inférieurs sont activés de manière séquentielle pour permettre la conduction du courant de retour, réduisant ainsi considérablement les pertes par conduction par rapport à l'utilisation de diodes classiques.

L'avantage principal de ce mode est son efficacité énergétique supérieure, particulièrement bénéfique pour les applications nécessitant des courants de sortie élevés ou une régulation précise, comme dans les processeurs multi cœurs et les systèmes électroniques haute performance. De plus, en mode multi phasé, les MOSFET synchrones réduisent les ondulations de courant et augmentent la fréquence effective des ondulations, améliorant ainsi la qualité de la tension de sortie [2].

I.7.2 Convertisseur Buck multiphasé en mode asynchrone

Dans un convertisseur Buck multiphasé fonctionnant en mode asynchrone, chaque phase utilise une diode (généralement une diode Schottky pour ses faibles pertes par conduction) pour le chemin de retour du courant. Pendant que le MOSFET supérieur d'une phase est éteint, la diode conduit le courant de manière passive. Ce mode est plus simple en termes de conception de circuit et de contrôle, ce qui réduit les coûts de fabrication.

Cependant, le mode asynchrone présente des pertes par conduction plus élevées, ce qui diminue l'efficacité globale, en particulier dans les systèmes à haute puissance. Par conséquent, il est généralement limité aux applications où la simplicité et les économies de coûts priment sur le rendement, comme dans certains systèmes portables ou industriels à faible densité de puissance [5].

I.7.3 Comparaison des modes synchrones et asynchrones dans les systèmes multiphasés

Dans un convertisseur Buck multiphasé, le mode synchrone est préféré lorsque l'efficacité est critique, surtout pour des systèmes nécessitant une alimentation stable avec une faible ondulation de sortie. La réduction des pertes thermiques dans ce mode simplifie également la gestion thermique des systèmes à haute densité de puissance. En revanche, le mode asynchrone peut être utilisé dans des applications où les exigences de performance sont moindres, offrant une solution plus économique.

Et à partir de là, le choix entre les modes synchrone et asynchrone dépend des compromis spécifiques de l'application en termes de coût, de rendement, de complexité et de gestion thermique [6].

I.8 Contrôle des Convertisseurs DC-DC

Les convertisseurs DC-DC sont des éléments clés des systèmes électroniques de puissance, permettant l'adaptation et la régulation de niveaux de tension pour des applications variées. Cependant, leur performance dépend fortement de la stratégie de contrôle adoptée. Bien que les méthodes en boucle ouverte soient simples à mettre en œuvre, elles présentent des limitations importantes en pratique, notamment une sensibilité aux variations de charge, aux pertes de puissance et aux imperfections des composants [7]. Pour garantir une régulation précise et robuste, les systèmes en boucle fermée sont largement privilégiés [8], avec des approches allant des méthodes linéaires classiques aux techniques non linéaires avancées.

I.8.1 Méthodes de Contrôle Linéaire

I.8.1.1 Contrôle en Mode Tension (VMC)

Le contrôle en mode tension (VMC) est une méthode largement utilisée dans les convertisseurs DC-DC. Son principe repose sur la comparaison de la tension de sortie avec une référence fixe pour générer un signal d'erreur, qui est ensuite traité par un régulateur PI, PD ou PID afin d'ajuster le rapport cyclique [9]. Cette approche peut être implémentée sous forme analogique (via des amplificateurs opérationnels) ou numérique (via des microcontrôleurs). Bien que simple, le VMC présente des limitations en termes de dynamique et de robustesse face aux variations rapides de charge ou de tension d'entrée.

I.8.1.2 Contrôle en Mode Courant (CMC)

Le contrôle en mode courant (CMC) améliore les performances du VMC en introduisant une boucle interne de régulation du courant. La boucle externe, basée sur un régulateur PI, ajuste la tension de sortie, tandis que la boucle interne régule le courant dans l'inductance, offrant une réponse plus rapide et une protection intrinsèque contre les surintensités [10]. Le CMC est considéré comme une solution optimale pour les convertisseurs DC-DC, grâce à sa capacité à gérer les perturbations et à garantir une stabilité améliorée.

I.8.1.3 Contrôle Prédictif par Modèle (MPC)

Le contrôle prédictif par modèle (MPC) est une méthode avancée qui utilise un modèle du système pour prédire son comportement futur et optimiser les commandes en minimisant une fonction de coût. Proposé initialement pour les convertisseurs DC-DC par l'Université du Colorado [11], le MPC permet une régulation multi variable et une gestion efficace des contraintes. Ses avantages incluent une réponse dynamique rapide et une adaptabilité aux systèmes complexes, bien que sa complexité de calcul puisse limiter son utilisation dans certaines applications.

I.8.1.4 Contrôle à Temps Mort (DBC)

Le contrôle à temps mort (Deadbeat Control, DBC) vise à obtenir une réponse transitoire extrêmement rapide, stabilisant le système en une période de commutation. Cependant, cette approche peut entraîner des dépassements importants de la tension de sortie, nécessitant l'ajout de blocs anti-enroulement pour atténuer ces effets. Malgré son potentiel, le DBC reste peu utilisé en pratique en raison de sa sensibilité aux incertitudes de modèle [12].

I.8.2 Méthodes de Contrôle Non Linéaire

I.8.2.1 Contrôle par Mode Glissant (SMC)

Le contrôle par mode glissant (SMC) est une technique robuste développée pour les systèmes à structure variable. Elle force le système à suivre une trajectoire prédéfinie (surface de glissement), offrant une excellente réjection des perturbations et une réponse transitoire rapide [13]. Cependant, le SMC souffre du phénomène de « chattering » (oscillations haute fréquence), qui peut endommager les composants. Des variantes comme le SMC d'ordre supérieur ou l'utilisation de techniques de lissage ont été proposées pour atténuer ce problème [14].

I.8.2.2 Contrôle à Logique Floue (FLC)

Le contrôle à logique floue (FLC) utilise des règles heuristiques pour gérer les non-linéarités des convertisseurs DC-DC. Bien que robuste face aux variations de paramètres, le FLC nécessite une importante puissance de calcul pour les étapes de fuzzification et défuzzification, limitant son utilisation dans les applications nécessitant des temps de réponse rapides. Des méthodes d'optimisation, comme les algorithmes génétiques, ont été employées pour améliorer ses performances [15].

I.8.2.3 Contrôle H_{∞}

Le contrôle H_{∞} est une méthode robuste conçue pour les systèmes soumis à des incertitudes de modèle et des perturbations externes. Appliqué aux convertisseurs DC-DC, il permet une régulation stable de la tension et du courant, même en présence de variations importantes de charge. Son implémentation repose sur une structure à double boucle, combinant régulation de tension et partage de courant entre phases dans les convertisseurs multi phases [16].

I.8.2.4 Contrôle Adaptatif

Le contrôle adaptatif ajuste en temps réel les paramètres du régulateur pour compenser les variations de charge ou des paramètres du système. Une application notable concerne les convertisseurs élévateurs entrelacés pour piles à combustible, où une estimation en ligne de la charge permet d'optimiser le partage du courant entre les phases [17]. Cette approche garantit des performances stables malgré les incertitudes, mais sa complexité de mise en œuvre peut être un défi.

I.9 Conclusion

En conclusion, ce chapitre a présenté une étude des convertisseurs statiques DC-DC, en mettant l'accent sur les architectures multi phasés et leurs avantages en termes d'efficacité, de réduction des ondulations et de fiabilité. Les différentes topologies, notamment les configurations série et parallèle, ont été analysées, ainsi que leurs modes de fonctionnement synchrone et asynchrone. Les méthodes de contrôle, linéaires et non linéaires, ont été examinées pour optimiser les performances des convertisseurs. L'Avantages des systèmes monophasés et multi phasés offrent une meilleure gestion thermique, une répartition équilibrée de la puissance et une continuité de service supérieure. Les applications pratiques, telles que les énergies renouvelables et les véhicules électriques, bénéficient grandement de ces avancées.

CHAPITRE II

Modélisation D'un Convertisseur

Multi Phasé De Type Buck

II.1 Introduction

Ce chapitre aborde la modélisation et la simulation de deux topologies de convertisseurs DC-DC de type Buck : la topologie basique et la topologie multi phasé à quatre phases. Dans un premier temps, nous élaborons le modèle statique d'un convertisseur Buck monophasé, avant d'étendre cette analyse à une structure à quatre phases. En outre, un modèle dynamique est également développé, intégrant les variations temporelles et les phénomènes transitoires liés au fonctionnement du convertisseur. Les simulations effectuées sous MATLAB/Simulink incluent la visualisation et l'observation de plusieurs grandeurs, accompagnées d'une interprétation détaillée.

II.2 Modèle statique

Cette partie est dédiée à la modélisation des équations du convertisseur Buck, pour l'architecture, en situation statique.

La Figure (II.1) représente le schéma électrique d'un hacheur Buck. En considérant les interrupteurs comme idéaux, le convertisseur peut être représenté par le schéma simplifié de la Figure (II.2)

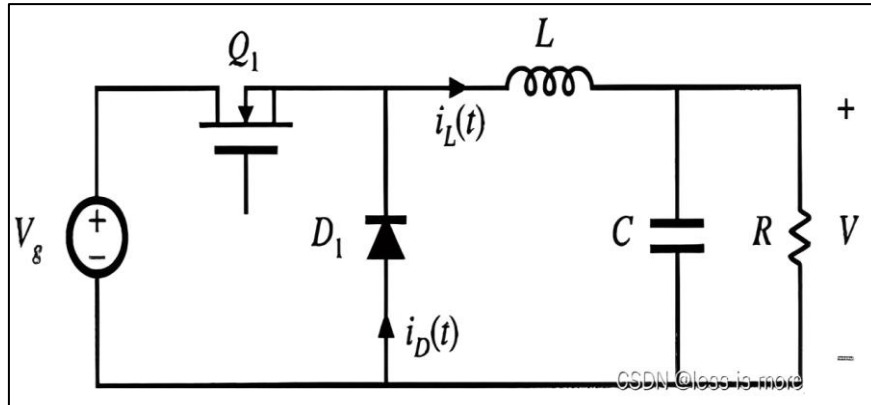


Figure.II 1. Schéma électronique d'un hacheur Buck

Le mode de fonctionnement durant une période est :

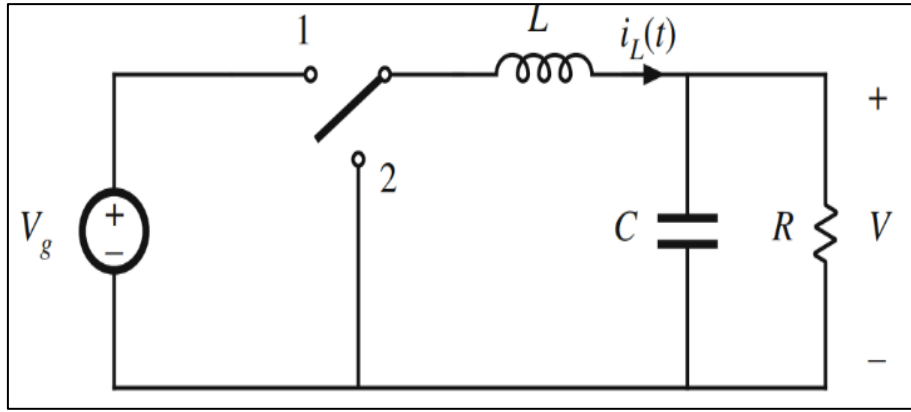


Figure.II 2. Convertisseur Buck avec interrupteurs idéaux

Le convertisseur Buck opère en deux états distincts par période de commutation T_s , définies par le rapport cyclique D .

1. $0 < t < DT_s$, interrupteur est en position 1
2. $DT < t < T_s$, interrupteur est en position 2

➤ **Phase 1 : Interrupteur Fermé** $0 < t < DT_s$:

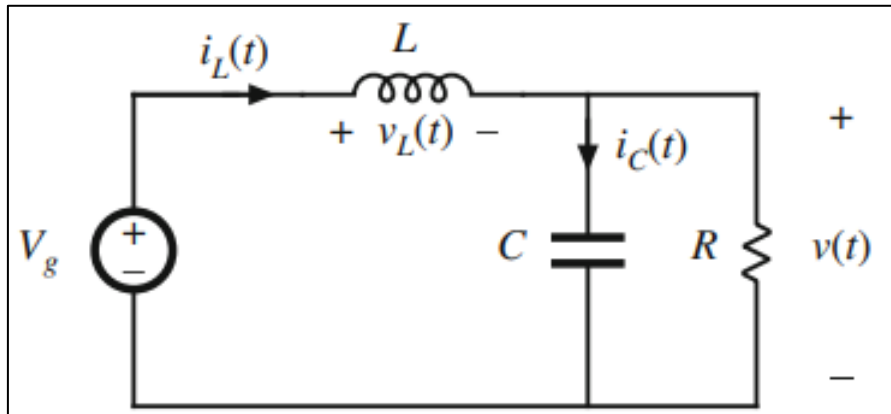


Figure.II 3 Convertisseur Buck état 1

En négligeant de perturbations, les équations données :

$$V_L(t) = V_g - V(t) \quad (\text{Tension aux bornes de } L) \quad (\text{II.1})$$

$$V_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} \quad (\text{II.2})$$

$$V_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} = V_g - V(t) \quad (\text{II.3})$$

$$I_C(t) = I_L(t) - \frac{V(t)}{R} \quad (\text{Courant dans C}) \quad (\text{II.4})$$

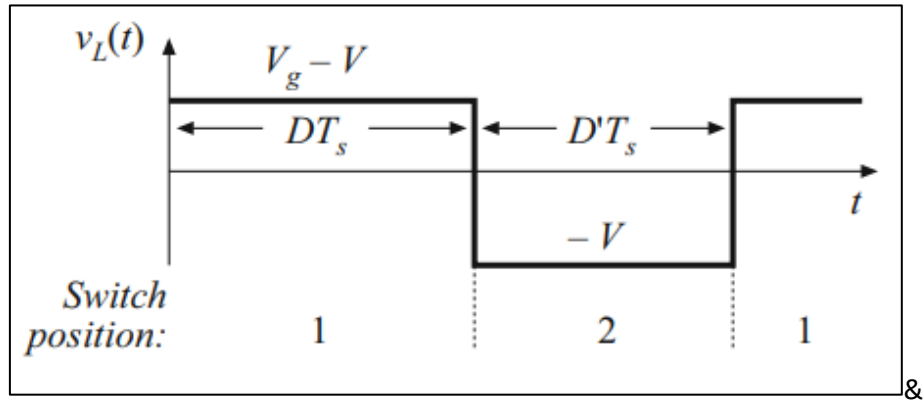


Figure.II 4 Forme d'onde de tension d'inductance, convertisseur Buck

➤ **Phase 2 : Interrupteur Ouvert** $DT_s < t < T_s$

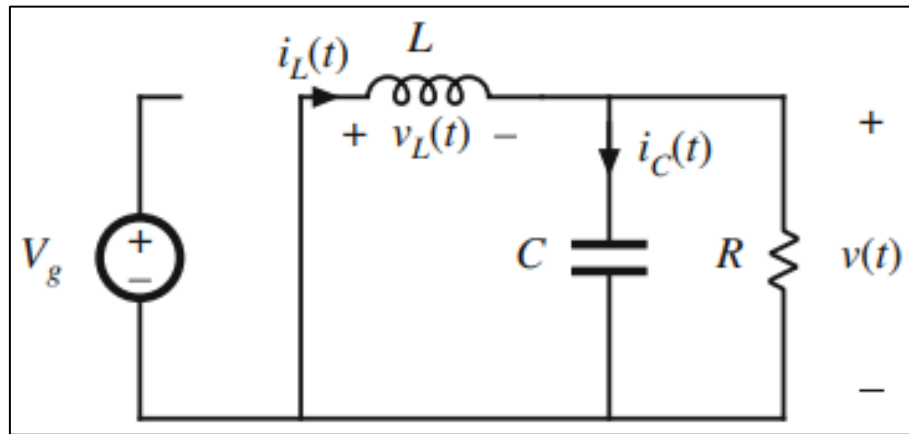


Figure.II 5 Convertisseur Buck état 2

En négligeant les perturbations, on trouve :

$$V_L(t) = -V(t) \quad (\text{Tension aux bornes de L}) \quad (\text{II.5})$$

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

$$I_C(t) = -\frac{V(t)}{R} \quad (\text{Courant dans C}) \quad (\text{II.6})$$

Les formes d'onde de la tension i_L Figure (II.6) et du courant i_C Figure (II.7) sur une période sont illustrées ci-dessous.

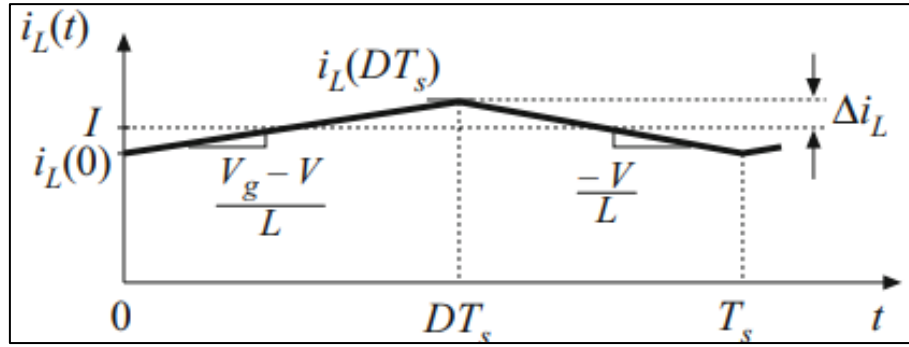


Figure.II 6 Forme d'onde du courant d'inductance

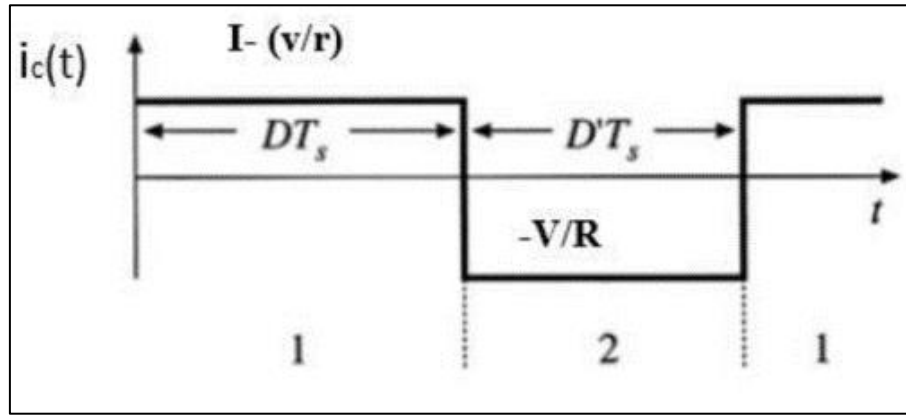


Figure.II 7 Forme d'onde du courant aux bornes du condensateur

En régime permanent, nous appliquons deux principes fondamentaux :

Balance volt-secondes de l'inductance : La tension moyenne aux bornes de l'inductance sur une période doit être nulle.

$$\langle V_L \rangle = \frac{1}{T_s} \left[\int_0^{DT_s} (V_g - V) dt + \int_{DT_s}^{T_s} (-V) dt \right] = 0 \quad (\text{II.7})$$

$$\langle V_L \rangle = 0 = \frac{1}{T_s} [DT_s(V_g - V) + (1 - D)T_s(-V)] \quad (\text{II.8})$$

En simplifiant :

$$D(V_g - V) - (1 - D)V = 0 \quad (\text{I.9})$$

$$DV_g - DV - V + DV = 0 \quad (\text{II.10})$$

$$DV_g - V = 0 \quad (\text{II.11})$$

$$V = DV_g \quad (\text{II.12})$$

Balance ampère-secondes du condensateur : Le courant moyen dans le condensateur sur une période doit être nul.

$$\langle I_C \rangle = \frac{1}{T_s} \left[\int_0^{DT_s} \left(I_L - \frac{V}{R} \right) dt + \int_{DT_s}^{T_s} \left(-\frac{V}{R} \right) dt \right] = 0 \quad (\text{II.13})$$

$$\langle I_C \rangle = 0 = \frac{1}{T_s} \left[DT_s \left(I_L - \frac{V}{R} \right) + (1 - D) T_s \left(-\frac{V}{R} \right) \right] \quad (\text{II.14})$$

En simplifiant :

$$D \left(I_L - \frac{V}{R} \right) - (1 - D) \frac{V}{R} = 0 \quad (\text{II.15})$$

$$DI_L - D \frac{V}{R} - \frac{V}{R} + D \frac{V}{R} = 0 \quad (\text{II.16})$$

$$DI_L = \frac{V}{R} \quad (\text{II.17})$$

$$I_L = \frac{V}{DR} \quad (\text{II.18})$$

II.3 Modèle dynamique

Il est nécessaire d'effectuer une linéarisation du système autour d'un point de fonctionnement (Small signal analyses) [24].

Les grandeurs du convertisseur sont définies par

$$\begin{aligned} v_g(t) &= V_g + \tilde{v}_g \\ d(t) &= D + \tilde{d} \\ v(t) &= V + \tilde{v} \\ i(t) &= I + \tilde{i} \\ v_L(t) &= V_L + \tilde{v}_L \end{aligned} \quad (\text{II.19})$$

D'après l'analyse du convertisseur statique on peut écrire les équations moyennées :

$$\langle v_L \rangle = [d \cdot (v_g - v) + (1 - d) \cdot (-v)] \quad (\text{II.20})$$

$$\langle i_c \rangle = [d \cdot \left(i - \frac{V}{R} \right) + (1 - d) \cdot \left(-\frac{V}{R} \right)] \quad (\text{II.21})$$

On remplace les variables de l'équation (II.19) dans l'équation (II.20) et (II.21) :

$$L \frac{d\langle I + \tilde{i} \rangle}{dt} = (D + \tilde{d})[(V_g + \tilde{v}_g) - (V + \tilde{v})] + (D' - \tilde{d})(-V - \tilde{v}) \quad (\text{II.22})$$

$$L \frac{d\langle V + \tilde{v} \rangle}{dt} = (D + \tilde{d}) \left[(I + \tilde{i}) - \frac{(V + \tilde{v})}{R} \right] + (D' - \tilde{d}) \left(\frac{-V - \tilde{v}}{R} \right) \quad (\text{II.23})$$

$$L \frac{d\langle I + \tilde{i} \rangle}{dt} = \underbrace{\left\{ DV_g + DV + D'V \right\}}_{\text{DC terms}} + \underbrace{\left\{ \tilde{d}V_g - \tilde{d}\tilde{v} + \tilde{d}\tilde{v} \right\}}_{\text{équation 2^{ème} ordre}} + \underbrace{\left\{ D\tilde{v}_g + D\tilde{v} + \tilde{d}V_g - \tilde{d}V - D'\tilde{v} + \tilde{d}V \right\}}_{\text{équation 1^{er} ordre}} \quad (\text{II.24})$$

$$\begin{aligned} < C \frac{d\langle V + \tilde{v} \rangle}{dt} > = \underbrace{\left\{ DI - D \frac{V}{R} - D'V \right\}}_{\text{DC terms}} - \underbrace{\left\{ D\tilde{i} - D \frac{\tilde{v}}{R} + I\tilde{d} - \tilde{d} \frac{V}{R} - D' \frac{V}{R} \right\}}_{\text{équation 1^{er} ordre}} - \\ & \underbrace{\left\{ \tilde{d}\tilde{i} - \frac{\tilde{v}}{R}\tilde{d} + \frac{\tilde{v}}{R}\tilde{d} \right\}}_{\text{équation 2^{ème} ordre}} \end{aligned} \quad (\text{II.25})$$

Pour obtenir un modèle linéarisé autour du point de fonctionnement, nous conservons uniquement les termes du premier ordre et négligeons les termes d'ordre supérieur.

Donc Les équations (II.24) et (II.25) deviennent :

$$L \frac{d\tilde{i}}{dt} = D\tilde{v}_g - \tilde{v} + \tilde{d}V_g \quad (\text{II.26})$$

$$C \frac{d\tilde{v}}{dt} = -\frac{\tilde{v}}{R} + D\tilde{i} + \tilde{d}I \quad (\text{II.27})$$

À partir des équations (II.26) et (II.27), nous pouvons déduire le schéma canonique de notre convertisseur Buck (hacheur série) [24].

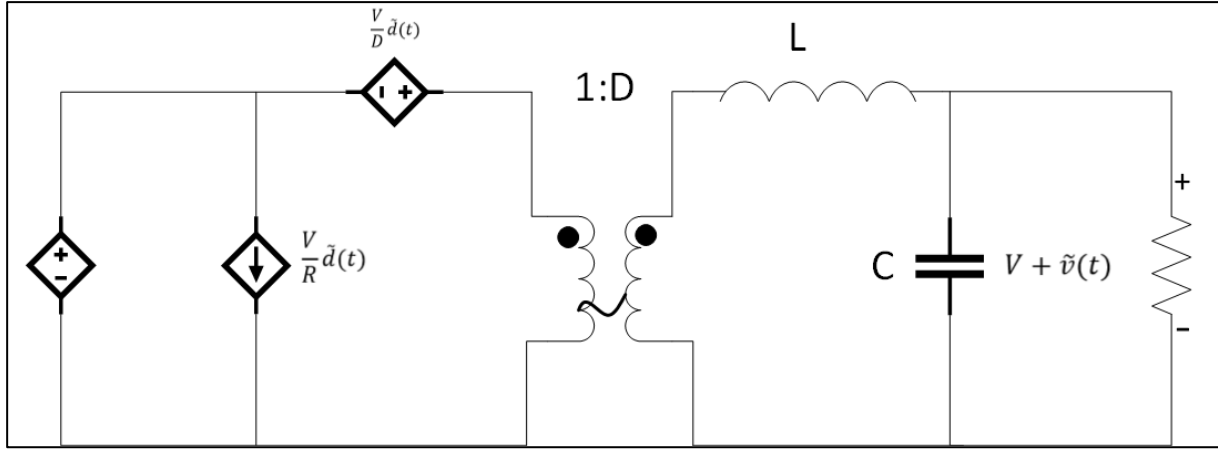


Figure.II 8 Le schéma canonique de notre convertisseur Buck

II.4 Fonction De Transfer

Dans cette partie, les fonctions de transfert de convertisseur seront étudiées. Nous considérons le cas où la sortie $\tilde{v}$ dépend de v_g et $\tilde{d}$. En s'appuyant sur le schéma canonique, nous allons analyser et développer la fonction de transfert d'un convertisseur Buck DC-DC [25].

$$\tilde{v} = G_{vd}\tilde{d}(s) + G_{vg}v_g(s) \quad (\text{II.28})$$

$$G_d = \left. \frac{v(s)}{d(s)} \right|_{v_g(s)=0} \quad (\text{II.29})$$

$$G_v = \left. \frac{v(s)}{v_g(s)} \right|_{d(s)=0} \quad (\text{II.30})$$

$$G_{vg}(s) = \left. \frac{\hat{v}(s)}{\hat{v}_g(s)} \right|_{\hat{d}(s)=0} = \frac{D}{1 + s\frac{R}{L} + s^2LC} \quad (\text{II.31})$$

$$G_{vd}(s) = \left. \frac{\hat{v}(s)}{d(s)} \right|_{\hat{v}_g(s)=0} = \frac{\frac{V}{D}}{1 + s\frac{R}{L} + s^2LC} \quad (\text{II.32})$$

II.5 Le cahier de charge

Les paramètres des convertisseurs sont illustrés dans le Tableau (II.1).

Grandeurs	V _{in} (v)	V _{out} (v)	R (Ω) Pour une phase	R (Ω) pour quatre phases	C (mF)	L (mH)	Fr(KHz)
Buck	12	1.5	0.06	0.015	220	2	420

Tableau II. 1 Paramètre des convertisseurs Buck

II.6 Calcul et choix des éléments

Rapport cyclique (D)

$$D = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1.5}{12} = 0.125 \quad (\text{II.33})$$

Période de fonctionnement (T)

$$T = \frac{1}{f_r} = \frac{1}{420 \times 10^3} = 2.38 \mu s \quad (\text{II.34})$$

Temps de conduction (t_{on})

$$t_{on} = D \cdot T = 0.125 \cdot 2.38 \mu s = 0.298 \mu s \quad (\text{II.35})$$

Courant moyen à travers l'inductance (I_{Lmoy})

$$I_{Lmoy} = I_L = \frac{V_{out}}{R} = \frac{1.5}{0.06} = 25 \text{ A} \quad (\text{II.36})$$

Ondulation relative de la tension de sortie (ΔV₀)

$$\Delta V_{out} = 5\% \cdot V_{out} = 0.05 \cdot 1.5 = 0.075 \text{ V} \quad (\text{II.37})$$

Ondulation relative du courant de sortie (ΔI₀)

$$\Delta I_L = 5\% \cdot I_L = 0.05 \cdot 25 = 1.25 \text{ A} \quad (\text{II.38})$$

II.7 Simulation de Convertisseur Buck en boucle ouvert

Le convertisseur Buck classique en boucle ouverte est représenté dans la figure (II.9). Il se compose d'une inductance de lissage de courant L, d'un condensateur de filtrage de tension de

sortie C, d'une diode D et d'un interrupteur de type MOSFET, commandé par un signal d'entrée MLI.

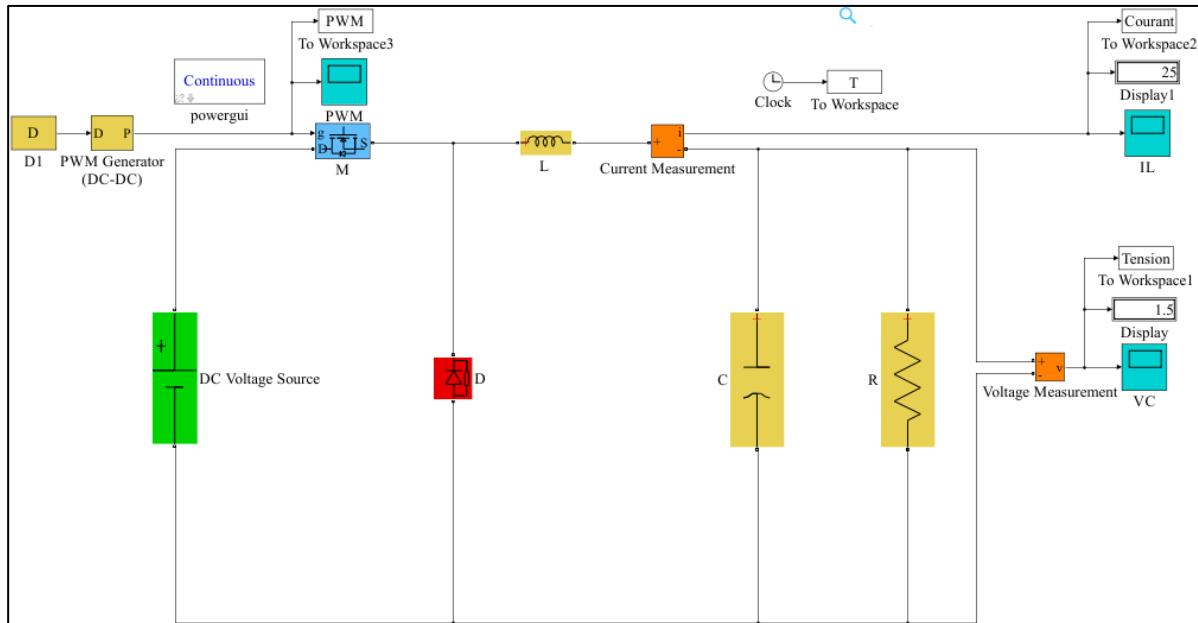


Figure.II 9 Schéma bloc de Convertisseur Buck en boucle ouvert

II.7.1 Résultats de simulation

On a simulé le montage du convertisseur Buck classique en utilisant les paramètres indiqués dans le tableau (2.1). Les formes d'onde des signaux de commande ainsi que le courant et la tension de sortie ont été déterminés et sont présentés dans les figures (II.10), (II.11) et (II.12).

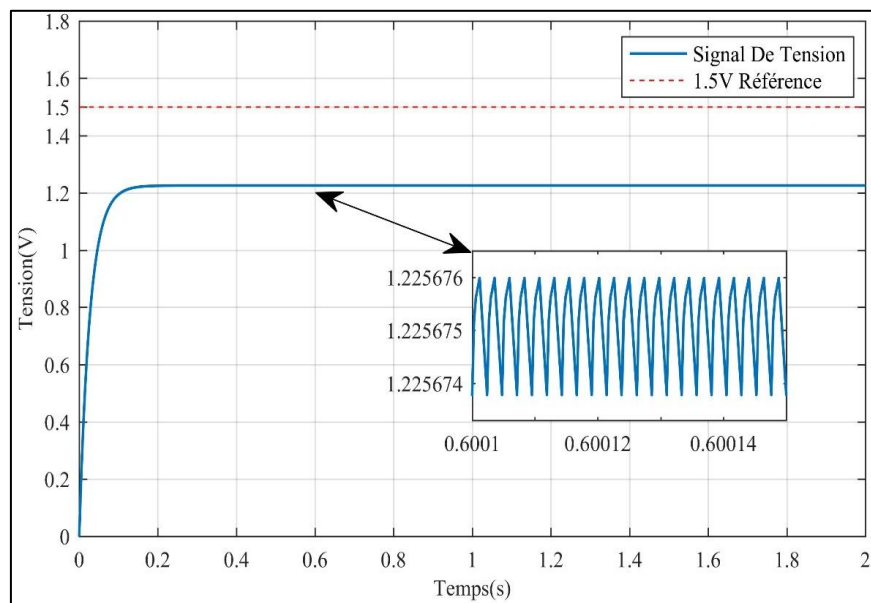


Figure.II 10 Allure de la tension de sortie d'un convertisseur Buck en boucle ouverte

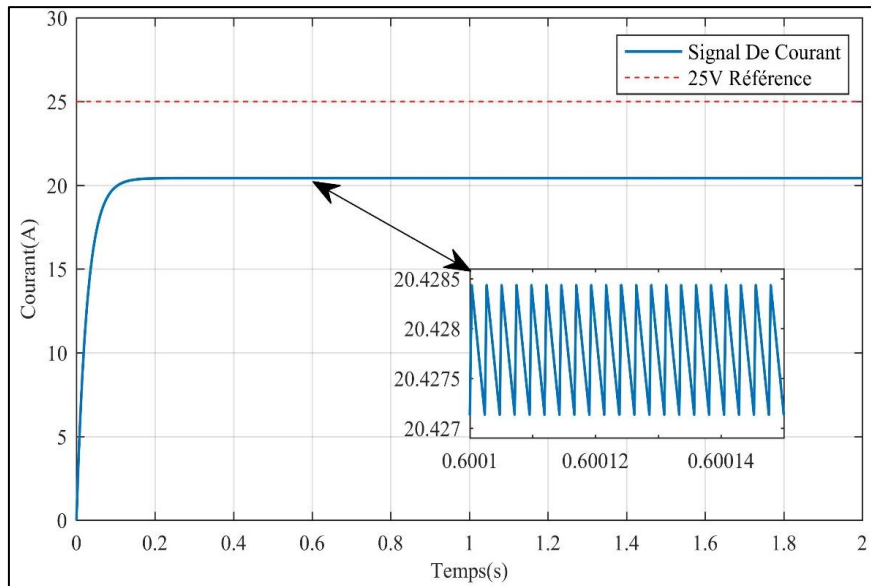


Figure.II 11 Allure du courant de sortie d'un convertisseur Buck en boucle ouverte

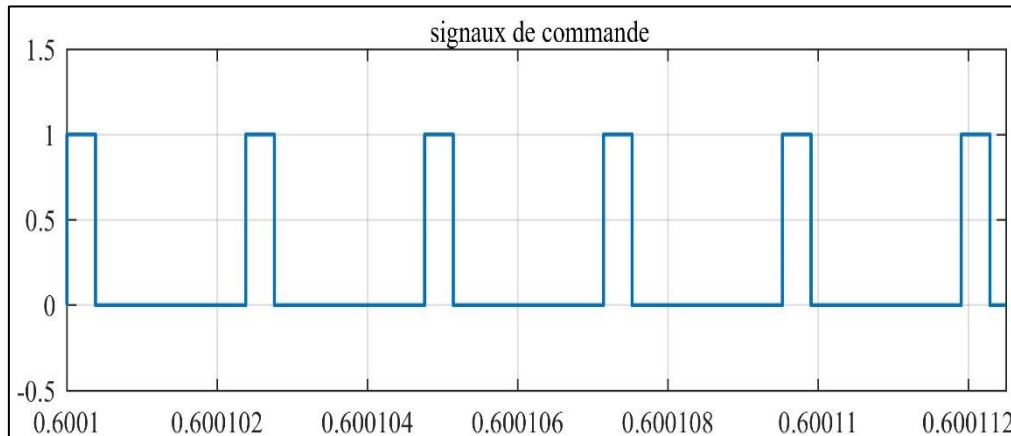


Figure.II 12 Signal de porteuse et signal de commande MLI

II.7.2 Interprétation des résultats

- La figure (II.10) montre que la tension de sortie du convertisseur Buck en boucle ouverte se stabilise autour de 1.2256 V.

- La figure (II.11) représente le courant de sortie à 20.43 avec des oscillations de ± 1 mA,

Dans un convertisseur Buck en boucle ouverte et sans régulateur, des écarts sont constatés entre les valeurs attendues et celles mesurées pour le courant et la tension de sortie. L'apparition de ces différences est due à la présence de pertes.

II.8 Simulation en boucle ouverte d'un Buck a quatre phases

Sur le même principe que le Buck classique, une chaîne de régulation sera intégrée afin de comparer sa sortie avec les quatre signaux générés par les porteuses, permettant ainsi de produire des signaux MLI pour commander les quatre interrupteurs.

Le schéma général du convertisseur Buck multi phasé à quatre branches on boucle ouverte est présenté à la Figure (II.13).

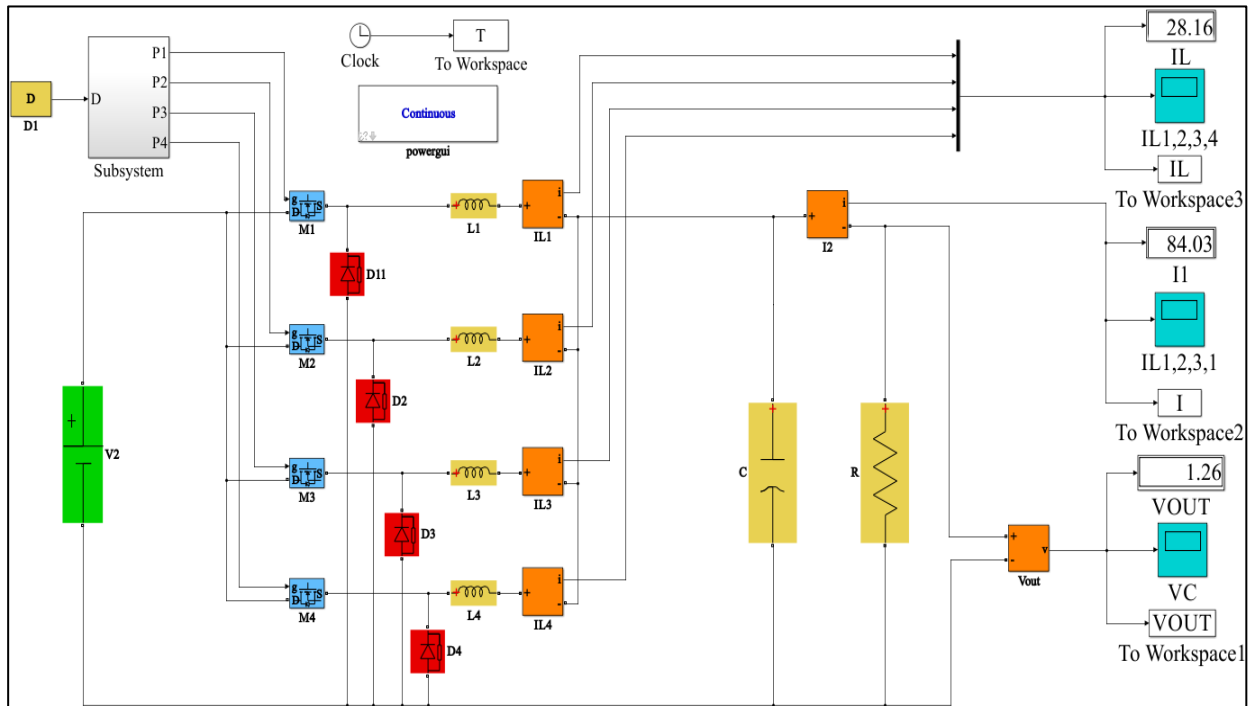


Figure.II 13 Schéma bloc de Convertisseur Buck multi phasé (quatre phases)

II.8.1 Résultats de simulation

On a simulé le montage du convertisseur Buck multi phasé en utilisant les paramètres indiqués dans le tableau (2.1). Les formes d'onde de la tension et le courant de sortie et courants d'inductions ainsi que signaux de commande ont été déterminés et sont présentés dans les figures (II.14), (II.15) et (II.16) (II.17).

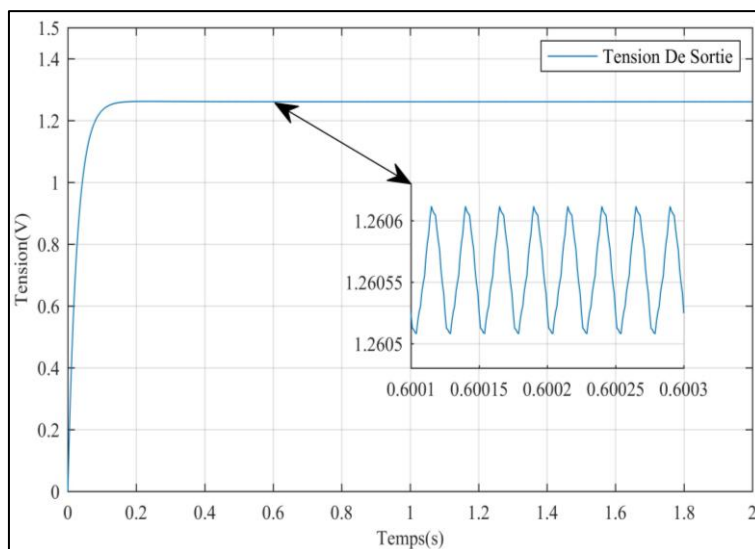


Figure.II 14 Tension de sortie Vout de Buck multiphasé à quatre branches

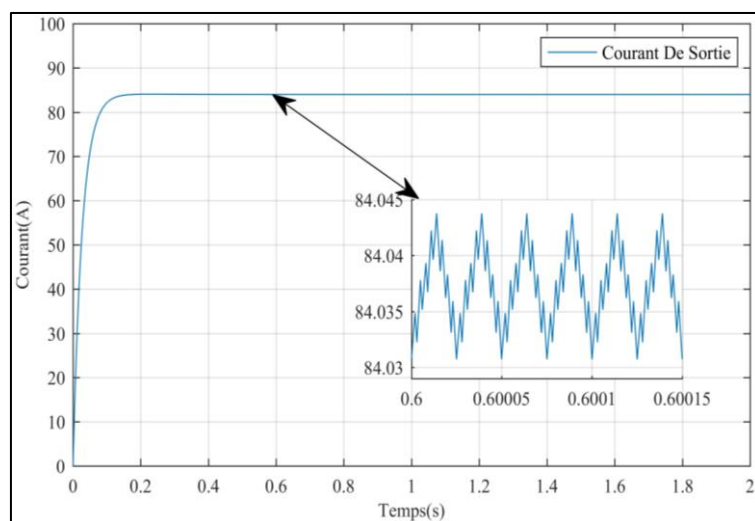


Figure.II 15 Courant de sortie I de Buck multiphasé à quatre branches

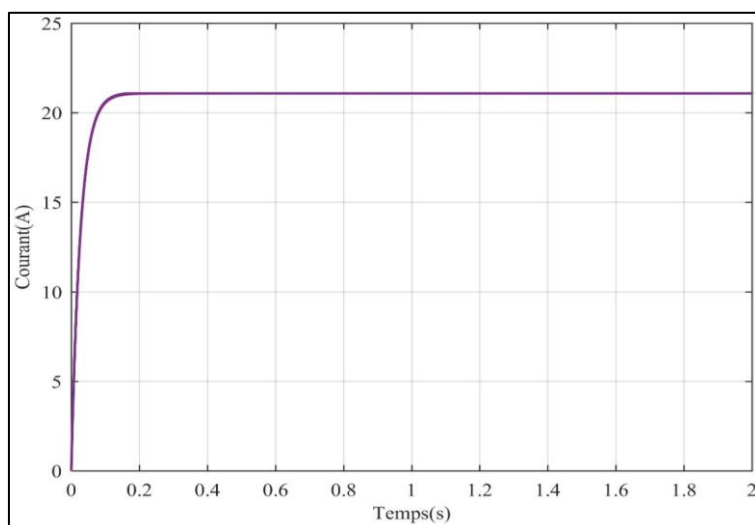


Figure.II 16 Courants d'inductances de Buck multiphasés à quatre branches

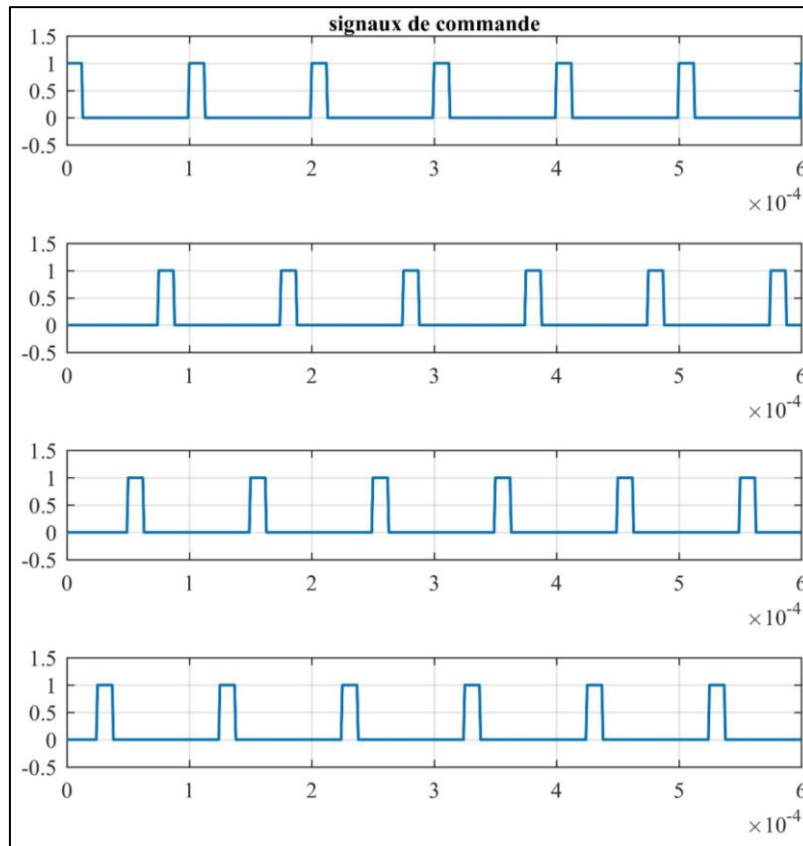


Figure.II 17 Signaux de commande de quatre interrupteurs avec déphasage

II.8.2 Interprétation des résultats

La Figure (II.14) illustre le Tension de Sortie (V_{out}) : Le graphique présenté montre que la tension de sortie converge rapidement vers 1.25. Un zoom sur la courbe révèle une légère ondulation à égale à (0.38) V.

La Figure (II.15) Courant de sortie (I) : Le déphasage de 90° permet l'annulation partielle des harmoniques, la réduction de l'ondulation égale à (0.1) A grâce au déphasage.

La Figure (II.16) illustre les Courants des Phases (IL1, IL2, IL3, IL4) : Les courants des quatre phases atteignent une valeur stable de 24A de manière équilibrée. Le zoom met en évidence le déphasage de $\pi/2$ entre chaque phase.

La Figure (II.17) illustre les signaux de commande des quatre interrupteurs présentant un déphasage, une technique fréquemment employée dans le convertisseur multi phasé, Ce déphasage, de 90° pour quatre phases, permet de réduire significativement l'ondulation du courant de sortie

II.9 Commande Du Convertisseur Buck En Boucle Fermée

II.9.1 Le contrôle en mode courant

Le contrôle en mode courant est une méthode de régulation utilisée dans les convertisseurs de puissance, combinant deux boucles de contrôle : une boucle externe pour la tension de sortie et une boucle interne pour le courant d'inductance. La boucle externe génère une référence de courant basée sur la tension souhaitée, tandis que la boucle interne ajuste le rapport cyclique pour réguler précisément le courant dans l'inductance. Cette approche, comme « le peak curent mode control », offre une meilleure stabilité et protège les composants (comme le MOSFET) contre les surintensités, contrairement au contrôle en mode tension qui ne régule que la sortie sans maîtriser directement le courant.

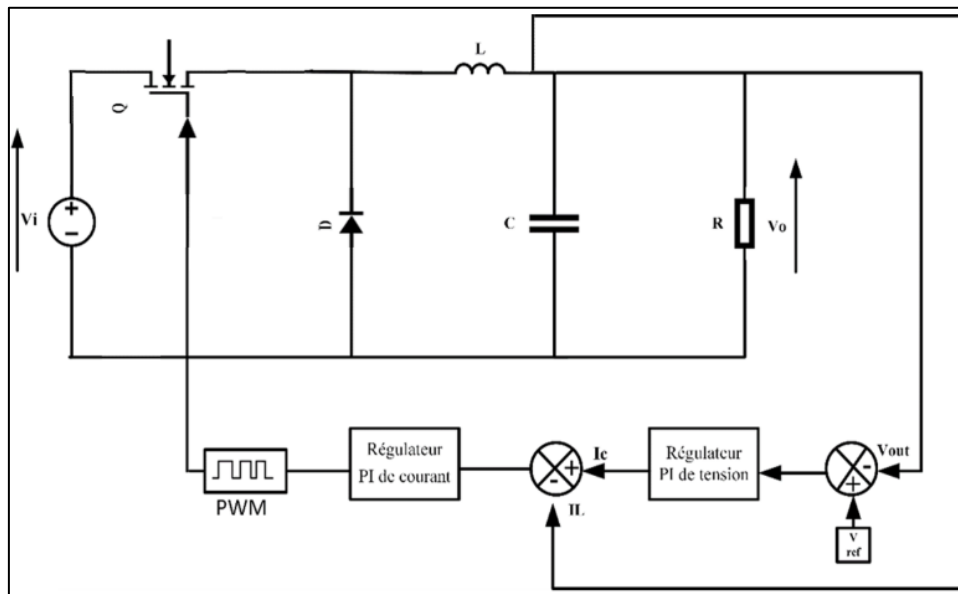


Figure.II 18 Schéma synoptique de La Commande en mode courant de Buck

Dans cette partie, nous allons synthétiser Le contrôle en mode courant En utilisant le régulateur PI, qu'on va les utiliser pour commander les convertisseurs Buck.

II.9.2 Modelé basique base sur une méthode algébrique

La représentation linéaire du convertisseur Buck à une phase s'exprime comme suit :

$$L \frac{d\tilde{i}(t)}{dt} = D\tilde{v}_g(t) - \tilde{v}(t) + \tilde{d}(t)V_g \quad (\text{II.39})$$

$$C \frac{d\tilde{v}(t)}{dt} = -\frac{\tilde{v}(t)}{R} + D\tilde{i}(t) + I\tilde{d}(t) \quad (\text{II.40})$$

Les équations, sous des conditions initiales nulles, se convertissent en utilisant la méthode de Laplace comme suit :

$$sL\tilde{i}(s) = D\tilde{v}_g(s) - \tilde{v}(s) + \tilde{d}(s)V_g \quad (\text{II.41})$$

$$sC\tilde{V}(s) = -\frac{\tilde{V}(s)}{R} + D\tilde{I}(s) + I\tilde{d}(s) \quad (\text{II.42})$$

Maintenant, grâce à cette approximation, il est désormais possible d'établir une corrélation entre le courant de commande et le rapport cyclique comme suit :

$$sL\tilde{i}(s) = D\tilde{v}_g(s) - \tilde{v}(s) + \tilde{d}(s)V_g \quad (\text{II.43})$$

$$\tilde{d}(s) = \frac{sL\tilde{i}(s) - D\tilde{v}_g(s) + \tilde{v}(s)}{V_g} \quad (\text{II.44})$$

$$sC\tilde{V}(s) = -\frac{\tilde{V}(s)}{R} + D\tilde{I}(s) + I \cdot \frac{sL\tilde{i}(s) - D\tilde{v}_g(s) + \tilde{v}(s)}{V_g} \quad (\text{II.45})$$

Ces équations peuvent être utilisées pour concevoir un schéma représentant le modèle linéaire du convertisseur Buck, établissant ainsi la relation entre ses entrées et ses sorties [25].

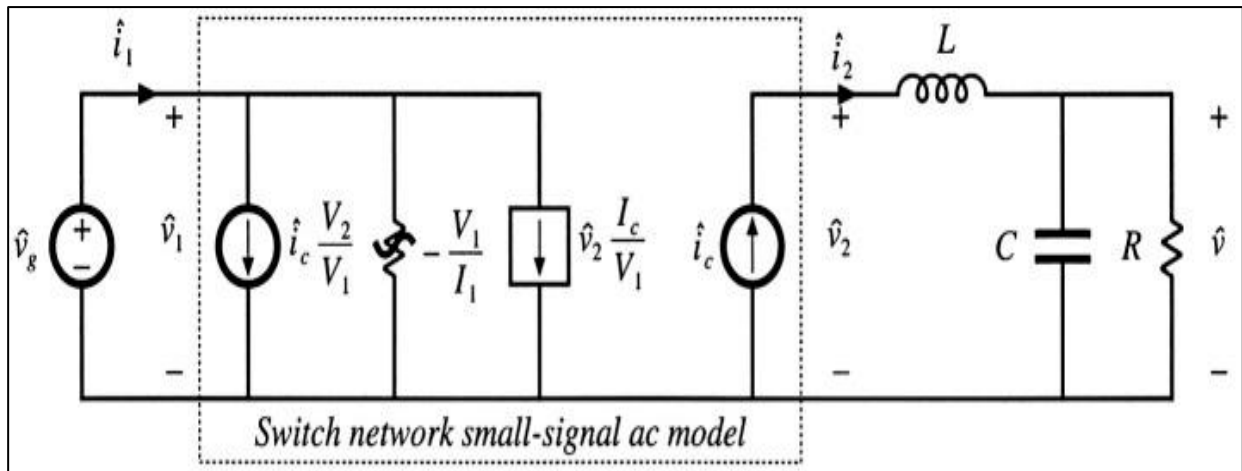


Figure.II 19 Schéma a double port pour la modélisation du convertisseur Buck

II.9.3 Fonction de transfert de la boucle de tension

La fonction de transfert suivante décrit la relation entre la tension de sortie et le courant de commande :

$$G_{vd}(s) = \frac{\hat{v}_{out}}{\hat{i}_c} = \frac{V}{D} \frac{1}{den(s)} \quad (II.46)$$

$$den(s) = 1 + s \frac{L}{R} + s^2 LC \quad (II.47)$$

$$G_{vd}(s) = \frac{\frac{V}{D}}{1 + s \frac{L}{R} + s^2 LC} \quad (II.48)$$

La fonction de transfert suivante exprime la relation entre le courant et le rapport cyclique d [25] :

$$G_{id}(s) = \frac{\hat{i}_c}{\hat{d}} = \frac{V_{out}}{DR} \cdot \frac{1 + sRC}{den(s)} \quad (II.49)$$

$$den(s) = 1 + s \frac{L}{R} + s^2 LC \quad (II.50)$$

$$G_{id}(s) = \frac{V_{out}}{DR} \cdot \frac{1 + sRC}{1 + s \frac{L}{R} + s^2 LC} \quad (II.51)$$

II.9.4 Correcteur à action Proportionnelle-Intégrale PI

Le correcteur PI combine une action proportionnelle et une action intégrale pour accélérer la correction des écarts tout en supprimant l'erreur statique.

La relation entre la sortie $U(t)$ du régulateur et le signal d'erreur $\varepsilon(t)$ s'exprime généralement comme suit :

$$U(t) = K_p \cdot \varepsilon(t) + K_i \int_0^t \varepsilon(\tau) d\tau \quad (II.52)$$

En appliquant la transformée de Laplace, on obtient :

$$U(s) = \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) \cdot \varepsilon(s) \quad (II.53)$$

Cette combinaison permet une correction précise et efficace, mais un mauvais réglage de K_p et K_i peut provoquer des oscillations ou une instabilité globale du système.

II.9 Simulation de Buck classique et Buck multi phasé par un régulateur PI

Pour améliorer les résultats trouvables précédemment, il doit insérer une chaine de régulation de correcteur PI

II.9.5 Paramètres du régulateur PI

Le régulateur PI est défini par deux paramètres principaux : la constante proportionnelle K_p et la constante intégrale K_i . Ces valeurs, spécifiées dans le tableau suivant, déterminent la réponse et la stabilité du système de régulation.

Régulateur PI	Régulateur de tension	Régulateur de courant
K_p	0.125	1.93
K_i	1320	14150

Tableau II. 2 Paramètres de régulation

II.10 Buck classique

Le schéma global du convertisseur Buck classique avec régulateur PI est présenté à la Figure (II.20). La tension de sortie V_{out} est comparée à une tension de référence fixée, et la différence entre ces deux valeurs génère une erreur qui est envoyée au régulateur PI. Ensuite, la sortie de ce régulateur est comparée au courant d'entrée I_L du convertisseur, produisant une autre erreur également traitée par un second régulateur PI. La sortie finale de ce régulateur sert à générer un signal PWM qui contrôle le fonctionnement du convertisseur Buck.

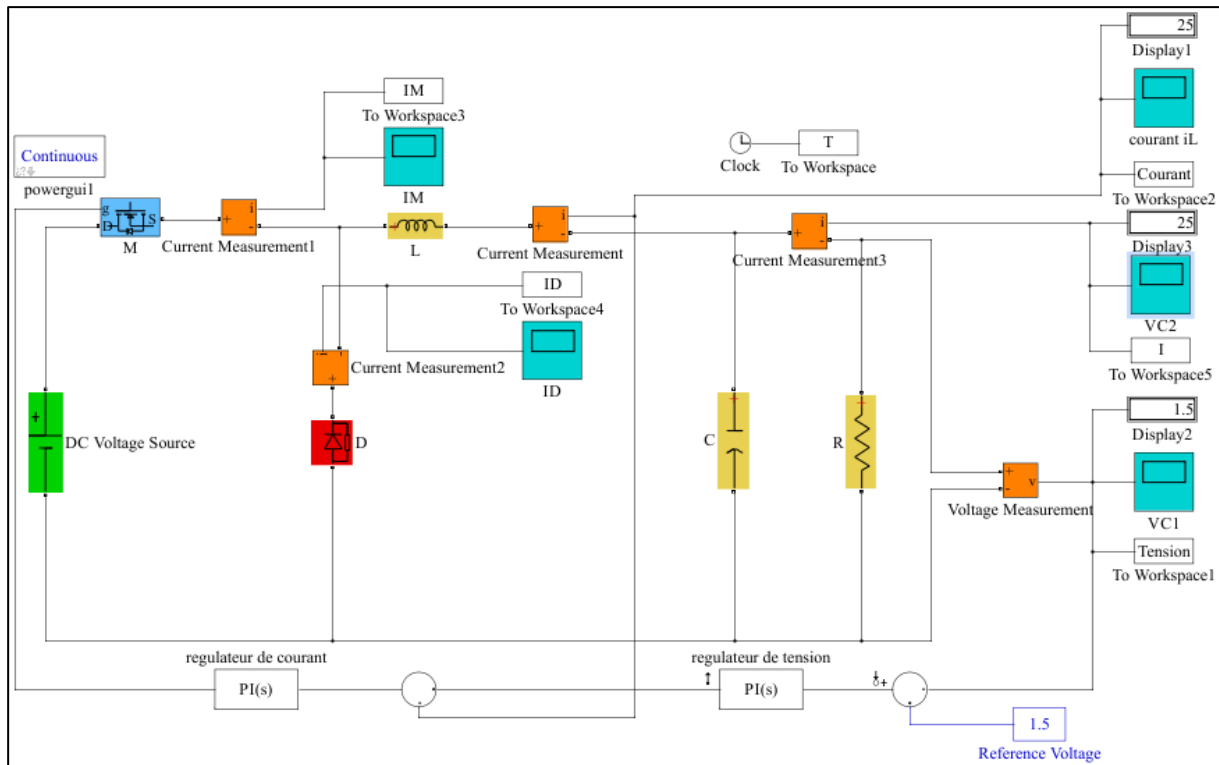
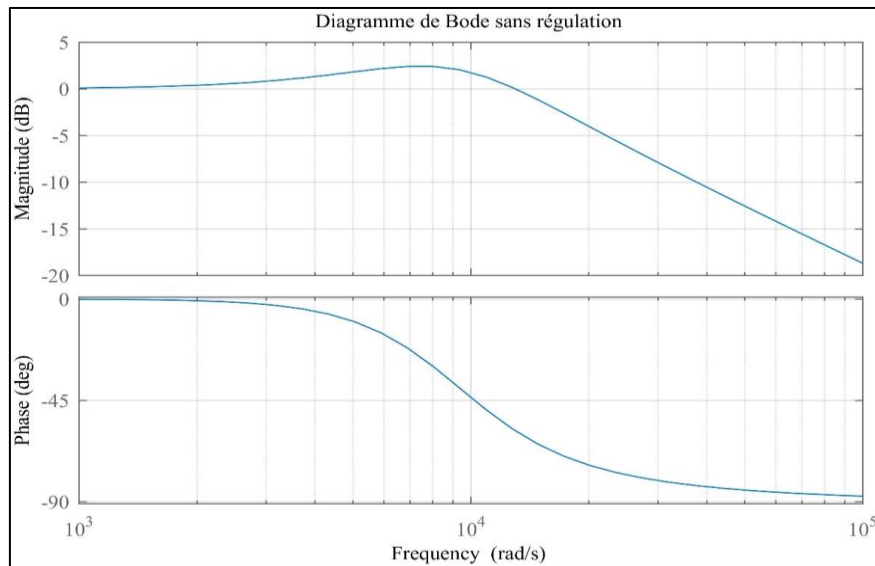


Figure.II 20 Schéma bloc de convertisseur Buck classique avec régulateur PI

II.10.1 Diagramme de Bode

Les figures (II.21) et (II.22) Représentent respectivement la réponse fréquentielle de la fonction de transfert G_{id} boucle fermée du convertisseur Buck, avec et sans réglage.

Figure.II 21 Réponse fréquentielle de la fonction de transfert G_{id} sans régulation

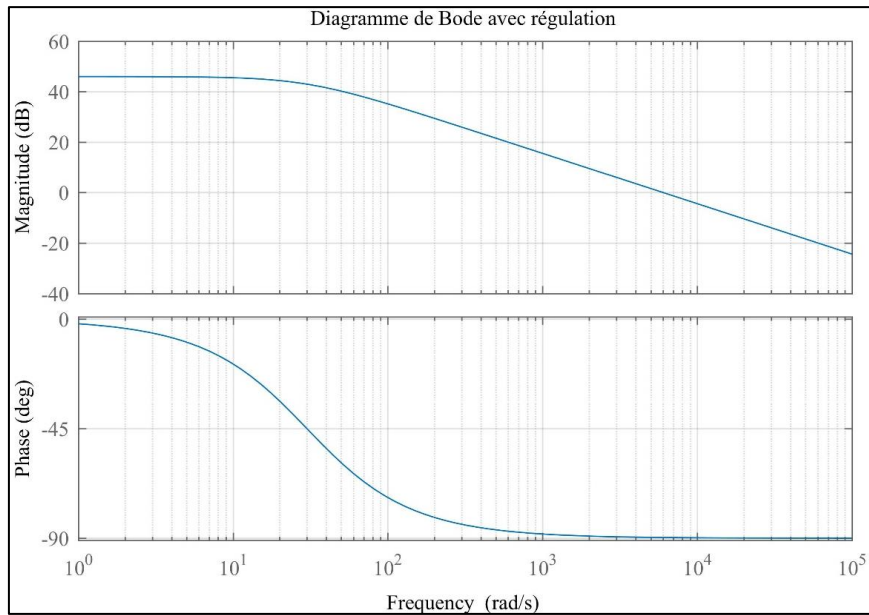


Figure.II 22 Réponse fréquentielle de la fonction de transfert G_{id} avec régulation

On constate que l'augmentation du gain permet d'augmenter la fréquence qui garantit une grande marge de fréquence, de point de vue poursuite les sorties suivent leurs références avec une très bonne dynamique. Un tel régulateur est utile pour améliorer la réponse en basses fréquences.

Les figures (II.23) et (II.24) Représentent respectivement la réponse fréquentielle de la fonction de transfert G_{vd} en boucle fermée du convertisseur Buck, avec et sans réglage.

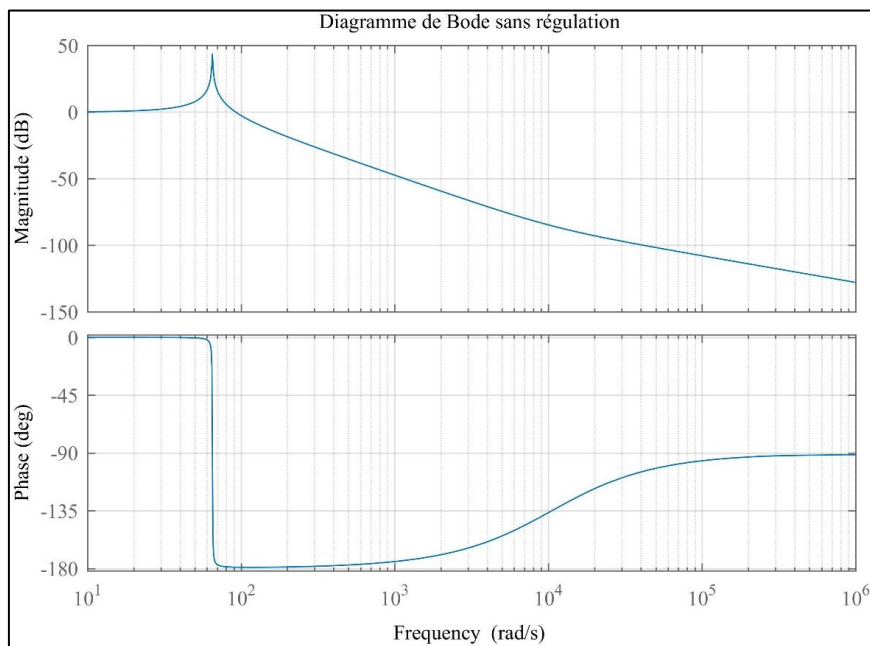


Figure.II 23 Réponse fréquentielle de la fonction de transfert G_{vd} sans régulation

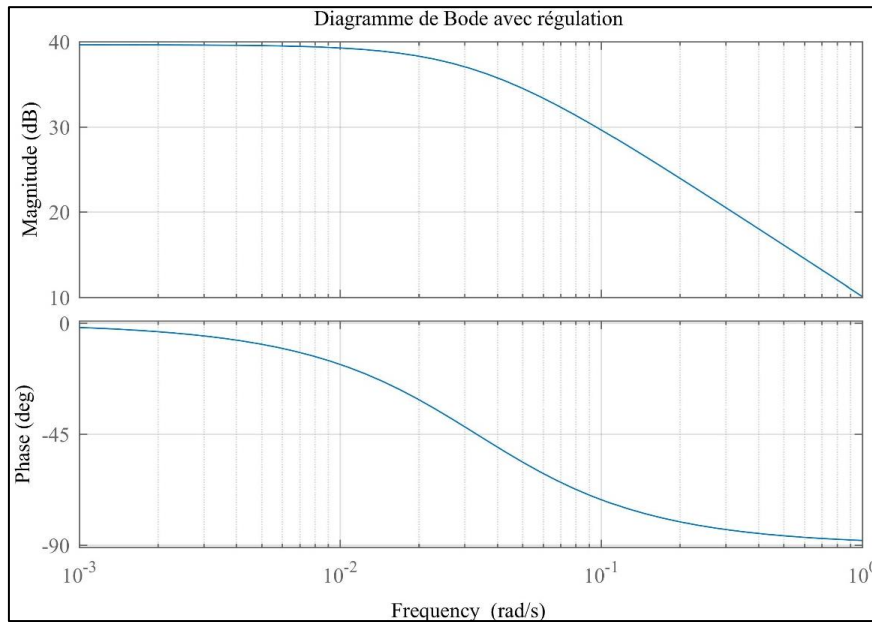


Figure.II 24 Réponse fréquentielle de la fonction de transfert G_{vd} avec régulation

L'intégration du régulateur PI permet d'atteindre une marge de phase, assurant une robustesse accrue et une meilleure résistance aux variations de charge. La fréquence de croisement en phase et le gain marginal infini illustrent une amélioration significative de la réponse dynamique, rendant le système à la fois stable et fiable.

II.10.2 Résultats de simulation

Les différents signaux liés aux courants de l'interrupteur de commutation, ainsi qu'au courant et à la tension de sortie, sont illustrés dans les figures suivantes.

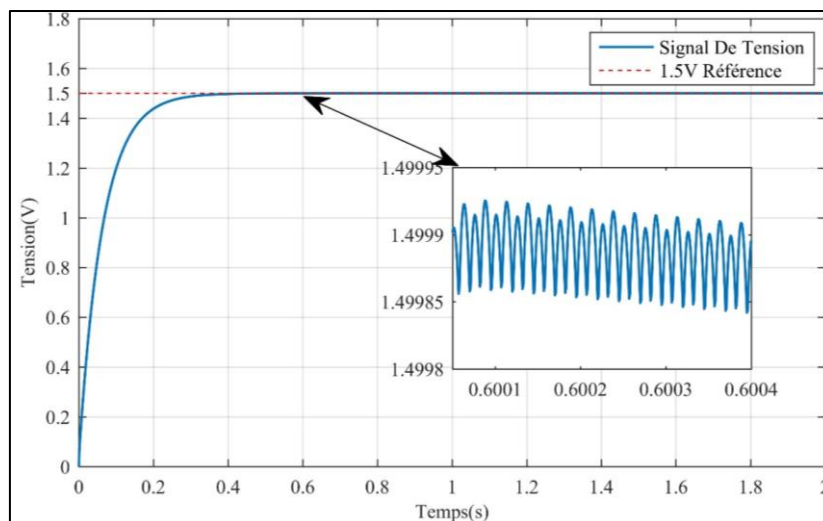


Figure.II 25 Tension de sortie (V_{out}) de Buck classique avec régulateur PI

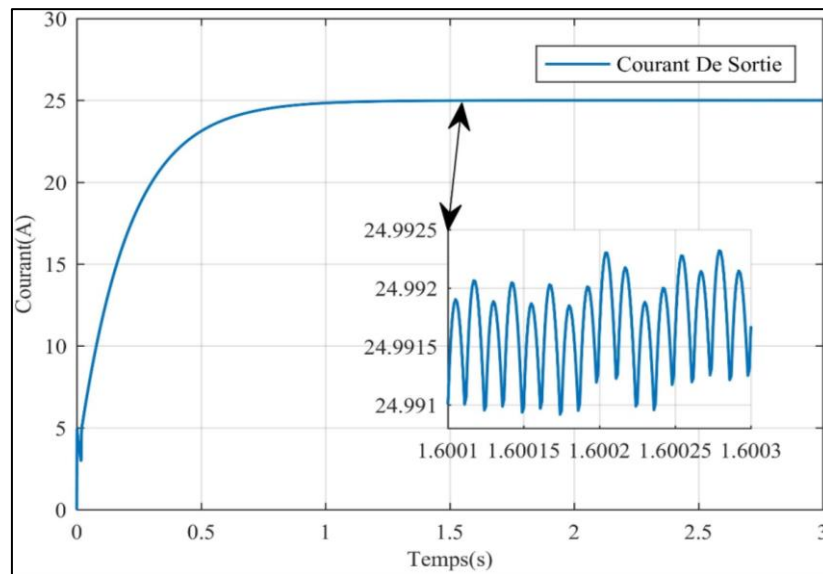


Figure.II 26 Courant de sortie (I) de Buck classique avec régulateur PI

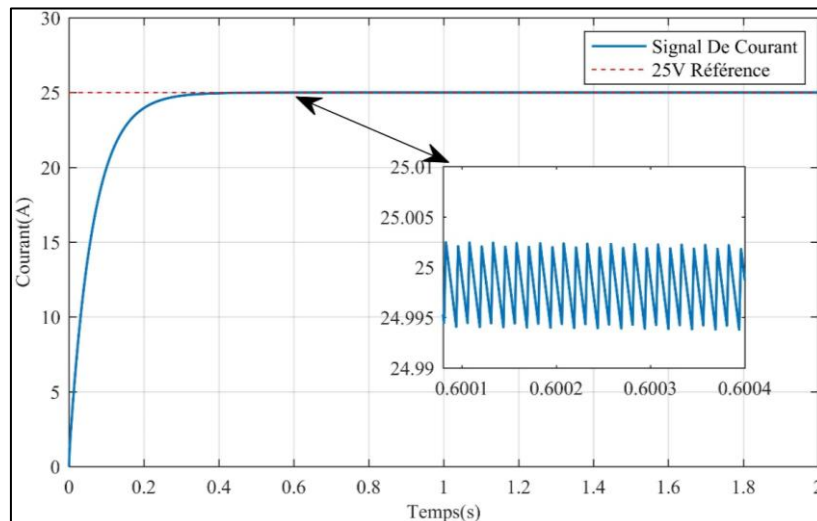
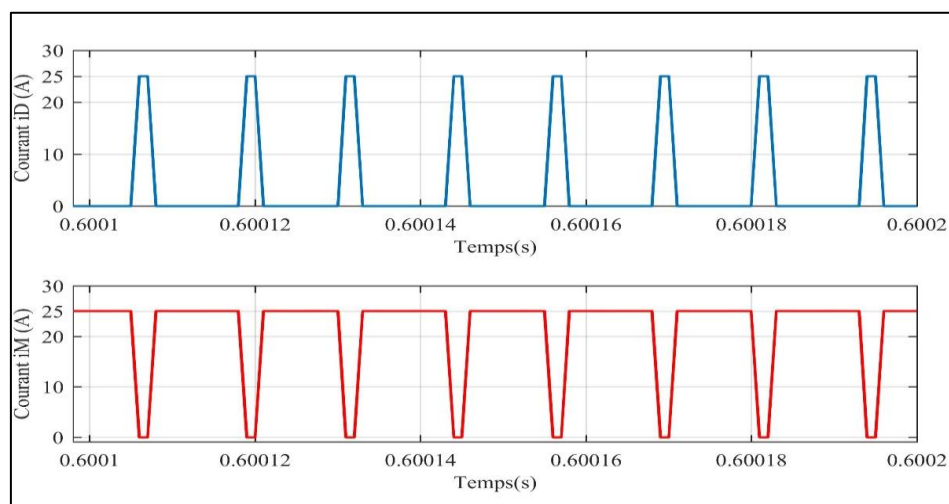


Figure.II 27 Courant de sortie IL de Buck classique avec régulateur PI

Figure.II 28 Allure du courant de i_D et i_M de Buck classique avec régulateur PI

II.10.3 Interprétation des résultats

Les résultats montrent que la régulation améliore la performance par rapport à la boucle ouverte sans régulation, aussi bien en termes de stabilité que de rapidité de réponse. Par ailleurs, les ondulations diminuent, notamment les ondulations de courant, sans qu'il soit nécessaire d'augmenter les valeurs des composants tels que l'inductance L et la capacité C .

II.11 Le Convertisseur Buck multi phasés

Les convertisseurs de puissance DC-DC multi phasés, comme les convertisseurs Buck, reposent sur une topologie où plusieurs convertisseurs élémentaires (m phases) sont connectés en parallèle avec un décalage de phase $\frac{2\pi}{m}$. Cette architecture permet d'améliorer l'efficacité, d'accroître la stabilité et d'optimiser la gestion de la puissance dans les systèmes de conversion d'énergie. Cette section se concentre sur l'étude du contrôle des convertisseurs multi phasés, avec un exemple spécifique : un convertisseur Buck multi phasés à quatre étages, représenté dans la Figure (II.29). Dans des conditions idéales, chaque phase de ce convertisseur distribue équitablement le courant, assurant ainsi un fonctionnement équilibré et efficace.

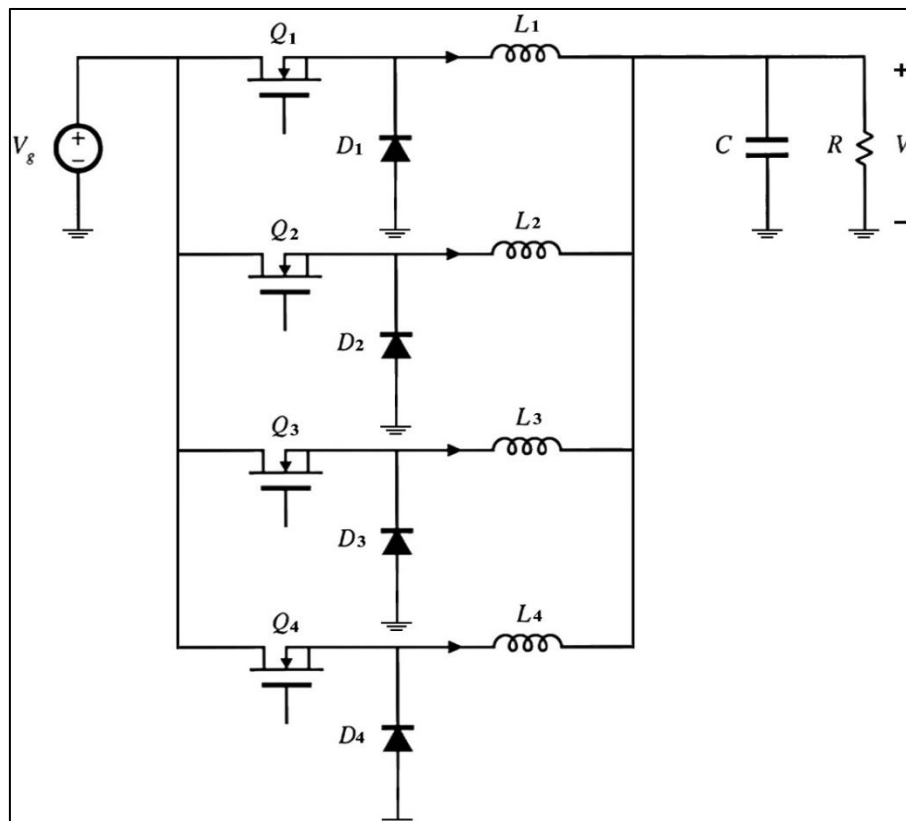


Figure.II 29 Convertisseur Buck multi phasé quatre phases

II.11.1 Contrôle du convertisseur Buck a quatre phasé

Dans un convertisseur Buck multi phases à quatre phases, lorsque la tension d'entrée, le rapport cyclique D et les inductances sont identiques, le courant se répartit de manière égale entre les quatre phases. Ainsi, dans des conditions idéales, tous les modules fonctionnent de façon identique. Les fonctions de transfert du convertisseur à quatre phases restent similaires à celles d'un convertisseur monophasé, simplement étendues au système multi phases. L'analyse temporelle et fréquentielle utilisée pour modéliser le convertisseur ne change pas.

La configuration de réglage de ce convertisseur est illustrée à la Figure (II.30) Il est important de souligner que la technique de contrôle en mode courant, habituellement employée dans un convertisseur monophasé, a été appliquée de manière uniforme à chaque phase. Toutefois, chaque phase est décalée de $\frac{2\pi}{4} = \frac{\pi}{2}$ (90°) par rapport aux autres, afin d'assurer un équilibrage optimal des courants et de réduire les ondulations en sortie. Des simulations ont été réalisées pour confirmer les performances de cette architecture, notamment en termes de stabilité et d'efficacité énergétique.

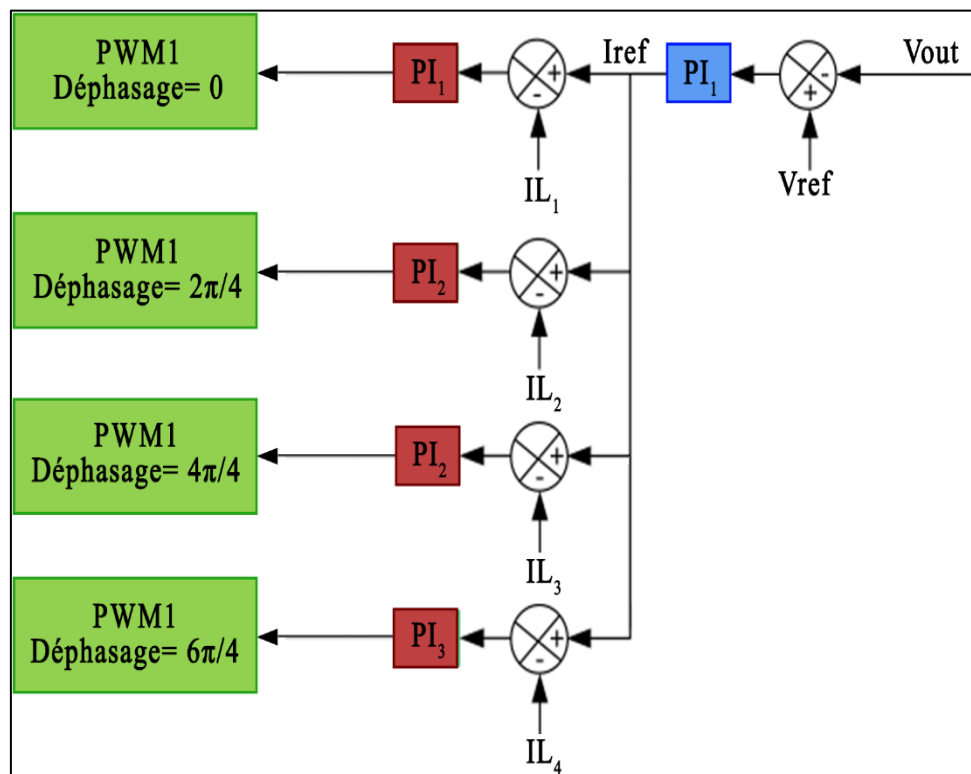


Figure.II 30 schéma de contrôle du convertisseur Buck multi phasé

Sur le même principe que le Buck classique, une chaîne de régulation sera intégrée afin de comparer sa sortie avec les quatre signaux générés par les porteuses, permettant ainsi de produire des signaux MLI pour commander les quatre interrupteurs.

Le schéma général du convertisseur Buck multi phasé à quatre branches avec régulateur PI est présenté à la Figure (II.31).

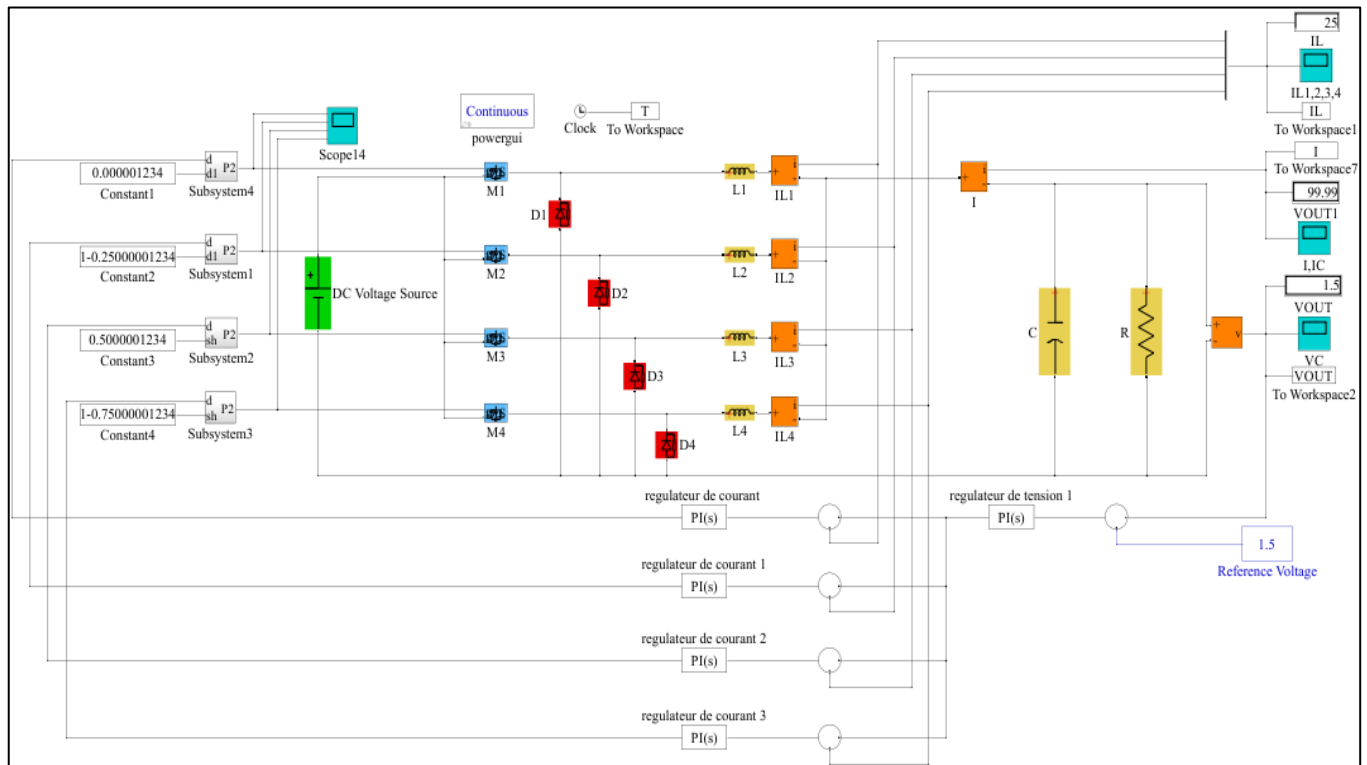


Figure.II 31 Schéma bloc de Convertisseur Buck multi phasé (quatre phases) avec régulateur PI

II.11.2 Résultats de simulation

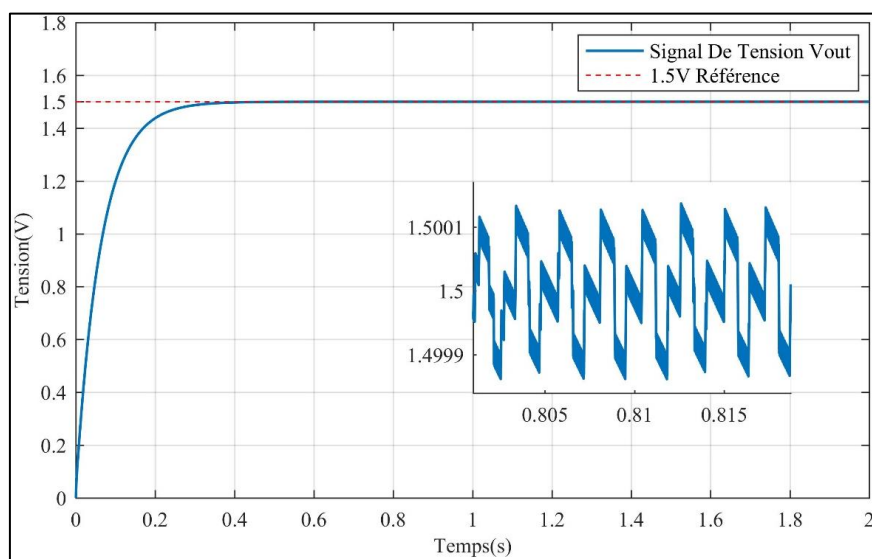


Figure.II 32 Tension de sortie (Vout) de Buck multi phasé à quatre branches avec régulateur PI

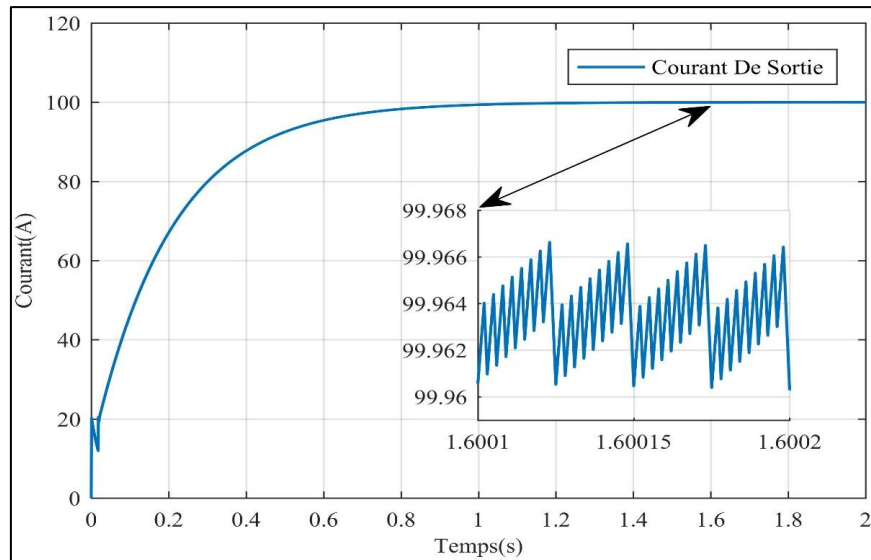


Figure.II 33 Courant de sortie (I) de Buck multi phasé à quatre branches avec régulateur PI

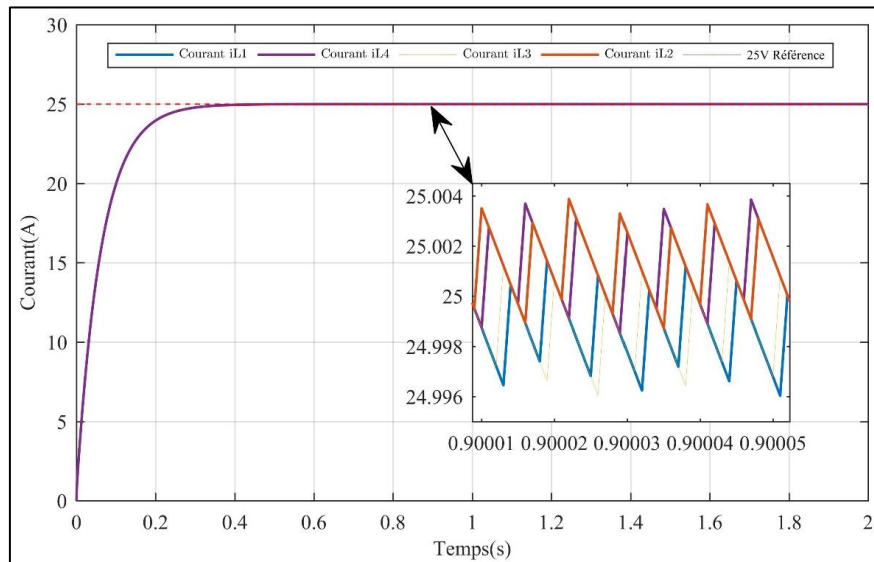


Figure.II 34 Courants d'inductances de Buck multi phasés à quatre branches avec commande PI

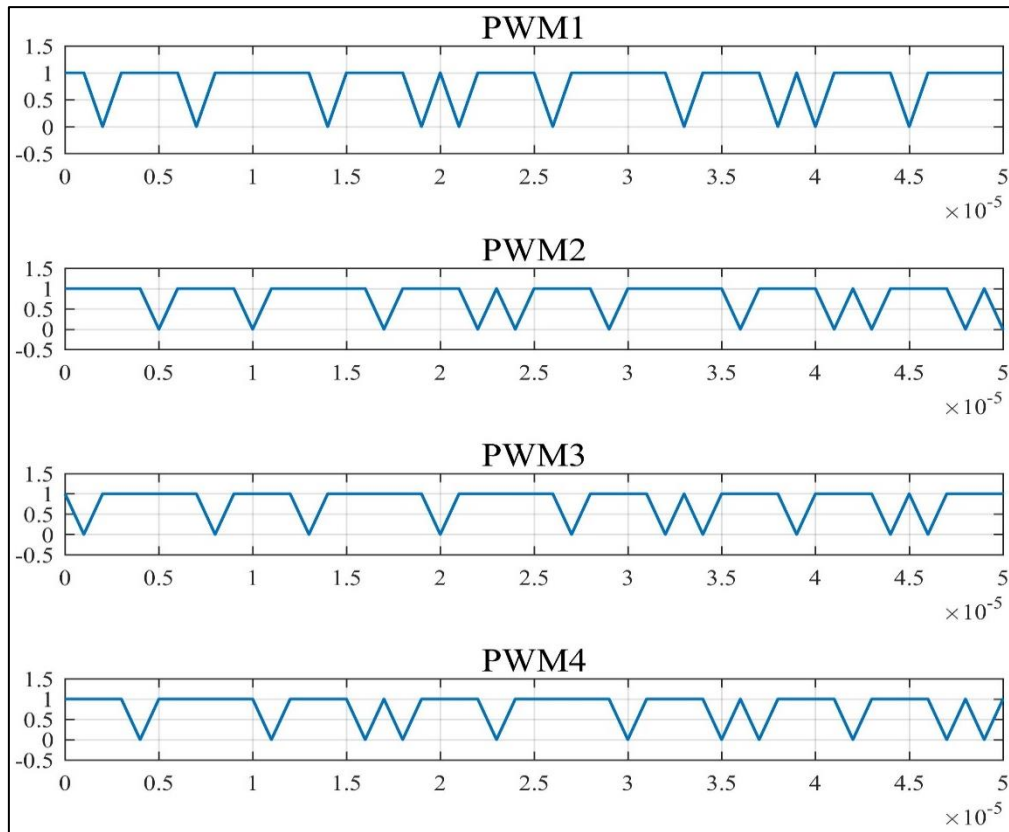


Figure.II 35 Signaux de commande de quatre interrupteurs avec déphasage

II.11.3 Interprétation des résultats

Les performances du convertisseur Buck quadri phase ont été validées par des simulations et des mesures expérimentales.

La Figure (II.32) illustre les Tension de Sortie (Vout) : Le graphique présenté montre que la tension de sortie converge rapidement vers la valeur de référence de 1.5V avec une dynamique satisfaisante. Un zoom sur la courbe révèle une légère ondulation autour de la référence ($\pm 0.0005V$), attribuable à l'effet d'entrelacement des phases. Cette ondulation reste négligeable, témoignant de l'excellente qualité de régulation du système.

La Figure (II.33) Courant de sortie (I) : Le déphasage de 90° permet l'annulation partielle des harmoniques, la réduction de l'ondulation de courant sortie Δi_{ch} égale à 0.003 A

La Figure (II.34) illustre les Courants des Phases (IL1, IL2, IL3, IL4) : Les courants des quatre phases atteignent une valeur stable de 25A de manière équilibrée. Le zoom met en évidence le déphasage de $\frac{\pi}{2}$ entre chaque phase, caractéristique du fonctionnement entrelacé. Les ondulations visibles sur les courants individuels se compensent globalement, minimisant l'ondulation sur le courant d'entrée.

La Figure (II.35) illustre les signaux de commande des quatre interrupteurs présentant un déphasage, une technique fréquemment employée dans le convertisseur multi phasé, tels que les Buck synchrones. Ce déphasage, de 90° pour quatre phases, permet de réduire significativement l'ondulation du courant de sortie en superposant les courants des différentes phases de manière à ce que leurs ondulations se compensent, Cette approche optimise l'efficacité en répartissant les pertes de commutation entre plusieurs interrupteurs et en permettant l'utilisation de composants de filtrage plus compacts.

Ces résultats confirment la robustesse et l'efficacité du contrôle en mode courant (PCM), ainsi que la capacité du système à maintenir des performances optimales dans un environnement réaliste.

II.12 Conclusion

Ce chapitre deux architectures de convertisseurs Buck : le modèle classique et l'approche multi phasé à quatre phases. L'analyse a mis en évidence la supériorité de l'approche multi phasé, en particulier pour sa capacité à réduire les ondulations de courant et à améliorer l'efficacité énergétique. La modélisation statique et dynamique a permis de formuler les équations fondamentales et les fonctions de transfert, tandis que les simulations effectuées sous MATLAB/Simulink ont confirmé les performances des deux topologies.

L'intégration d'un Le contrôle en mode courant avec régulateur PI a considérablement renforcé la stabilité et la précision, stabilisant la tension de sortie autour de 1,5 V. Grâce à un déphasage de 90° entre les phases, le convertisseur entrelacé a démontré son avantage en termes de lissage du courant et de répartition des pertes. Ces conclusions ouvrent la voie à l'optimisation des régulateurs et à l'exploration d'autres topologies de conversion DC-DC.

CHAPITRE III

Synthèse Et Conception D'un Convertisseur DC-DC Multi Phasé Par LTspice

III.1 Introduction

Ce chapitre aborde la simulation d'un convertisseur Buck en utilisant le logiciel LTSpice. Cette étude inclut deux versions : la version monophasée et Ensuite, nous étudierons le modèle d'un système à quatre étages fonctionnant en mode multi phasé. Nous procédons à un choix rigoureux des composants essentiels tels que les MOSFETs, les inductances et les condensateurs, en exploitant minutieusement leurs fiches techniques. Ce processus vise à optimiser les performances du convertisseur en termes de fiabilité et d'efficacité.

Après la mise en place d'un "contrôle en mode tension", nous analysons les résultats de simulation, en nous focalisant sur trois aspects clés : la stabilité du système, l'amplitude des ondulations et nous évaluons le rendement énergétique, un indicateur clé pour juger de l'efficacité du convertisseur et de sa capacité à minimiser les pertes énergétiques.

III.2 Conception sous LTspice

LTspice est un logiciel de simulation de circuits électroniques développé par Analog Devices (anciennement Linear Technology). Il permet la simulation de circuits analogiques et mixtes (analogique/numérique) en utilisant la méthode SPICE (Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis).

III.3 Choix de composent

Dans le cadre de la conception du convertisseur Buck synchrone, plusieurs composants essentiels ont été sélectionnés avec soin afin d'assurer le fonctionnement. Parmi ces éléments, on retrouve principalement les deux transistors MOSFET (high-side et low-side), l'inductance, les condensateurs d'entrée et de sortie, ainsi que le contrôleur MLI chargé de générer les signaux de commande.

Ces composants, choisis en fonction de critères de performance, de robustesse et d'adaptabilité, constituent la base matérielle du convertisseur étudié.

III.3.1 MOSFET

Un MOSFET (Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor) est un interrupteur électronique commandé en tension, largement utilisé dans les convertisseurs de puissance pour sa capacité à commuter rapidement et à supporter de fortes intensités avec de faibles pertes.

Pour notre étude, on a utilisé Le **Si7860DP** grâce à sa fiabilité et ses performances, parmi Leur Caractéristiques :

- **Type de canal** : N-Channel Vertical DMOS.
- **Tension drain-source (VDS)** : 30V.
- **Courant de drain (ID)** : 694A (pulsé, VGS= 10V).
- **Résistance à l'état passant (RDS (on))** :

0,0065 Ω (VGS = 10V, ID= 16A).

0,009 Ω (VGS= 4.5V, ID= 15A).

- **Tension de seuil de grille (VGS (th))** : 1,7V (VDS= VGS, ID= 250 μ A).

Caractéristiques dynamiques

- **Charge totale de grille (Qg)** : 14nC.
- **Temps de commutation** :
- **Délai d'activation (td (on))** : 16ns.
- **Temps de montée (tr)** : 20ns.
- **Délai de désactivation (td (off))** : 45ns.
- **Temps de descente (tf)** : 69ns.

Autres caractéristiques

- **Diode intégrée** : Tension directe de 0,74V (IF= 3A, VGS= 0V).
- **Plage de température** : -55 $^{\circ}$ C à +125 $^{\circ}$ C [28].

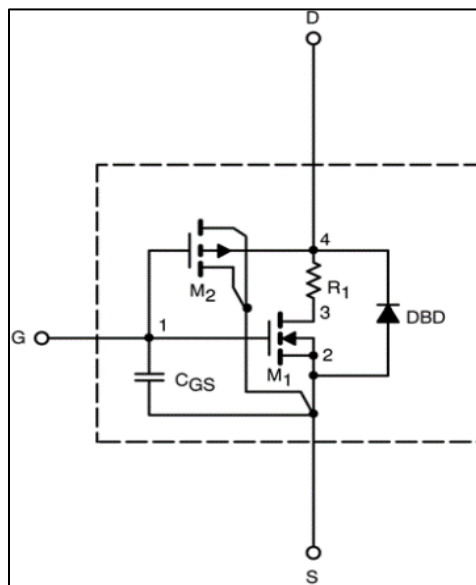


Figure.III 1 Schéma du Modèle de Sous-Circuit [28].

III.3.2 L'inductance

L'inductance est un composant passif essentiel chargé de lisser le courant en sortie du convertisseur. Elle emmagasine l'énergie sous forme de champ magnétique et limite les variations brusques du courant, assurant ainsi une tension de sortie plus stable.

La valeur de l'inductance de sortie pour chaque phase peut être calculée à partir du produit volt-seconde pendant le temps OFF, comme indiqué dans l'équation (III.1).

$$L = \left(\frac{V_{out}}{f \cdot \Delta I_L} \right) \cdot \left(1 - \frac{V_{out}}{V_{in \max}} \right) \quad (\text{III.1})$$

$$L = \left(\frac{1.5}{420 \times 10^3 \times 4.59} \right) \cdot \left(1 - \frac{1.5}{12} \right) = 0.68 \mu\text{H}$$

La figure (III.2) illustre les caractéristiques de plusieurs inductances en fonction du courant continu (DC), en mettant en évidence la variation de l'inductance selon l'intensité du courant appliqué. Parmi toutes les courbes représentées, notre choix s'est porté sur la **SPM10040T-R68M-HZ**, qui présente une excellente stabilité de son inductance jusqu'à des courants élevés, atteignant environ 50 A avant une chute significative. Ce comportement démontre son aptitude à fonctionner efficacement dans des environnements exigeants, tout en garantissant une performance inductive fiable, les Caractéristiques principales sont

- **Inductance nominale** : 0,68 μH (tolérance de $\pm 20\%$ à 100 kHz).
- **Courant nominal** :
- **Isat** : 26A (typique), avec une chute d'inductance limitée à $\leq 20\%$.
- **Itemp** : 30A (typique), pour un échauffement maximal de $\leq 40^\circ\text{C}$.
- **Résistance DC (RDC)** : 2,64 m Ω max (2,40 m Ω typique), réduisant les pertes dues à l'effet Joule.
- **Plage de température** : -40°C à $+125^\circ\text{C}$, prenant en compte l'auto-échauffement.
- **Conformité** : Certifiée AEC-Q200, conforme RoHS, et sans halogènes (Br/Cl) [29].

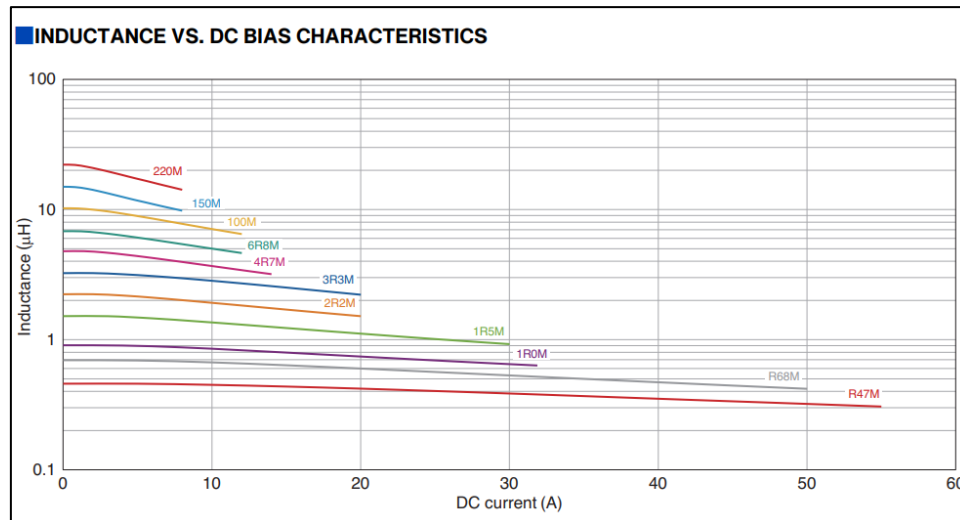


Figure.III 2 Caractéristiques de l'Inductance et de la Polarisation DC [29].

III.3.3 Condensateur d'entrée

Le condensateur est un composant passif utilisé pour stabiliser la tension et filtrer les ondulations dans un circuit. Il stocke l'énergie sous forme de charge électrique et permet de lisser les variations de tension en entrée et en sortie du convertisseur.

Dans notre conception, nous avons opté pour le **20SVP68M**, un condensateur solide en aluminium à polymère conducteur (OS-CON) de la série SVP de **Panasonic**. Il est conçu pour des applications électroniques exigeant une grande stabilité, une ESR réduite et une durée de vie prolongée, même dans des conditions de fonctionnement difficiles, les caractéristiques de notre choix sont [30] :

- **Tension nominale** : 20V (disponible dans une plage de 2,5V à 20V pour les autres modèles de la série).
- **Capacité nominale** : 68 μ F (tolérance de $\pm 20\%$ à 120 Hz et $+20^\circ\text{C}$).
- **Plage de température** : -55°C à $+105^\circ\text{C}$, adapté aux environnements industriels.
- **Faible ESR** : 40 m Ω maximum (mesuré à 100 kHz et $+20^\circ\text{C}$), optimisé pour réduire les pertes dans les circuits DC/DC.
- **Courant de ripple** : 2400 mA RMS (à 100 kHz et $+105^\circ\text{C}$), capable de gérer des courants pulsés élevés.
- **Conformité** : Conforme à la directive RoHS et exempt d'halogène, respectueux de l'environnement.

III.3.4 Condensateur de sortie

Une considération supplémentaire dans le choix de l'inductance de sortie et de la capacité peut être déduite en examinant le dépassement transitoire de la tension, qui peut être déclenché par un changement de charge allant de la pleine charge à l'absence de charge. En égalant l'énergie inductive à l'énergie capacitive, l'équation (III.2) peut être dérivée.

$$C_{OUT(MIN)} = \frac{L \times I^2}{V^2} = \frac{L_{EQ} \times ((I_{OH})^2 - (I_{OL})^2)}{(V_{OUT2})^2 - (V_{OUT1})^2} = \frac{0.6\mu H}{\frac{4}{((1.75V)^2 - (1.5V)^2)}} = 1846\mu F \quad \text{III.2}$$

Dans notre conception, nous avons utilisé deux types de condensateurs solides en tantale à polymère conducteur (**POSCAP**) fabriqués par Panasonic : le **4THE2200MP** de la série **TH** et le **25TQC22MV** de la série **TQC**. Bien que la série **TH** ne soit plus recommandée pour les nouvelles conceptions, le modèle **4THE2200MP** continue d'offrir des performances stables et fiables, même sous des conditions extrêmes de température et de contrainte. Quant au **25TQC22MV**, il est conçu pour les applications à haute tension et se distingue par une excellente stabilité électrique ainsi qu'une longue durée de vie, même dans des environnements exigeants. Afin d'atteindre une capacité totale de **1846 μF**, valeur nécessaire au bon fonctionnement de notre convertisseur, nous avons combiné huit condensateurs **4THE2200MP** (220 μF chacun) et quatre condensateurs **25TQC22MV** (22 μF chacun). Cette combinaison représente le choix le plus proche de la valeur visée tout en respectant les contraintes d'espace, de coût et de performance. Tension nominale : 4V (disponible dans une plage de 2,5V à 10V pour les autres modèles de la série), Les condensateurs **4THE2200MP** et **25TQC22MV** utilisés dans notre conception présentent des caractéristiques techniques adaptées aux exigences des convertisseurs de puissance modernes :

► **4THE2200MP – Série TH (Panasonic) [31]**

- **Capacité nominale** : 220 μF (tolérance de ±20 % à 120 Hz et +20 °C)
- **Tension nominale** : —
- **Plage de température** : -55 °C à +125 °C, conçu pour des environnements industriels rigoureux
- **Faible ESR** : 35 mΩ maximum (à 100 kHz et +20 °C), idéal pour les applications à haute fréquence

- **Courant de ripple** : 2800 mA RMS (à 100 kHz et +45 °C), capable de gérer des courants pulsés élevés
- **Endurance** : Testé pour une durée de 1000 heures à +125 °C sous tension nominale, avec une variation de capacité limitée à ± 20 %
- **Conformité** : Conforme à la directive RoHS et exempt d'halogène, respectueux de l'environnement

► 25TQC22MV – Série TQC (Panasonic) [32]

- **Capacité nominale** : 22 μF (tolérance de ± 20 % à 120 Hz et +20 °C)
- **Tension nominale** : 25 V (disponible dans une plage de 16 V à 35 V pour les autres modèles de la série TQC)
- **Plage de température** : -55 °C à +105 °C, adapté aux environnements industriels
- **Faible ESR** : 60 m Ω maximum (à 100 kHz et +20 °C), optimisé pour minimiser les pertes dans les circuits haute fréquence
- **Courant de ripple** : 1400 mA RMS (à 100 kHz et +105 °C), capable de gérer des courants pulsés élevés
- **Endurance** : Testé pour 2000 heures à +105 °C sous tension nominale, avec une variation de capacité limitée à ± 20 %
- **Conformité** : Conforme à la directive RoHS et sans halogène, respectueux de l'environnement

Le tableau (III.1) ci-dessous représente l'ensemble des composants utilisés pour construire le hacheur Buck synchrone et ainsi ses valeurs

Composent	Référence	Valeur
MOSFET	Si7860DP	
Inductances	SPM10040T-R68M-HZ	0,68 μH
Capacité d'entrée	20SVP68M	68 μF
Capacités de sortie	25TQC22MV	22 μF
	4THE2200MP	220 μF

Capacités De le compensateur de type II	C1	101.7pF
	C3	9.8pF
Résistances	R charge pour un étage	0.06 ohms
	R charge pour quatre étages	0.015 ohms
Résistances Du compensateur de type II	R1	200 kOhms
	R2	100.2 kOhms
	R4	228.6 kOhms
Alimentation	Vin	12v

Tableau III. 1 Paramètre et composants du Hacheur Buck synchrone

III.4 Simulation à un étage en boucle ouvert :

La figure (III.3) représente le convertisseur Buck synchrone en boucle ouverte, mettant en avant son architecture fondamentale et son mode de fonctionnement. Les caractéristiques spécifiques du convertisseur Buck synchrone sont détaillées dans le tableau (III.1), qui fournit un aperçu des éléments essentiels, notamment les valeurs des composants, les fréquences de commutation et les tensions de référence.

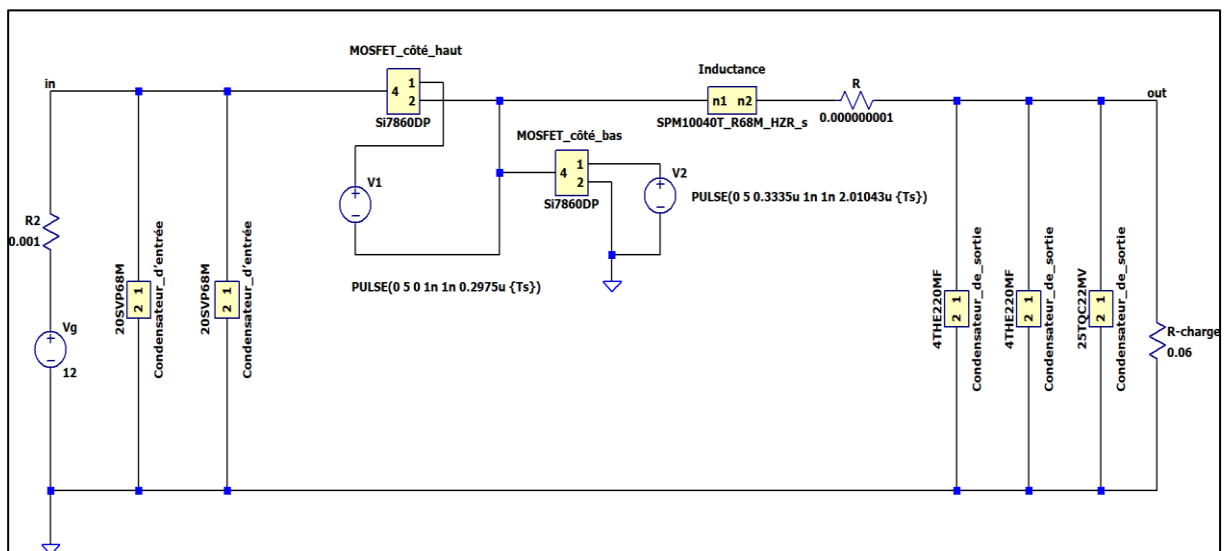


Figure.III 3 Schéma bloc de Convertisseur Buck synchrone en boucle ouverte

III.4.1 Résultats de simulation

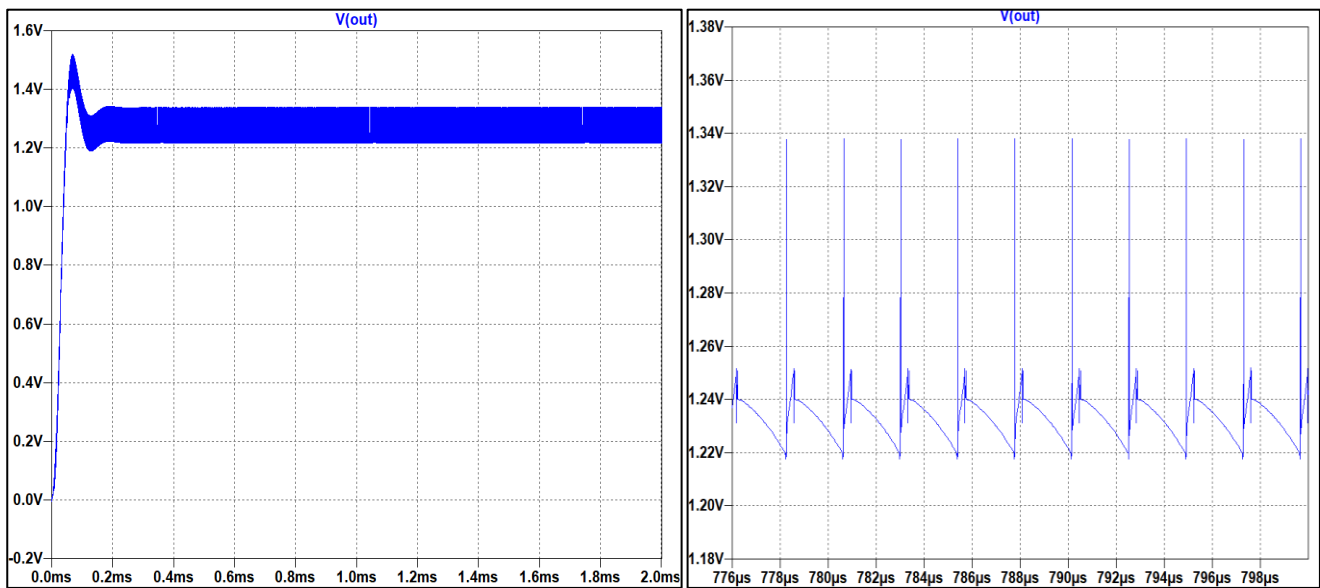


Figure.III 4 Allure et zoom de la tension de sortie d'un convertisseur Buck synchrone en boucle ouverte

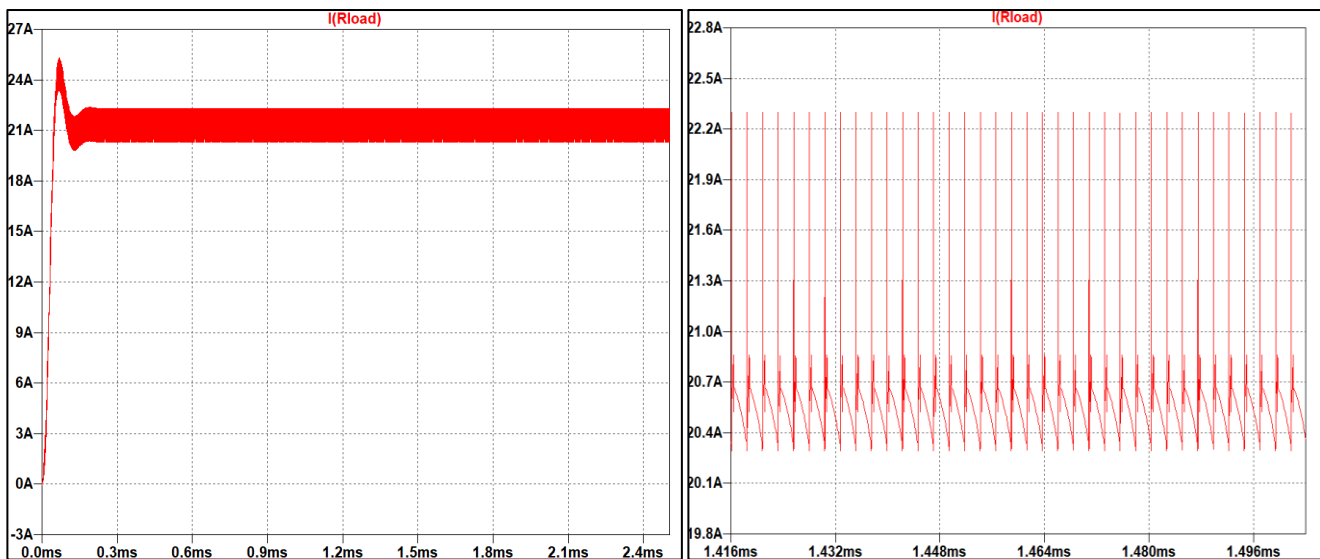


Figure.III 5 Allure et zoom du courant de sortie d'un convertisseur Buck en boucle Ouverte

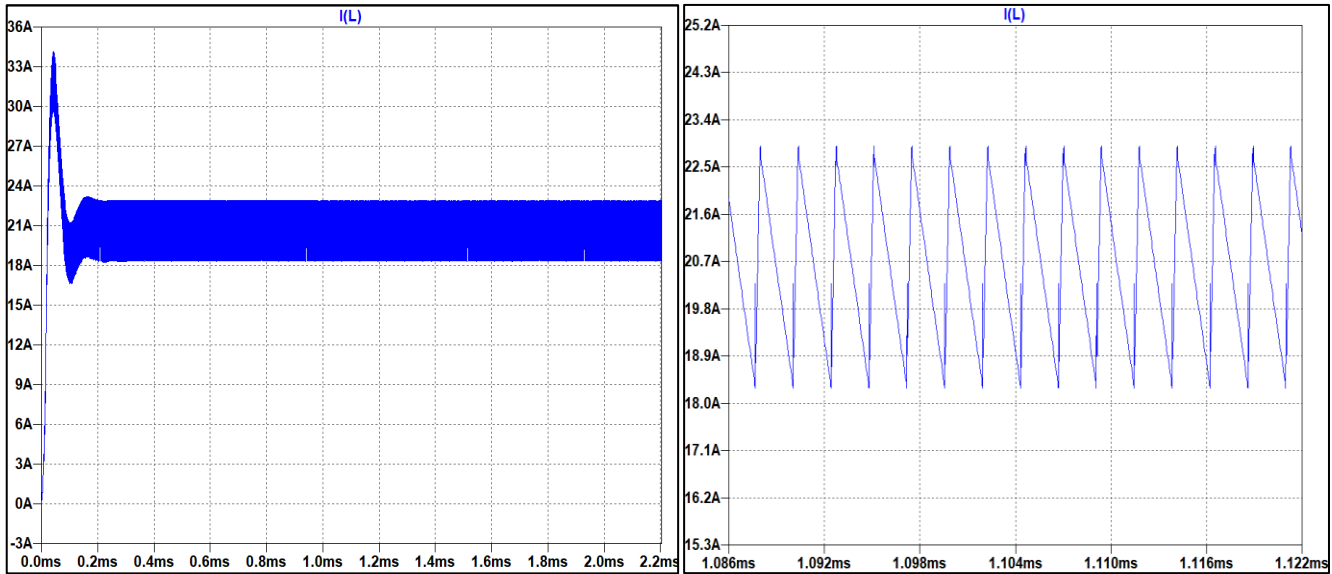


Figure.III 6 Allure et zoom du courant de l'inductance d'un convertisseur Buck en boucle Ouverte

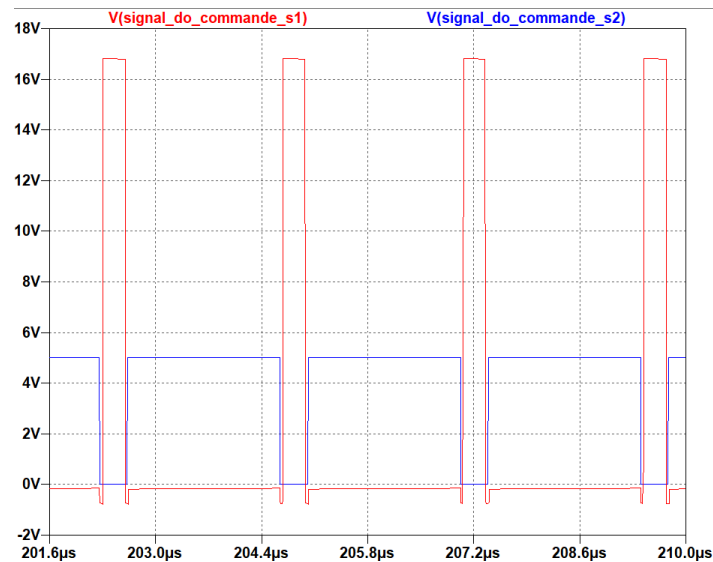


Figure.III 7 signal de commande de deux mosfet

III.4.2 Interprétation des résultats

- La Figure (III.4) : Elle illustre la tension de sortie (V_{out}), qui se stabilise finalement à environ 1.3 V, soit en dessous de 1,5 V à cause des pertes, est l'ondulation de Tension de sortie ΔV_{ch} égale à 0.03 V.
- La Figure (III.5) : une ondulation de courant dans inductance Δi_L égale à 4.6 A.
- La Figure (III.6) : Courbes de I (R-charge) Le courant atteint rapidement 21 A avec une faible oscillation $=0,38A$
- La Figure (III.7) : Sur la figure (III.7), on voit deux signaux MLI appliqués aux grilles de deux transistors MOSFET, le signal rouge pour S1 et le bleu pour S2. On remarque qu'il y a un

petit temps de pause entre les deux impulsions : c'est ce qu'on appelle le temps mort (Dead time). Il est là pour éviter que les deux transistors s'allument en même temps, ce qui pourrait provoquer un court-circuit. Cette méthode de commande est donc très importante, surtout dans les montages en pont ou les convertisseurs de puissance, où la sécurité du circuit est essentielle.

III.5 Simulation à quatre étages en boucle ouverte

Ce convertisseur est composé de quatre branches connectées en parallèle, chacune comprenant deux interrupteurs MOSFET (un côté haut et un côté bas) et une inductance, tous reliés à un condensateur et une charge commune. Le convertisseur Buck synchrone multi phasé proposé est illustré à La Figure (III.8).

Les quatre paires de MOSFETs sont commandées par des signaux MLI, avec un décalage de phase de 90° (soit $T/4$) entre chaque phase, ce qui correspond à une stratégie multi phasé. Pour un rapport cyclique de 0.125, la séquence de commutation des interrupteurs K1, K2, K3 et K4 (MOSFETs côté haut) et K1' , K2', K3', K4' (MOSFETs côté bas) est donnée Par l'équation (III.3) :

$$0 < t < \frac{T}{8} : K_1 \quad (III.3)$$

$$\frac{T}{4} < t < \frac{T}{4} + \frac{T}{8} : K_2$$

$$\frac{T}{2} < t < \frac{T}{2} + \frac{T}{8} : K_3$$

$$\frac{3T}{4} < t < \frac{3T}{4} + \frac{T}{8} : K_4$$

$$\frac{T}{8} < t < \frac{T}{4} : K'_1$$

$$\frac{3T}{8} < t < \frac{1}{2}T : K'_2$$

$$\frac{5T}{8} < t < \frac{3T}{4} : K'_3$$

$$\frac{7T}{8} < t < T : K'_4$$

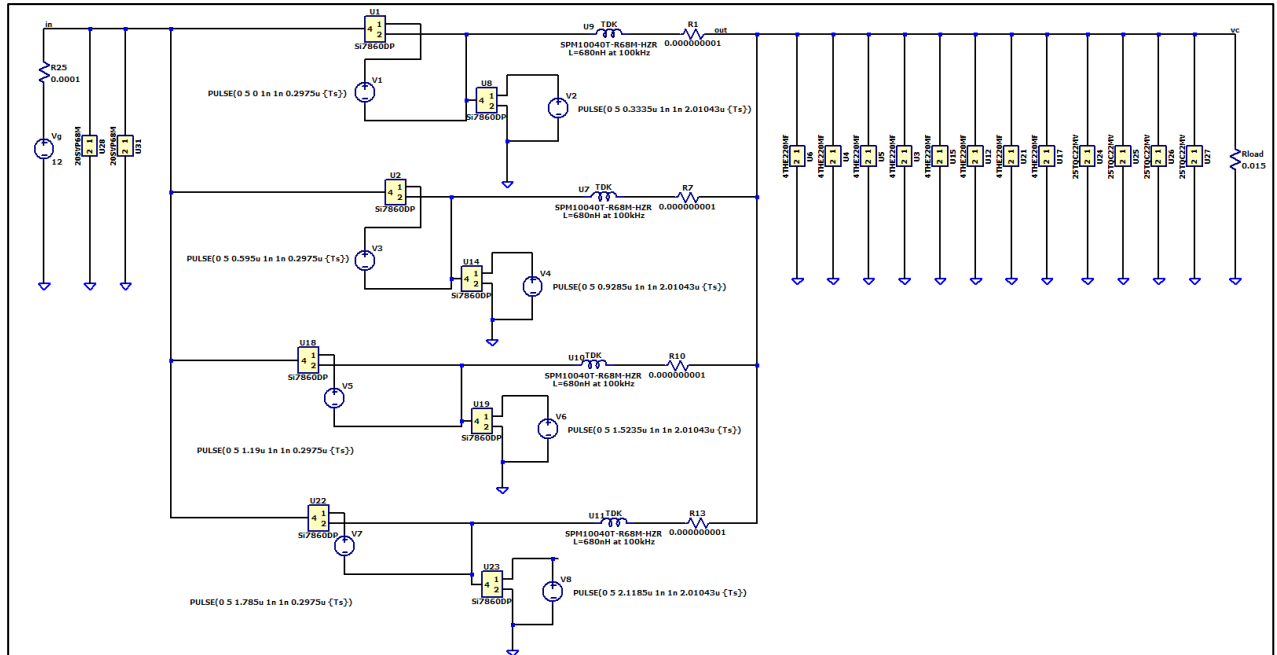


Figure.III 8 Schéma bloc de Convertisseur Buck synchrone en boucle ouverte

III.5.1 Résultats de simulation

Les figures (III.9), (III.10) et (III.11) illustrent respectivement les courbes de la tension de sortie, du courant d'inductions et courant sortie d'un convertisseur Buck synchrone.

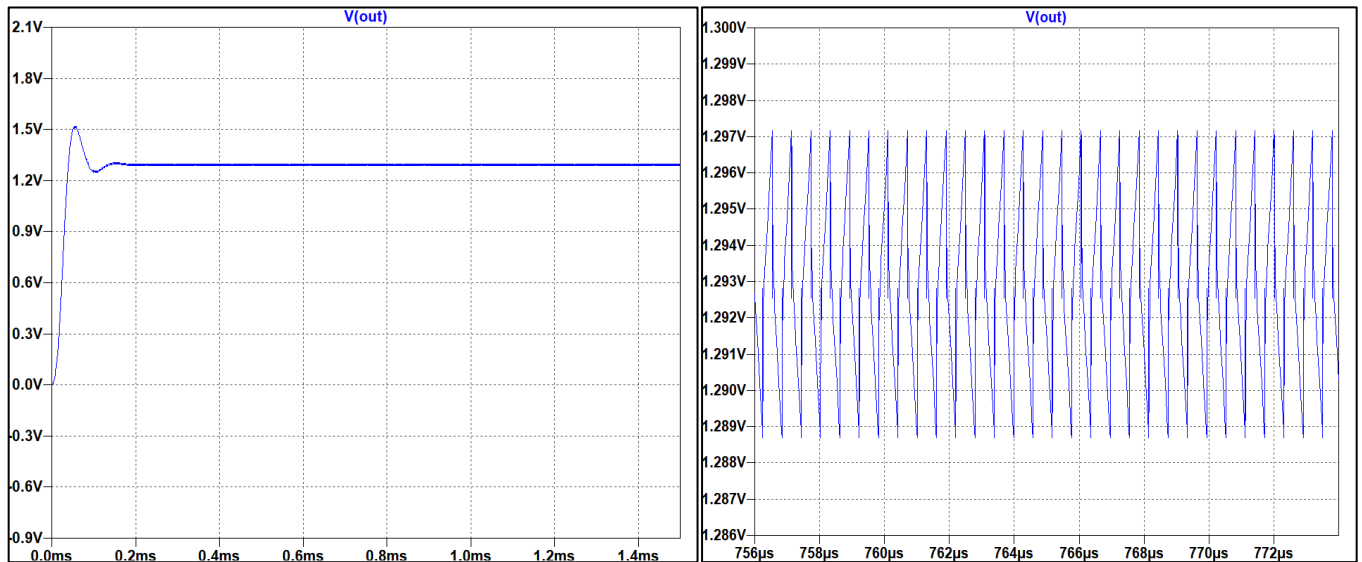


Figure.III 9 Allure de la tension de sortie et zoom d'un convertisseur Buck synchrone en boucle ouverte

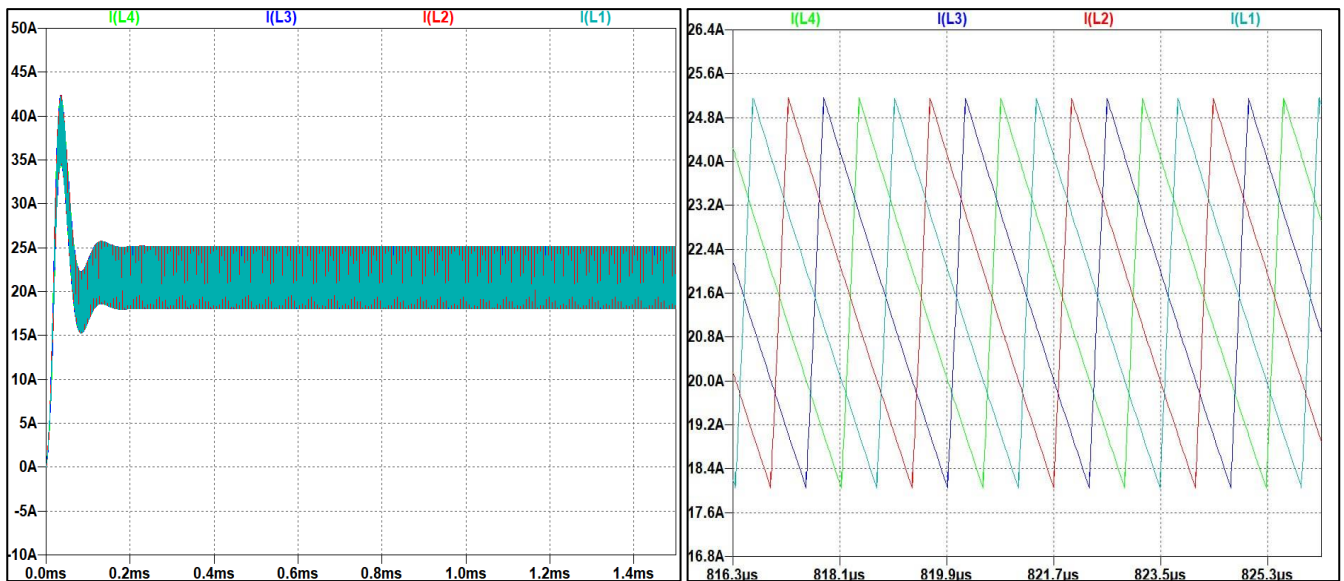


Figure.III 10 Allure et zoom des courants d'inductions d'un convertisseur Buck synchrone en boucle Ouverte

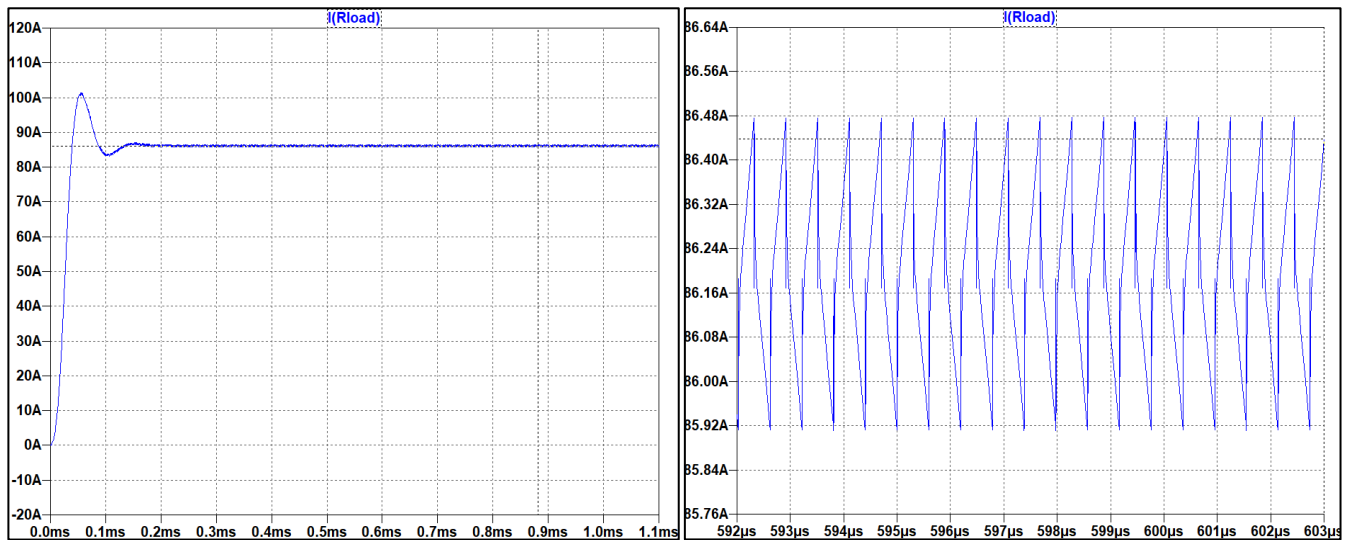


Figure.III 11 Allure et zoom du courant de sortie d'un convertisseur Buck en boucle Ouverte

III.5.2 Interprétation des résultats

- Courbe de V_{out} : La courbe de la tension de sortie (V_{out}) montre une tension stabilisée autour de 1,5 V. Cependant, l'erreur statique en boucle ouverte atteint 14 %, en raison de l'absence de régulation pour compenser les pertes dans les interrupteurs et inductances, et L'ondulation de Tension de sortie ΔV_{ch} égale à 0.008 V.

- Courbes de (i_{L1} , i_{L2} , i_{L3} , i_{L4}) : Ces courbes présentent les courants des inductances des quatre phases, Chaque phase montre une ondulation notable (Iripple) évaluée à 7,7 A. Grâce au déphasage de 90° entre chaque phase, les ondulations se compensent partiellement, offrant un courant total plus stable et une réduction significative des fluctuations globales.

- Courbes de I (R-charge): Cette courbe illustre le courant total absorbé par la charge. On observe un pic initial suivi d'une stabilisation autour de 85 A, avec une ondulation réduite à 561,5 mA I (R-charge) reflétant la stabilité globale du courant de sortie.

III.6 Contrôle de mode tension (VMC)

Un schéma typique de commande en mode tension utilisé dans un régulateur est illustré à la Figure (III.12) Comme montré, l'amplificateur d'erreur dans ce schéma reçoit généralement un échantillon de la tension de sortie, qu'il compare à une tension de référence de précision, afin de produire une tension d'erreur (V_{erreur}) à sa sortie.

Cette sortie est ensuite transmise à un comparateur MLI à haute vitesse, qui reçoit également un signal en rampe (V_{ramp}),

La gestion fine des MOSFETs, assurée par le bloc (Driver and Dead time control), intègre un temps mort pour sécuriser la commutation et éviter les courants destructeurs [33].

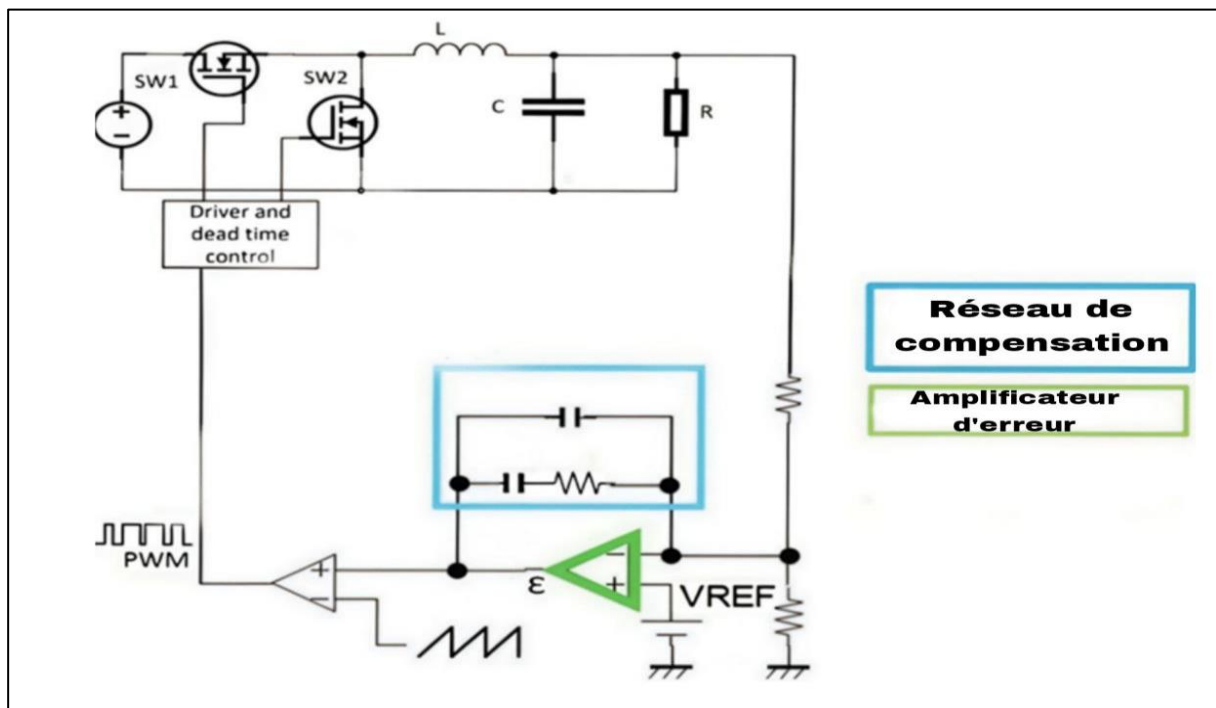


Figure.III 12 Schéma bloc du convertisseur Buck synchrone en mode commande de tension

III.6.1 Compensateur de type II

L'objectif de l'ajout d'une compensation à l'amplificateur d'erreur est de contrebalancer certains gains et déphasages présents dans la fonction de transfert commande-vers-sortie, qui pourraient compromettre la stabilité de l'alimentation, L'objectif final est évidemment de faire

en sorte que la fonction de transfert en boucle fermée (c'est-à-dire la chaîne composée de l'amplificateur d'erreur suivi de la commande-vers-sortie) réponde aux critères de stabilité [34].

Compensateur de type II, qui offre un pôle à l'origine, un zéro, et un pôle en haute fréquence et renforcement de phase allant jusqu' à 90 degrés.

La Figure (II.13) montre la configuration électrique du circuit, et la fonction de transfert est obtenue en calculant l'impédance du réseau placé dans la boucle de rétroaction de l'amplificateur opérationnel (Z_f), puis en la divisant par la résistance supérieure (R_1).

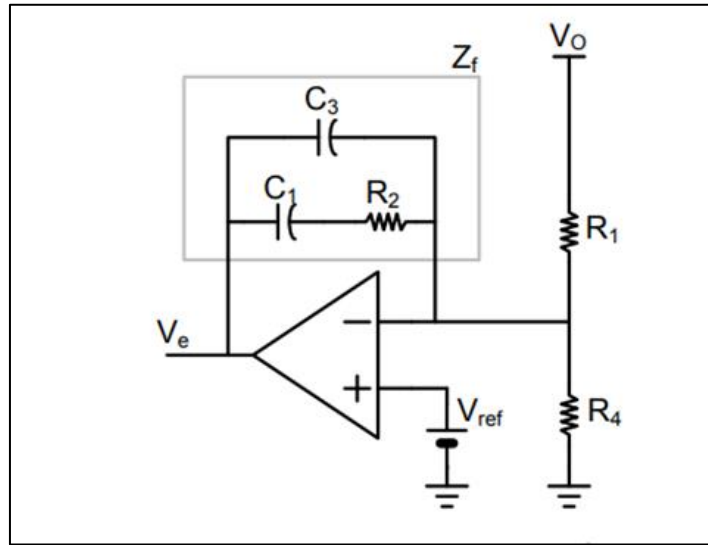


Figure.III 13 Schéma du compensateur de type II

En réorganisant l'équation (III.4), Ce régulateur est caractérisé par la fonction de transfert suivante :

$$H(s) = \frac{Z_f}{Z_i} = \frac{\left(\frac{1}{sC_1} + R_2\right) \cdot \frac{1}{sC_3}}{R_1 \left(\left(\frac{1}{sC_1} + R_2\right) + \frac{1}{sC_3}\right)} \quad (\text{III.4})$$

À noter que quatre composants (R_1 , R_2 , C_1 et C_3) interviennent dans la détermination des pôles et du zéro. Et les positions des pôles et du zéro sont les suivantes :

$$f_{p0} = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} \approx 7.824 \text{ KHz} \quad (\text{III.5})$$

$$f_{p1} = \frac{1}{2\pi R_2 C_3} \approx 162.078 \text{ KHz} \quad (\text{III.6})$$

$$f_{z1} = \frac{1}{2\pi R_2 C_1} \approx 15.618 \text{ KHz} \quad (\text{III.7})$$

Nous pouvons déterminer les valeurs de C_1 , R_2 et C_3 une fois que R_1 est choisi, ainsi que les fréquences souhaitées f_{p0} , f_{p1} et f_{z1} .

$$C_1 = \frac{1}{2\pi R_1 f_{p0}} \quad (\text{III.8})$$

$$R_2 = \frac{f_{p0} \cdot R_1}{f_{z1}} \quad (\text{III.9})$$

$$C_3 = \frac{f_{z1}}{2\pi R_1 f_{p0} f_{p1}} \quad (\text{III.10})$$

III.6.2 temps mort (Dead time)

La perte due au temps mort (Dead time) correspond à la perte qui se produit en raison de la tension directe de la diode intrinsèque (body diode) du commutateur côté bas (MOSFET) et du courant de charge pendant la durée du temps mort.

Dans une rectification synchrone, les interrupteurs côté haut et côté bas sont activés et désactivés en alternance,

Idéalement, la commutation devrait être réalisée de manière à ce qu'il n'y ait jamais de moment où les deux interrupteurs sont activés ou désactivés en même temps. Cependant, dans la pratique, cela est difficile à garantir. Pour assurer un fonctionnement sécurisé, un intervalle de sécurité est introduit durant lequel les deux interrupteurs sont désactivés simultanément. Cet intervalle est appelé le temps mort.

Il est essentiel de garantir ce fonctionnement sécurisé, car si les deux interrupteurs sont activés simultanément, un courant direct appelé courant traversant (through-current ou shoot-through) —circulerait depuis V_{in} , à travers l'interrupteur côté haut puis celui côté bas, jusqu'à la masse (GND).

Il est évident que cela constitue un court-circuit entre V_{in} et GND, ce qui entraîne un courant élevé susceptible d'endommager les interrupteurs MOSFET.

Pour éviter ce phénomène, les circuits intégrés des convertisseurs DC-DC à rectification synchrone sont dotés d'un circuit de commande empêchant l'activation simultanée des deux

interrupteurs. Ainsi, les deux côtés sont d'abord désactivés, avant d'activer l'interrupteur approprié [35].

Le temps mort (Dead time) dépend en grande partie des MOSFETs utilisés.

- Calcul du temps mort (Dead time)

À partir des données mesurées présentées dans le Tableau (III.2), intitulé " Données dynamiques extraites de la fiche technique ", nous allons calculer le temps mort recommandé pour hacheur Buck synchrone.

Paramètre	Symbole	Valeur mesurée
Délai d'allumage	$t_{d(on)}$	16 ns
Temps de montée (Rise time)	t_r	20 ns
Délai d'extinction	$t_{d(off)}$	45 ns
Temps de descente (Fall time)	t_f	69 ns

Tableau III. 2 Données dynamiques extraites de la fiche technique de mosfet

Formule de base du temps mort dans l'équation (III.11) :

$$t_d \geq t_{d(off)} + t_f - t_{d(on)} + \text{marge de sécurité} \quad (\text{III.11})$$

$$t_{d(off)} + t_f - t_{d(on)} = 45\text{ns} + 69\text{ns} - 16\text{ns} = 98\text{ns} \quad (\text{III.12})$$

Addition d'une marge de sécurité :

Les valeurs mesurées montrent des dispersions

La marge de sécurité de 30 ns a été choisie conformément aux recommandations des fabricants comme Texas Instruments et Infineon, qui suggèrent des plages typiques entre 20 et 50 ns. qui représente la valeur moyenne de cette plage. La variabilité des composants [36].

Les effets de température ($T_j > 25^\circ\text{C}$).

Les délais du pilote de grille.

$$t_d = 98\text{ns} + 30\text{ns} = 128\text{ns} \quad (\text{III.13})$$

III.7 Simulation à un étage en en boucle ferme

Le schéma général du convertisseur Buck synchrone un étage avec régulateur est présenté à la Figure (III.14).

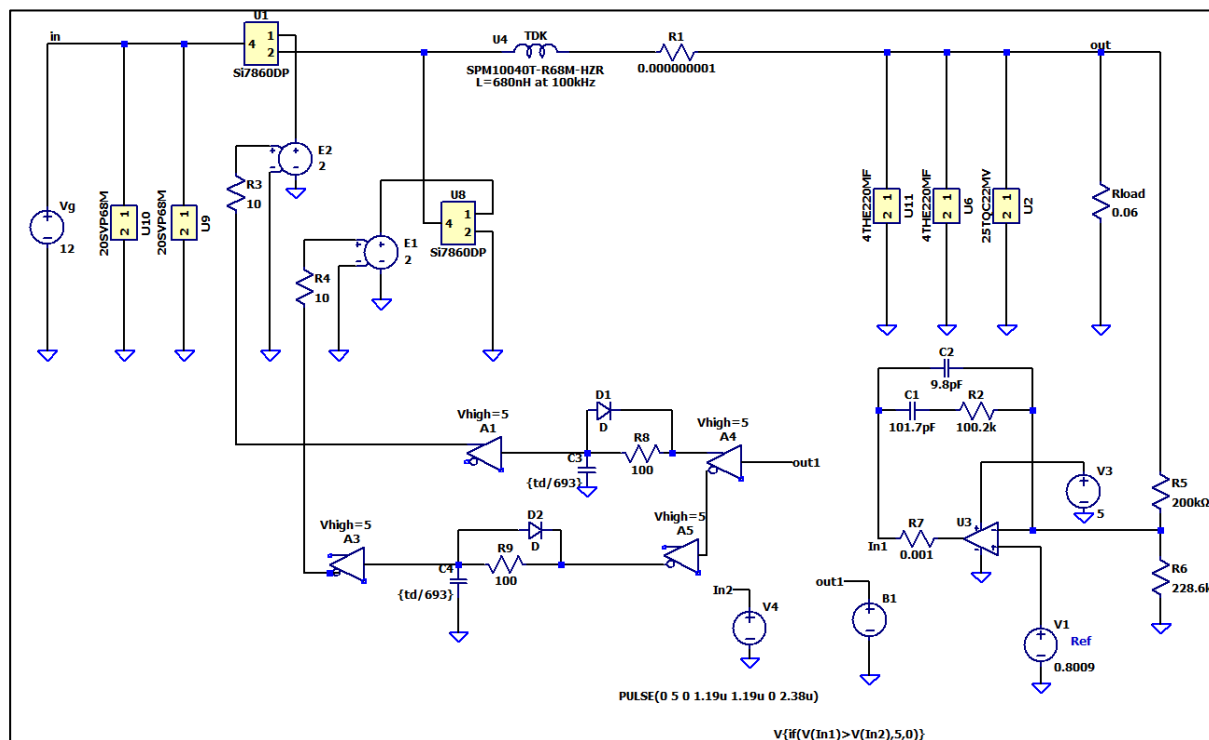


Figure.III 14 Schéma bloc de convertisseur Buck synchrone un étage en boucle ferme

III.7.1 Résultats de simulation

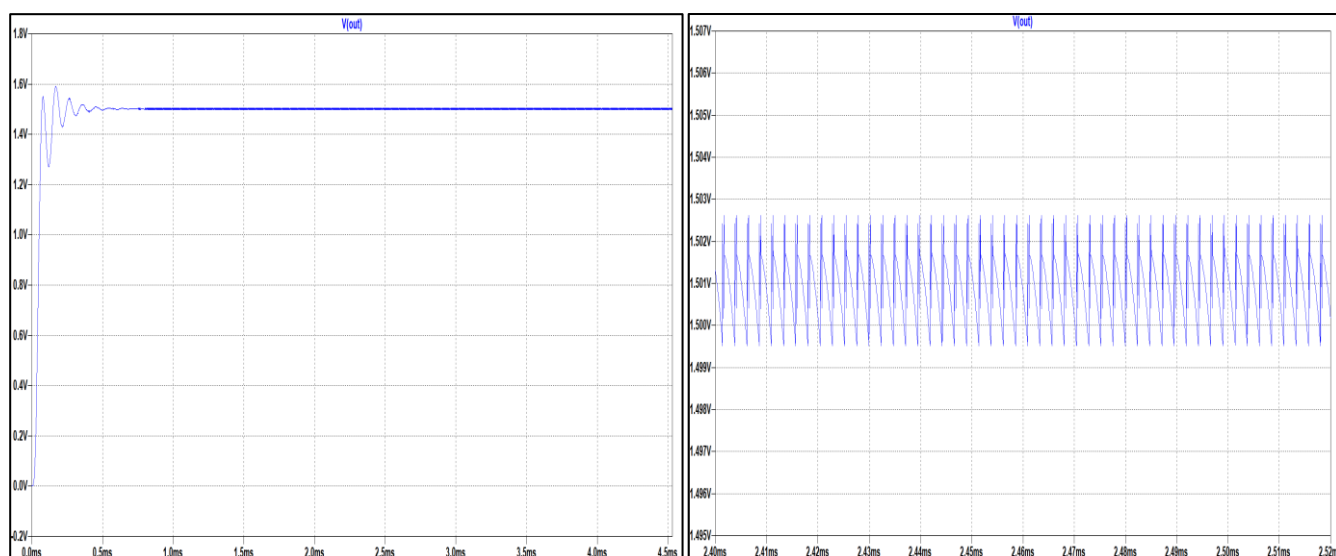


Figure.III 15 Allure et zoom de la tension de sortie d'un convertisseur Buck synchrone un étage en boucle ferme

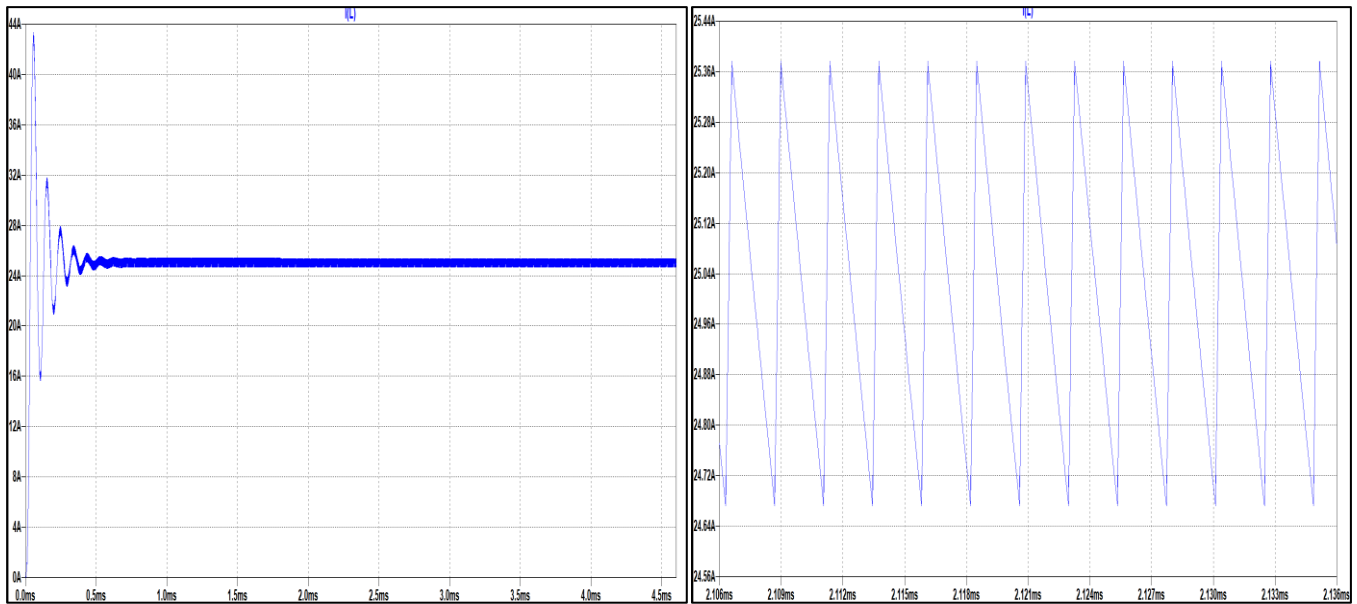


Figure.III 17 Allure et zoom des courants d'inductions d'un convertisseur Buck un étage en boucle fermée

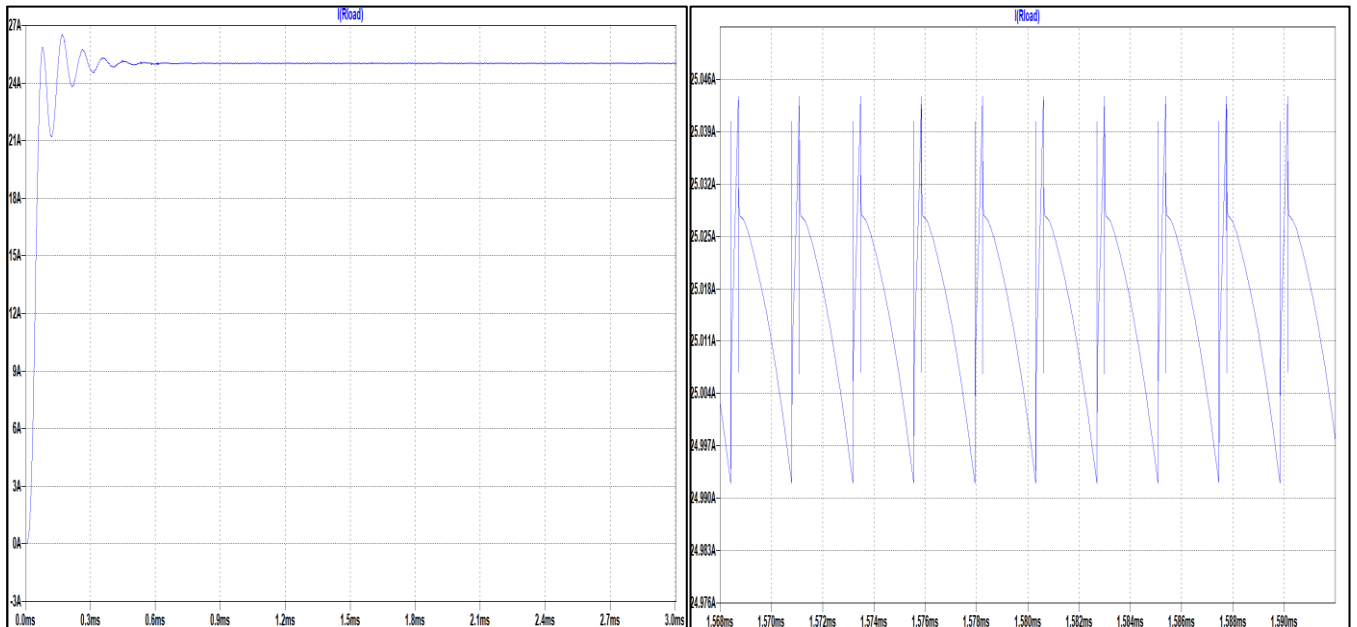


Figure.III 16 Allure et zoom du courant de sortie d'un convertisseur Buck un étage en boucle fermée

III.7.2 Interprétation des résultats

- Tension de sortie V_{out} : Courbe de V_{out} : La courbe de la tension de sortie (V_{out}) montre une tension stabilisée autour de 1,5 V. Un zoom sur le régime permanent révèle une faible ondulation (Ripple) avec des variations de l'ordre de ± 3 mV, ce qui confirme une bonne performance de filtrage.

- Courant $I(L)$: La courbe montre une montée rapide du courant avec des oscillations transitoires qui s'atténuent rapidement pour se stabiliser autour de 25,03 A, indiquant une régulation efficace en boucle fermée. Le zoom révèle des ondulations régulières avec une

amplitude crête à crête de $\approx 0,7$ A, marquant une réduction notable des fluctuations par rapport à la boucle ouverte.

- Courant global $I(R_{charge})$: La courbe du courant de charge $I(R_{charge})$ pour un étage en boucle fermée présente une montée rapide du courant depuis 0 A, avec un dépassement qui atteint environ 27 A, suivi de quelques oscillations amorties. Le courant se stabilise ensuite autour de 25 A en moins de 0,7 ms, illustrant une bonne réponse transitoire. Cette stabilité rapide met en évidence l'efficacité du contrôle en boucle fermée.

III.8 Simulation à quatre étages en boucle ferme

Sur le même principe que le Buck un étage en boucle ferme, une chaîne de régulation sera intégrée afin de comparer sa sortie avec les huit signaux, permettant ainsi de produire des signaux MLI pour commander les huit interrupteurs.

Le schéma général du convertisseur Buck entrelacé à quatre branches avec régulateur est présenté à la Figure (III.18).

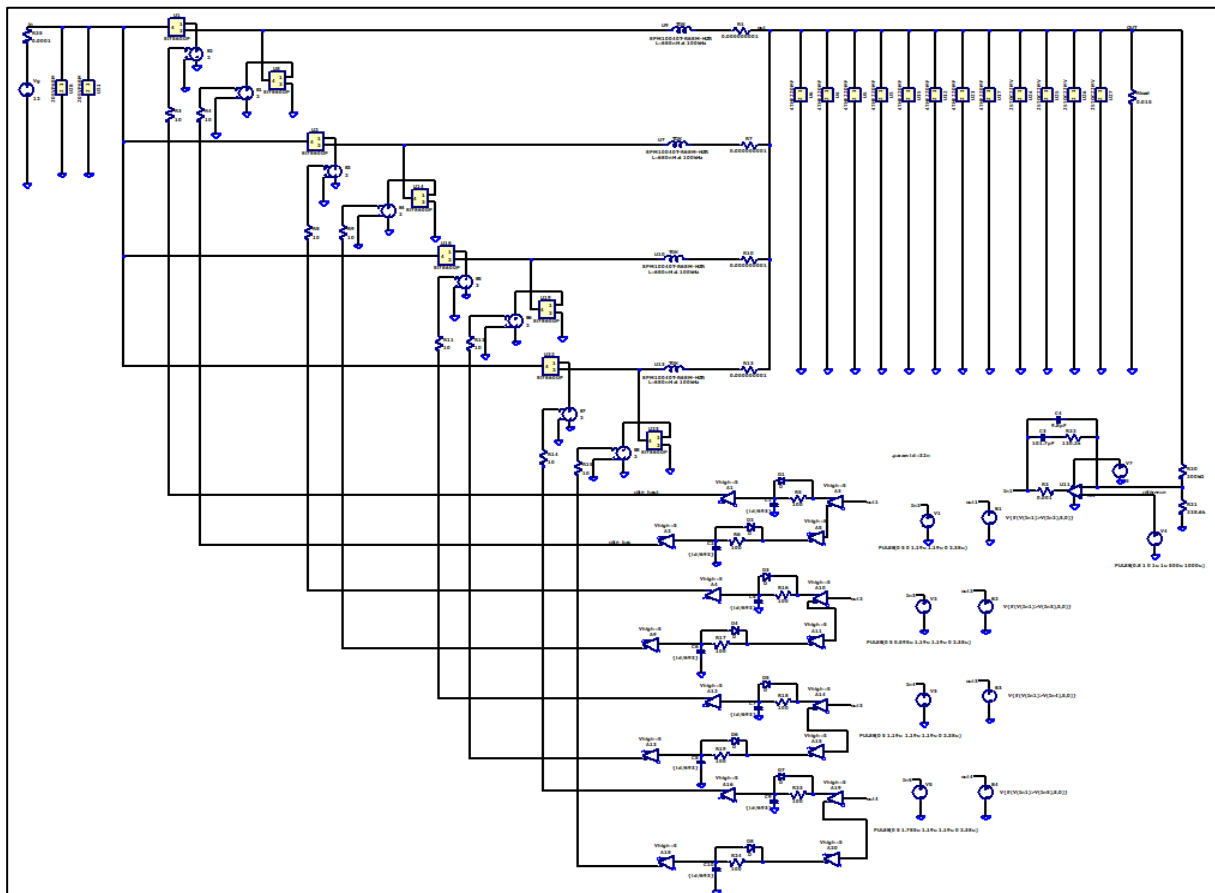


Figure.III 18 Schéma bloc de convertisseur Buck multi-phasé en boucle ferme

III.8.1 Résultats de simulation

Les figures (III.19), (III.20) et (III.21) (III.22) illustrent respectivement les courbes de la tension de sortie, du courant d'inductions et courant de sortie et l'effet de temps mort (Dead Time) d'un convertisseur Buck.

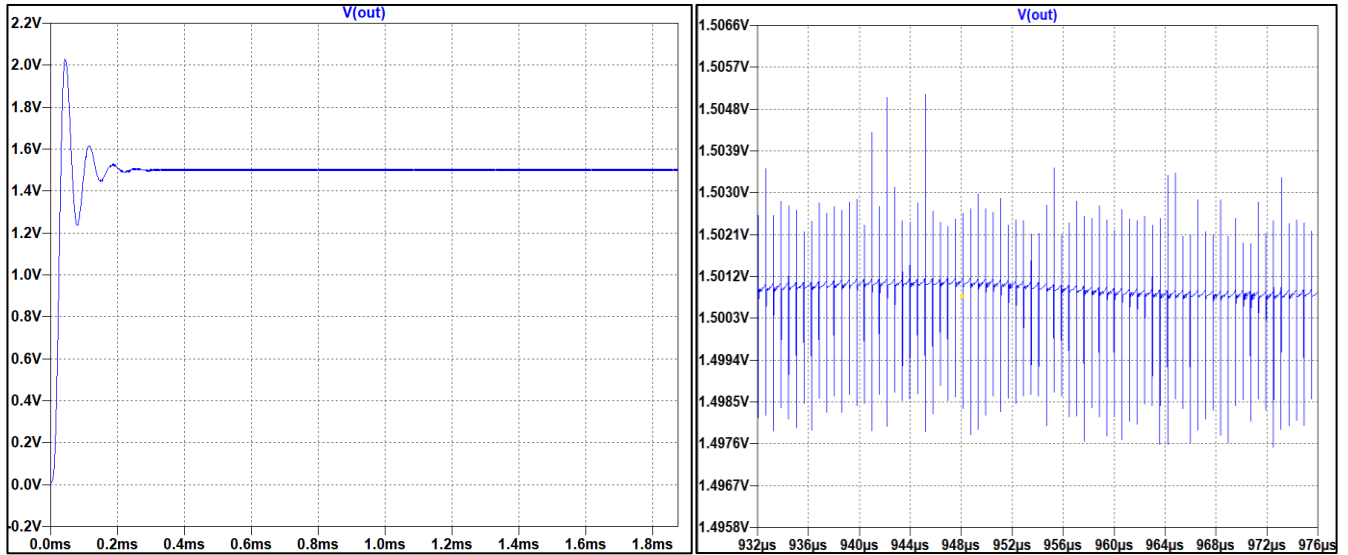


Figure.III 20 Allure et zoom de Tension de sortie Vout de Buck synchrone multi phasé

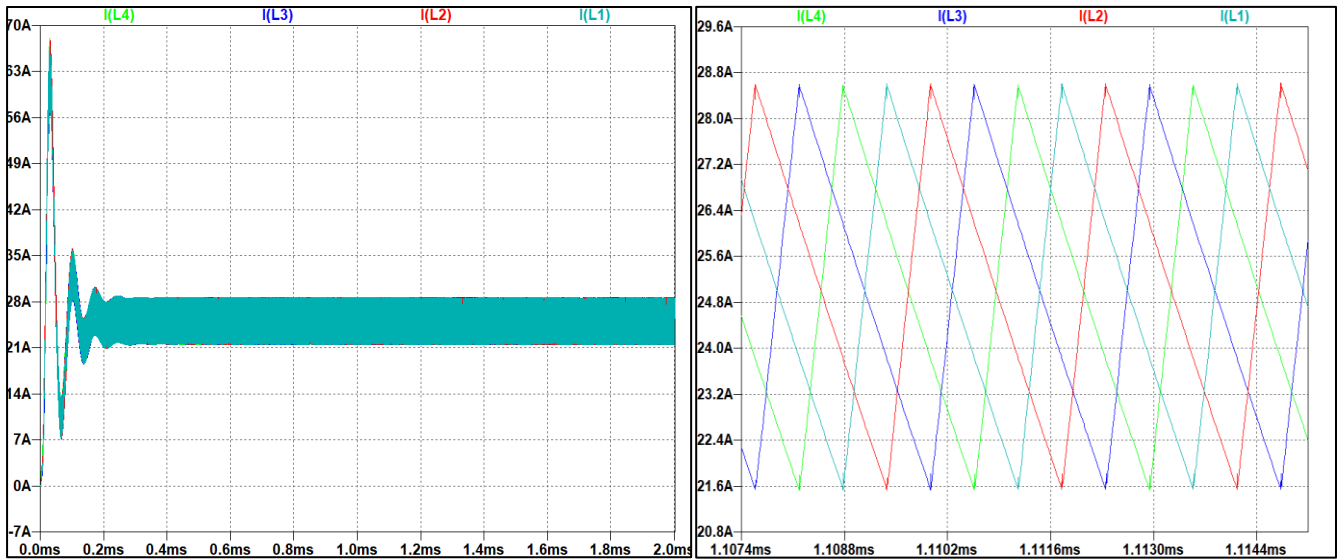


Figure.III 19 Allure et zoom des courants d'inductions d'un convertisseur Buck synchrone en boucle

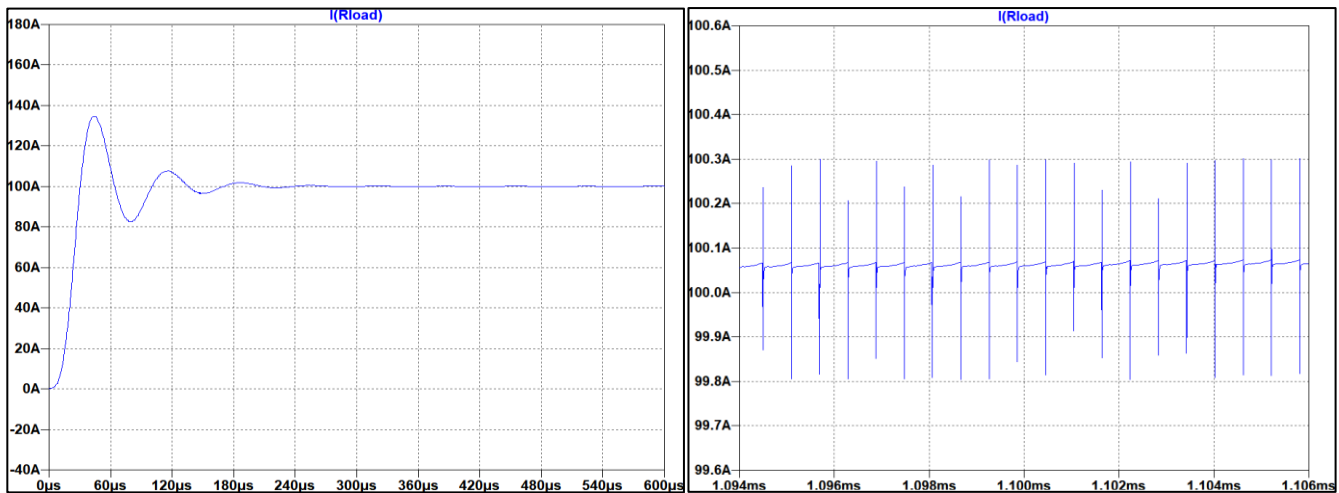


Figure.III 21 Allure et zoom de Courants de charge

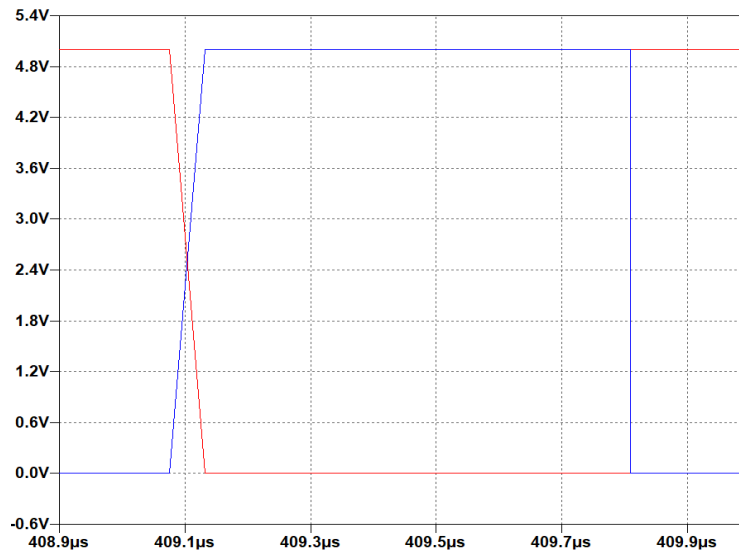


Figure.III 22 Les courbes représentant le temps mort (Dead Time)

III.8.2 Interprétation des résultats

- Tension de sortie V_{out} : La tension de sortie est parfaitement régulée à 1,5 V en régime permanent, avec une ondulation très faible de 0.16 mv. La régulation en boucle fermée compense efficacement les variations et assure une stabilité optimale
- Courants de phase $I(L1, L2, L3, L4)$: Chaque phase présente une ondulation à 7,7 A. Le déphasage de 90° entre les phases réduit l'ondulation globale de 75 %, avec un équilibrage amélioré.
- Courant global $I(Rload)$: Le courant total atteint une stabilisation précise à 100 A, contre 85 A en boucle ouverte. L'ondulation est réduite à 0,6 A crête à crête, soit une amélioration de 32 %, grâce à la régulation active et à la correction en temps réel.

III.9 Les Essais

Pour valider les performances du convertisseur Buck multi phasé en boucle fermée, deux essais distincts seront réalisés. Ces essais viseront à évaluer, l'efficacité de la régulation. Les résultats obtenus permettront de comparer les performances du système et de démontrer l'efficacité de contrôle l'entrelacement des phases.

III.9.1 Premier essai

Le premier essai consiste à tracer la courbe de la tension de sortie pour différentes valeurs de tension de référence, dans le cas d'un convertisseur parallèle fonctionnant sous un mode de contrôle en tension (VMC). La figure (III.23) représente les résultats obtenus.

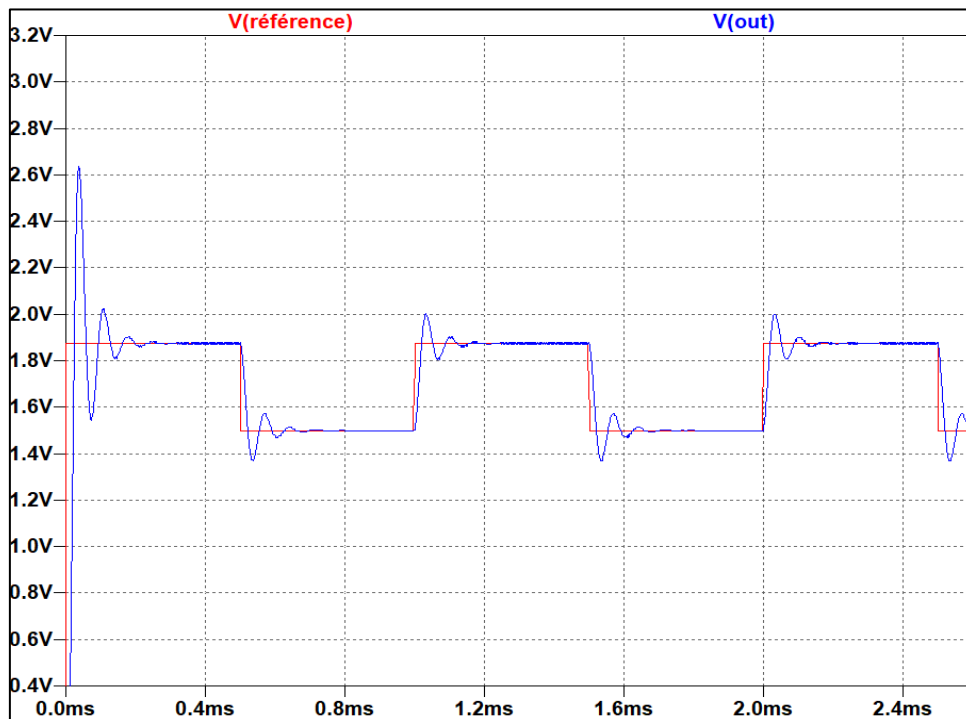


Figure.III 23 Courbe de la tension de sortie en fonction des différentes valeurs de la tension de référence

On remarque, dans les résultats obtenus, que le système de régulation suit efficacement les variations de la tension de référence avec une réponse transitoire rapide (0,05 à 0,1 ms) et une bonne précision après stabilisation.

III.9.2 Deuxième essai

Le deuxième essai consiste à analyser la réponse du convertisseur Buck multi phasé lors d'une variation de charge brusque. Cette variation est simulée en modifiant la résistance de charge R, définie par $R = \{IF(\text{time} < 0.6 \text{ ms}, 0.022 \Omega, 0.015 \Omega)\}$, à un instant donné, afin d'évaluer la

capacité du système à maintenir une tension de sortie stable. La figure (III.24) représente l'évolution de la tension de sortie V_{out} et du courant de charge $I(R_{charge})$ en fonction du temps.

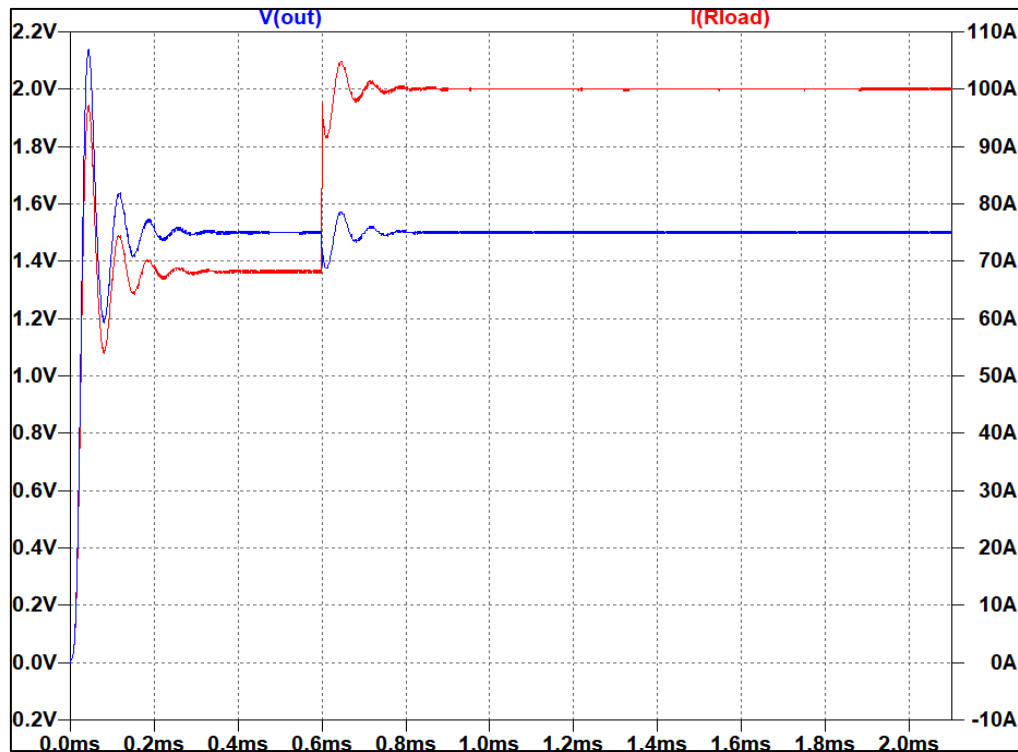


Figure.III 24 Évolution de la tension de sortie (V_{out}) et du courant de charge $I(R_{charge})$ en fonction du temps pour une variation de la résistance

Les résultats obtenus montrent que, malgré une augmentation significative du courant de charge suite à une baisse de la résistance, la tension de sortie reste stable avec des ondulations minimales. Cela témoigne de l'efficacité de la régulation en boucle fermée et de l'adaptabilité du convertisseur multi phasé face aux variations dynamiques de la charge.

III.10 les avantages et les inconvénients le Convertisseur Buck Monophasé et Multi Phasé

III.10.1 Convertisseur Buck Monophasé

➤ Avantages

- Conception simple : Nécessite moins de composants et une commande moins complexe.
- Coût faible : Moins de composants comme les MOSFETs, inductances et condensateurs.
- Taille compacte : Occupe moins d'espace.
- Facilité de maintenance : Moins de points de défaillance potentielle.

➤ **Inconvénients**

- Ondulations élevées :
- IL (courant de l'inductance) : Nécessite des inductances de grande valeur pour réduire les ondulations.
- Ir (courant de charge) : Ondulations importantes affectant la qualité de l'alimentation.
- Vout (tension de sortie) : Ondulations de tension plus marquées.
- Puissance limitée : Non adapté aux applications nécessitant une puissance élevée.
- Chauffage accru : Toute l'intensité passe par une seule phase, ce qui augmente les pertes thermiques.
- Réponse dynamique moyenne : Moins rapide à réagir aux variations rapides de charge.

III.10.2 Convertisseur Buck Multi phasé

➤ **Avantages**

- Réduction des ondulations :

Courant de l'inductance : Le courant est réparti uniformément entre les différentes phases, ce qui permet de réduire significativement les ondulations dans chaque phase grâce au fonctionnement parallèle synchronisé.

Courant de la charge : L'entrelacement temporel des phases (interleaving) permet une diminution notable des ondulations du courant de charge, améliorant ainsi la qualité de l'alimentation et réduisant le stress thermique sur les composants.

- Vout (tension de sortie) : La tension reste très stable avec des ondulations minimales
- Support de charges élevées : Conçu pour des applications à haute puissance.
- Répartition thermique : Les pertes sont partagées entre les phases, diminuant l'échauffement global.
- Réponse dynamique rapide : Excellente capacité à réagir aux variations rapides de charge.
- Tolérance aux défaillances : Si une phase tombe en panne, les autres continuent à fonctionner partiellement.

- Réduction des interférences électromagnétiques (EMI) : Distribution des interférences sur une large plage de fréquences.

- Flexibilité et évolutivité : Permet l'ajout ou la suppression de phases selon les besoins.

➤ **Inconvénients**

- Complexité de conception Nécessite une synchronisation précise entre les phases et une commande avancée.

- Coût élevé : En raison du nombre accru de composants (MOSFETs, inductances, condensateurs).

- Taille plus importante : Nécessite plus d'espace pour les composants supplémentaires.

- Augmentation de la charge en cas de panne d'une phase : Les phases restantes sont plus sollicitées.

- Efficacité réduite à faible charge : Moins avantageux pour les applications à basse puissance.

III.11 Conclusion

Cette recherche approfondie sur le convertisseur Buck multi phasé met en évidence son aptitude à répondre aux besoins croissants en matière de conversion énergétique fiable et efficace, en particulier dans les applications nécessitant une haute densité de puissance. À travers des simulations réalisées avec LTSpice, l'efficacité des architectures multi phases a été démontrée, surpassant nettement les configurations monophasées selon plusieurs critères essentiels.

Les résultats soulignent que l'adoption d'un contrôle en boucle fermée dans un système multi phase améliore considérablement les performances, notamment :

- Une amélioration notable de la stabilité de la tension de sortie, stabilisée précisément à 1,5 V, avec des ondulations réduites au minimum.
- Une diminution marquée des ondulations de courant, rendue possible par l'entrelacement des phases, réduisant les fluctuations à 2,0–2,5 A par phase, contre 7,7 A en boucle ouverte.
- Une stabilisation rapide du courant total, atteignant 100 A, avec une réduction des ondulations de 32 % par rapport au mode ouvert.

Des configurations monophasées et multi phases met en lumière les avantages significatifs de cette dernière. Bien que le système monophasé soit simple et compact, il reste limité par des ondulations importantes et une faible gestion thermique. En revanche, le convertisseur multi

phase se distingue par une répartition efficace de la charge et des pertes thermiques, tout en offrant une réponse rapide aux fluctuations dynamiques

Conclusion Générale

Le travail présenté dans ce mémoire s'est focalisé sur l'étude, la modélisation et la synthèse d'un convertisseur DC-DC Buck multiphasé, en mettant en œuvre différentes méthodes d'analyse et de simulation à l'aide des outils MATLAB/Simulink et LTSpice. L'objectif principal a été de comparer les performances des topologies monophasées et multiphasées dans un contexte de conversion d'énergie à haute efficacité, tout en évaluant l'impact des différentes stratégies de commande sur la qualité du signal de sortie et la robustesse du système.

Dans le premier chapitre, nous avons introduit les notions fondamentales liées aux convertisseurs statiques, avec une attention particulière portée aux architectures Buck. L'analyse des convertisseurs multiphasés a mis en évidence leurs avantages considérables en termes de réduction des ondulations, de meilleure répartition thermique et de capacité à répondre à des charges dynamiques.

Le deuxième chapitre a permis de modéliser en détail les comportements statiques et dynamiques du convertisseur Buck, en intégrant les équations fondamentales et en déterminant les fonctions de transfert essentielles pour le dimensionnement et le contrôle. Grâce aux simulations réalisées sous MATLAB/Simulink, nous avons pu observer les performances du système sous différents scénarios, notamment en boucle ouverte et fermée, avec une commande PI en mode courant. L'approche entrelacée à quatre phases s'est révélée particulièrement efficace pour améliorer la stabilité et diminuer les fluctuations.

Enfin, dans le troisième chapitre, nous avons poursuivi cette démarche par une conception détaillée du convertisseur Buck sous LTSpice, en sélectionnant rigoureusement les composants selon leurs caractéristiques techniques. Les simulations réalisées ont confirmé les résultats obtenus précédemment, tout en apportant une validation plus proche du comportement réel grâce à l'utilisation de modèles de composants industriels. L'introduction du contrôle en mode tension (VMC) avec compensateur de type II et prise en compte du temps mort a permis d'optimiser davantage les performances du convertisseur multiphasé.

En somme, ce mémoire a mis en lumière les avantages tangibles de l'architecture multiphasée par rapport à la solution monophasée classique. La réduction des ondulations, la meilleure dissipation thermique, la flexibilité modulaire et la robustesse du système font des convertisseurs Buck multi-phasés un choix incontournable pour les applications modernes exigeantes, notamment dans les domaines des véhicules électriques, des alimentations critiques et des énergies renouvelables.

Bibliographie

Références bibliographiques

- [1] R. W. Erickson and D. Maksimovic, Fundamentals of Power Electronics, 3rd ed. Springer, 2020. doi: 10.1007/978-3-030-43881-4.
- [2] Mohan, N., Undeland, T. M., & Robbins, W. P. (2003). Power Electronics: Converters, Applications, and Design (3rd ed.). John Wiley & Sons.
- [3] Erickson, R. W., Maksimovic, D., Fundamentals of Power Electronics, Springer, 2001.
- [4] Rashid, M. H., Power Electronics: Circuits, Devices, and Applications, Pearson Education, 2013.
- [5] Mohan, N., Power Electronics: A First Course, Wiley, 2012.
- [6] Hart, D. W., Power Electronics, McGraw-Hill Education, 2010.
- [7] N. Mohan et al., Power Electronics: Converters, Applications and Design, 4th ed. Wiley, 2020.
- [8] S. Buso and P. Mattavelli, Digital Control in Power Electronics, Morgan & Claypool, 2016.
- [9] R. D. Middlebrook and S. Cuk, "A General Unified Approach to Modeling Switching Converter Power Stages," IEEE PESC Rec., pp. 18-34, 1976.
- [10] R. Redl and N. O. Sokal, "Current-Mode Control, Five Different Types," IEEE Trans. Power Electron., vol. PE-1, no. 1, pp. 11-19, Jan. 1986.
- [11] J. Chen, A. Prodic, R.W Erickson, and D. Maksimovic, "Predictive digital current programmed control," IEEE Transactions on Power Electronics, , vol. 18, no. 1, pp. 411-419, Jan. 2003
- [12] Irfan Ahmed, "Implementation of PID and Deadbeat Controllers with the TMS320 Family," APPLICATION REPORT : SPRA083, Texas Instruments, <http://www.ti.com/lit/an/spra083/spra083.pdf> ,1997
- [13] V. I. Utkin, "Sliding modes and their application in variable structure systems", MIR Publishers, Moscow, c1974, in Russia
- [14] R. Venkataramanan, A. Sabanovic and S. Ck, "Sliding mode control of dc-to-dc converters", in proceedings of 11th Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation (IECON 85), pp. 251-258, Nov. 1985.

- [15] M.N. Uddin, M.A. Abido, and M.A. Rahman, "Real-time performance evaluation of a genetic-algorithm-based fuzzy logic controller for IPM motor drives," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41, no. 1, pp. 246-252, Jan. 2005
- [16] Hammoudi, Mohamed Yacine, Ramzi Saadi, Antonio J Marques Cardoso, Mohamed El Hachemi Benbouzid, et Mohamed Sahraoui, "Practical Implementation of H-Infinity Control for Fuel Cell-Interleaved Boost Converter", *International Journal of Modelling and Simulation* 40, no 1 (2 janvier 2020) : 44-61. <https://doi.org/10.1080/02286203.2018.1547871>.
- [17] El Fadil, H., F. Giri, J. M. Guerrero, et B. Salhi, "Adaptive control of interleaved boost converter for fuel cell energy ", In *Proceedings of the 2011 American Control Conference*, 3905-3910. San Francisco, CA : IEEE, 2011. <https://doi.org/10.1109/ACC.2011.5990790>.
- [18] Rrtition de la Zhang, Y., et al. (2019), "High-Efficiency Interleaved DC-DC Converter for Renewable Energy Applications", *IEEE Transactions on Power Electronics*, 34(5), 1234-1242. Puissance
- [19] Lee, J., Kim, S. (2020), "Dynamic Load Sharing in Multiphase Interleaved Converters", *Journal of Power Electronics*, 16(2), 567-575.
- [20] Maalandish, M., Hosseini, S. H., Ghasemzadeh, S., Babaei, E., Shalchi Alishah, R., Jalilzadeh, T. (2017), "Six-phase interleaved boost DC-DC converter with high-voltage gain and reduced voltage stress", *IET Power Electronics*, 10(12), 1-10. doi : 10.1049/ietpel.2016.1029
- [21] L. Ni, D. J. Patterson, and J. L. Hudgins, "High power current sensorless bidirectional 16-phase interleaved DC-DC converter for hybrid vehicle application," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 3, pp. 1141-1151, Mar. 2012, doi: 10.1109/TPEL.2011.2165297.
- [22] W. Huang, D. Clavette, S. Zhou, and M. Rodrigues, "A 32-phase 1200-Ampere DC/DC converter for data center and artificial intelligence systems," in *Proc. IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo. (APEC)*, 2021, doi: 10.1109/APEC42165.2021.9487214.
- [23] S. Zhuo, A. Gaillard, Q. Li, R. Ma, D. Paire, and F. Gao, "Current ripple optimization of four-phase floating interleaved DC-DC boost converter under switch fault," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 56, no. 4, pp. 4214-4224, 2020.
- [24] [E] K. M. Hamza, "Étude et conception d'un émulateur solaire," 2016.
- [25] [P] D. M. R. W. Erickson, *Fundamentals of power electronics*. 2004.

- [26] [U] 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
- [27] [Z] Sahraoui Hamza, «Modélisation Et Commande Des Convertisseurs DC-DC Utilisés Dans Les Systèmes Photovoltaïques (Théorie et Expérimentation)», Thèse de doctorat, Université Batna 2.2016
- [28] Fiche technique Vishay Siliconix (Si7860DP), Révision B, Février 2006.
- [29] Fiche technique Panasonic SPM10040-HZ (SPM10040T-R68M-HZ), Avril 2021.
- [30] Fiche technique Panasonic SVP series (20SVP68M), Nov. 2015.
- [31] Fiche technique Panasonic TH séries (4THE2200MP), Avril 2024.
- [32] Fiche technique Panasonic TQC series (25TQC22MV), Mai 2025.
- [33] [Improved Voltage-Mode Control Scheme Enhances Buck Converter's Jitter Performance at High Frequency] Przekazane przez: Electronic Products 2013-11-05
- [34] Demystifying Type II and Type III Compensators Using Op Amp and OTA for DC/DC Converters (Mailing Address: Texas Instruments, Post Office Box 655303, Dallas, Texas 75265 Copyright © 2014, Texas Instruments Incorporate]
- [35] tech web hand book-Dead Time Losses in Synchronous Rectifying Step-Down Converters-2021
- [36] Vishay Siliconix, Application Note AN845 – Matching System Dead Time to MOSFET Parameters in ZVS Circuits, 2011. [En ligne]. Disponible sur : <https://www.vishay.com/docs/67527/matchingsystemdeadtime.pdf>

Résumé

الملخص

في هذا المذكرة، قمنا بدراسة محولات DC-DC من نوع Buck الكلاسيكية والمتزامنة، وذلك في كل من التكوينات أحادية الطور ومتعددة الطور كان الهدف الرئيسي هو تحليل تأثير البنية متعددة الطور واستراتيجيات التحكم على الأداء العام للنظام. تم تنفيذ نمذجة كل من الهيكلين والتحقق من صحتها من خلال المحاكاة العددية تتيح البنية متعددة الطور بفضل التقدم بزاوية 90 بين الأطوار، تحسيناً ملحوظاً في جودة الإشارة، وتقليلاً كبيراً في تموج التيار، بالإضافة إلى توزيع أكثر توازناً للخسائر الحرارية. أظهرت النتائج المحصلة زيادة في الكفاءة، واستجابة ديناميكية أسرع، وتنظيماً أكثر استقراراً مقارنة بالبنية أحادية الطور. وتعد هذه البنية متعددة الطور مناسبة بشكل خاص للأحمال ذات القدرة العالية، حيث إنها تحسن من كفاءة النظام وتعزز من موثوقيته. وبالتالي، فهي تمثل حلاً فعالاً ومنتجاً للتطبيقات التي تتطلب طاقة عالية واستقراراً في الأداء

الكلمات المفتاحية: محول تيار مستمر، محول باك متعدد الأطوار، Ltspice، تداخل

Résumé : Dans ce mémoire, nous avons étudié les convertisseurs DC-DC Buck classique et synchrones en configurations monophasée et multi phasée. L'objectif principal était d'analyser l'impact de l'architecture multi phasée et des stratégies de contrôle sur les performances globales du système. La modélisation des deux structures a été réalisée puis validée à l'aide de simulations numériques. La topologie multi phasée, grâce à un déphasage de 90° entre les phases, permet une amélioration notable de la qualité du signal, une réduction significative des ondulations ainsi qu'une répartition plus équilibrée des pertes thermiques. Les résultats obtenus ont mis en évidence une efficacité accrue, une réponse dynamique plus rapide et une régulation plus stable comparée à la topologie monophasée. Cette architecture multi phasée s'avère particulièrement adaptée aux charges de forte puissance, car elle optimise le rendement tout en renforçant la fiabilité du système. Ainsi, elle représente une solution performante et robuste pour les applications exigeantes en énergie.

Les mots clés : Convertisseur DC DC, Buck multi phasé, Ltspice, entrelaces

Abstract : In this thesis, we studied classical and synchronous DC-DC Buck converters in both single-phase and multiphase configurations. The main objective was to analyze the impact of the multiphase architecture and control strategies on the overall performance of the system. The modeling of both structures was carried out and then validated through numerical simulations. The multiphase topology, thanks to a 90° phase shift between the phases, allows for a significant improvement in signal quality, a substantial reduction in current ripple, and a more balanced distribution of thermal losses. The results demonstrated increased efficiency, faster dynamic response, and more stable regulation compared to the single-phase topology. This multiphase architecture proves to be particularly well-suited for high-power loads, as it optimizes efficiency while enhancing system reliability. Thus, it represents a high-performance and robust solution for energy-demanding applications.

Keywords : DC DC converter, Multiphase Buck converter, Ltspice, interleaving