

**REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE  
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA  
ECHEUCHE SCIENTIFIQUE**



**UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF-M'SILA  
FACULTE DE TECHNOLOGIE  
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE**

**MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU  
DIPLOME DE MASTER EN GENIE ELECTRIQUE**

**SPECIALITE : COMMANDE DES SYSTEMES ELECTRIQUES**

**THEME**

---

**Commande par mode de glissement des convertisseurs  
Buck et Boost intégrés dans un système photovoltaïque**

---

**Proposé et dirigé par :**

Dr. BARKAT Said

**Présenté par :**

M. BERROUBI Abdennoure

**Année Universitaire : 2015 / 2016**

**N° d'ordre : CSE-206**

## **REMERCIEMENTS**

*Je me dois remercier ALLAH le Tout Puissant pour toute la volonté et le courage qu'il m'a donnés pour l'achèvement de ce travail.*

*Je tiens tout d'abord à remercier vivement mon promoteur Dr. BARKAT SAID, qui a manifesté son entière disponibilité pour m'aider et de m'orienter. Je le remercie aussi pour la confiance et la compréhension qu'il m'a toujours prouvées.*

*Je remercie également tous les membres de jury d'avoir accepté d'examiner ce travail.*

*Mes vifs remerciements s'adressent également à tous les membres de ma famille surtout ma chère mère et mon cher père pour leur aide inconditionnelle et pour leur soutien précieux durant ma formation, ce qui leur fait valoir ma grande reconnaissance.*

*Enfin, je remercie toutes les personnes, qui ont contribué de près ou de loin, directement ou indirectement à l'aboutissement de ce travail.*

# Dédicace

*Avant tous, je remercie ALLAH le tout puissant de m'avoir  
donné le courage et la patience pour réaliser ce travail malgré toutes les  
difficultés rencontrées.*

*Je dédie ce travail en signe de respect et de reconnaissance à*

*Ma très chère mère et mon père*

*Mes sœurs*

*Mes frères*

*A toute ma famille*

*A tous mes amis*

**BERROUBI ABDENNOURE**

# Sommaire

Introduction générale.....	1
<b>Chapitre I: Modelisation des convertisseurs Buck et Boost</b>	
I.1. Introduction.....	5
I.2. Modes de fonctionnement des convertisseurs DC-DC.....	6
I.3. Modélisation des convertisseurs DC-DC.....	6
I.3.1. Modèle moyen des convertisseurs DC-DC.....	6
I.3.1.1. Convertisseur Buck.....	8
I.3.1.1.1. Convertisseur Buck idéal.....	8
I.3.1.1.1.1. Structure.....	8
I.3.1.1.1.2. Principe de fonctionnement.....	8
I.3.1.1.1.3. Commande PWM.....	9
I.3.1.1.1.4. Modèle instantané.....	10
I.3.1.1.1.5. Modèle moyen.....	11
I.3.1.1.2. Modèle avec résistance de parasites.....	11
I.3.1.1.2.1. Structure.....	11
I.3.1.1.2.2. Modèle instantané.....	11
I.3.1.1.2.3. Modèle moyen.....	12
I.3.1.2. Convertisseur Boost.....	13
I.3.1.2.1. Convertisseur Boost idéal.....	13
I.3.1.2.1.1. Structure.....	13
I.3.1.2.1.2. Principe de fonctionnement.....	13
I.3.1.2.1.3. Modèle instantané.....	14
I.3.1.2.1.4. Modèle moyen.....	15
I.3.1.2.2. Modèle du convertisseur Boost avec résistances de parasites.....	15
I.3.1.2.2.1. Structure.....	15
I.3.1.2.2.2. Modèle instantané.....	15
I.3.1.2.2.3. Modèle moyen.....	16
I.4. Dimensionnement des convertisseurs Buck et Boost.....	17
I.4.1. Hypothèses.....	17
I.4.2. Dimensionnement du convertisseur Buck.....	17
I.4.2.1. Ondulation du courant $\Delta i_L$ et choix de $L$ .....	18
I.4.2.2. Courant d'entrée moyen.....	18

I.4.2.3. Resistance critique.....	18
I.4.2.4. Choix de la diode.....	19
I.4.2.5. Choix du MOSFET.....	19
I.4.2.6. Ondulation de la tension de sortie $\Delta V_s$ , choix de $C$ .....	20
I.4.3. Dimensionnement du convertisseur Boost.....	21
I.4.3.1. Ondulation du courant $\Delta i_L$ et choix de $L$ .....	22
I.4.3.2. Courant d'entrée moyen.....	22
I.4.3.3. Resistance critique.....	22
I.4.3.4. Choix de la diode.....	23
I.4.3.5. Choix de MOSFET.....	23
I.4.3.6. Ondulation de la tension de sortie $\Delta V_s$ et choix de $C$ .....	23
I.4.4. Conception des convertisseurs Buck et Boost.....	24
I.5. Résultats de simulation.....	26
I.6. Conclusion.....	27

## ***Chapitre II: Commande linéaire des convertisseurs Buck et Boost***

II.1. Introduction.....	28
II.2. Effet des correcteurs.....	29
II.3. Rôle du correcteur.....	29
II.4. Principales fonctions de transfert.....	29
II.4.1. Fonction de transfert du correcteur.....	29
II.4.2. Fonctions de transfert du convertisseur Buck.....	30
II.4.3. Fonctions de transfert du convertisseur Boost.....	31
II.5. Types de régulation.....	33
II.5.1. Contrôle direct du rapport cyclique (Voltage Mode Control).....	33
II.5.1.1. Contrôle direct du rapport cyclique du convertisseur Buck.....	33
II.5.1.1.1. Résultats de simulation.....	35
II.5.1.1.1.1. Avec variation de la charge.....	35
II.5.1.1.1.2. Avec variation de la tension d'entrée.....	36
II.5.1.2. Contrôle direct du rapport cyclique du convertisseur Boost.....	37
II.5.1.2.1. Résultats de simulation.....	40
II.5.1.2.1.1. Avec variation de la charge.....	40
II.5.1.2.1.2. Avec variation de la tension d'entrée.....	41
II.5.2. Régulation en courant (Current Mode Control).....	42
II.5.2.1. Régulation en courant / CMC du convertisseur Buck.....	42
II.5.2.1.1. Boucle de courant.....	43
II.5.2.1.2. Boucle de tension.....	45
II.5.2.1.3. Résultats de simulation.....	46
II.5.2.1.3.1. Avec variation de la charge.....	47

II.5.2.1.3.2. Avec variation de la tension d'entrée.....	48
II.5.2.2. Régulation en courant / CMC du convertisseur Boost.....	49
II.5.2.2.2. Boucle de tension.....	50
II.5.2.2.3. Résultats de simulation.....	51
II.5.2.2.3.1. Avec variation de la charge.....	52
II.5.2.2.3.2. Avec variation de la tension d'entrée.....	53
II.6. Étude comparative entre les différentes commandes .....	54
II.7. Conclusion.....	55

### ***Chapitre III: Commande par mode de glissement des convertisseurs Buck et Boost***

III.1. Introduction.....	56
III.3. Principes généraux de la commande par mode glissant.....	56
III.3.1. Introduction.....	56
III.3.2. Principe.....	57
III.3.3. Description du système en régime glissant.....	58
III.3.3.1. Condition d'attractivité .....	58
III.3.3.2. Condition d'existence du glissement.....	58
III.3.3.3. Condition de stabilité.....	59
III.3.3.3.1. commande équivalente .....	59
III.3.3.4. Phénomène de réticence ( <i>Chattering</i> ).....	60
III.3.4. Synthèse des lois de commande pour des convertisseurs Buck et Boost .....	61
III.3.4.1. Commandes par modes glissants intégral.....	61
III.3.4.1.1. Commandes par ISMC d'ordre 2 .....	61
III.3.4.1.1.1. Commande en tension par mode glissant ( <i>Sliding Mode Voltage Control</i> ).....	61
III.3.4.1.1.1.1. Modélisation des convertisseurs Buck et Boost.....	62
III.3.4.1.1.1.2. Choix de la surface de glissement.....	63
III.3.4.1.1.1.3. Condition d'existence du régime glissant.....	63
III.3.4.1.1.1.4. Dérivation de la loi de commande pour un contrôleur à base de PWM.....	65
III.3.4.1.1.1.5. Résultats de simulation.....	67
III.3.4.1.1.1.5.1. Cas du convertisseur Buck.....	67
III.3.4.1.1.1.5.1.1. Performance du convertisseur Buck lors de la variation de la charge.....	68
III.3.4.1.1.1.5.1.2. Performance du convertisseur Buck lors de la variation de la tension d'entrée.....	69
III.3.4.1.1.1.5.2. Cas du convertisseur Boost.....	70
III.3.4.1.1.1.5.2.1. Performances du convertisseur Boost lors de la variation de la charge.....	70
III.3.4.1.1.1.5.2.2. Performance du convertisseur Boost lors de la variation de la tension d'entrée.....	71
III.3.4.1.1.2. Commande en courant par mode glissant ( <i>Sliding Mode Current Control</i> ).....	72
III.3.4.1.1.2.1. Modélisation des convertisseurs Buck et Boost.....	73

III.3.4.1.1.2.2. Choix de la surface de glissement.....	74
III.3.4.1.1.2.3. Condition d'existence du régime glissant.....	74
III.3.4.1.1.2.4. Dérivation de la loi de commande pour un contrôleur à base de PWM.....	75
III.3.4.1.1.2.5. Résultats de simulation.....	76
III.3.4.1.1.2.5.1. Cas du convertisseur Buck.....	76
III.3.4.1.1.2.5.1.1. Performance du convertisseur Buck lors de la variation de la charge.....	77
III.3.4.1.1.2.5.1.2. Performance du convertisseur Buck lors de la variation de la tension d'entrée.....	78
III.3.4.1.1.2.5.2. Cas du convertisseur Boost.....	79
III.3.4.1.1.2.5.2.1. Performance du convertisseur Boost lors de la variation de la charge.....	79
III.3.4.1.1.2.5.2.2. Performance du convertisseur Boost lors de la variation de la tension d'entrée.....	80
III.3.4.1.2. Améliorations possibles de la commande par mode de glissement.....	81
III.3.4.1.2.1. Commandes par mode glissant intégral d'ordre 3.....	82
III.3.4.1.2.1.1. Commandes en courant par modes glissants à double intégrales ( <i>DISMCC</i> ).....	82
III.3.4.1.2.1.1.1. Modélisation des convertisseurs Buck et Boost.....	82
III.3.4.1.2.1.1.2. Choix de la surface de glissement.....	83
III.3.4.1.2.1.1.3. Condition d'existence du régime glissant.....	83
III.3.4.1.2.1.1.4. Dérivation de la loi de commande pour <i>DISMCC</i> .....	84
III.3.4.1.2.1.1.5. Résultats de simulation.....	86
III.3.4.1.2.1.1.5.1. Cas du convertisseur Buck.....	86
III.3.4.1.2.1.1.5.1.1. Performance du convertisseur Buck lors de la variation de la charge.....	86
III.3.4.1.2.1.1.5.1.2. Performance du convertisseur Buck lors de la variation de la tension d'entrée.....	87
III.3.4.1.2.1.1.5.2. Cas du convertisseur Boost.....	88
III.3.4.1.2.1.1.5.2.1. Performance du convertisseur Boost lors de la variation de la charge.....	89
III.3.4.1.2.1.1.5.2.2. Performance du convertisseur Boost lors de la variation de la tension d'entrée.....	90
III.3.4.2. Commande hybride Mode Glissant-PI ( <i>Hybrid Cascade Control</i> ).....	91
III.3.4.2.1. Modèle des convertisseurs Buck et Boost.....	91
III.3.4.2.2. Analyse de la boucle interne du courant.....	92
III.3.4.2.2.1. Pour le convertisseur Buck.....	92
III.3.4.2.2.2. Pour le convertisseur Boost.....	93
III.3.4.2.3. Analyse en boucle fermée.....	94
III.3.4.2.3.1. Pour le convertisseur Buck.....	94
III.3.4.2.3.2. Pour le convertisseur Boost.....	94
III.3.4.2.4. Analyse de la boucle externe de la tension.....	95
III.3.4.2.4.1. Pour le convertisseur Buck.....	95
III.3.4.2.4.2. Pour le convertisseur Boost.....	96
III.3.4.2.5. Résultats de simulation.....	98

III.3.4.2.5.1. Cas du convertisseur Buck.....	98
III.3.4.2.5.1.1. Performance du convertisseur Buck lors de la variation de la charge.....	99
III.3.4.2.5.1.2. Performance du convertisseur Buck lors de la variation de la tension d'entrée.....	100
III.3.4.2.5.2. Cas du convertisseur Boost.....	101
III.3.4.2.5.2.1. Performance du convertisseur Boost lors de la variation de la charge.....	101
III.3.4.2.5.2.2. Performance du convertisseur Boost lors de la variation de la tension d'entrée.....	102
III.3.5. Étude comparative entre les différentes commandes (linéaire et non-linéaire).....	103
III.4. Conclusion.....	106

### ***Chapitre IV: Intégration des convertisseurs Buck et Boost dans une chaîne photovoltaïque***

IV.1. Introduction.....	107
IV.2. Modélisation d'une cellule photovoltaïque.....	107
IV.2.1. Cas d'une cellule idéale.....	108
IV.2.2. Cas d'une cellule réelle.....	109
IV.2.3. Module photovoltaïque.....	110
IV.2.3.1. Caractéristique courant-tension (I-V) à ensoleillement et température variables.....	110
IV.2.3.1.1. Influence de la température.....	110
IV.2.3.1.2. Influence de l'ensoleillement.....	111
IV.2.3.1.3. Caractéristique puissance-tension (P-V) à ensoleillement et température Variables.....	111
IV.3. Connexion GPV-charge.....	112
IV.3.1. Connexion directe source-charge.....	112
IV.3.2. Connexion via un étage d'adaptation.....	113
IV.3.2.1. Étage d'adaptation Buck.....	114
IV.3.2.2. Étage d'adaptation Boost.....	115
IV.4. Principe de la recherche du point de puissance maximale(MPPT).....	115
IV.4.1. Principe des techniques "Perturb and Observe" (P&O).....	116
IV.4.2. Principe des techniques "Incrément de conductance" (IncCoN).....	118
IV.5. Simulation du système PV pour des variations de température et d'ensoleillement.....	120
IV.5.1. Conditions climatiques variables.....	120
IV.5.1.1. Éclairement variable et température constante.....	120
IV.5.1.1.1. Cas du convertisseur Buck.....	120
IV.5.1.1.2. Cas du convertisseur Boost.....	122
IV.5.1.2. Température variable et éclairement constante.....	123
IV.5.1.2.1. Cas du convertisseur Buck.....	123
IV.5.1.2.1. Cas du convertisseur Boost.....	124
IV.6. Comparaison entre les deux algorithmes MPPT (P&O et IncCond).....	125

---

IV.7. Commande MPPT hybride SMC-PI des convertisseurs Buck et Boost .....	125
IV.7.1. Modélisation des convertisseurs Buck et Boost.....	127
IV.7.1.1. Commande MPPT hybride SMC-PI du convertisseur Buck.....	127
IV.7.1.1.1 Structure.....	127
IV.7.1.1.2. Modèle instantané.....	128
IV.7.1.1.3. Modèle moyen.....	129
IV.7.1.2. Commande MPPT hybride SMC-PI du convertisseur Boost.....	129
IV.7.1.2.1 Structure.....	129
IV.7.1.2.2. Modèle instantané.....	130
IV.7.1.2.3. Modèle moyen.....	130
IV.7.2. Analyse de la boucle interne du courant.....	131
IV.7.2.1. Pour le convertisseur Buck.....	131
IV.7.2.2. Pour le convertisseur Boost.....	131
IV.7.3. Analyse en boucle fermée.....	132
IV.7.3.1. Pour le convertisseur Buck.....	132
IV.7.3.2. Pour le convertisseur Boost.....	133
IV.7.4. Analyse de la boucle externe de la tension.....	133
IV.7.4.1. Pour le convertisseur Buck.....	133
IV.7.4.2. Pour le convertisseur Boost.....	135
IV.8. Étude comparative entre MPPT SMC-PI et MPPT classique (P&O, IncCond).....	137
IV.8.1. Fonctionnement avec conditions environnementales changeantes.....	137
IV.8.1.1. Augmentation rapide d'ensoleillement .....	137
IV.8.1.1.1. Cas du convertisseur Buck.....	138
IV.8.1.1.2. Cas du convertisseur Boost.....	139
IV.8.1.2. Augmentation rapide de la température.....	141
IV.8.1.2.1. Cas du convertisseur Buck.....	141
IV.8.1.2.2. Cas du convertisseur Boost.....	142
IV.9. Conclusion .....	143
Conclusion générale.....	144
Bibliographie et Webographie.....	146

---

# Introduction générale

**L**es convertisseurs DC-DC sont devenus des composantes essentielles dans de nombreuses applications industrielles et militaires au cours des dernières décennies. Grâce à leurs rendements de plus en plus élevés, leurs faibles encombrements ainsi que leurs poids et coûts réduits, ils ont remplacé les alimentations classiques linéaires, même pour de faibles niveaux de puissance.

Un convertisseur de puissance peut être caractérisé comme un système périodique, non-linéaire et variant au cours du temps en raison de son fonctionnement basé sur le découpage. La topologie des éléments dynamiques du système dépend de l'état instantané de chaque interrupteur commandé, ce qui rend la modélisation complexe. La modélisation du convertisseur DC-DC vise à analyser son comportement dynamique dans le but de déterminer le correcteur convenable pour le contrôler. La synthèse des modèles des convertisseurs présente des difficultés liées à la nature même de ces derniers. Les convertisseurs sont non linéaires et à structure variable, puisqu'ils présentent plusieurs états possibles au cours d'une période de découpage. La méthode adoptée consiste à transformer ces systèmes en des systèmes invariants puis à linéariser le modèle obtenu autour d'un point de fonctionnement [1].

Toutefois, les modèles analytiques des convertisseurs continu-continu à commande PWM sont essentiels pour la conception et l'analyse dans des nombreuses applications. Telles que l'automobile, l'aéronautique, l'espace, les télécommunications, la marine, les ordinateurs, les équipements médicaux... Beaucoup d'efforts ont été faits au cours des dernières années pour contrôler les convertisseurs continu-continu. Un nombre de commandes ont été proposés dans [2-4].

En effet, il est nécessaire de développer des contrôleurs non-linéaires prenant en charge l'imprécision des modèles mathématique dues en partie aux incertitudes sur les paramètres et leurs éventuelles variations en fonction du temps et des points de fonctionnement. Ces contrôleurs doivent donc être robuste vis-à-vis les incertitudes, des perturbations introduites et vis-à-vis des variations des paramètres du système.

Étant donné que les convertisseurs DC-DC sont à structure variable, il est particulièrement approprié d'appliquer le contrôle par mode glissant pour ce type de système. Cette approche est d'autant plus pertinente que les contrôleurs basés sur la linéarisation du système autour d'un point de fonctionnement ne sont pas adaptés à de grandes variations des paramètres du circuit ou de la charge [3]. Le mode de glissement a suscité beaucoup d'intérêt pour le contrôle des convertisseurs en électronique de puissance. Les objectifs de la plupart des travaux ont visé à simplifier les procédures de conception, améliorer la robustesse, réduire le nombre de composants, et prévenir le phénomène de réticence à l'origine des oscillations à hautes fréquences le long de la surface de glissement.

Les premiers travaux sur le développement du SMC (*Sliding Mode Control*) pour les contrôleurs DC-DC apparaissent en 1983 [5] et 1985 [6]. Ces travaux montrent comment le SMC peut être appliqué à diverses topologies de convertisseurs DC-DC du second ordre. L'idée de relier la commande équivalente au rapport cyclique afin d'obtenir un contrôleur par mode glissant commandé par MLI peut être trouvée dans [6]. Une méthode générale de synthèse du SMC applicable à la plupart des topologies des convertisseurs DC-DC est proposée par Mattavelli [5] qui montre que le SMC permet une plus grande robustesse face aux variations de charge et des paramètres du circuit. Des méthodes pour fixer la fréquence de commutation et pour réduire l'erreur statique sont aussi proposées. L'application du SMC est étudiée en détail dans [6] pour les convertisseurs Buck et Boost. Une étude fine est faite afin de déterminer les conditions d'existence du régime de glissement. En se basant sur un modèle à petits signaux proposé par Mattavelli [7], les paramètres du circuit sont étudiés afin d'assurer la stabilité du contrôleur. Ce modèle permet également d'analyser la stabilité du circuit, la sélection des coefficients du contrôleur, ainsi que l'effet des variations des paramètres. Mattavelli tient aussi compte du filtre passe bas normalement utilisé pour évaluer les erreurs sur les variables d'état présentes dans l'expression de la surface de glissement. Dans [2], l'étude de plusieurs surfaces de glissement, en particulier des surfaces qui ne dépendent pas du courant dans la charge, est conduite. Des aspects pratiques sont également abordés dans ce travail. L'implémentation d'un contrôleur discret par mode glissant est abordée dans [8], cette étude inclue les conditions d'existence et de stabilité.

Le contrôleur par mode glissant se base sur l'hypothèse d'une hystérésis nulle sur la surface de glissement et donc sur une fréquence de commutation variable et théoriquement infinie. Il est clair que du point de vue pratique il n'est pas possible de vérifier cette hypothèse. En raison des limitations technologiques liées à l'utilisation de fréquences de commutation élevées, il est préférable de limiter cette fréquence. La première idée pour fixer la fréquence de

commutation est d'incorporer un signal triangulaire en sortie du contrôleur et de comparer la surface de glissement à ce signal pour générer les signaux de commande [5][9][11]. Cette méthode a l'avantage d'assurer la stabilité de la fréquence de commutation quel que soit le point de fonctionnement. Par contre la réponse transitoire en est fortement affectée. La deuxième approche est l'intégration d'une hystérésis variable sur la surface de glissement [10][12][13]. Cette méthode paraît plus adéquate et donne une bonne réponse transitoire. D'autre part, beaucoup de travaux proposent le contrôle du rapport cyclique plutôt que de piloter directement l'état du transistor assurant la commutation et ceci sans dégrader les propriétés du contrôleur. Dans ce cas, la commande discontinue est remplacée par la commande équivalente [14]. Cette dernière peut être assimilée au rapport cyclique puisque que l'on travaille à haute fréquence.

Les avantages de cette méthode sont qu'elle ne nécessite pas de circuits supplémentaires et que la réponse transitoire reste bonne. Par contre l'implémentation du contrôleur n'est pas toujours triviale si on cherche à conserver les propriétés du contrôleur SMC.

L'augmentation de l'ordre du mode glissant en intégrant dans la surface l'erreur sur la variable à contrôler et sa dérivée est étudiée en [15] afin de réduire le phénomène de réticence. Outre l'étude théorique de l'application du SMC en électronique de puissance, d'autres études ont été réalisées en ce qui concerne l'évaluation des performances et de la comparaison avec d'autres types de lois de commande. Cette comparaison montre la grande similitude entre les performances du SMC et la commande classique par PI. La comparaison entre la commande du convertisseur Buck par mode glissant ou par PID est également étudiée dans [10]. Cet article montre que ce type de contrôle des convertisseurs de puissance est très prometteur puisqu'il répond de manière très satisfaisant aux critères de stabilité et de robustesse pour de larges variations de l'entrée, des perturbations et des paramètres du circuit, tout en prenant en compte la non-linéarité du convertisseur.

D'un autre côté et en raison des caractéristiques électriques fortement non linéaires des cellules PV et de leurs associations, le rendement des systèmes PV peut être amélioré par des solutions utilisant les techniques de recherche du point de puissance maximale (Maximum Power Point Tracking : MPPT).

Il est donc nécessaire d'utiliser un étage d'adaptation entre le générateur photovoltaïque (GPV) et la charge pour extraire à chaque instant le maximum de puissance disponible aux bornes du GPV et de la transférer à la charge. Cet étage joue le rôle d'interface entre les deux éléments en assurant le transfert du maximum de puissance fournie par le générateur à l'aide d'un système de contrôle utilisé à cet effet [16].

Pour répondre à ces défis, cette étude propose la conception de contrôleurs robustes à base du mode de glissement pour les convertisseurs Buck et Boost. L'étude du comportement de ces convertisseurs contrôlés par les algorithmes MPPT tels que Perturbation-Observation (P&O) et Incrémentation de la conductance est également envisagée.

En plus d'une introduction générale, le présent travail est organisé en quatre chapitres organisés comme suit:

Le premier chapitre mettra en évidence la modélisation des convertisseurs de type Buck et Boost, idéals et avec parasites, et discutera en détails les modèles des convertisseurs les plus usités en général et la conception des deux convertisseurs.

Le second chapitre introduira la synthèse de commande linéaire classique par PI utilisant les deux approches, commande en tension (*Voltage Mode Control*) et en courant (*Current Mode Control*) et présentera une comparaison entre les deux commandes ainsi que l'analyse des performances de chacune.

Le troisième chapitre proposera la synthèse de commande par mode glissant intégral d'ordre deux utilisant les deux techniques de commandes en tension (*Sliding Mode Voltage Control*) et en courant (*Sliding Mode Current Control*). Le problème de l'élimination de l'erreur statique sera également abordé via une augmentation de l'ordre de la commande. A la fin de ce chapitre une comparaison globale entre les différentes lois de commandes linéaire et non-linéaire ainsi que l'analyse des performances de chacune seront présentées.

Le dernier chapitre sera réservé à l'étude des deux méthodes MPPT les plus utilisés à savoir perturbation-observation et incrémentation de la conductance. A ces algorithmes, il est possible d'associer la commande hybride PI-SMC afin de consolider davantage le système de commande ce genre de convertisseurs.

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

# Chapitre I

## Modélisation des convertisseurs Buck et Boost

---

### I.1. Introduction

**A**vec une tension alternative, un simple transformateur permet de changer la tension d'un niveau à un autre niveau. Mais dans le cas d'une tension continue, on doit avoir recours à une approche bien différente, en utilisant un convertisseur DC-DC [17].

Les convertisseurs de type DC-DC convertissent un niveau de tension, à un autre niveau par action de commutation. Ils sont populaires en raison de leur petite taille et leur efficacité par rapport aux régulateurs linéaires. Les convertisseurs DC-DC ont un très grand domaine d'application. Ils sont largement utilisés dans les ordinateurs personnels, des périphériques informatiques et adaptateurs d'appareils électroniques pour fournir des tensions continues [18].

La grande variété de topologie de circuit de convertisseurs varie entre une configuration à un transistor unique ; abaisseur (Buck), élévateur (Boost) et abaisseur-élévateur (Buck-Boost) et des configurations complexes comportant deux ou plus d'interrupteurs et qui emploient la commutation douce ou les techniques de résonance pour contrôler les pertes de commutation [19].

Les convertisseurs DC-DC de type Buck et Boost, sont utilisés fréquemment dans les systèmes photovoltaïques pour générer les tensions et les courants souhaités. Ce type de convertisseurs n'est constitué que par des éléments réactifs (selfs, capacités) qui, dans le cas idéal, ne consomment aucune énergie. C'est pour cette raison qu'ils sont caractérisés par un grand rendement [13].

La modélisation des convertisseurs a pour but d'analyser le comportement dynamique de ceux-ci, afin de synthétiser les lois de commande nécessaires qui permettent d'atteindre les performances désirées. La difficulté majeure vient du principe même de ces convertisseurs: ils sont non linéaires et présentent plusieurs configurations électriques distinctes lors d'une période de commutation. La modélisation du comportement dynamique doit permettre de caractériser le fonctionnement de convertisseur DC-DC dans les deux modes de conduction (continu et discontinu) [11].

Cette étude vise le développement des modèles des convertisseurs Buck et Boost fonctionnant en conduction continue et d'étudier leur réponses en boucle ouverte, de sorte que ces modèles peuvent être utilisés en cas de conception d'un système en boucle fermée.

## I.2. Modes de fonctionnement des convertisseurs DC-DC

Les modes de fonctionnement des convertisseurs DC-DC peuvent être classifiés en première approximation selon deux modes : mode de conduction continue (CCM en anglais : Continuous Conduction Mode) ou le courant traversant la bobine ne s'annule pas sur une période de fonctionnement comme le montre la Figure (I.1.a), et mode de conduction discontinue (DCM en anglais : Discontinuous Conduction Mode) ou le courant traversant la bobine s'annule avant la fin de la période de fonctionnement, comme le montre la Figure (I.1.b).

A noter que, les modes CCM ou DCM sont directement liés au point de fonctionnement du convertisseur et peuvent chacun être représentés par un modèle continu ou bien discret. Dans la suite de ce travail, seul la conduction continue est considérée.

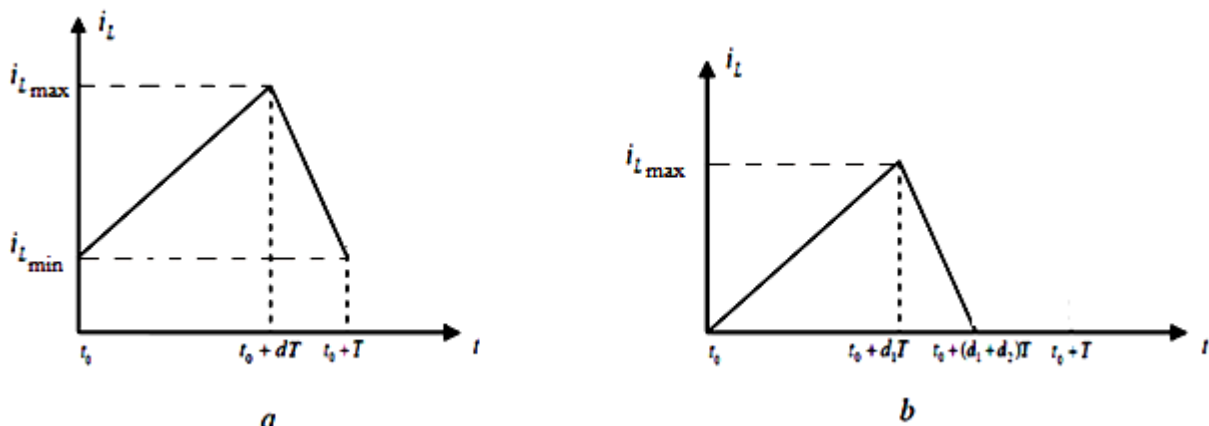


Figure I.1. Formes d'onde du courant de la bobine: (a) CCM, (b) DCM

## I.3. Modélisation des convertisseurs DC-DC

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

### I.3.1. Modèle moyen des convertisseurs DC-DC

Le modèle moyen est une approche permettant de modéliser le convertisseur par un système linéaire continu [11].

Le modèle moyen est obtenu en considérant la moyenne des deux équations d'état sur une période de découpage. Chaque configuration du circuit d'un convertisseur est représentée par un modèle linéaire continu. Les expressions mathématiques des dynamiques continues sont obtenues en appliquant les lois de Kirchhoff qui décrivent le comportement du convertisseur

dans chacune des configurations. Le circuit est un système du second ordre, car il comporte deux éléments de stockage: un condensateur et une inductance. Le vecteur d'état est composé par le courant d'inductance et la tension aux bornes du condensateur. L'entrée des modèles est la tension d'alimentation  $V_e$  et la grandeur de commande est le rapport cyclique. En fonction de la position de l'interrupteur, il existe deux états du circuit associés aux positions fermée et ouverte, représentés dans l'espace d'état par les dynamiques suivantes :

Si l'interrupteur est fermé:

$$\begin{cases} \dot{x} = A_1 x + B_1 V_e \\ y = C_1^T x \end{cases} \text{ pour } u = 1 \quad (\text{I.1})$$

Si l'interrupteur est ouvert:

$$\begin{cases} \dot{x} = A_2 x + B_2 V_e \\ y = C_2^T x \end{cases} \text{ pour } u = 0 \quad (\text{I.2})$$

Où  $x$  représente le vecteur d'état,  $V_e$  la tension d'entrée et  $y$  la sortie à asservir. Le modèle appelé modèle moyen est alors obtenu en moyennant les deux équations d'état avec le rapport cyclique  $d$ , ce qui donne une représentation d'état unique [21] :

$$\begin{cases} \dot{x} = A x + B V_e \\ y = C^T x \end{cases} \quad (\text{I.3})$$

Où :

$$\begin{cases} A = d A_1 + (1-d) A_2 \\ B = d B_1 + (1-d) B_2 \\ C^T = d C_1^T + (1-d) C_2^T \end{cases} \quad (\text{I.4})$$

La validité de ce modèle n'est assurée que si la fréquence de coupure  $f_c$  du système est beaucoup plus faible que la fréquence de commutation  $f$  (i.e.  $f_c/f \ll 1$ ) [20]. Cette représentation considère, bien sûr, le vecteur d'état  $x$  et l'entrée  $V_e$ , mais également  $d$ . Le rapport cyclique devient alors l'entrée du système au sens de la commande. Cette représentation est non linéaire et est plus précisément bilinéaire: produit du vecteur d'état avec la commande et de la tension d'entrée avec la commande [11].

Un modèle linéaire peut donc toujours être obtenu en linéarisant ce dernier autour d'un point d'équilibre (régime permanent). Notons chaque variable comme la somme d'une valeur permanente (composante DC) et d'une variation autour de cette valeur (composante AC) notée avec un chapeau, par exemple  $\tilde{x}(t) = x(t) + \hat{x}(t)$  [22].

Le régime permanent est calculé en prenant  $\hat{x}(t) = 0$ , ce qui donne.

$$x = -A^{-1} B V_e \quad (I.5)$$

Et :

$$y = -C^T A^{-1} B V_e \quad (I.6)$$

Sous réserve que la matrice  $A$  soit inversible.  $V_e$  représente la valeur de la tension d'alimentation en régime stationnaire et les matrices  $A$ ,  $B$  et  $C$  s'expriment en fonction de la valeur du rapport cyclique à l'équilibre  $d$  et  $d' = 1 - d$  :

$$\begin{aligned} A &= d A_1 + d' A_2 \\ B &= d B_1 + d' B_2 \\ C^T &= d C_1^T + d' C_2^T \end{aligned} \quad (I.7)$$

### I.3.1.1. Convertisseur Buck

#### I.3.1.1.1. Convertisseur Buck idéal

##### I.3.1.1.1.1. Structure

Le circuit électrique du convertisseur Buck est présenté par la figure (I.2) :

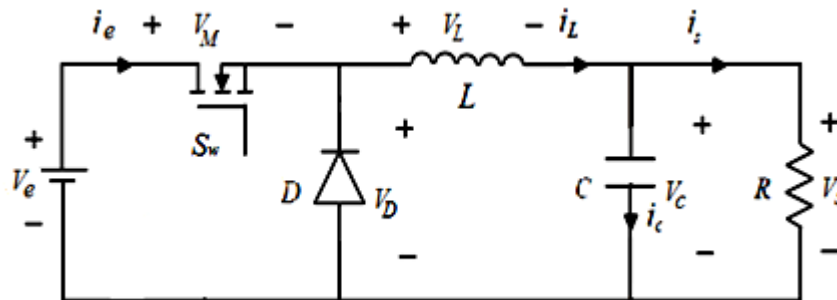


Figure I.2. Schéma du convertisseur Buck

Dans un convertisseur Buck, la source d'entrée est de type tension continue et la charge est de type source de courant [23].

##### I.3.1.1.1.2. Principe de fonctionnement

L'interrupteur  $S_w$  est fermé pendant la fraction  $dT$  de la période de découpage  $T$ . La source d'entrée fournit l'énergie à la charge  $R$  à travers de l'inductance  $L$ . Lors du blocage du  $S_w$ , la diode  $D$  assure la continuité du courant dans l'inductance. L'énergie emmagasinée dans cette inductance est alors déchargée dans le condensateur et la résistance de charge. Les formes d'ondes en conduction continue sont représentées sur la figure (I.3).

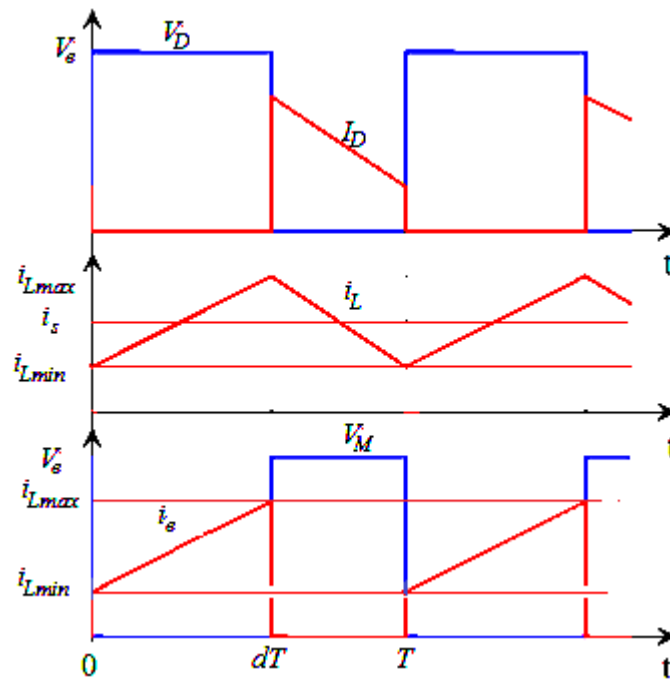


Figure I.3. Formes d'ondes du convertisseur Buck

**I.3.1.1.1.3. Commande PWM**

L'interrupteur  $S_w$  est contrôlé par la technique PWM (Pulse Width Modulation). Le signal de commande  $u$  est obtenu en comparant un signal triangulaire périodique  $v_{ramp}$  de période  $T$  et d'amplitude 1. Avec le rapport cyclique  $d$  (figure (I.4)). Si  $u = 0$ , l'interrupteur sera bloqué tandis que, si  $u = 1$ , l'interrupteur sera saturé.

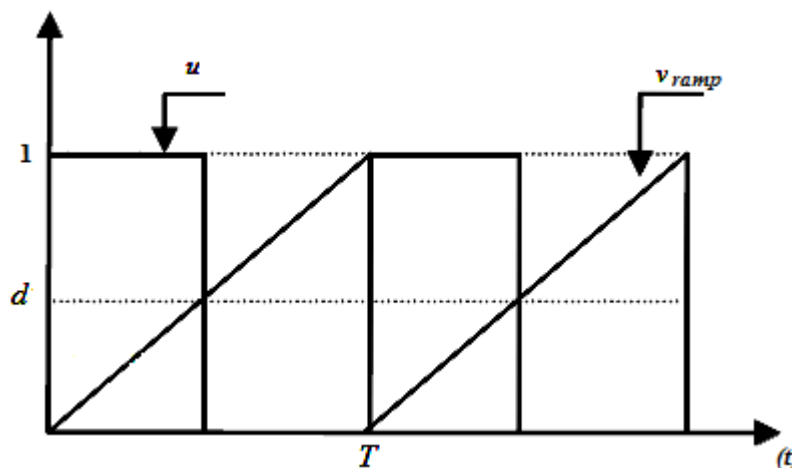


Figure I.4. Forme du signal générée par la technique PWM

Dans le mode de conduction continue, il existe deux configurations selon l'état de l'interrupteur  $S_w$  comme indiqué sur la figure (I.5). Dans le premier laps de temps  $dT$  l'interrupteur est saturée, alors l'inductance  $L$  se charge d'énergie avec augmentation du courant

$i_L$ . Dans le deuxième laps de temps  $(1-d)T$ , l'inductance  $L$  libère cette énergie à la charge avec une diminution du courant  $i_L$ . La figure (I.5) montre les deux cas de figure:

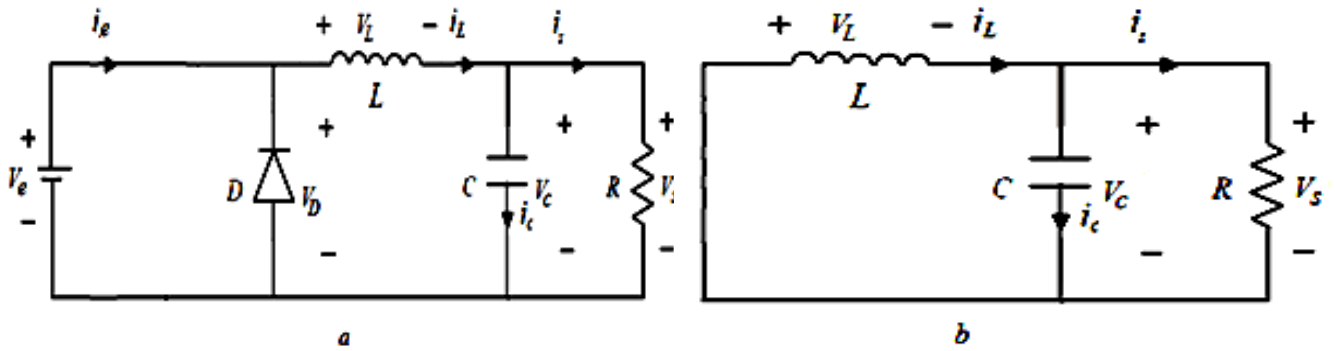


Figure I.5. Circuits équivalents du convertisseur Buck : (a)  $S_w$  fermé, (b)  $S_w$  ouvert.

#### I.3.1.1.4. Modèle instantané

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

$$L \frac{di_L}{dt} = V_e - V_c \quad (\text{I.8})$$

et:

$$C \frac{dV_c}{dt} = i_L - \frac{V_s}{R} \quad (\text{I.9})$$

Le modèle linéaire qui représente la première configuration du circuit décrit en Figure (I.5.a) est donné par :

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dV_c}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ V_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_e \quad (\text{I.10})$$

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

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

et:

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

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

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dV_c}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ V_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} V_e \quad (\text{I.13})$$

**I.3.1.1.1.5. Modèle moyen**

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

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dV_c}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ V_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{d}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_e \tag{I.14}$$

**I.3.1.1.2. Modèle avec résistance de parasites**

**I.3.1.1.2.1. Structure**

Le circuit électrique du convertisseur Buck avec résistances parasites est présenté par la figure (I.6) :

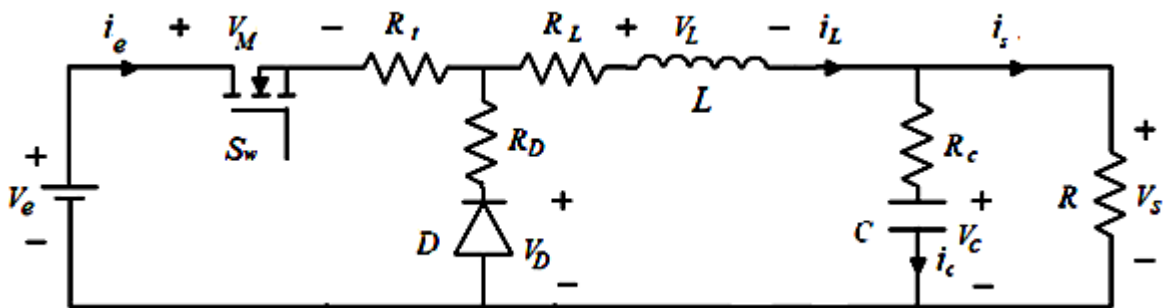


Figure I.6. Schéma du convertisseur Buck avec résistances parasites

Figure (I.2) montre le cas idéal du convertisseur Buck. Maintenant on considère les résistances de l'interrupteur, la bobine, la diode et du condensateur comme indiqué sur la figure (I.6). Les circuits équivalents du convertisseur sont montrés sur la figure (I.7).

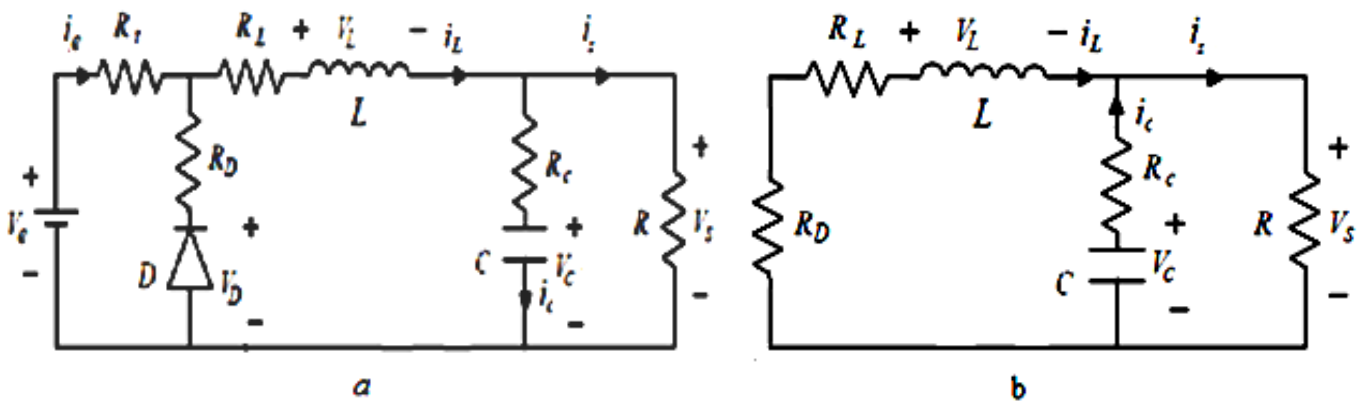


Figure I.7. Circuits équivalents du convertisseur Buck avec parasites : (a)  $S_w$  fermé, (b)  $S_w$  ouvert.

**I.3.1.1.2.2. Modèle instantané**

Sur l'intervalle  $t_0 \leq t \leq t_0 + dT$ ,  $S_w$  est fermé et  $D$  est bloquée. On pose  $R_{on} = R_L + R_t$ , il vient :

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L} (V_e - R_{on} i_L - V_s) \tag{I.15}$$

et:

$$\frac{dV_c}{dt} = \frac{1}{C} \left( i_L - \frac{V_s}{R} \right) \quad (\text{I.16})$$

Avec:

$$V_s = V_c + R_c \left( i_L - \frac{V_s}{R} \right) \quad (\text{I.17})$$

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

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dV_c}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R_{on}}{L} - \frac{RR_c}{(R+R_c)L} & -\frac{R}{(R+R_c)L} \\ \frac{R}{(R+R_c)C} & -\frac{1}{(R+R_c)C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ V_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_e \quad (\text{I.18})$$

Sur l'intervalle  $t_0 + dT \leq t \leq t_0 + T$ ,  $S_w$  est ouvert, la diode  $D$  est passante. On pose  $R_{off} = R_L + R_d$

il vient:

$$\frac{di_L}{dt} = -\frac{1}{L} (R_{off} i_L + V_s) \quad (\text{I.19})$$

et:

$$\frac{dV_c}{dt} = \frac{1}{C} \left( i_L - \frac{V_s}{R} \right) \quad (\text{I.20})$$

Avec:

$$V_s = V_c + R_c \left( i_L - \frac{V_s}{R} \right) \quad (\text{I.21})$$

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

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dV_c}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R_{off}}{L} - \frac{RR_c}{(R+R_c)L} & -\frac{R}{(R+R_c)L} \\ \frac{R}{(R+R_c)C} & -\frac{1}{(R+R_c)C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ V_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} V_e \quad (\text{I.22})$$

### I.3.1.1.2.3. Modèle moyen

L'équation générale du modèle moyen qui régit le fonctionnement du convertisseur Buck avec parasites est :

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dV_c}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R_a}{L} - \frac{RR_c}{(R+R_c)L} & -\frac{R}{(R+R_c)L} \\ \frac{R}{(R+R_c)C} & -\frac{1}{(R+R_c)C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ V_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{d}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_e \quad (\text{I.23})$$

Avec:

$$R_a = d R_{on} + (1-d)R_{off} \tag{I.24}$$

Où  $R_a$  c'est la résistance parasite moyenne.

### I.3.1.2. Convertisseur Boost

#### I.3.1.2.1. Convertisseur Boost idéal

##### I.3.1.2.1.1. Structure

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

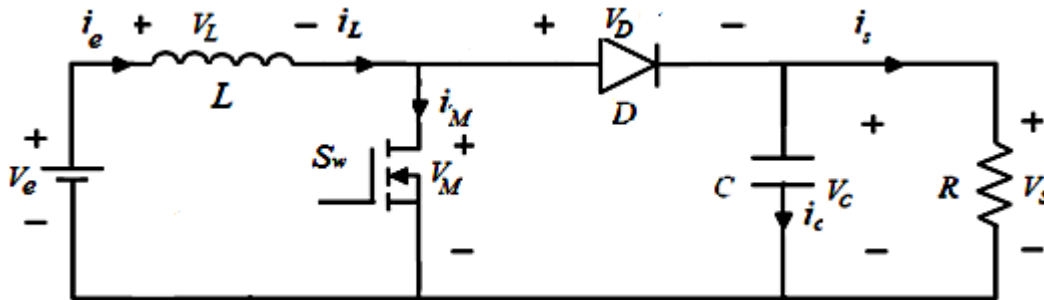


Figure I.8. Schéma du convertisseur Boost

Dans un convertisseur Boost, la source d'entrée est une source de courant et la charge est une charge de tension [23].

##### I.3.1.2.1.2. Principe de fonctionnement

L'interrupteur est fermé pendant la fraction  $dT$  de la période de découpage  $T$ . Le courant dans l'inductance croît progressivement, elle emmagasine de l'énergie, jusqu'à la fin de la première période. Lors du blocage du transistor, la diode assure la continuité du courant dans l'inductance. L'énergie emmagasinée dans cette inductance est alors déchargée dans le condensateur et la résistance de charge. Les formes d'ondes en CCM sont représentées sur la figure (I.9).

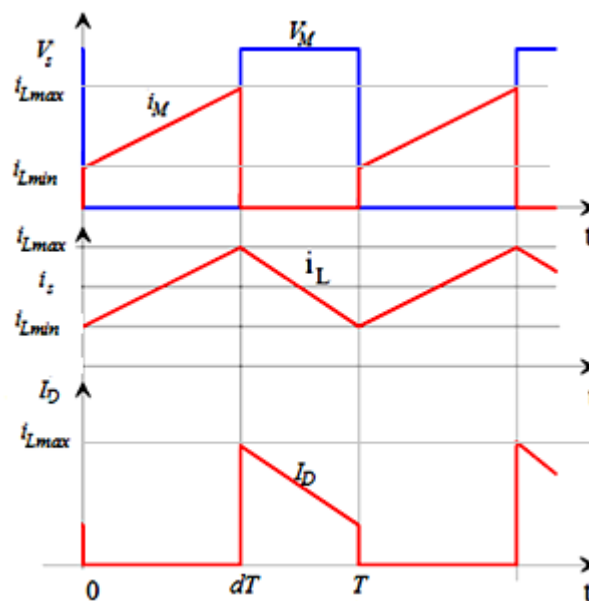


Figure I.9. Formes d'ondes du convertisseur Boost

### I.3.1.2.1.3. Modèle instantané

Le circuit équivalent du convertisseur Boost est présenté par la figure (I.10) :

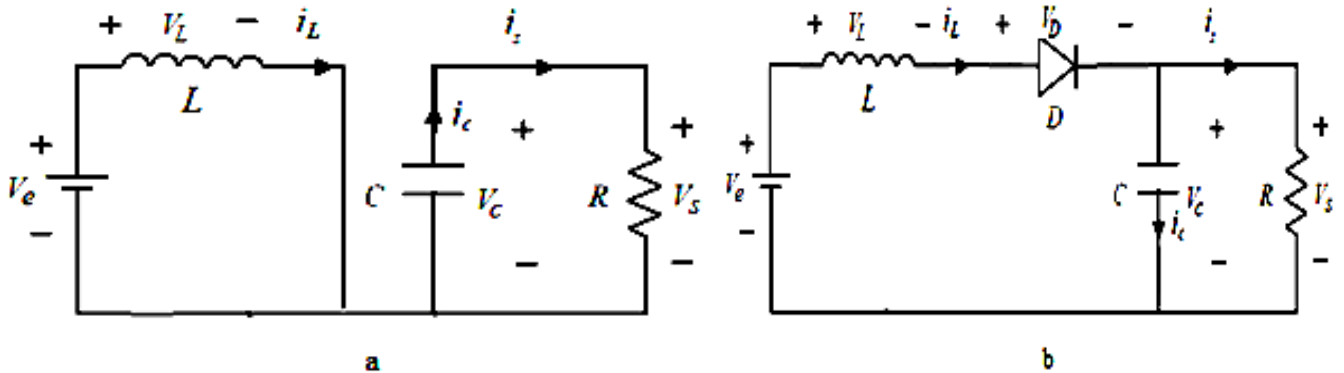


Figure I.10. Circuits équivalents du convertisseur Boost : (a)  $S_w$  fermé, (b)  $S_w$  ouvert.

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

$$L \frac{di_L}{dt} = V_e \quad (\text{I.25})$$

et:

$$C \frac{dV_c}{dt} = -\frac{V_c}{R} \quad (\text{I.26})$$

Le modèle linéaire qui représente la première configuration du circuit décrit en figure (I.10.a) est donné par :

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dV_c}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ V_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_e \quad (\text{I.27})$$

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

$$L \frac{di_L}{dt} = V_e - V_c \quad (\text{I.28})$$

et:

$$C \frac{dV_c}{dt} = i_L - \frac{V_c}{R} \quad (\text{I.29})$$

Le modèle linéaire qui représente la deuxième configuration du circuit décrit en figure (I.10.b) est donné par :

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dV_c}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ V_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_e \quad (\text{I.30})$$

**I.3.1.2.1.4. Modèle moyen**

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

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dV_c}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -(1-d) \\ \frac{(1-d)}{L} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ V_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_e \tag{I.31}$$

**I.3.1.2.2. Modèle du convertisseur Boost avec résistances de parasites**

**I.3.1.2.2.1. Structure**

Le circuit électrique du convertisseur Boost avec résistances parasites est présenté par la figure (I.11) :

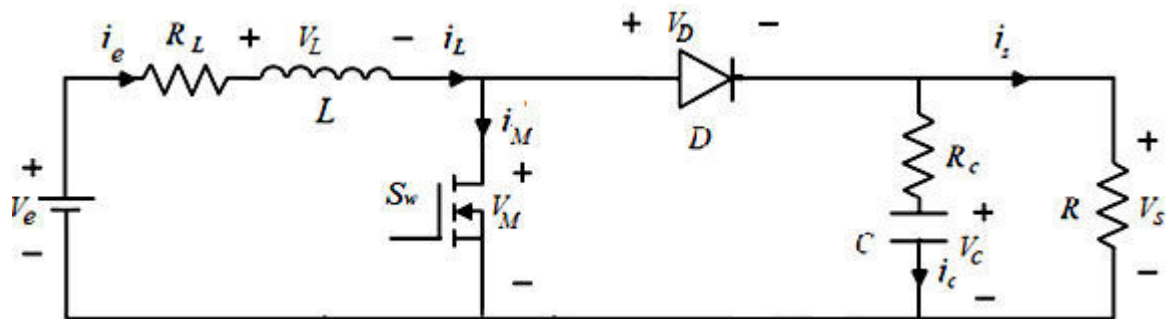


Figure I.11. Schéma du convertisseur Boost avec résistances parasites.

La figure (I.8) montre le cas idéal de convertisseur Boost, par contre si les résistances de la bobine et du condensateur sont pris en considération, le modèle est dit réel. Selon que l'interrupteur  $S_w$  est fermée ou ouvert, on distingue deux circuits équivalents comme le montre la figure (I.12) :

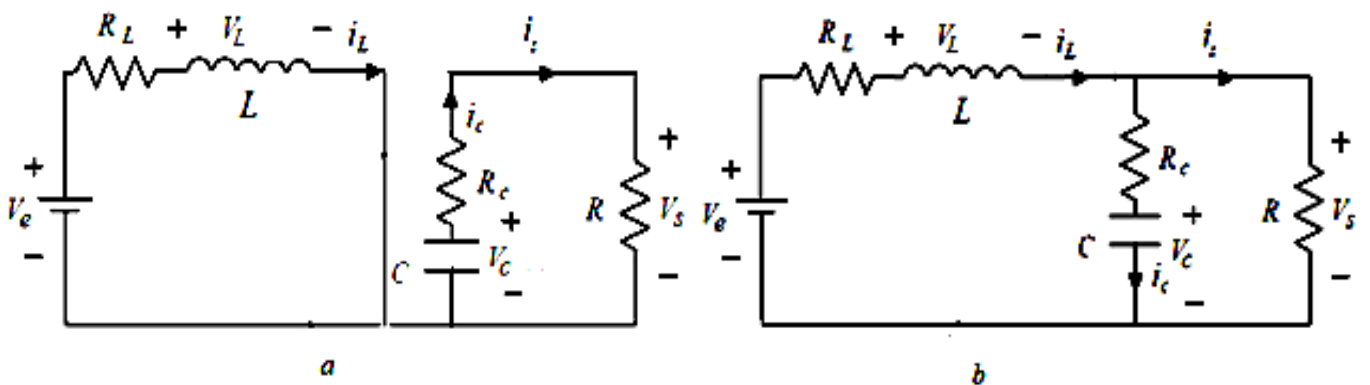


Figure I.12. Circuits équivalents de convertisseur Boost : (a)  $S_w$  fermé, (b)  $S_w$  ouvert.

**I.3.1.2.2.2. Modèle instantané**

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

$$L \frac{di_L}{dt} = V_e - R_L i_L$$

(I.32)

et:

$$C \frac{dV_c}{dt} = -\frac{V_s}{R + R_c} \quad (\text{I.33})$$

Avec:

$$V_s = \frac{RV_c}{R + R_c} \quad (\text{I.34})$$

Le modèle linéaire qui représente la première configuration du circuit décrit en figure (I.12.a) est donné par :

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dV_c}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C(R + R_c)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ V_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_e \quad (\text{I.35})$$

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

$$L \frac{di_L}{dt} = V_e - R_L i_L - V_s \quad (\text{I.36})$$

et:

$$C \frac{dV_c}{dt} = \frac{R}{R + R_c} i_L - \frac{V_c}{R + R_c} \quad (\text{I.37})$$

Avec:

$$V_s = \frac{RR_c}{R + R_c} i_L + \frac{RV_c}{R + R_c} \quad (\text{I.38})$$

Le modèle linéaire qui représente la deuxième configuration du circuit décrit en figure (I.12.b) est donné par :

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dV_c}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L} - \frac{RR_c}{L(R + R_c)} & -\frac{R}{L(R + R_c)} \\ \frac{R}{C(R + R_c)} & -\frac{1}{C(R + R_c)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ V_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_e \quad (\text{I.39})$$

### I.3.1.2.2.3. Modèle moyen

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

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dV_c}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L} - \frac{(1-d)RR_c}{L(R + R_c)} & -\frac{(1-d)R}{L(R + R_c)} \\ \frac{(1-d)R}{C(R + R_c)} & -\frac{1}{C(R + R_c)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ V_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_e \quad (\text{I.40})$$

## I.4. Dimensionnement des convertisseurs Buck et Boost

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

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

### I.4.1. Hypothèses

Dans cette étude théorique, nous admettrons les hypothèses suivantes [24] [26] [27] :

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

### I.4.2. Dimensionnement du convertisseur Buck

L'augmentation du courant  $i_L$  durant l'état passant  $t_{on} = dT$  est donnée par :

$$\Delta i_{Lon} = \int_{i_L(0)}^{i_L(dT)} di_L = \int_0^{dT} \frac{v_L}{L} dt = \frac{(V_e - V_s) dT}{L} \quad (\text{I.41})$$

De même, la baisse du courant dans l'inductance durant l'état bloqué  $t_{off} = (1-d)T$  est donnée par :

$$\Delta i_{Loff} = \int_{i_L(0)}^{i_L(T)} di_L = \int_{dT}^T \frac{V_L}{L} dt = -V_s \frac{(T - dT)}{L} \quad (\text{I.42})$$

Si on considère que le convertisseur est en régime permanent, l'énergie stockée dans chaque composant est la même au début et à la fin de chaque cycle de commutation. Par conséquent, le courant  $i_L$  traversant l'inductance est le même au début et à la fin de chaque cycle de commutation. Ce qui peut s'écrire de la façon suivante :

$$\Delta i_{Lon} + \Delta i_{Loff} = 0 \quad (\text{I.43})$$

En substituant les équations (I.41) et (I.42) dans (I.43), on obtient :

$$\frac{(V_e - V_s) dT}{L} - V_s \frac{(T - dT)}{L} = 0 \quad (\text{I.44})$$

Il résulte que:

$$V_s = dV_e \quad (\text{I.45})$$

On constate que la tension de sortie du convertisseur ne dépend que de la tension d'entrée et du rapport cyclique  $d$ . Celui-ci étant toujours compris entre 0 et 1, le convertisseur est toujours abaisseur de tension.

La tension de sortie est théoriquement indépendante de la charge. Dans la pratique, la boucle de régulation ne devra donc compenser que les variations de la tension d'entrée et les imperfections des composants réels [31].

#### I.4.2.1. Ondulation du courant $\Delta i_L$ et choix de $L$

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

$$L \geq \frac{V_e}{4\Delta i_{L(max)}f} = \frac{V_s (V_e - V_s)}{\Delta i_L f V_e} \quad (\text{I.46})$$

Si  $L$  est inconnue on peut calculer  $\Delta i_L$  à partir de la relation [28]:

$$\Delta i_{L(on)} = (0.2 \text{ à } 0.4) i_{s(max)} \quad (\text{I.47})$$

Avec  $i_{s(max)}$  est le courant de sortie maximale.

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

$$i_{L(eff)} = i_s \sqrt{1 + \frac{1}{12} \left( \frac{\Delta i_L}{i_s} \right)^2} \quad (\text{I.48})$$

#### I.4.2.2. Courant d'entrée moyen

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

$$V_s i_s = V_e i_e \quad (\text{I.49})$$

En utilisant l'équation (I.45), on peut exprimer le courant d'entrée, comme suit:

$$i_e = d i_s \quad (\text{I.50})$$

#### I.4.2.3. Résistance critique

Le courant de la bobine ayant une forme triangulaire comme indiqué sur la Figure (I.3), sa valeur moyenne, qui est le courant de sortie, est située à mi hauteur. Si le courant débité à l'extérieur change, la courbe se déplace verticalement parallèlement à certaines valeurs critiques (DCM). Correspond donc à  $i_s = \Delta i_L / 2$ , or si  $R$  est la charge de sortie alors  $V_s = R i_s$ . La condition de continuité s'écrit donc [29] :

$$\Delta i_L < 2 \frac{V_s}{R} \quad (\text{I.51})$$

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

$$R_{critique} \leq 2 \frac{L f V_e}{V_e - V_s} \quad (I.52)$$

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

#### I.4.2.4. Choix de la diode

L'utilisation de diodes Schottky permet d'éviter les problèmes de recouvrement et donc des pertes par commutation supplémentaires. Des fréquences d'ordre supérieur exigent de la rigueur sur toutes les origines de pertes dépendantes de la fréquence [31].

$$i_D = i_{s(max)} (1-d) \quad (I.53)$$

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

$$P_D = i_D V_D \quad (I.54)$$

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

$$i_{D(moy)} = i_s \quad (I.55)$$

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

$$i_{D(eff)} = i_e \sqrt{1-d} = \frac{i_s}{\sqrt{1-d}} \quad (I.56)$$

#### I.4.2.5. Choix du MOSFET

Le courant crête  $i_{M(max)}$  ( ou bien  $i_{e(max)}$ ) dans l'interrupteur  $S_w$  est atteint à  $t = dT$  . Il est plus intéressant de l'exprimer en fonction des grandeurs d'entrée ou de sortie. La valeur moyenne du courant dans l'inductance  $L$  étant égale au courant d'entrée  $i_e$ , on peut écrire:

$$i_{M(max)} = i_{L(max)} = \frac{\Delta i_L}{2} + i_{s(max)} \quad (I.57)$$

La valeur moyenne s'écrit:

$$i_{M(moy)} = d i_e = \frac{d}{1-d} i_s \quad (I.58)$$

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

$$i_{M(eff)} = i_s \sqrt{d \left[ \frac{1}{(1-d)^2} + \frac{1}{12} \left( \frac{\Delta i_L}{i_s} \right)^2 \right]} \quad (I.59)$$

#### I.4.2.6. Ondulation de la tension de sortie $\Delta V_s$ , choix de $C$

Le courant  $i_c$  traversant le condensateur  $C$  est égal à la différence entre le courant circulant dans l'inductance  $L$  et le courant de sortie  $i_s$ :  $i_c = i_L - i_s$ . Sa valeur moyenne est nulle comme indiqué sur la Figure (I.13). Soit  $\Delta Q$  la variation positive de charge du condensateur  $C$ .

A l'instant 1, comme indiqué sur la Figure (I.13), la tension  $V_s$  est minimale, elle remonte ensuite et atteint un maximum lorsque la surface totale marquée en rouge est ajoutée (temps 3). L'amplitude d'ondulation est la surface de ce triangle soit [29].

$$\Delta V_s = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{1}{C} \frac{1}{2} \frac{\Delta i_L T}{2} = \frac{\Delta i_L}{8 C f} = \frac{1}{8 L C f^2} V_s \left(1 - \frac{V_s}{V_e}\right) \quad (\text{I.60})$$

On en déduit la valeur de la capacité  $C$  nécessaire pour obtenir une ondulation de la tension de sortie  $\Delta V_s$  ( $\Delta V_s = \Delta V_c$ ) si le condensateur est parfait:

$$C_{\min} \geq \frac{\Delta i_L}{8 f \Delta V_s} = \frac{1}{8 L \Delta V_s f^2} V_s \left(1 - \frac{V_s}{V_e}\right) \quad (\text{I.61})$$

La taille du condensateur est inversement proportionnelle à la valeur carrée de  $f$  (la fréquence de commutation), donc en augmentant  $f$ , nous pouvons réduire la taille du filtre capacitif, mais d'autre part, nous devrions considérer que l'augmentation de  $f$  conduit à baisser le rendement du convertisseur [26].

On démontre que la valeur efficace du courant  $i_c$  s'écrit [30]:

$$i_{c(\text{eff})} = i_s \frac{\Delta i_L}{\sqrt{12} i_s} \quad (\text{I.62})$$

Dans la réalité, les condensateurs ne sont pas parfaits et on doit tenir compte de leurs résistances série équivalente, notée ESR (Equivalent Series Resistances), qui introduit une ondulation supplémentaire  $\Delta V_{ESR}$  en phase avec l'ondulation de courant  $\Delta i_L$  [28].

$$\Delta V_{ESR} = \Delta V_s = ESR \Delta i_L \quad (\text{I.63})$$

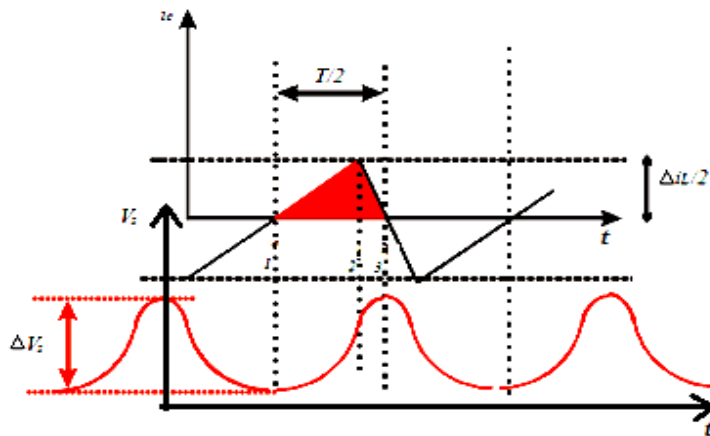


Figure I.13. Ondulation résiduelle de la tension de sortie.

### I.4.3. Dimensionnement du convertisseur Boost

Selon la Figure (I.8), durant  $(0 < t < dT)$  le courant dans l'inductance augmente vers sa valeur crête :

$$V_e - V_L = L \frac{di_L}{dt} \quad (\text{I.64})$$

D'où:

$$i_L(t) = i_{L(\min)} + \frac{V_e}{L}t \quad (\text{I.65})$$

A l'instant  $t = dT$  le courant dans l'inductance atteint sa valeur crête :

$$i_{L(\max)} = i_{L(\min)} + \frac{V_e}{L}dT \quad (\text{I.66})$$

L'interrupteur  $S_w$  est ouvert à  $t = dT$ . La diode  $D$  devient conductrice. Ce qui donne:

$$V_e - V_s = L \frac{di_L}{dt} \quad (\text{I.67})$$

Où:

$$V_s - V_e = -L \frac{di_L}{dt} \quad (\text{I.68})$$

A l'instant  $t = T$ , le courant dans l'inductance atteint sa valeur minimale :

$$i_{L(\min)} = i_{L(\max)} - \frac{V_s - V_e}{L}(1-d)T \quad (\text{I.69})$$

Soit  $\Delta i_L$  l'ondulation du courant dans l'inductance :

Pour la première période  $(0 < t < dT)$ , nous avons:

$$\Delta i_L = i_{L(\max)} - i_{L(\min)} = \frac{V_e}{L}dT \quad (\text{I.70})$$

Pour la deuxième période  $(0 < t < dT)$ , on peut écrire:

$$\Delta i_L = i_{L(\max)} - i_{L(\min)} = \frac{V_s - V_e}{L}(1-d)T \quad (\text{I.71})$$

En combinant ces deux relations, on peut écrire:

$$V_s = \frac{V_e}{1-d} \quad (\text{I.72})$$

On constate que la tension de sortie du convertisseur ne dépend que de la tension d'entrée et du rapport cyclique  $d$ . Celui-ci étant toujours compris entre 0 et 1, le convertisseur est toujours élévateur de tension.

On notera que la tension de sortie est théoriquement indépendante de la charge. Dans la pratique, la boucle de régulation ne devra donc compenser que les variations de la tension d'entrée et les imperfections des composants réels [31].

#### I.4.3.1. Ondulation du courant $\Delta i_L$ et choix de $L$

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

$$L \geq \frac{d V_e}{\Delta i_L f} = \frac{V_e}{\Delta i_L f} \left( 1 - \frac{V_e}{V_s} \right) \quad (I.73)$$

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

$$\Delta i_L = (0.2 \text{ à } 0.4) i_{s(max)} \left( \frac{V_e}{V_s} \right) \quad (I.74)$$

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

#### I.4.3.2. Courant d'entrée moyen

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

$$V_s i_s = V_e i_e \quad (I.75)$$

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

$$i_e = i_{L(moy)} = \frac{i_s}{1-d} \quad (I.76)$$

#### I.4.3.3. Résistance critique

Comme dans le cas précédent, le courant moyen dans la self augmente avec le courant de sortie. A la limite de la conduction continue le courant moyen dans  $L$  est  $\Delta i_L/2$  [29]. On a donc dans ce cas :

$$i_{L(moy)} = i_s \frac{V_s}{V_e} = \frac{i_s}{1-d} = \frac{\Delta i_L}{2} \quad (I.77)$$

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

$$R_{critique} \leq \frac{2 L f V_s}{V_e d(1-d)} \quad (I.78)$$

#### I.4.3.4. Choix de la diode

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

$$i_{D(moy)} = i_s \quad (I.79)$$

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

$$i_{D(eff)} = i_e \sqrt{1-d} = \frac{i_s}{\sqrt{1-d}} \quad (I.80)$$

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

$$V_{D(max)} = V_s \quad (I.81)$$

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

$$P_D = i_D V_D \quad (I.82)$$

#### I.4.3.5. Choix de MOSFET

Le courant crête  $i_{M(max)}$  dans l'interrupteur  $S_w$  est atteint à  $t = dT$ . Il est exprimé par:

$$\hat{i}_{M(max)} = i_{L(max)} = \frac{i_s}{1-d} + \frac{\Delta i_L}{2} \quad (I.83)$$

La valeur moyenne s'écrit:

$$i_{M(moy)} = d i_e = \frac{d}{1-d} i_s \quad (I.84)$$

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

$$i_{M(eff)} = i_e \sqrt{d \left[ 1 + \frac{1}{12} \left( \frac{\Delta i_L}{i_e} \right)^2 \right]} \quad (I.85)$$

#### I.4.3.6. Ondulation de la tension de sortie $\Delta V_s$ et choix de $C$

Durant la phase ( $0 < t < dT$ ), le condensateur fournit seul l'énergie à la charge. Le courant de sortie étant supposé constant, on peut calculer la charge fournie par le condensateur:

$$\Delta Q = i_s dT \quad (I.86)$$

Si l'on admet une ondulation  $\Delta V_s$  de la tension de sortie, on peut écrire:

$$\Delta Q = C \Delta V_s \quad (I.87)$$

On en déduit la capacité du condensateur de sortie:

$$C \geq \frac{i_s d}{8 \Delta V_s f} \quad (\text{I.88})$$

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

$$i_{c(\text{eff})} = i_s \sqrt{\frac{d + \frac{1}{12} \left( \frac{\Delta i_L}{i_s} \right)^2}{1-d}} \quad (\text{I.89})$$

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

$$\Delta V_s = ESR \left( \frac{i_{s(\text{max})}}{1-d} + \frac{\Delta i_L}{2} \right) \quad (\text{I.90})$$

#### I.4.4. Conception des convertisseurs Buck et Boost

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

**Tableau I.1:** Spécifications de conception.

Topologie	Convertisseur	Convertisseur
	Buck	Boost
Tension d'entrée nominale ( $V_e$ )	24 V	24 V
Tension d'entrée maximale ( $V_{e(\text{max})}$ )	40 V	40 V
Tension de sortie nominale ( $V_s$ )	12 V	48 V
Tension de sortie maximale ( $V_{s(\text{max})}$ )	23 V	150 V
Puissance d'entrée nominale ( $P_e$ )	96 W	200 W
Puissance d'entrée maximale ( $P_{e(\text{max})}$ )	200 W	600 W
Fréquence de commutation minimale ( $f$ )	50 kHz	50 kHz
Ondulation maximale de courant de l'inductance ( $\Delta i_{L(\text{max})}$ )	20%	10 %
Ondulation maximale de tension d'entrée ( $\Delta V_{e(\text{max})}$ )	0.029 V	0.003 V
Ondulation maximale de tension de sortie ( $\Delta V_{s(\text{max})}$ )	0.029 V	0.0012 V
Convection	Naturelle	Naturelle
Courant de sortie maximale ( $i_{s(\text{max})}$ )	8.7 A	4 A

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

Tableau I.1: Valeurs des paramètres de conception.

Désignation	Convertisseur Buck	Convertisseur Boost
$L_{min}$	$\geq 96 \mu\text{H}$	$\geq 280 \mu\text{H}$
$i_{L(eff)}$	8.71 A	4.8 A
$C_{min}$	$\geq 149 \mu\text{F}$	$\geq 551 \mu\text{F}$
$i_{c(eff)}$	4.37 A	1.8 A
$i_{D(moy)}$	6.1 A	4 A
$i_{M(eff)}$	6.81 A	1.96 A
$R_{min}$	3 Ohm	48 $\Omega$
$R_{critique}$	13.8 $\Omega$	240 $\Omega$
$R_L$	0.14 $\Omega$	0.14 $\Omega$
$ESR (R_c)$	0.0167 $\Omega$	0.0006 $\Omega$
$i_{e(max)}$	2.6 A	4.8 A

Sur la base des valeurs calculées théoriques ci-dessus, il est possible de remarquer que, pour atteindre la même ondulation de courant d'inductance, le convertisseur Boost nécessite plus d'inductance que le convertisseur Buck tandis que la valeur moyenne du courant d'inductance est inférieure à celle du convertisseur Buck.

Les éléments parasites ont un effet considérable sur la performance du deux convertisseurs. En effet, la tension ainsi que le gain en courant vont diminuer par rapport au cas idéal. En outre, les éléments passifs avec des résistances séries provoquent une dissipation d'énergie ce qui conduit à une diminution du rendement [32] [33].

La figure (I.14) illustre l'effet des éléments parasites sur le rapport de transfert en tension d'un convertisseur Boost:  $V_o/V_e$

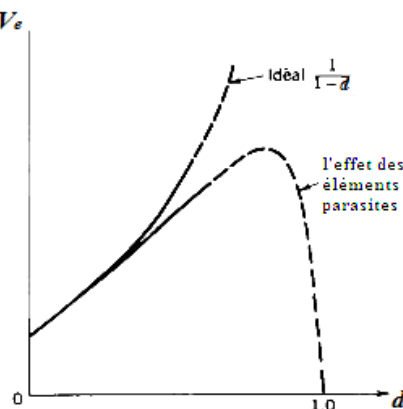


Figure I.14. Effet des éléments parasites sur le rapport de transfert en tension d'un convertisseur Boost.

Cet exemple illustre l'influence des éléments parasites du circuit sur le rapport de conversion et sur le rendement. De manière générale, les convertisseurs de type Boost voient leurs rapports de conversion limités par les résistances des éléments actifs et passifs du circuit. De plus, le rendement se dégrade très fortement et rapidement à fort rapport de conversion [33].

### I.5. Résultats de simulation

Les figures (I.15) et (I.16) présentent le comportement des convertisseurs Buck et Boost réels et idéals:

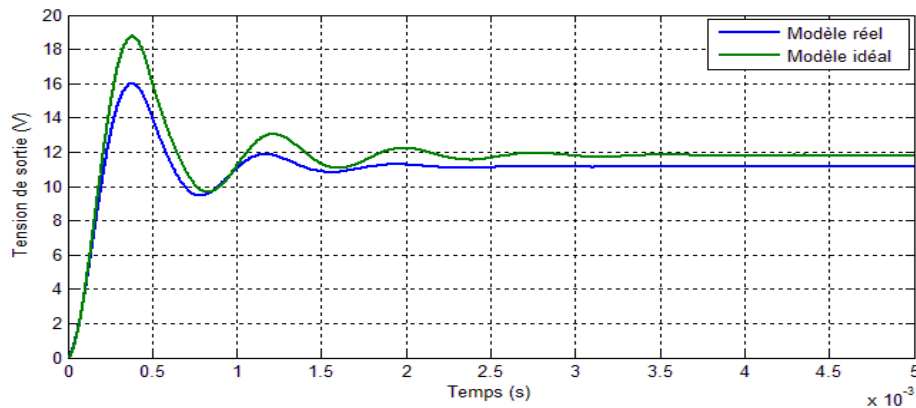


Figure I.15. Réponses transitoires des modèles Buck développés en boucle ouverte.

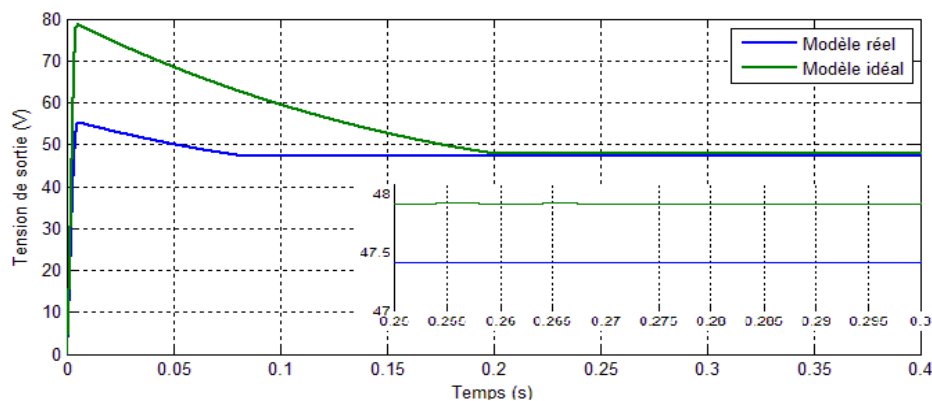


Figure I.16. Réponses transitoires des modèles Boost développés en boucle ouverte.

Comme nous avons mentionné plutôt, lorsque la fréquence est assez élevée on peut considérer le signal de commande  $d$  comme un signal continu [2]. Nous présentons dans les figure (I.15) et (I.16) une comparaison entre les réponses transitoires du modèles Buck et Boost avec et sans pertes. Avec la présence des résistances internes qui jouent le rôle d'amortisseurs, les dépassements sont faibles par rapport à ceux du modèle idéal. En contre partie, la chute de tension en régime permanent et plus importante, ce qui se traduit aussi par une dissipation de puissance dans les éléments passifs.

Les figures (I.17) et (I.18) présentent le comportement des convertisseurs Buck et Boost réels et idéals lors de la variation du rapport cyclique de 0.5 à 0.6 à  $t=5\text{ms}$  pour le Buck et à  $t=0.25$  pour le Boost :

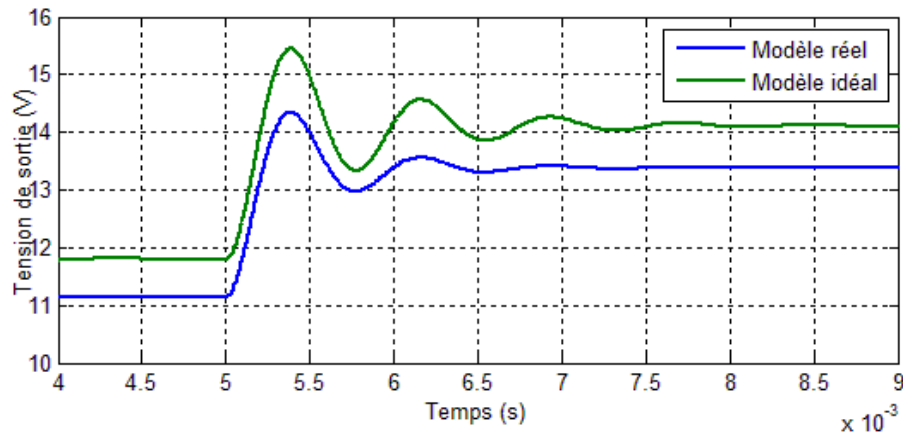


Figure. I.17. Tension de sortie du convertisseur Buck lors de la variation du rapport cyclique à  $t=5\text{ms}$ .

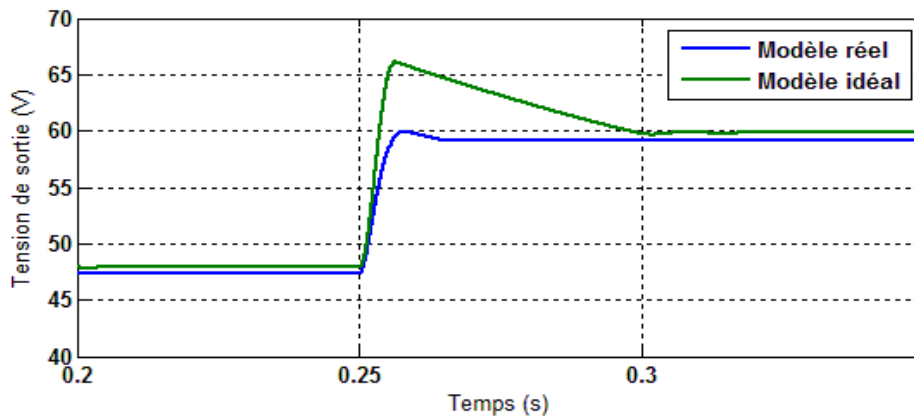


Figure. I.18. Tension de sortie du convertisseur Boost lors de la variation du rapport cyclique à  $t=0.25\text{s}$

La tension de sortie augmente de 11.1V à 13.35V et de 47.3V à 59.5V pour le Buck et le Boost, respectivement. D'après ces résultats, le comportement générale des deux modèles idéal et réel est pratiquement la même. Bien que l'ajout des résistances engendre une erreur statique en régime permanent et des pertes énergétiques indésirables qui affectent le rendement du convertisseur, les lois de commande sont capables de l'améliorer.

## I.6. Conclusion

Dans ce chapitre, une attention particulière est portée sur l'étude, la modélisation et la conception de deux convertisseurs DC-DC parmi les plus utilisés, à savoir du Buck ainsi que du Boost. Les modèles établis sont utilisés pour étudier le comportement non-linéaire des deux convertisseurs. A travers les résultats obtenus, il est clair que les résistances internes des éléments passifs ont un effet remarquable sur le comportement dynamique des convertisseurs DC-DC étudiés.

# Chapitre II

## Commande linéaire des convertisseurs Buck et Boost

---

### II.1. Introduction

**L**es convertisseurs DC-DC en boucle ouverte peuvent présenter une précision insuffisante, un temps de réponse trop lent, un dépassement trop important, une grande sensibilité aux perturbations. Pour cela, il est nécessaire de corriger leurs comportements à l'aide des techniques d'asservissement. Le système asservi doit comporter un régulateur dont l'objectif est de respecter les performances du système asservi en termes d'amortissement, dépassement, et rapidité. Le régulateur Proportionnel-Intégral PI est très utilisé en raison de sa simplicité d'implémentation et sa possibilité d'obtenir une bonne réponse dynamique, quand ses paramètres sont bien réglés [34].

La synthèse des régulateurs exige une modélisation sous formes des fonctions de transfert du système à réguler. Toutefois, la modélisation des convertisseurs DC-DC présente des difficultés liées à la nature même de ces derniers. Ces convertisseurs sont non linéaires et à structure variable, puisqu'ils présentent plusieurs états possibles au cours d'une période de découpage. La méthode adoptée consiste à transformer ces systèmes en des systèmes invariants puis à linéariser le modèle obtenu autour d'un point de fonctionnement [1].

Généralement il y a deux méthodes de régulation des convertisseurs à découpage, la régulation en tension (*Voltage Mode Control*), appelé aussi le contrôle direct du rapport cyclique, contient une seule boucle et ajuste le rapport cyclique directement. La régulation en courant (*Current Mode Control*), appelée aussi régulation en mode programmé ou le contrôle du courant injecté, est une méthode de contrôle multi-boucle qui contient deux boucles en cascade (une boucle de courant interne et une boucle de tension externe) [35].

Les critères graphiques permettent d'étudier la stabilité d'un système en boucle fermée (FTBF) à partir de l'analyse fréquentielle de la fonction de transfert en boucle ouverte (FTBO), cette méthode dite règle du revers. Donc on trace les diagrammes de la FTBO pour étudier la stabilité de la FTBF [36].

Dans ce chapitre nous étudions la commande par PI des convertisseurs Buck et Boost, afin d'assurer une tension de sortie constante.

## II.2. Effet des correcteurs

Dans la fonction de transfert du système en boucle ouverte, on peut distinguer trois domaines de fréquence [37]:

- En basses fréquences (et éventuellement à la fréquence nulle), un gain important va diminuer l'erreur statique (entre la consigne et la sortie en régime permanent). S'il y a un intégrateur, cette erreur sera nulle.
- Dans la zone de passage à 0 dB (bande passante), il faut imposer une certaine marge de phase afin d'éviter des oscillations peu amorties et donc des dépassements importants de consigne. En général, une marge de phase de  $45^\circ$  limite le dépassement à 20%.
- En hautes fréquences, il faut limiter le gain pour limiter l'influence des bruits de mesure qui se superposent au signal de retour injecté sur le soustracteur.

Le rôle des correcteurs sera alors de modifier la fonction de transfert afin de respecter au mieux ces différentes contraintes [37].

## II.3. Rôle du correcteur

Le rôle d'un correcteur dans un système bouclé est d'améliorer ses performances telles que la stabilité, la précision, et la marges de gain et de phase [38].

L'amélioration d'une qualité entraîne généralement la diminution d'une autre d'où la nécessité d'un compromis. Le problème de synthèse du correcteur revient donc au choix du type de sa structure (PI, PD ou bien PID) [39].

Un correcteur de type proportionnel dérivé PD a un effet stabilisant par apport de phase et augmente la rapidité par augmentation de la bande passante mais, il ne permet pas d'améliorer la précision et amplifie les bruits de mesure.

Un correcteur de type PI améliore la précision mais diminue la stabilité par perte de phase et ralentit le système par diminution de la bande passante.

Un correcteur PID combine les trois actions de base P, I et D et permet de bénéficier de leurs avantages.

## II.4. Principales fonctions de transfert

### II.4.1. Fonction de transfert du correcteur

Afin de contrôler les convertisseurs Buck et Boost un régulateur PI est adoptée. Ce correcteur présente une fonction de transfert du type:

$$TC(p) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i p}\right) \quad (\text{II.1})$$

Où  $K_p$  est le gain de l'action Proportionnelle, et  $T_i$  est la constante de temps de l'action intégrale.

#### II.4.2. Fonctions de transfert du convertisseur Buck

En utilisant le modèle moyen du convertisseur Buck donné par l'équation (I.14) et la loi générale suivante :

$$\bar{\dot{x}} = \bar{A} \bar{x} + \bar{B} d \quad (\text{II.2})$$

Tel que:

$$\bar{A} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}$$

et:

$$\bar{B} = \begin{bmatrix} \frac{d}{L} \\ 0 \end{bmatrix}$$

En effectuant la transformée de Laplace nous obtenons :

$$p \bar{x}(p) = \bar{A} \bar{x}(p) + \bar{B} d(p) \quad (\text{II.3})$$

Alors:

$$\bar{x}(p) = (p \bar{I} - \bar{A})^{-1} \bar{B} d(p) \quad (\text{II.4})$$

Par substitution on a trouve la première fonction de transfert liant la tension  $V_s$  au  $d$ :

$$\frac{V_s}{d} = \frac{V_e}{LC p^2 + \frac{L}{R} p + 1} \quad (\text{II.5})$$

Il est possible aussi d'établir une fonction de transfert entre le courant de la bobine et le rapport cyclique:

$$V_s = V_e d - L \frac{di_L}{dt} \quad (\text{II.6})$$

En appliquant la loi des nœuds et en remplaçant  $V_s$  et sa dérivée, nous obtenons :

$$C V_e \frac{d(d)}{dt} - L C \frac{di_L^2}{dt} = i_L - \frac{V_e}{R} d + \frac{L}{R} \frac{di_L}{dt} \quad (\text{II.7})$$

En effectuant la transformée de Laplace nous obtenons :

$$C V_e p d - L C p^2 i_L = i_L - \frac{V_e}{R} d + \frac{L}{R} p i_L \quad (\text{II.8})$$

Alors:

$$(C V_e p + \frac{V_e}{R}) d = (L C p^2 + \frac{L}{R} p + 1) i_L \quad (\text{II.9})$$

On en déduit la fonction de transfert liant le courant  $i_L$  au rapport cyclique  $d$  :

$$\frac{i_L}{d} = \frac{C V_e p + \frac{V_e}{R}}{L C p^2 + \frac{L}{R} p + 1} = \frac{\frac{V_e}{R} (C R p + 1)}{L C p^2 + \frac{L}{R} p + 1} \quad (\text{II.10})$$

En général, lorsque la tension d'entrée est constante, cette fonction de transfert peut être considérée comme linéaire car elle ne dépend que des paramètres du circuit. Malheureusement, puisque la source parfois réagit comme une source non linéaire, la fonction (II.10) devient non linéaire. Néanmoins elle nous permet d'asservir le courant dans l'inductance. Une fois que le courant  $i_L$  est asservi à la valeur  $i_{Lref}$ , la dynamique de  $V_s$  s'écrit :

$$C p V_s = i_{Lref} - \frac{V_s}{R} \quad (\text{II.11})$$

Donc la fonction de transfert liant la tension  $V_s$  au courant  $i_{Lref}$  est:

$$\frac{V_s}{i_{Lref}} = \frac{R}{R C p + 1} \quad (\text{II.12})$$

Cette fonction de transfert n'est valable que lorsque la dynamique de la tension est suffisamment lente devant celle du courant. Cette condition assure que le courant calculé par la fonction de transfert (II.12) peut être considéré comme la valeur de référence pour asservir le courant dans (II.11). Les deux relations (II.11) et (II.12) nous permettent de construire la loi de commande des interrupteurs.

### II.4.3. Fonctions de transfert du convertisseur Boost

La même approche de modélisation est applicable au Boost. Le modèle moyen du Boost dans le domaine fréquentiel s'écrit :

$$\begin{cases} p i_L = \frac{V_e}{L} - \frac{V_s}{L} + \frac{d V_s}{L} \\ p V_s = \frac{i_L}{C} - \frac{d i_L}{C} - \frac{V_s}{R C} \end{cases} \quad (\text{II.13})$$

Le système est linéarisé autour d'un point équilibre. avec:  $\tilde{i}_L = i_L + \hat{i}_L$ ,  $\tilde{V}_s = V_s + \hat{V}_s$  et  $\tilde{d} = d + \hat{d}$ .

On obtient:

En utilisant le modèle de petits signaux (Small Signal Model), il vient :

$$\dot{\hat{x}} = \bar{A} \hat{x} + \bar{B} \hat{u} + \bar{E} \hat{d} \quad (\text{II.14})$$

Ce qui donne:

$$\begin{bmatrix} \frac{d\hat{i}_L}{dt} \\ \frac{d\hat{V}_c}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -(1-d) \\ \frac{(1-d)}{L} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_L \\ \hat{V}_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_s}{L} \\ -\frac{i_L}{C} \end{bmatrix} d + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \hat{V}_e \quad (\text{II.15})$$

En utilisant la transformation de Laplace, il vient:

$$\begin{cases} p \hat{i}_L = \frac{-1+d}{L} \hat{V}_s + \frac{V_s}{L} \hat{d} \\ p \hat{V}_s = \frac{1-d}{C} \hat{i}_L - \frac{1}{RC} \hat{V}_s - \frac{I_L}{C} \hat{d} \end{cases} \quad (\text{II.16})$$

La fonction de transfert reliant le courant au rapport cyclique est :

$$\frac{\hat{i}_L}{\hat{d}} = \frac{C V_s}{(1-d)^2} \frac{p + \frac{2}{RC}}{\frac{LC}{(1-d)^2} p^2 + \frac{L}{R(1-d)^2} p + 1} \quad (\text{II.17})$$

Une fois que le courant dans l'inductance est asservi, nous avons donc :  $\hat{i}_L = \hat{i}_{Lref}$ .

La fonction de transfert de  $\hat{V}_s$  est établie en considérant  $\hat{d}$  comme une perturbation :

$$p \hat{V}_s = \frac{1-d}{C} \hat{i}_{Lref} - \frac{1}{RC} \hat{V}_s \quad (\text{II.18})$$

Nous avons donc :

$$\frac{\hat{V}_s}{\hat{i}_{Lref}} = \frac{1-d}{C p + \frac{1}{R}} \quad (\text{II.19})$$

Les deux équations (II.18) et (II.19) permettent d'asservir la tension de sortie  $V_s$  du Boost en contrôlant le courant dans l'inductance. Si nous ne voulons qu'asservir la tension en ne nous intéressant pas au courant, nous pourrions utiliser directement la fonction de transfert de la tension  $V_s$ :

$$\frac{\hat{V}_s}{\hat{d}} = \frac{V_s}{1-d} \frac{1 - \frac{L}{R(1-d)^2} p}{\left( \frac{LC}{(1-d)^2} p^2 + \frac{L}{R(1-d)^2} p + 1 \right)} \quad (\text{II.20})$$

Si on veut maintenir une tension fixe en sortie du convertisseur DC-DC, il faudra donc disposer d'une régulation efficace qui puisse palier les fluctuations de tension. Bien entendu, cette régulation est limitée puisque les convertisseurs ne sont pas linéaires tout le temps mais les modèles ont permis de les linéariser sur une large plage de fonctionnement [36].

## II.5. Types de régulation

Nous avons recensé les méthodes de régulation des convertisseurs à découpage. Les techniques trouvées sont les suivantes [37]:

### II.5.1. Contrôle direct du rapport cyclique (Voltage Mode Control)

Le schéma représentatif de la boucle de régulation VMC d'un convertisseur DC-DC avec retour unitaire en utilisant un PI est donné par la figure (II.1).

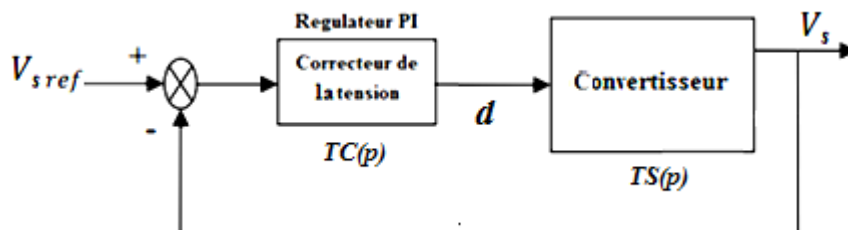


Figure II.1. Schéma de la commande par contrôle direct du rapport cyclique.

La grandeur à asservir (en général la tension de sortie) est comparée à une valeur de référence. Le signal d'erreur est ensuite corrigé et comparé à un signal en dents de scie afin d'élaborer le signal de commande.

Cette méthode est assez simple à mettre en œuvre et a l'avantage de ne pas nécessiter de modélisation complexe du convertisseur.

Un régulateur PI est conçu pour augmenter le gain à basses fréquences et de réduire l'erreur en régime permanent entre la tension de sortie désirée et réelle tout en gardant une marge de phase (PM) positive à fréquence choisie [40].

#### II.5.1.1. Contrôle direct du rapport cyclique du convertisseur Buck

Le circuit électrique du convertisseur Buck régulé en VMC est présenté par la figure (II.2) :

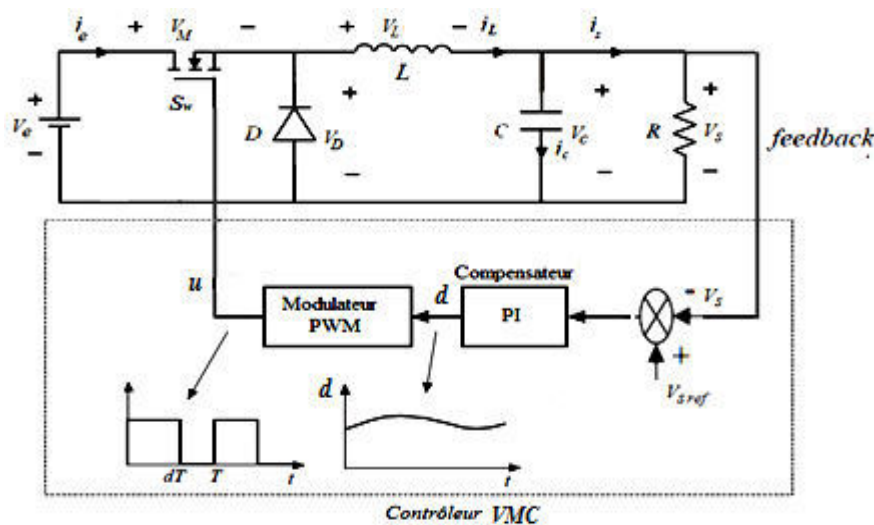
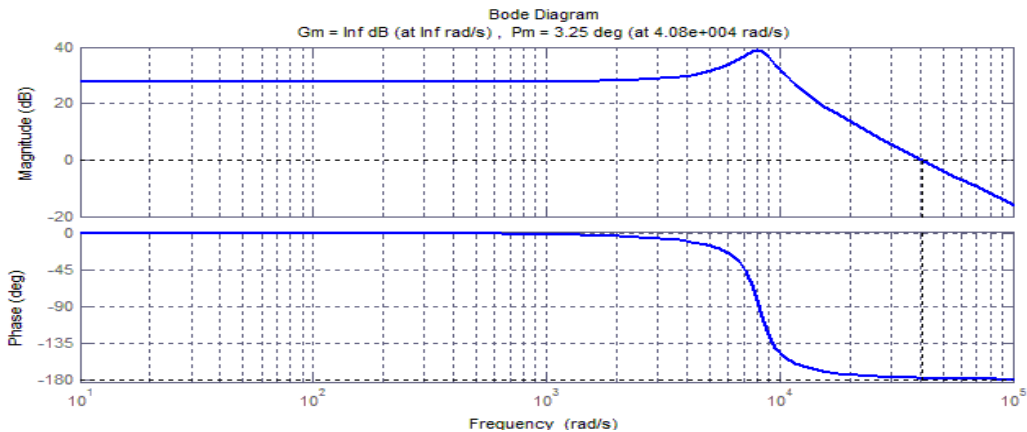


Figure II.2. Schéma du convertisseur Buck régulé en VMC.

On commence par analyser le système représenté par sa fonction de transfert  $TS(p)$  donnée par (II.5). Par application numérique, on obtient:

$$TS(p) = \frac{24}{1,5 \cdot 10^{-8} p^2 + 3,33 \cdot 10^{-5} p + 1} \tag{II.21}$$

Le diagramme de Bode de  $TS(p)$  est donné par la figure (II.3).



**Figure II.3.** Diagramme de Bode de la fonction de transfert de la boucle de tension.

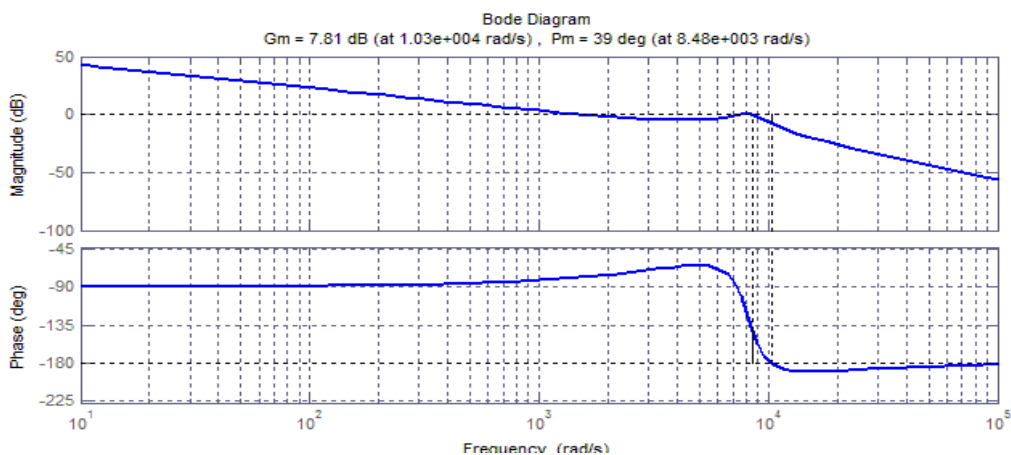
La valeur minimale de phase étant  $-180^\circ$ , la marge de gain est infinie. Maintenant en va construire le compensateur PI pour augmenter le gain à basses fréquences tout en gardant une marge de phase (PM) positive à une fréquence choisie. La fonction de transfert du correcteur de tension est comme suit :

$$TC(p) = 0.01 \left( \frac{1 + 60p}{60p} \right) \tag{II.22}$$

La fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit donc comme suit :

$$T_{OL(Buck)} = TC(p)TS(p) = \frac{0.24p + 1440}{1,5 \cdot 10^{-8} p^3 + 3,33 \cdot 10^{-2} p^2 + p} \tag{II.23}$$

La figure (II.4) montre le diagramme de Bode du système corrigé en boucle ouverte utilisant le critère du Revers.



**Figure II.4.** Diagramme de Bode du système avec un correcteur PI ( $K_p=0.01$  et  $T_i=60$ ).

### II.5.1.1.1. Résultats de simulation

Afin de vérifier l'efficacité de la méthode VMC, le convertisseur Buck est simulé lors de la variation de charge ainsi que lors de la variation brutale de la tension d'entrée avec ajout d'un bruit. Le tableau (II.1) présente les caractéristiques du convertisseur Buck utilisés dans cette section.

Tableau II.1: Spécifications du convertisseur Buck.

	Paramètre	Valeur nominale
Tension d'entrée	$V_e$	24 V
Capacité	$C$	150 $\mu$ F
ESR d'un condensateur	$R_c$	0.0167 $\Omega$
Inductance	$L$	100 $\mu$ H
Résistance d'inductance	$R_L$	0.14 $\Omega$
Fréquence de commutation	$f$	$\geq 50$ kHz
Résistance de charge minimale	$R_{min}$	1.5 $\Omega$
Résistance de charge maximale	$R_{max}$	3 $\Omega$
Tension d'entrée minimale	$V_{e(max)}$	24 V
Tension d'entrée maximale	$V_{e(min)}$	19 V
Tension de sortie désirée	$V_{sref}$	12 V
1 <sup>ère</sup> gain du contrôleur PI	$K_p$	0.01
2 <sup>ème</sup> gain du contrôleur PI	$T_i$	60

#### II.5.1.1.1.1. Avec variation de la charge

La figure (II.5) représente le comportement du convertisseur Buck lors de la variation de charge.

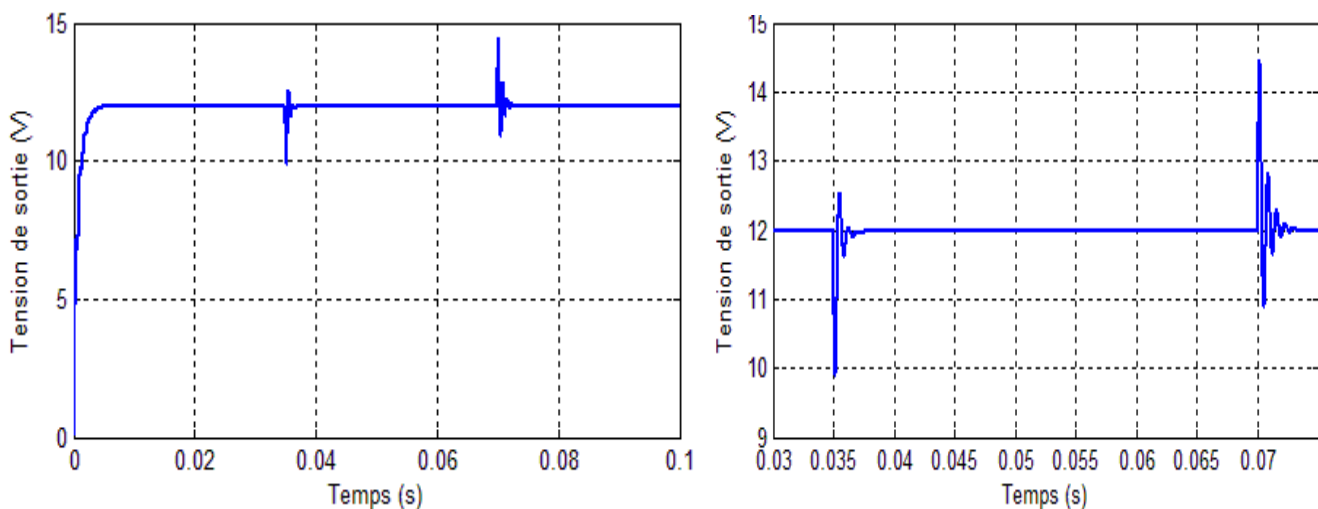
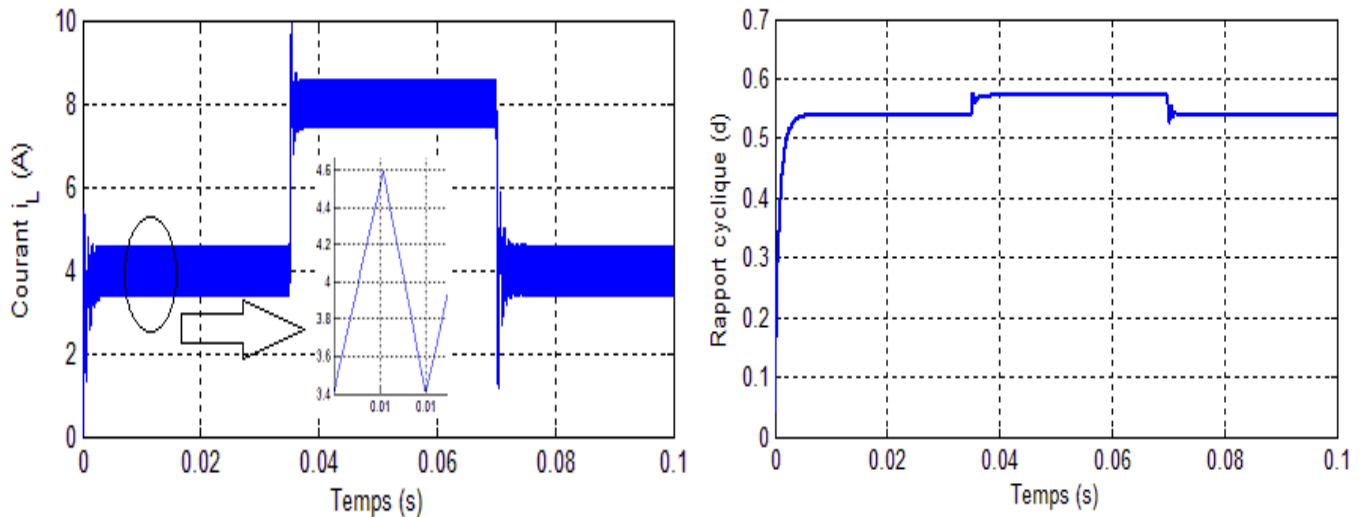


Figure II.5. Réponses dynamiques du convertisseur Buck contrôlé par VMC lors de la variation de la charge entre,  $t=0.035$ s et  $t=0.07$ s.



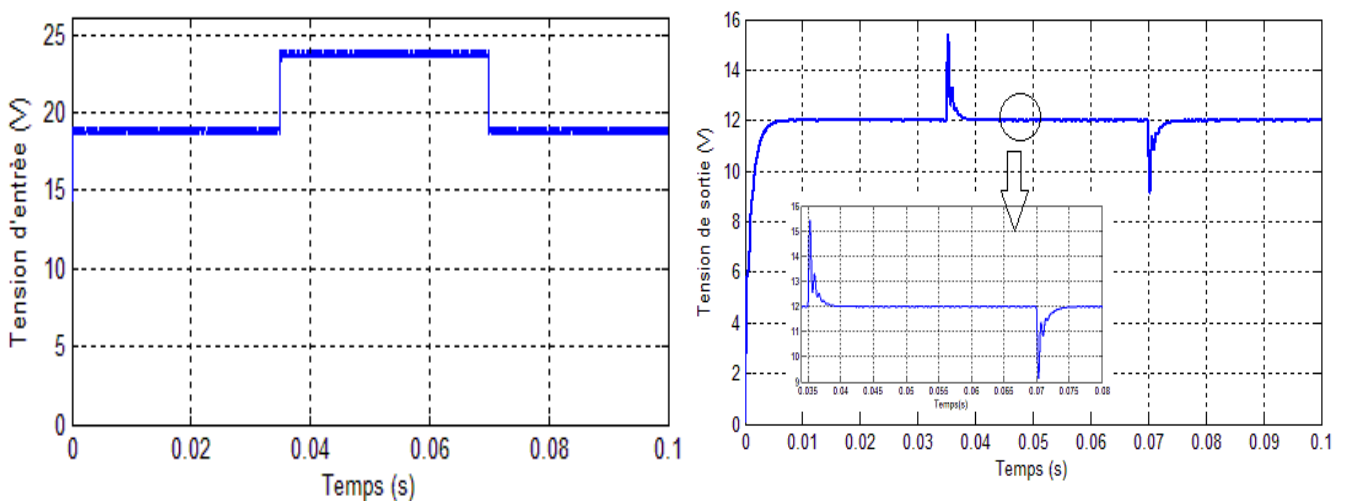
**Figure II.5 (suite).** Réponses dynamiques du convertisseur Buck contrôlé par VMC lors de la variation de la charge entre,  $t=0.035s$  et  $t=0.07s$ .

La figure (II.5) montre la réponse du convertisseur Buck durant la variation de sa charge de  $3\ \Omega - 1.5\ \Omega$  à  $t = 0.035s$ , puis elle revient à  $3\ \Omega$  à  $t = 0.07s$ . A partir de ces courbes, on remarque qu'au moment de la variation, la tension de sortie subit un pic de 16%, avec une augmentation événementielle du courant d'inductance de 4A à 8A, afin de maintenir la puissance de sortie constante. A  $t=0.07s$ , la charge augmente, et puisque la dynamique du compensateur est lente, la tension présente un dépassement important de 25% avec diminution du courant vers une valeur 4A.

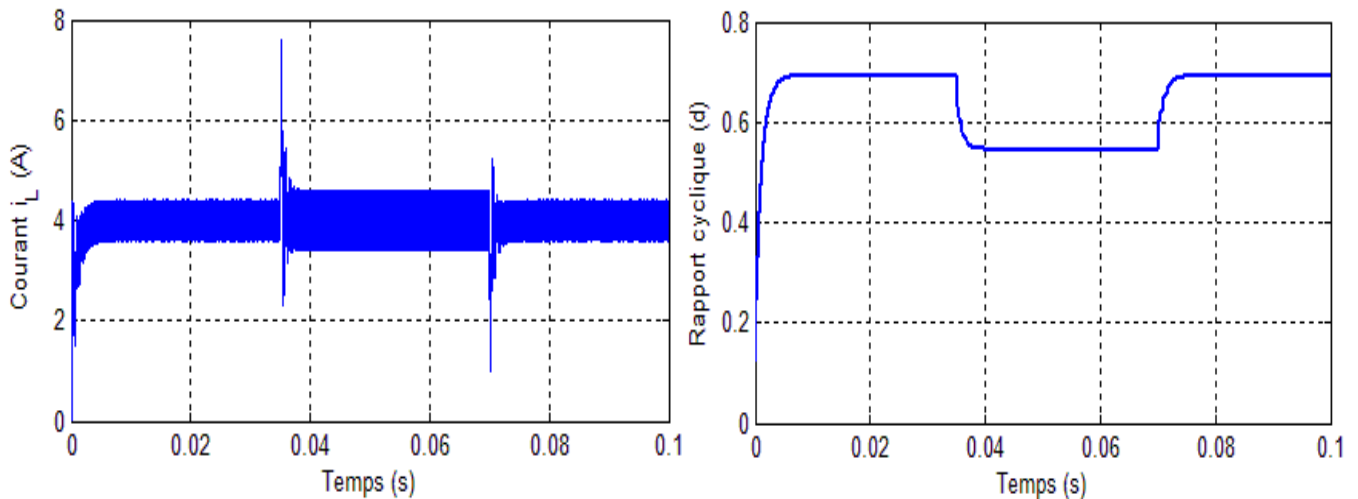
La diminution de la charge provoque une augmentation du rapport cyclique. Cette augmentation a comme effet de maintenir la tension à sa valeur de référence.

#### II.5.1.1.2. Avec variation de la tension d'entrée

La figure (II.6) représente le comportement du convertisseur Buck lors de la variation de la tension d'entrée.



**Figure II.6.** Réponses dynamiques du convertisseur Buck contrôlé par VMC lors de la variation de la tension d'entrée, entre  $t=0.035s$  et  $t=0.07s$ .



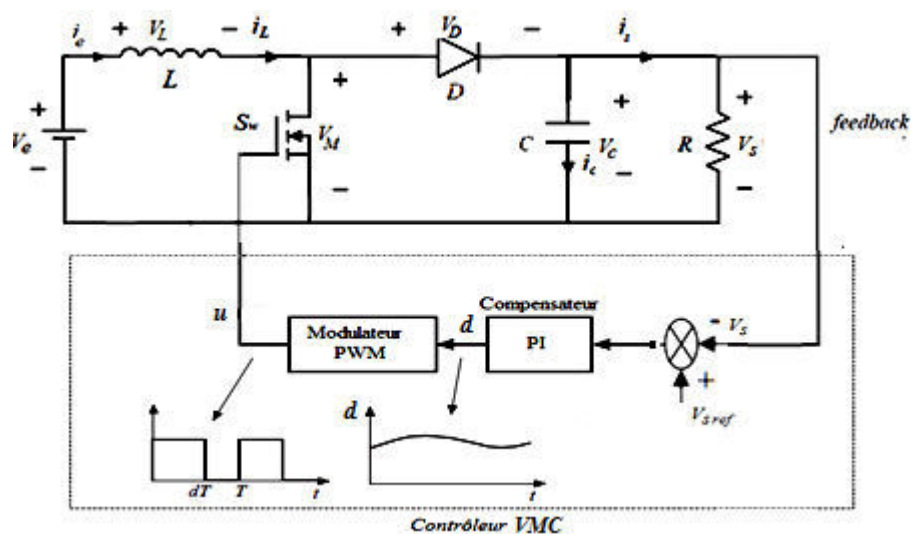
**Figure II.6 (suite).** Réponses dynamiques du convertisseur Buck contrôlé par VMC lors de la variation de la tension d'entrée, entre  $t=0.035s$  et  $t=0.07s$ .

On observe que pour une tension d'entrée bruitée de 0.1%, la tension de la sortie est régulée à 12 V. Les variations de la tension d'entrée à  $t=0.035s$  et à  $t=0.07s$  engendrent des dépassements de 25%. On constate bien que l'ondulation du courant dans la bobine est d'autant plus forte que la tension d'entrée est importante. On remarque aussi que la variation de la tension d'entrée engendre des dépassements importants du courant d'inductance, les dépassements de la tension aux bornes de la bobine ont un grand effet sur la tension de sortie.

On observe également que lors de l'augmentation de la tension d'entrée, la commande réagit par une diminution du rapport cyclique dans un objectif de maintenir la tension de sortie égale à sa valeur de référence. D'un autre côté, le bruit superposé à la tension d'entrée n'a aucun effet visible sur la tension de sortie.

### II.5.1.2. Contrôle direct du rapport cyclique du convertisseur Boost

Le circuit électrique du convertisseur Boost régulé en VMC est présenté sur la figure (II.7):



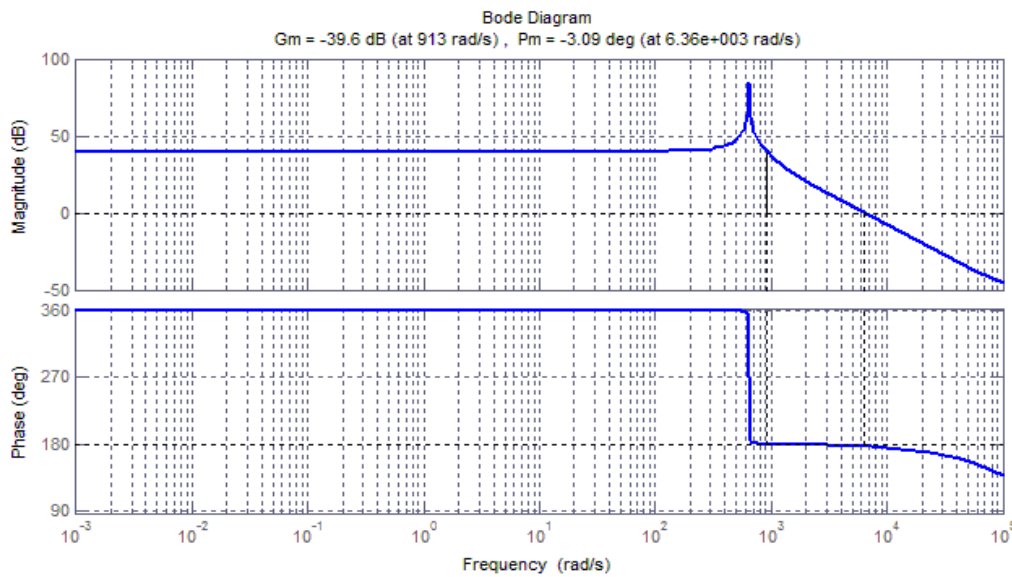
**Figure II.7.** Schéma du convertisseur Boost régulé en VMC.

On commence par analyser la fonction de transfert du système  $TS(p)$  donnée par (II.20). Par application numérique, on trouve:

$$TS(p) = \frac{-0,0004114p + 48}{1,2 \cdot 10^{-6} p^2 + 4,286 \cdot 10^{-6} p + 0.5} \tag{II.24}$$

Le convertisseur Boost produit un RHPZ (*Right Half Plan Zero*) indésirable dans la analyse du petit signal de la fonction de transfert liant la tension  $V_s$  au rapport cyclique  $d$ . Ceci requiert la compensation du régulateur de telle sorte que la fréquence de coupure aura lieu bien au-dessous de la fréquence du (RHPZ) [41].

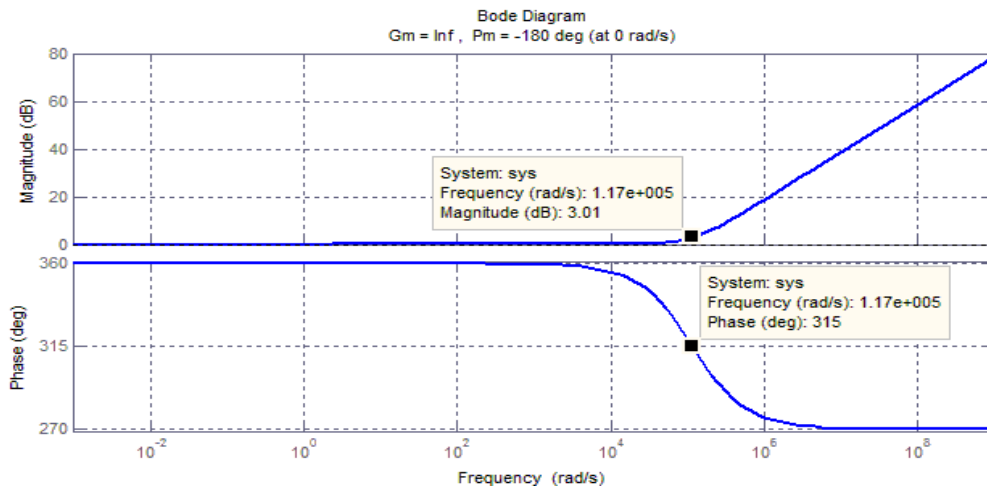
Le diagramme de Bode de  $TS(p)$  est donné sur la figure (II.8).



**Figure II.8.** Diagramme de Bode de la fonction de transfert du système.

L'analyse de la fonction de transfert montre la présence d'un zéro dans la partie droite de l'axe des imaginaires. La pulsation  $W_z$  de ce zéro RHPZ est égale à :

$$W_z = \frac{R(1-d)^2}{L} = 1,1667 \cdot 10^5 \text{ rad / s} \tag{II.25}$$



**Figure II.9:** Diagramme de Bode de  $(1-p/W_z)$ .

La Figure (II.9), montre que le RHPZ ajoute une phase de  $-90$  degré à la fonction de transfert (il retarde la phase mais augmente le gain). Si le zéro apparaît proche de la fréquence de coupure, il contribue d'une manière néfaste sur la marge de phase du système en diminuant cette dernière.

Le RHPZ est présent dans tous les convertisseurs qui stockent d'une manière indirecte l'énergie. Ces convertisseurs stockent tout d'abord l'énergie dans l'inductance avant qu'elle soit renvoyée vers la charge. Si la dynamique de changement du rapport cyclique par rapport à une perturbation est très rapide, l'inductance limite naturellement la montée en courant. D'une autre façon, le courant dans l'inductance ne peut augmenter à la même vitesse que le rapport cyclique. Cela se traduit automatiquement par une chute dans la tension de sortie du convertisseur et donc des oscillations. Pour s'affranchir de ce problème, on limite la dynamique de variation du rapport cyclique. Pour cela la fréquence de coupure (qui reflète la bande passante) du système sur le tracé de Bode est limitée à 30 % du minimum RHPZ [42].

La fonction de transfert du correcteur de tension est la suivante :

$$TC(p) = 0.0026 \left( \frac{1+0.0331p}{0.0331p} \right) \quad (\text{II.26})$$

La fonction de transfert en boucle ouverte, s'écrit donc comme suit :

$$T_{OL(Boost)} = TC(p)TS(p) = \frac{-1,07 \cdot 10^{-6} p^2 + 0,1248p + 1,589}{1,2 \cdot 10^{-6} p^3 + 4,286 \cdot 10^{-6} p^2 + 0.5p} \quad (\text{II.27})$$

La figure (II.10) montre le diagramme de Bode du système corrigé utilisant le critère graphique (Règle du revers).

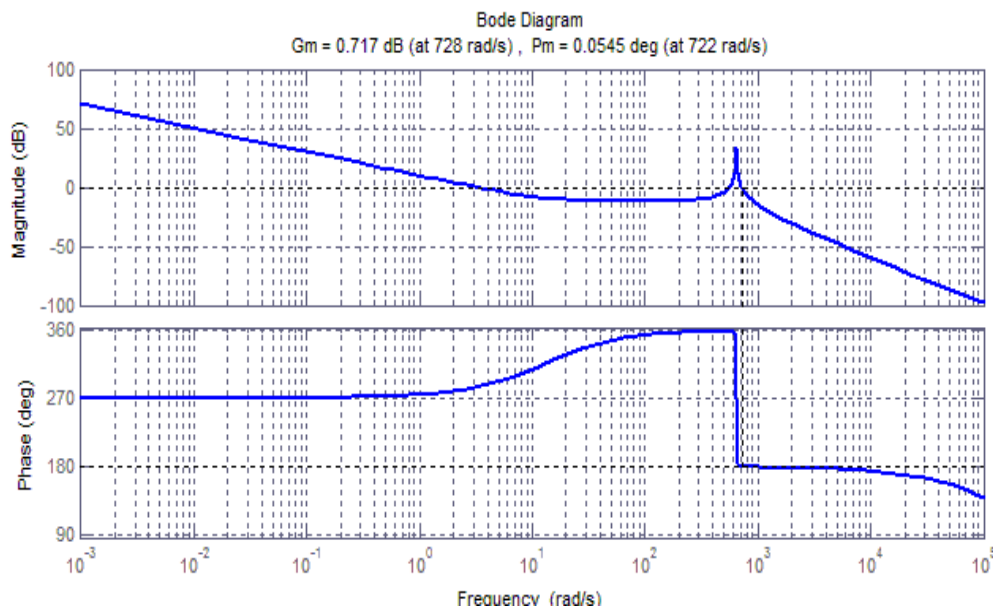


Figure II.10. Diagramme de Bode du système avec correcteur PI ( $K_p=0.0026$  et  $T_i=0.0331$ ).

### II.5.1.2.1. Résultats de simulation

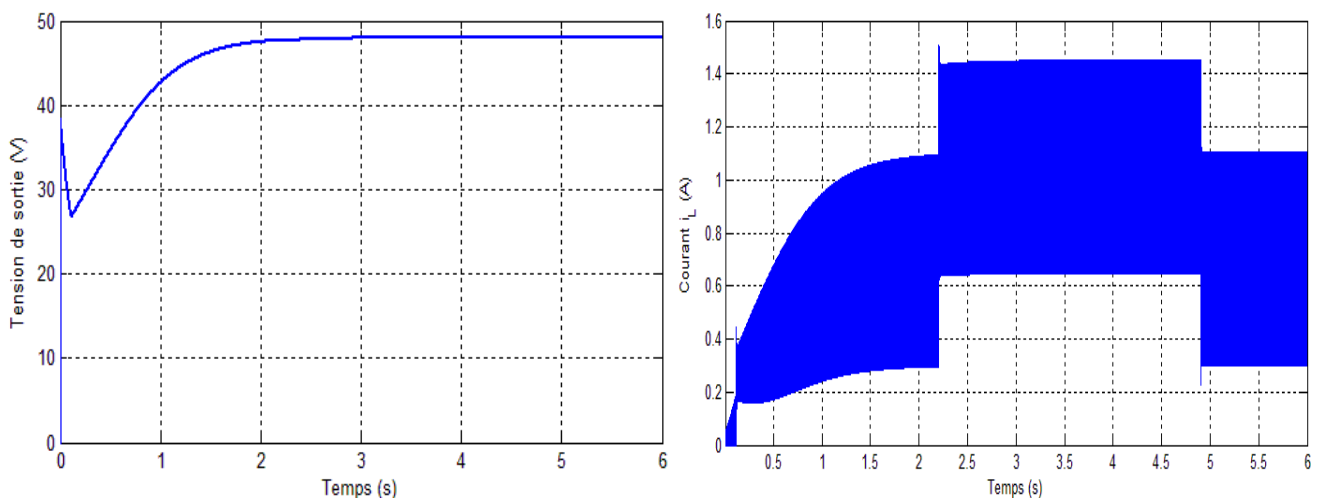
Afin de vérifier l'efficacité de la méthode VMC, le convertisseur Boost est simulé lors de la variation de charge ainsi que lors de la variation brutale de la tension d'entrée avec ajout d'un bruit. Le tableau (II.2) présente les caractéristiques du convertisseur Boost utilisés dans cette section.

**Tableau II.2:** Spécifications du convertisseur Boost.

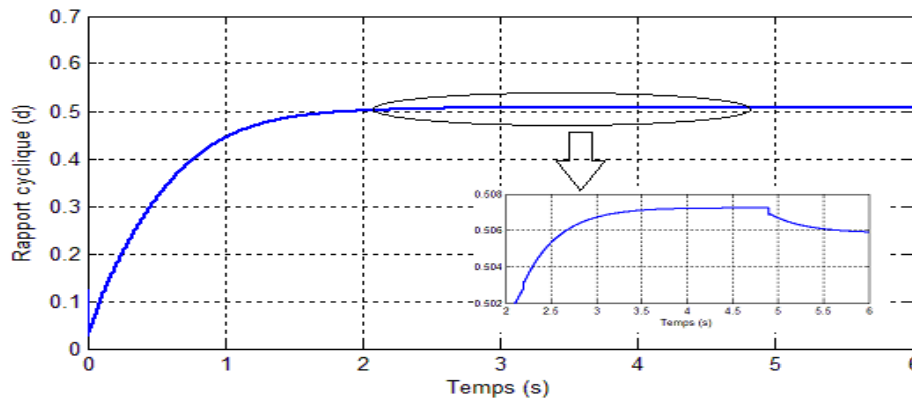
	Paramètre	Valeur nominale
Tension d'entrée	$V_e$	24 V
Capacité	$C$	2000 $\mu$ F
ESR d'un condensateur	$R_c$	0.0006 $\Omega$
Inductance	$L$	300 $\mu$ H
Résistance d'inductance	$R_L$	0.14 $\Omega$
Fréquence de commutation	$f$	$\geq 50$ kHz
Résistance de charge minimale	$R_{min}$	70 $\Omega$
Résistance de charge maximale	$R_{max}$	140 $\Omega$
Tension d'entrée minimale	$V_{e(max)}$	28 V
Tension d'entrée maximale	$V_{e(min)}$	24 V
Tension de sortie désirée	$V_{sref}$	48 V
1 <sup>ère</sup> gain du contrôleur PI	$K_p$	0.0026
2 <sup>ème</sup> gain du contrôleur PI	$T_i$	0.0331

#### II.5.1.2.1.1. Avec variation de la charge

La figure (II.11) représente le comportement du convertisseur Boost lors de la variation de charge.



**Figure II.11.** Réponses dynamiques du convertisseur Boost contrôlé par VMC lors de la variation de la charge entre,  $t=2.45s$  et  $t=4.9s$ .



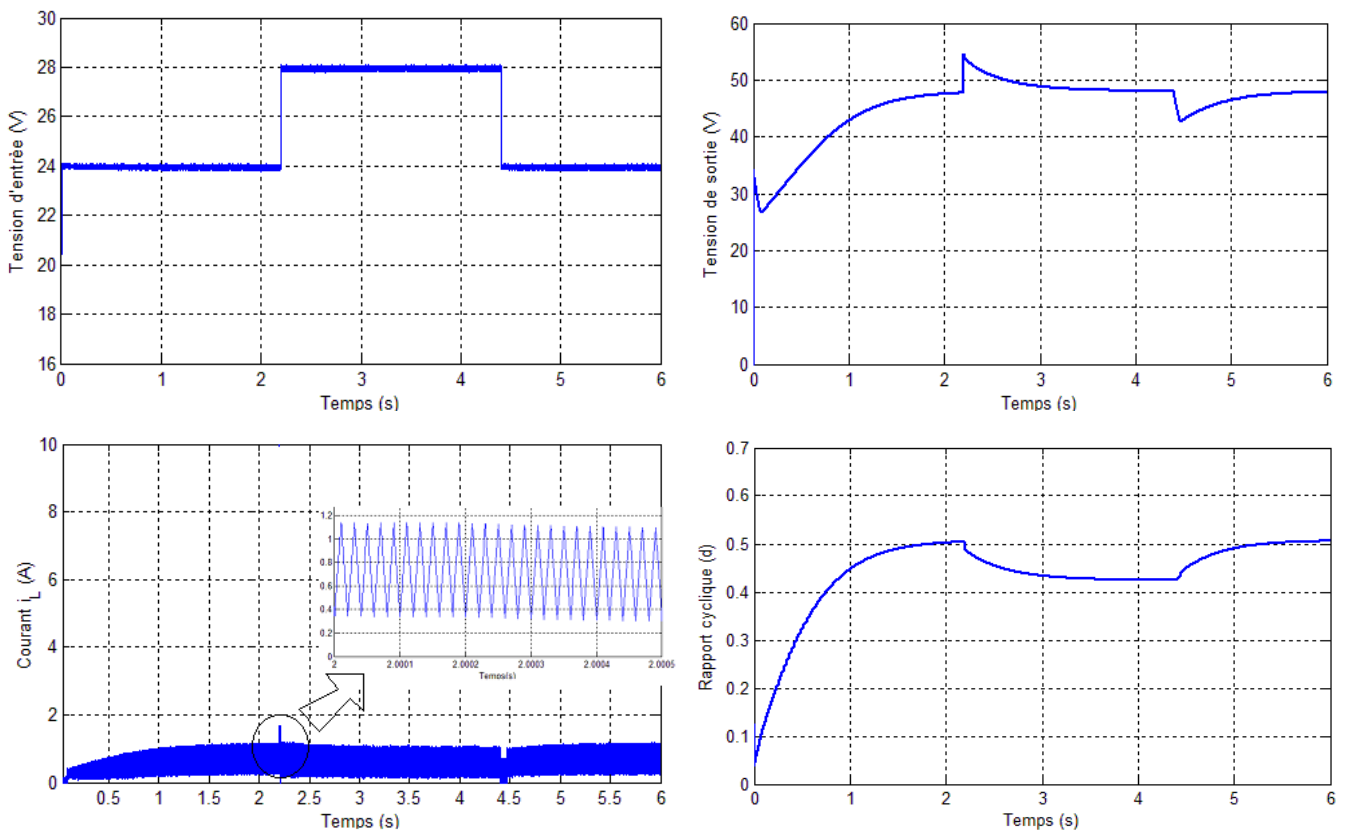
**Figure II.11 (suite).** Réponses dynamiques du convertisseur Boost contrôlé par VMC lors de la variation de la charge entre,  $t=2.45s$  et  $t=4.9s$ .

La figure (II.11) montre que le temps de réponse du convertisseur Boost avec le régulateur adopté est très lent. Il nécessite jusqu'à 2.5s pour atteindre sa valeur de référence.

D'une autre côté, avec une diminution de la charge au moitié entre  $t=2.45s$  et  $t=4.9s$ , aucune influence sur la tension de sortie n'est observée. Cependant, le courant d'inductance réagit à ce changement par une augmentation si la charge diminue et vice versa.

**II.5.1.2.1.2. Avec variation de la tension d'entrée**

La figure (II.12) représente le comportement du convertisseur Boost lors de la variation de la tension d'entrée.



**Figure II.12.** Réponses dynamiques du convertisseur Boost contrôlé par VMC lors de la variation de la tension d'entrée, entre  $t=2.2s$  et  $t=4.4s$ .

La figure (I.12) montre la réponse du convertisseur à la fluctuation de tension d'entrée correspondante. Elle varie de 24V - 28V à  $t = 2.2s$  et revient à 24 V à  $t = 4.4s$ . A partir de ces courbes. On remarque qu'avec une tension d'entrée variable et bruitée, le réponse transitoire du convertisseur est grandement affectée. En effet, des dépassements de 10%, aux moments de la variation de la tension d'entrée sont observés.

De plus, et afin de maintenir la puissance de sortie constante, la bobine réagit par une diminution de son courant lors de l'augmentation de la tension d'entrée.

## II.5.2. Régulation en courant (Current Mode Control)

Le schéma représentatif de la boucle de régulation CMC du convertisseur DC-DC à retour unitaire régulé par un PI est donné par la figure (II.13).

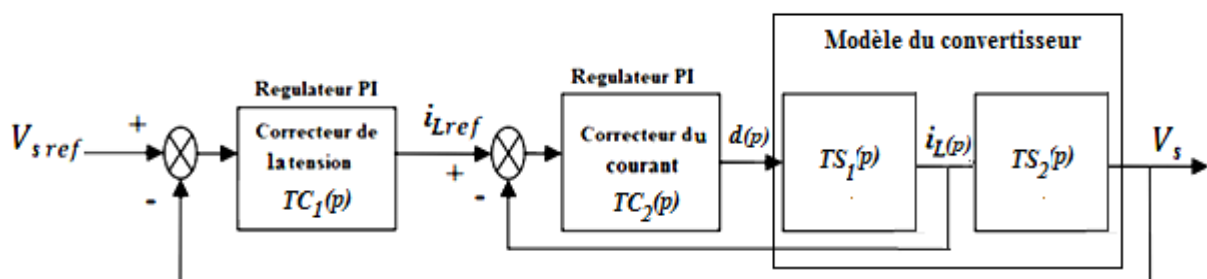


Figure II.13. Schéma d'un système asservi de la commande par boucle de courant.

Deux correcteurs PI en cascade sont utilisés et alors deux boucles de commande sont réalisées. La boucle externe de tension compare la valeur de référence de la tension et la valeur mesurée et impose une référence du courant.

La boucle interne de courant fait une comparaison entre la référence et la valeur réelle du courant et l'erreur est corrigée pour donner le rapport cyclique. Donc l'asservissement de la tension de sortie et du courant absorbé par le convertisseur DC-DC est réalisé par deux boucles imbriquées.

Chacune d'entre elles donne lieu à une synthèse de correcteur spécifique. Pour cela, la boucle la plus rapide est d'abord étudiée.

### II.5.2.1. Régulation en courant (CMC) du convertisseur Buck

Le circuit électrique du convertisseur Buck régulé en CMC est présenté par la figure (II.14) :

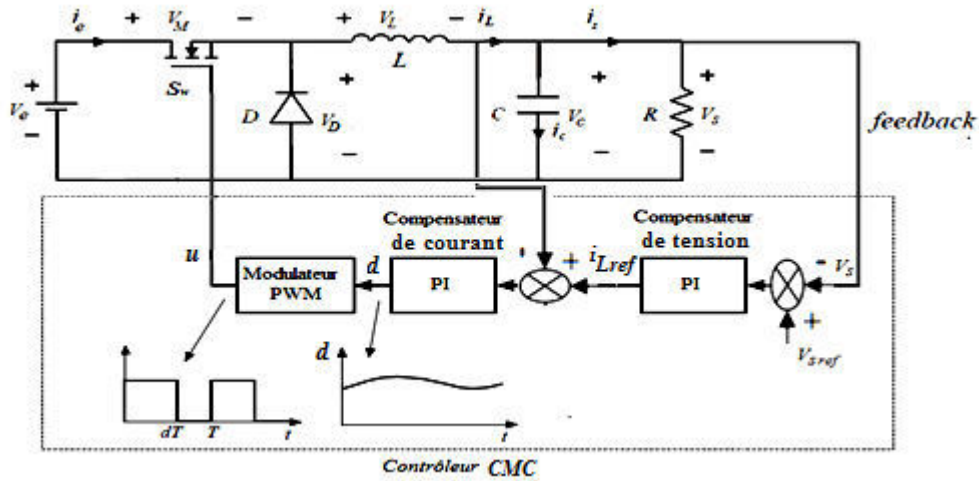


Figure II.14. Schéma du convertisseur Buck régulé en CMC.

L'objectif est de corriger les fonctions de transferts des boucles de courant et de tension. Il faudra donc choisir le type de correcteur et le dimensionner. Les correcteurs adoptés sont à action proportionnelle – Intégrale PI.

**II.5.2.1.1. Boucle de courant**

La conception de la boucle de courant, représentée sur la figure (II.15), consiste à définir la boucle de courant quantitativement et doit atteindre les critères de conception de marge de phase (PM) et la bande passante (BW) ou la fréquence de coupure  $f_c$ .

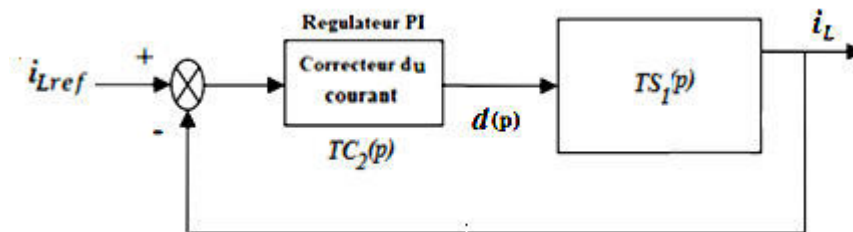


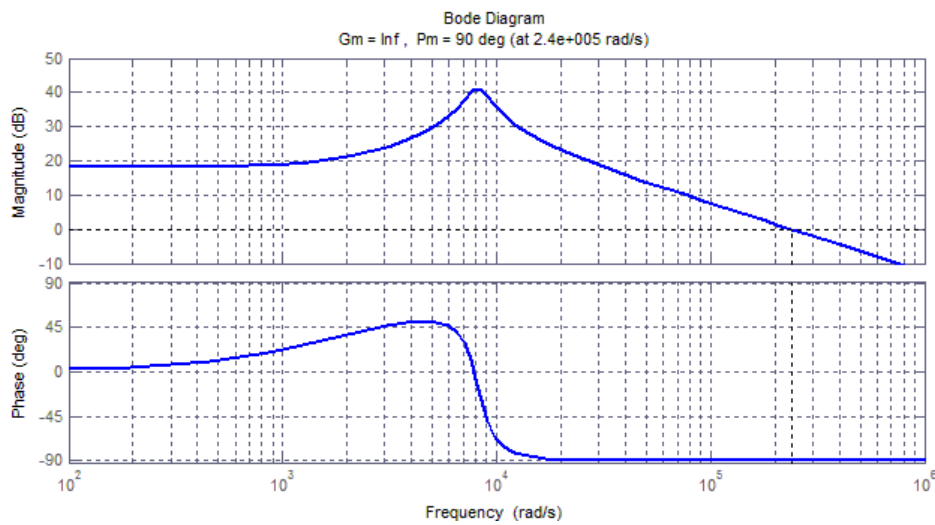
Figure II.15. Boucle d'asservissement du courant.

La boucle de courant interne (BW supérieur) a une dynamique rapide et la boucle de tension externe (faible BW) à une dynamique lente. Par conséquent, le courant d'inductance est capable de changer plus rapidement que la tension de sortie à cause de l'existence d'une séparation à l'échelle de temps entre les deux boucles ou les variables d'état [40]. Ceci peut être exploité pour simplifier la conception du contrôleur.

On obtient à partir l'équation (II.9), la fonction de transfert en boucle ouverte de la boucle de courant :

$$TS_1(p) = \frac{0,0036p + 8}{1,5 \cdot 10^{-8} p^2 + 3,333 \cdot 10^{-5} p + 1} \tag{II.28}$$

Le diagramme de Bode de  $TS_I(p)$  est donné par la figure (II.16).



**Figure II.16.** Diagramme de Bode de la fonction de transfert de la boucle de courant.

Le diagramme de Bode de  $TS_I(s)$  montre une PM = 90° est obtenue, à une  $f_c = 38261.14$  kHz ( $\omega_c = 240.28$  k rad/sec).

La PM doit être 90° à une fréquence de coupure  $f_c = 31874,13$  kHz ( $\omega_c = 2\pi f_c = 200$  k rad / s).

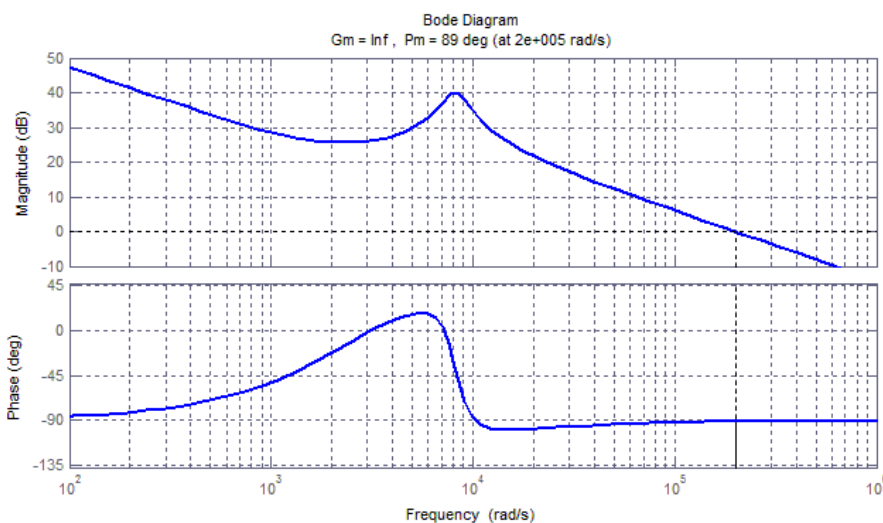
La fonction de transfert du correcteur de courant est la suivante :

$$TC_2(p) = 0.832 \left( \frac{1 + 2910p}{2910p} \right) \tag{II.29}$$

La fonction de transfert en boucle ouverte, s'écrit donc comme suit :

$$T_{OIL(Buck)} = TC_2(p)TS_1(p) = \frac{0,002995p^2 + 17,13p + 23280}{1,5 \cdot 10^{-8} p^3 + 3,333 \cdot 10^{-5} p^2 + p} \tag{II.30}$$

La figure (II.17) montre le diagramme de Bode du système corrigé utilisant le critère graphique (Règle du revers).



**Figure II.17.** Diagramme de Bode du système avec correcteur PI ( $K_p=0.832$  et  $T_i=2910$ ).

### II.5.2.1.2. Boucle de tension

Comme cela a été évoqué précédemment, une boucle d'asservissement gérant la tension aux bornes de la charge doit être mise en place. La boucle de tension extérieure, représentée sur la figure (II.18), génère le courant de référence d'inductance,  $i_{Lref}$  pour la boucle interne de contrôle de courant.

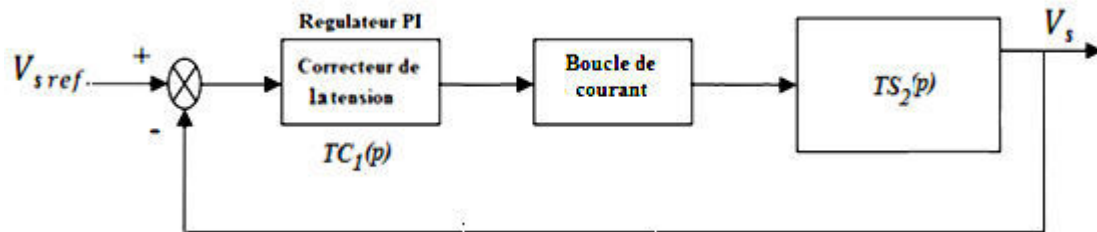


Figure II.18. Boucle d'asservissement de courant.

La boucle de courant rapide peut corriger l'erreur de réglage rapidement, par conséquent, dans la conception de la boucle de tension, la dynamique de la boucle interne peut être négligée. Sa fonction de transfert n'est pas incluse et le rapport cyclique  $\tilde{d}$  peut être remplacé par son état d'équilibre équivalent  $d$  [40].

On obtient à partir de l'équation (II.11), la fonction de transfert en boucle ouverte de la boucle de tension :

$$TS_2(p) = \frac{3}{0,00045p + 1} \quad (\text{II.31})$$

Le diagramme de Bode de  $TS_2(p)$  est donné par la figure (II.19).

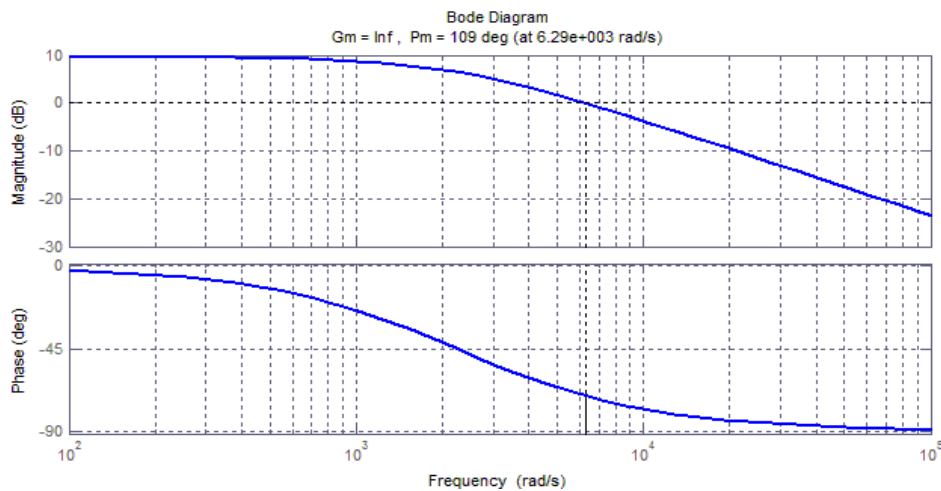


Figure II.19. Diagramme de Bode de la fonction de transfert de la boucle de tension.

Le diagramme de Bode de  $TS_2(s)$  montre une  $PM = 109.47^\circ$  obtenue à une  $f_c = 1000.85$  Hz ( $\omega_c = 6285.4$  rad/sec).

La PM doit être  $86^\circ$  pour une fréquence de coupure  $f_c = 562.42$  Hz ( $\omega_c = 2\pi f_c = 3532$  rad / s).

La fonction de transfert du correcteur de tension est la suivante :

$$TC_1(p) = 0.5 \left( \frac{1+1330p}{1330p} \right) \quad (\text{II.32})$$

La fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit donc comme suit :

$$T_{OOL(Buck)} = TC_1(p)TS_2(p) = \frac{1,5p + 3990}{0,00045p^2 + p} \quad (\text{II.33})$$

La figure (II.20) montre le diagramme de Bode du système corrigée:

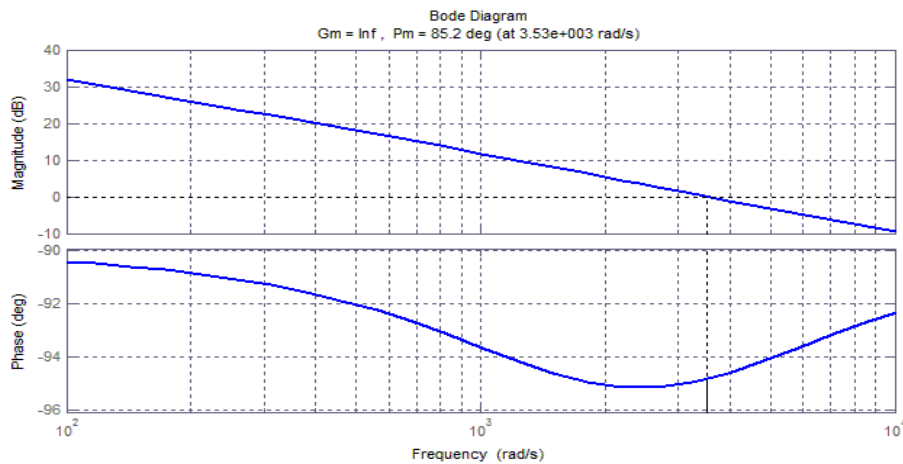


Figure II.20. Diagramme de Bode du système avec correcteur PI ( $K_p=0.5$  et  $T_i=1330$ ).

### II.5.2.1.3. Résultats de simulation

Afin de vérifier l'efficacité de la méthode CMC, le convertisseur Buck est simulé lors de la variation de charge ainsi que lors de la variation brutale de la tension d'entrée avec ajout d'un bruit. Le tableau (II.3) présente les caractéristiques du convertisseur Buck utilisés dans cette section.

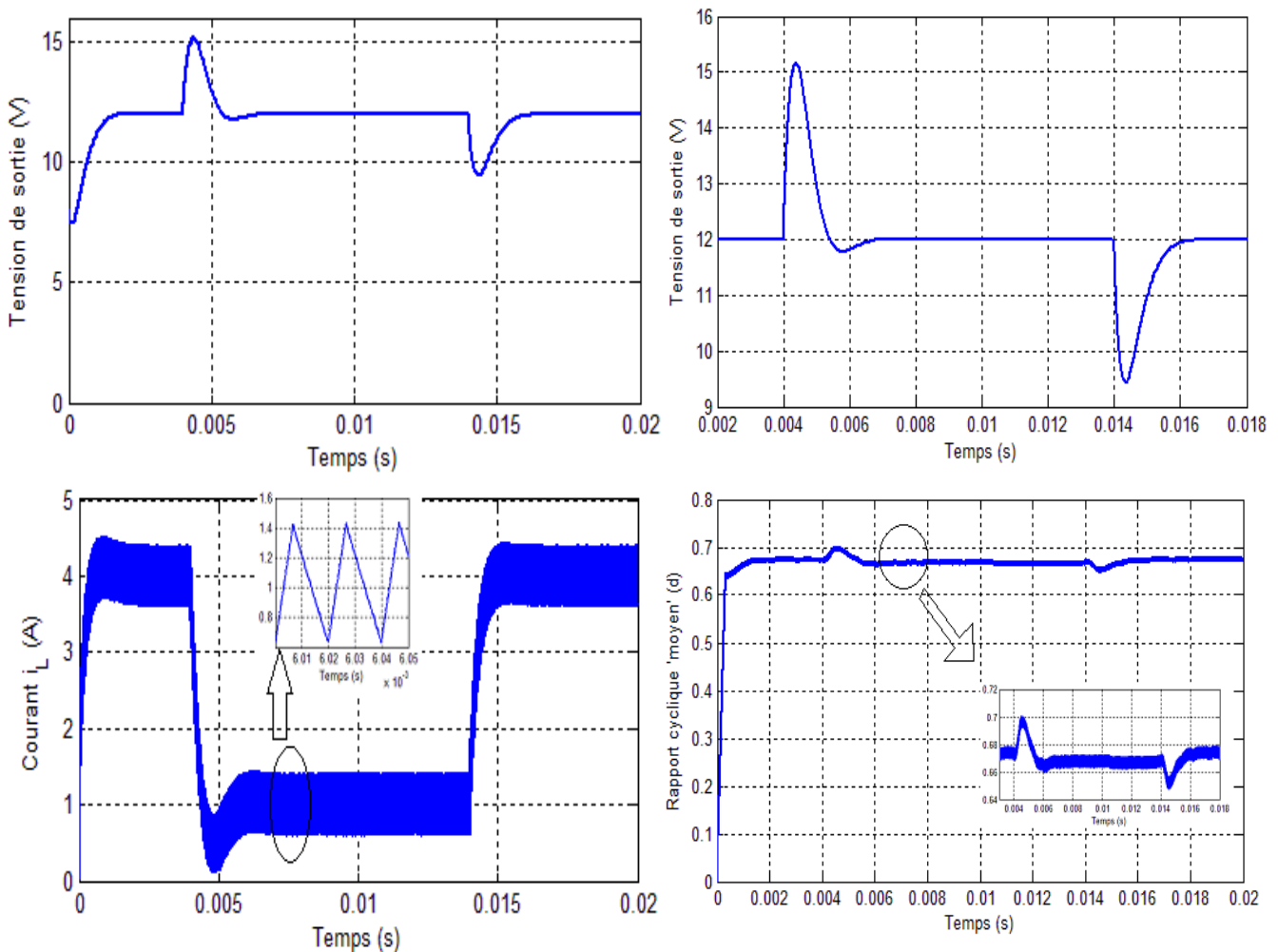
Tableau II.3: Spécifications du convertisseur Buck.

	Paramètre	Valeur nominale
Tension d'entrée	$V_e$	24 V
Capacité	$C$	150 $\mu$ F
ESR d'un condensateur	$R_c$	0.0167 $\Omega$
Inductance	$L$	100 $\mu$ H
Résistance d'inductance	$R_L$	0.14 $\Omega$
Fréquence de commutation	$f$	$\geq 50$ kHz
Résistance de charge minimale	$R_{min}$	3 $\Omega$
Résistance de charge maximale	$R_{max}$	10 $\Omega$
Tension d'entrée minimale	$V_{e(max)}$	40 V
Tension d'entrée maximale	$V_{e(min)}$	19 V

Tension de sortie désirée	$V_{sref}$	12 V
1 <sup>ère</sup> gain de contrôleur $PIv$	$K_{pv}$	0.5
2 <sup>ème</sup> gain du contrôleur $PIv$	$T_{iv}$	1330
1 <sup>ère</sup> gain du contrôleur $PIi$	$K_{pi}$	0.832
2 <sup>ème</sup> gain du contrôleur $PIi$	$T_{ii}$	2910

### II.5.2.1.3.1. Avec variation de la charge

La figure (II.21) représente le comportement du convertisseur Buck lors de la variation de charge.

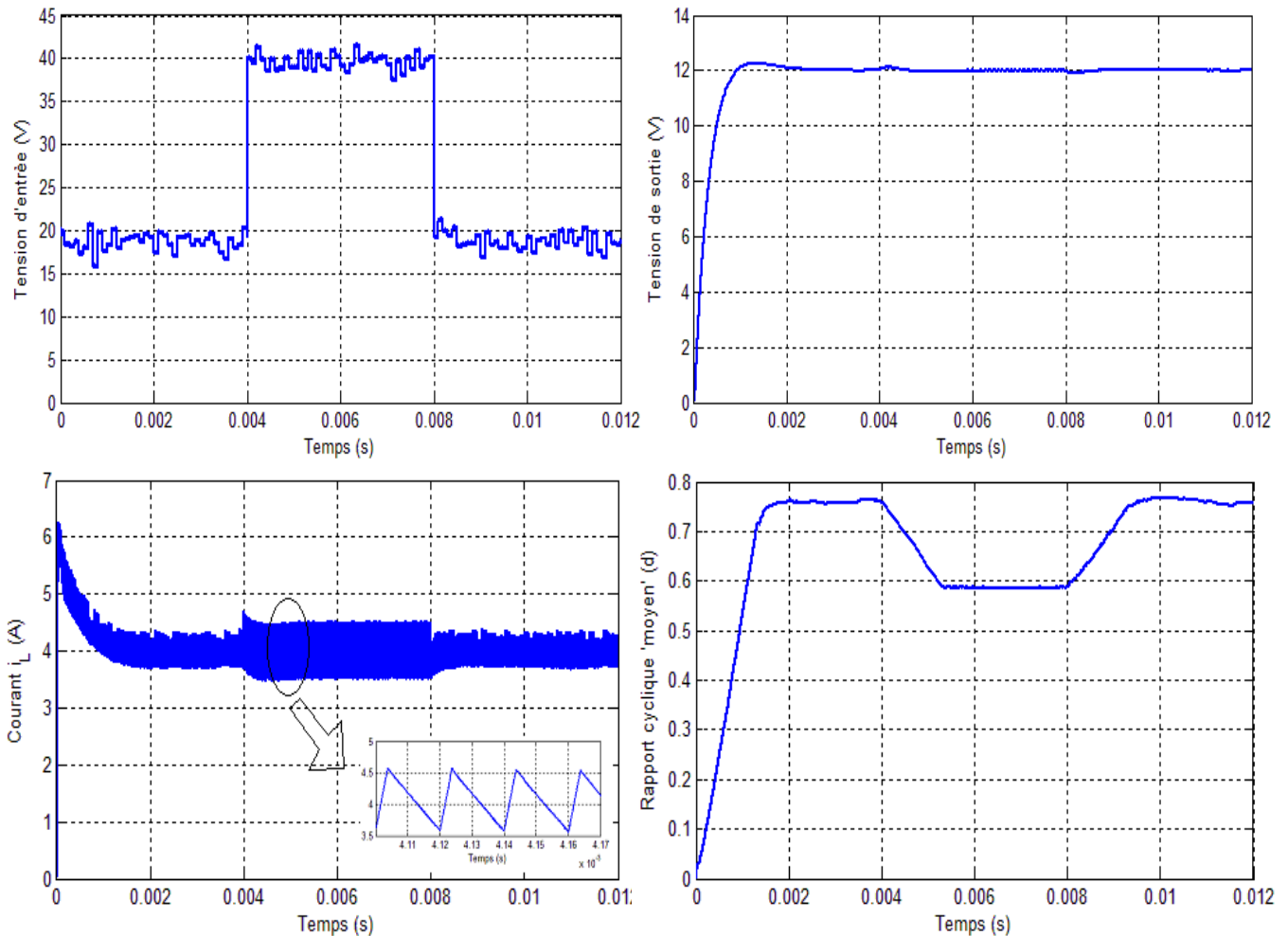


**Figure II.21.** Réponses dynamiques du convertisseur Buck contrôlé par CMC lors de la variation de la charge, entre  $t=0.004s$  et  $t=0.014s$ .

Les courbes de la figure (II.21), ont été obtenues dans des conditions de simulation plus sévère que pour la stratégie VMC (grande plage de fonctionnement  $3 < R < 12$ ). La stabilité du système est maintenue avec une rapidité remarquable et réduction de l'ondulation de courant. Ces résultats montrent que les boucles mises en œuvre remplissent bien les objectifs visés. Toutefois, la tension de sortie subit de fortes variations aux moments des variations de la charge.

### II.5.2.1.3.2. Avec variation de la tension d'entrée

La figure (II.22) représente le comportement du convertisseur Buck lors de la variation de la tension d'entrée.



**Figure II.22.** Réponses dynamiques du convertisseur Buck contrôlé par CMC lors de la variation de la tension d'entrée, entre  $t=0.004s$  et  $t=0.008s$ .

La figure (II.22) montre la réponse du convertisseur Buck lors de la variation de la tension d'entrée enrichi par des incertitudes de 1%.

Elle varie de 19V à 40V à  $t= 0.004s$ , durant ce régime, l'ondulation du courant augmente avec une valeur moyenne constante de l'ordre de 4A. A partir de ces courbes, on peut remarquer que la tension de sortie est pratiquement insensible à la variation de la tension d'entrée sur toute la plage de fonctionnement.

**II.5.2.2. Régulation en courant (CMC) du convertisseur Boost**

Le circuit électrique du convertisseur Boost réglé en CMC est présenté par la figure (II.23) :

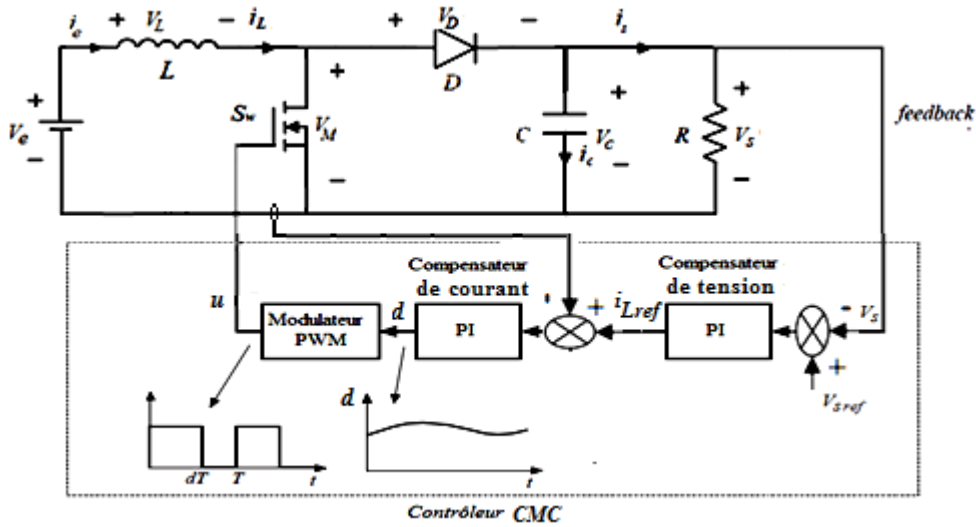


Figure II.23. Schéma du convertisseur Boost réglé en CMC.

On peut calculer la fonction de transfert en boucle ouverte de la boucle de courant. Comme suit :

$$TS_1(p) = \frac{0,384p + 2,743}{2,4 \cdot 10^{-6} p^2 + 8,571 \cdot 10^{-6} p + 1} \tag{II.34}$$

Le diagramme de Bode de  $TS_1(p)$  est donné par la figure (II.24).

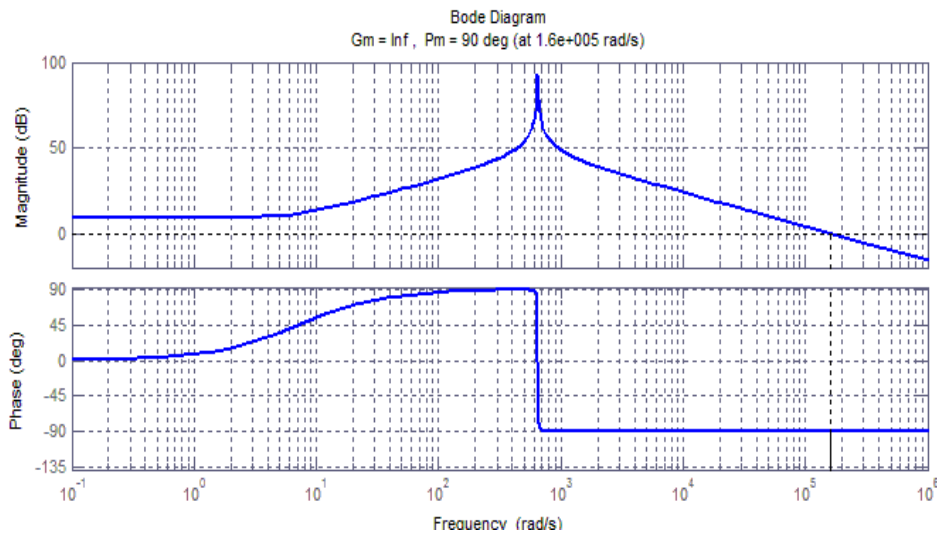


Figure II.24 : Diagramme de Bode de la fonction de transfert de la boucle de courant.

Le diagramme de Bode de  $TS_1(s)$  montre une  $PM = 90^\circ$  obtenue à une fréquence  $f_c = 25477.7 \text{ Hz}$  ( $\omega_c = 160 \text{ k rad/sec}$ ).

La  $PM$  doit être  $90^\circ$  à une fréquence de coupure de  $f_c = 25477707 \text{ Hz}$  ( $\omega_c = 2\pi f_c = 1.6 \cdot 10^8 \text{ rad / s}$ ).

La fonction de transfert du correcteur de courant est la suivante :

$$TC_2(p) = 1000 \left( \frac{1 + 500p}{500p} \right) \tag{II.35}$$

La fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit donc comme suit :

$$T_{OIL(Boost)} = TC_2(p)TS_1(p) = \frac{384p^2 + 2935p + 1371}{2,4 \cdot 10^{-6} p^3 + 8,571 \cdot 10^{-6} p^2 + p} \tag{II.36}$$

La figure (II.25) montre le diagramme de Bode du système corrigée.

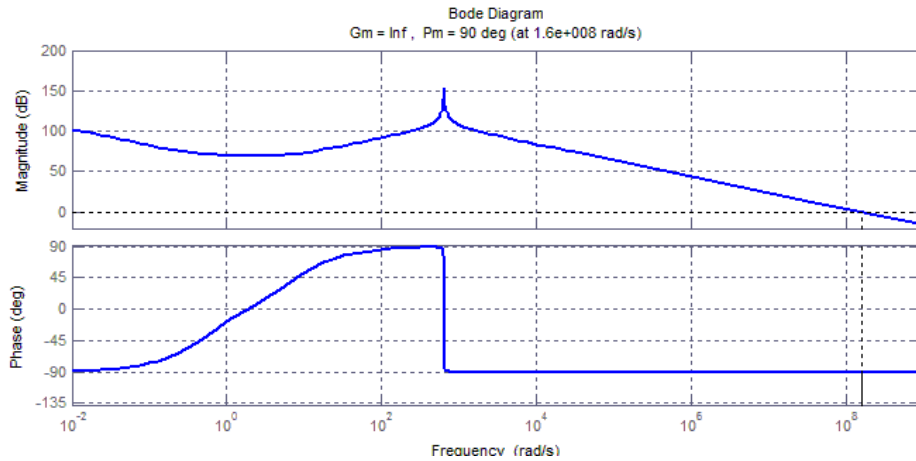


Figure II.25: Diagramme de Bode du système avec correcteur PI (Kp=1000 et Ti=500).

### II.5.2.2.2. Boucle de tension

On obtient à partir l'équation (II.26), la fonction de transfert en boucle ouverte de la boucle de tension :

$$TS_2(p) = \frac{0.5}{0,002p + 0.007143} \tag{II.37}$$

Le diagramme de Bode de  $TS_2(p)$  est donné par la figure (II.26).

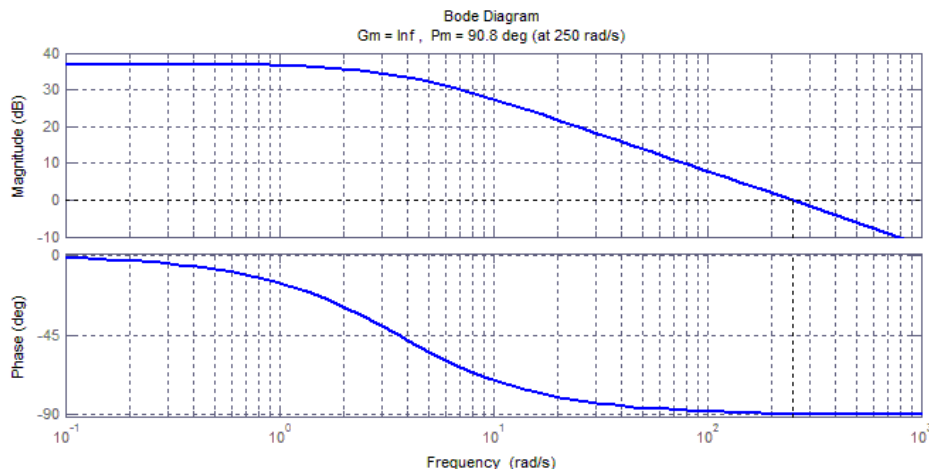


Figure II.26. Diagramme de Bode de la fonction de transfert de la boucle de tension.

Le diagramme de Bode de  $TS_2(s)$  montre une  $PM = 90.81^\circ$  obtenue à  $f_c = 40$  Hz ( $\omega_c = 250$  rad/sec).

La  $PM$  doit être  $89^\circ$  à une fréquence de coupure  $f_c = 130$  Hz ( $\omega_c = 2\pi f_c = 814.24$  rad / s).

La fonction de transfert du correcteur de tension est la suivante :

$$TC_1(p) = 3.255 \left( \frac{1 + 90.597p}{90.597p} \right) \quad (\text{II.38})$$

La fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit donc comme suit :

$$T_{OOL(Boost)} = TC_1(p)TS_2(p) = \frac{1,627p + 45,3}{0,002p^2 + 0.007143p} \quad (\text{II.39})$$

La figure (II.27) montre le diagramme de Bode du système corrigée :

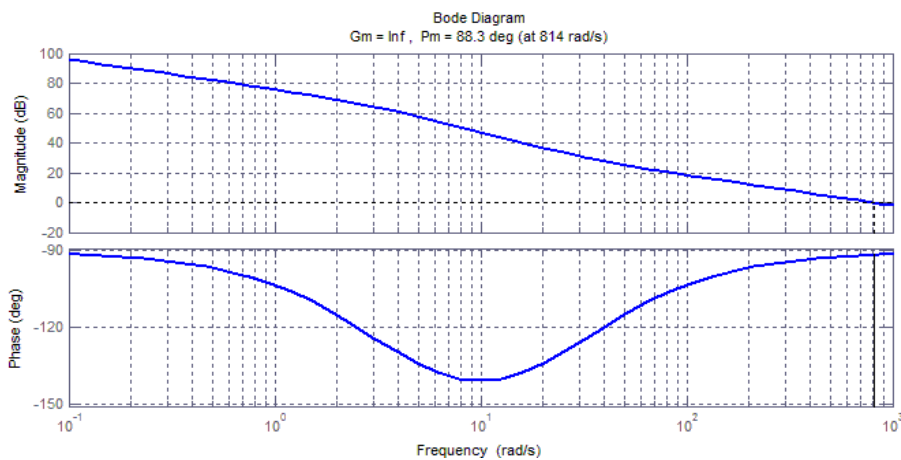


Figure II.27. Digramme de Bode du système avec correcteur PI ( $K_p=3.255$  et  $T_i=90.597$ ).

### II.5.2.2.3. Résultats de simulation

Afin de vérifier l'efficacité de la méthode CMC, le convertisseur Boost est simulé lors de la variation de charge ainsi que lors de la variation brutale de la tension d'entrée avec ajout d'un bruit.

Le tableau (II.4) présente les caractéristiques du convertisseur Boost utilisés dans cette section.

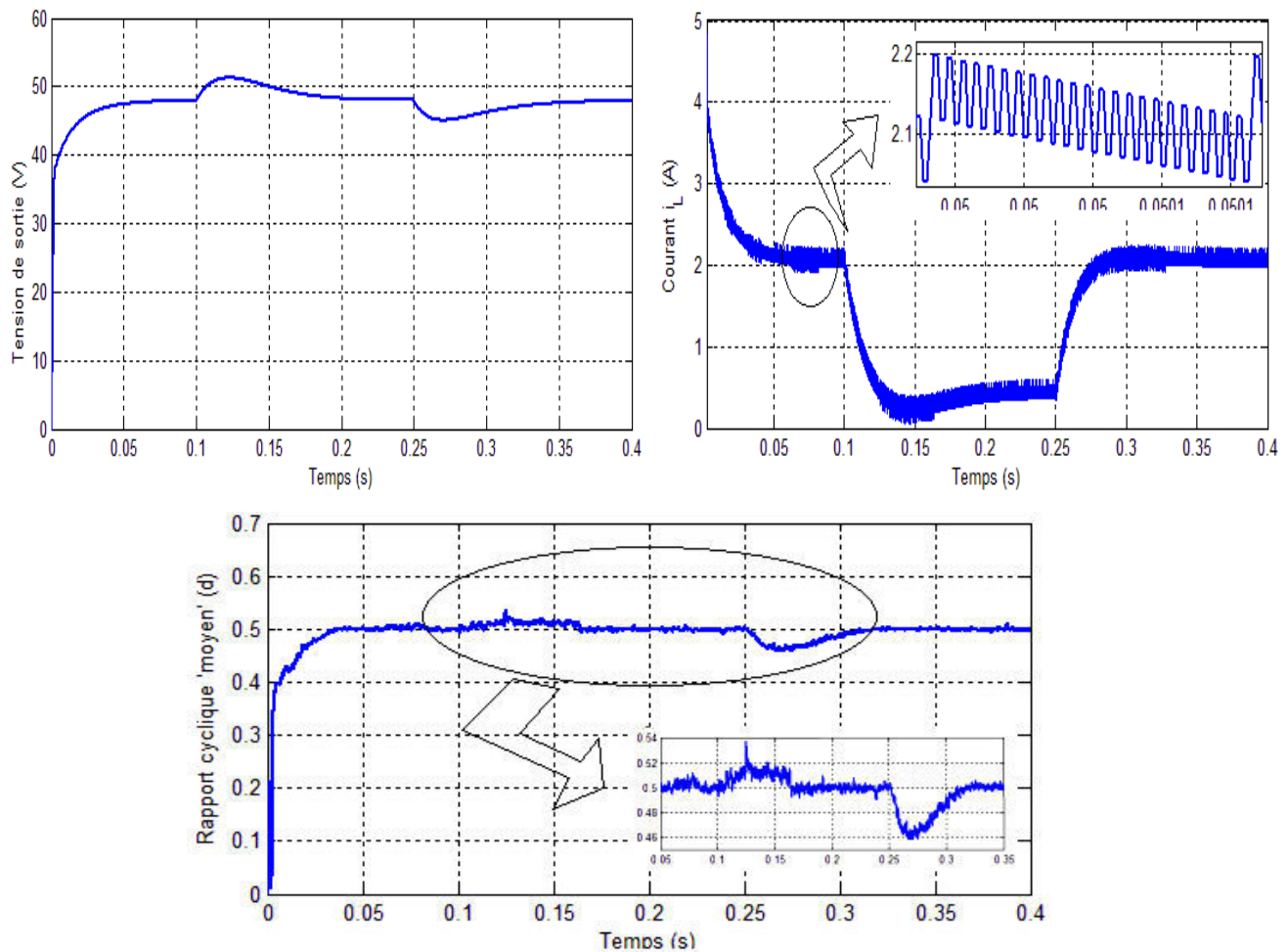
Tableau II.4: Spécification de convertisseur Boost.

	Paramètre	Valeur nominale
Tension d'entrée	$V_e$	24 V
Capacité	$C$	2000 $\mu$ F
ESR d'un condensateur	$R_c$	0.0006 $\Omega$
Inductance	$L$	300 $\mu$ H
Résistance d'inductance	$R_L$	0.14 $\Omega$
Fréquence de commutation	$f$	$\geq 50$ kHz
Résistance de charge minimale	$R_{min}$	48 $\Omega$
Résistance de charge maximale	$R_{max}$	220 $\Omega$

Tension d'entrée minimale	$V_{e(max)}$	40 V
Tension d'entrée maximale	$V_{e(min)}$	19 V
Tension de sortie désirée	$V_{sref}$	48 V
1 <sup>ère</sup> gain du contrôleur $PIv$	$K_{pv}$	3.255
2 <sup>ème</sup> gain du contrôleur $PIv$	$T_{iv}$	90.6
1 <sup>ère</sup> gain du contrôleur $PIi$	$K_{pi}$	1000
2 <sup>ème</sup> gain du contrôleur $PIi$	$T_{ii}$	500

**II.5.2.2.3.1. Avec variation de la charge**

La figure (II.28) représente le comportement du convertisseur Boost lors de la variation de charge.



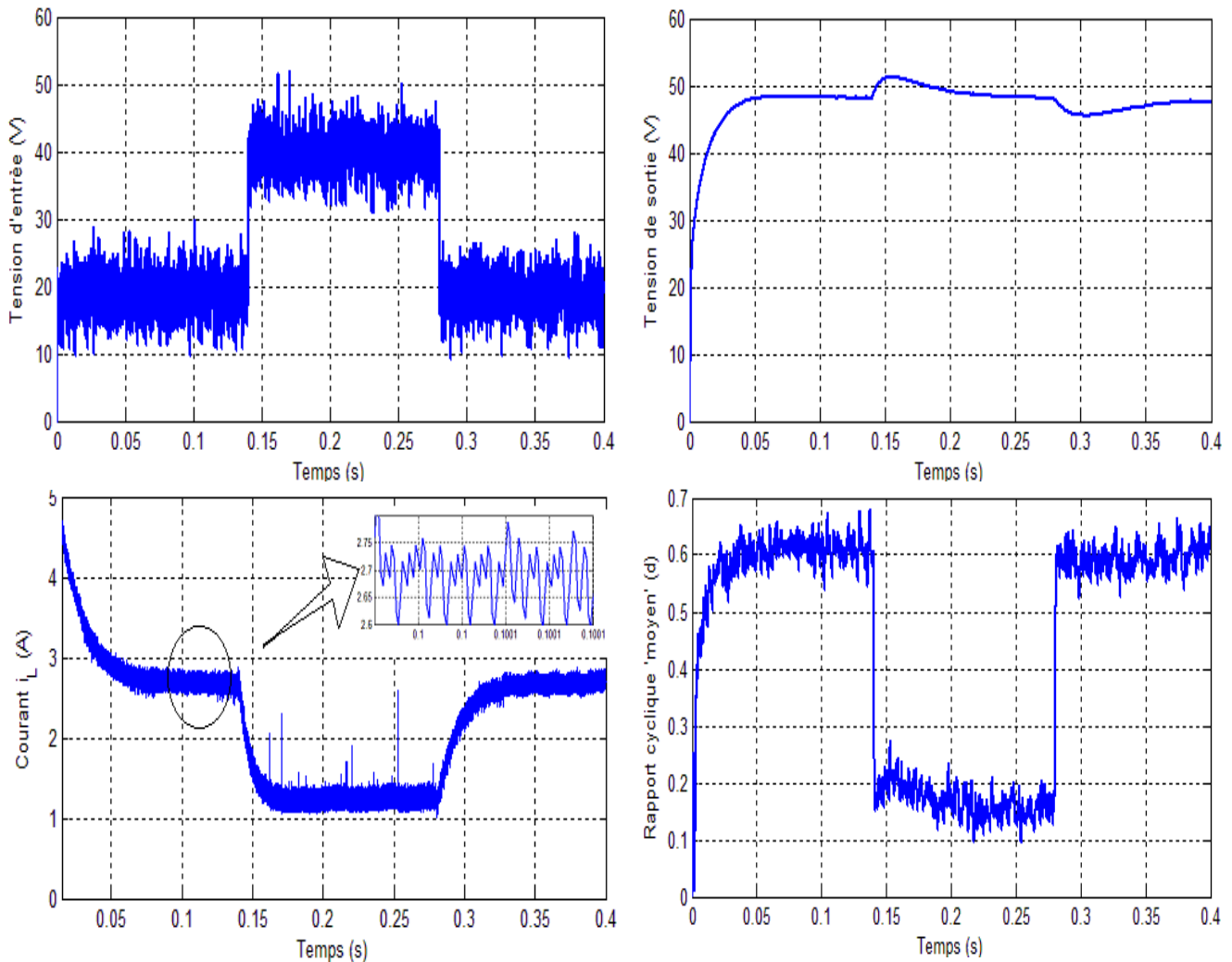
**Figure II.28.** Réponses dynamiques du convertisseur Boost contrôlé par CMC lors de la variation de la charge, entre  $t=0.1s$  et  $t=0.25s$ .

On observe que pour une tension d'entrée constante la tension de sortie est réglée à 48V. La variation de la charge de  $48 \Omega - 220 \Omega$  à  $t=0.1s$  engendre un dépassement de 4% et une chute de 6.25% à  $t=0.25s$ . Le fonctionnement étant à puissance constante, donc la valeur du courant dans la self est d'autant plus importante que la charge est faible. L'ajout d'une boucle de courant conduit à

une amélioration de la robustesse et la rapidité du temps de réponse par rapport à la commande VMC.

### II.5.2.2.3.2. Avec variation de la tension d'entrée

La figure (II.29) représente le comportement du convertisseur Boost lors de la variation de la tension d'entrée.



**Figure II.29.** Réponses dynamiques du convertisseur Boost contrôlé par CMC lors de la variation de la tension d'entrée entre  $t=0.14s$  et  $t=0.28s$ .

La figure (II.29) montre la réponse du convertisseur Boost durant la variation de la tension d'entrée. La tension d'entrée varie de 19 V à 40 V à  $t=0.14s$  et revient à 19 V à  $t=0.28s$ . A partir de ces courbes, on observe une bonne performance en termes de poursuite avec une réaction lente. A noter que le bruit de la tension d'entrée n'a aucune influence sur la tension de sortie. Malgré les fluctuations de la tension d'entrée de 15%, la réponse est stable ce qui montre que les boucles mises en œuvre remplissent bien les objectifs visés.

## II.6. Étude comparative entre les différentes commandes

Le tableau (II.5) récapitule les performances de chacune des deux lois de commande utilisant des correcteurs PI énoncées précédemment pour les deux convertisseurs.

**Tableau II.1** : Comparaison des lois de commande.

		Convertisseurs Buck		Convertisseurs Boost	
		VMC	CMC	VMC	CMC
Temps de montée (T <sub>m</sub> )		0.005s	0.0005s	1.5s	0.025s
Temps de retard (T <sub>d</sub> )		67.10 <sup>-5</sup> s	45.10 <sup>-6</sup> s	0.3.10 <sup>-5</sup> s	0.31.10 <sup>-6</sup> s
Temps de pic (T <sub>p</sub> )		3.4.10 <sup>-4</sup> s	0.0025s	0s	0 s
Dépassement maximale (M <sub>p</sub> )		1%	6%	0%	0%
Premier dépassement (D <sub>1</sub> )		1%	6%	0%	0%
Temps de réponse (Tr=2.5% de V <sub>s</sub> )		0.006s	0.001s	2s	0.05s
Robustesse	Variation de la charge	+-	+-	++	+
	Variation de la tension d'entrée	+-	+	+-	+
Sensibilité aux bruits (cote d'entrée)		-	+-	-	++
État du régime transitoire		+	++	+-	++
Coût		+	+-	+	+-
Complexité		+	+-	-	+-

Les résultats présentés montrent que les deux techniques de commande utilisées permettent de satisfaire le cahier des charges avec des performances plus ou moins différentes. En effet, la tension est régulée et suit relativement la référence qui lui est imposée malgré les perturbations et les incertitudes.

Parmi les deux lois de commande utilisées, la technique CMC qui consiste à réguler le courant (Qui peut atteindre des valeurs importantes susceptibles de détériorer les composants) ainsi que la tension de sortie est la plus complexe à mettre en œuvre. En effet, elle nécessite deux capteurs (de courant et de tension) et deux correcteurs PI en cascade. Par ailleurs, la technique VMC offre des dynamiques mal contrôlées ainsi qu'une sensibilité vis-à-vis l'incertitude de la tension d'entrée. Ceci due a la rapidité de la dynamique de la bobine par rapport au compensateur, ce qui provoque des dépassements et des ondulations brutales au niveau de la bobine, ce qui va se répercuter sur le comportement des convertisseurs.

## II.7. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons penché sur les lois de commande linéaires appliquées sur les convertisseurs Buck et Boost. Ces dernières sont déterminées selon des exigences pour atteindre certains niveaux de performances (précision, rapidité, insensibilité aux bruits,...) et de robustesse.

La première commande visée était la stratégie VMC. Cette méthode est assez simple à mettre en œuvre et a l'avantage de n'exiger pas une modélisation complexe du convertisseur. On contrôle la tension de sortie mais par contre le courant est laissé libre et peut atteindre des valeurs importantes susceptibles de détériorer les composants. Par contre la stratégie CMC est la méthode la plus adaptée pour l'asservissement des convertisseurs à découpage. Cette méthode permet d'augmenter les performances de la régulation par l'asservissement du courant dans la bobine.

Dans le cas où les perturbations et les incertitudes sont prises en considération, nous avons constaté que dans plusieurs situations, le régulateur classique n'est pas en mesure d'assurer de bonne performance. Pour cette raison, le chapitre suivant sera consacré à l'application de la commande par mode de glissement sur les convertisseurs Buck et Boost.

# Chapitre III

## Commande par mode de glissement des convertisseurs Buck et Boost

---

### III.1. Introduction

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

Nous nous intéressons, dans ce chapitre, à la comparaison des différentes lois de commande non linéaires par la méthode de mode glissant provenant de deux approches différentes du contrôle: la première est non-linéaire et la seconde semi-linéaire. Nous rappellerons tout d'abord les principes du contrôle par mode glissant. Ensuite, nous décrivons les différentes lois de commande à base du mode glissant. Enfin, nous simulons les différentes lois de commande appliquées sur les deux convertisseurs Buck et Boost.

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

#### III.2.1. Introduction

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

Ces propriétés font que cette loi de commande est adaptée à de nombreuses applications industrielles [44].

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

### III.2.2. Principe

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

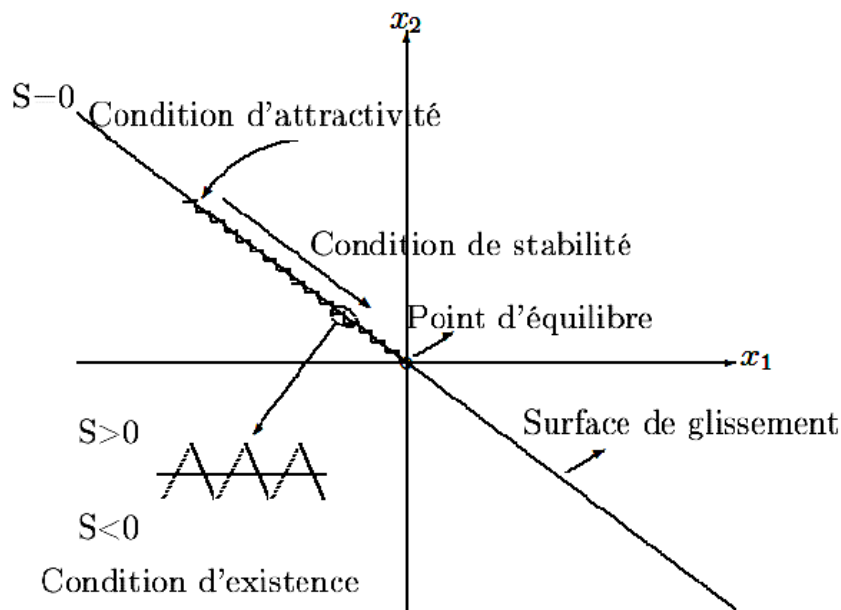


Figure III.1: Plan de phases en mode glissant.

Ce principe de commande repose donc essentiellement sur l'utilisation d'une commande discontinue ayant pour but de maintenir l'évolution du système sur une surface de commutation (surface de glissement) judicieusement choisie. La synthèse doit donc viser à rendre la surface de glissement attractive (condition d'attractivité) depuis tout point de l'espace d'état. Une fois la surface atteinte, il faut assurer le glissement le long de cette surface (condition de glissement) et la stabilité du système (condition de stabilité). En d'autre terme, il faut trouver la condition pour laquelle la dynamique du système glisse sur la surface vers le point d'équilibre désiré (figure III.1). Sur la surface, la dynamique du système est indépendante de celle du processus initial, ce

qui implique que ce type de contrôle entre dans le domaine des commandes robustes. Ces notions de stabilité sont démontrées en tenant compte du principe de stabilité suivant le critère de Lyapunov (théorème 1) rappelé ci-dessous.

Théorème 1 :

Soit  $V(x)$  une fonction différentiable de  $R^n$  dans  $R^n$ , dite fonction de Lyapunov, qui satisfait les conditions suivantes [46] :

$$\begin{cases} V(0) = 0 \\ V(x) > 0 \forall x \neq 0 \\ \dot{V}(x) \leq 0 \forall x \neq 0 \end{cases}$$

Si ces trois conditions sont satisfaites,  $x=0$  est un point d'équilibre stable, si la dernière condition devient  $\dot{V}(x) < 0$  pour  $x \neq 0$ , le point  $x=0$  est asymptotiquement stable.

Dans le cas de la commande par mode glissant, cette fonction de Lyapunov est déduite à l'aide d'une pseudo-sortie qui est la surface de glissement  $S(x,t)=0$ .

### III.2.3. Description du système en régime glissant

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

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

Avec:

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

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

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

#### III.2.3.1. Condition d'attractivité

Considérons  $x^+$  et  $x^-$  les états qui correspondent respectivement à  $u^+$  et à  $u^-$ . Une condition suffisante pour que la surface soit attractive est la suivante :

$$\begin{cases} x^+ \in S(x, t) > 0 \\ x^- \in S(x, t) < 0 \end{cases} \quad (\text{III.3})$$

#### III.2.3.2. Condition d'existence du glissement

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

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

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

### III.2.3.3. Condition de stabilité

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

#### III.2.3.3.1. Commande équivalente

La commande équivalente est une fonction continue qui sert à maintenir la variable à contrôler sur la surface de glissement ( $S(x,t) = 0$ ), elle est déduite en considérant que la surface est nulle et donc ( $\dot{S}(x,t) = 0$ ). Elle peut être interpréter comme étant un retour d'état particulier jouant le rôle d'un signal de commande appliquée sur le système à commander. Elle peut être aussi interpréter autrement comme étant une valeur moyenne que prend la commande lors de la commutation rapide entre les valeurs  $u_{min}(t)$  et  $u_{max}(t)$  [49], comme il est représenté sur le schéma suivant:

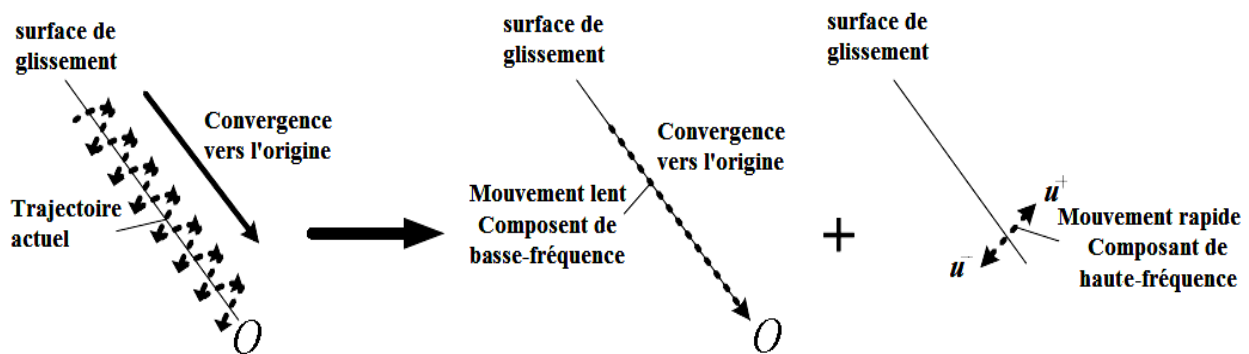


Figure III.2: Représentation graphique des composants hauts et bas fréquences de la trajectoire  
Plan de phases en mode glissant.

Avec:

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

Et pour une commutation discontinue à hautes fréquences en a :

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

Et la trajectoire est donnée par:

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

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

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

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

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

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

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

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

On obtient l'expression de la commande équivalente :

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

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

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

#### III.2.3.4. Phénomène de réticence (Chattering)

L'un des problèmes lié à la mise en œuvre du contrôle par mode glissant est le phénomène de réticence. Ce phénomène se traduit par des oscillations à hautes fréquences aux alentours de la surface de glissement. Ceci est dû aux erreurs de modélisation, mais aussi au fait que la commande par mode glissant nécessite une commutation de l'organe de commande à une

fréquence théorique infinie, ce qui en pratique n'est pas réalisable. Pour parvenir à réduire ce problème, plusieurs solutions ont été proposées. Les méthodes les plus répandues sont de rendre la fonction de commutation plus régulière aux alentours de la surface ou bien l'augmentation de l'ordre du mode de glissement. Pour un mode de glissement d'ordre  $r$ , l'algorithme de contrôle doit faire tendre non seulement la surface de glissement  $S$  vers 0 mais également les dérivées successives de cette surface jusqu'au ordre  $(r-1)$  ( $S = 0, \dot{S} = 0, S^{r-1} = 0$ ) [49].

### III.2.4. Synthèse des lois de commande pour des convertisseurs Buck et Boost

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

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

#### III.2.4.1. Commandes par modes glissants intégral

La commande par mode glissant intégral (*Integral Sliding Mode Control* ou ISMC en anglais), introduite dans, est un nouveau concept de loi de commande par modes glissants [52].

##### III.2.4.1.1. Commandes par ISMC d'ordre 2

L'objectif ici est d'utiliser une loi de commande, proposée dans [49], dans le but de suivre les trajectoires de référence, en temps fini, avec une grande précision, une très bonne robustesse et une diminution de la réticence. Un nouveau type de commande par ISMC d'ordre deux, combinant une commande en temps fini basée sur l'homogénéité géométrique et une commande discontinue base sur un mode glissant avec un terme intégral, est développée.

##### III.2.4.1.1.1. Commande en tension par mode glissant (*Sliding Mode Voltage Control: SMVC*)

Nous utilisons contrôleur de SMVC pour contrôler les tensions de sortie des convertisseurs Buck et Boost. La tension de sortie est comparée à une valeur de référence constante qui est la tension de sortie désirée et l'erreur résultante qui est introduite dans un régulateur par mode de glissement.

Selon l'erreur de tension, de sortie le contrôleur SMVC génère le signal PWM pour contrôler le transistor qui régule ainsi la tension de sortie [49].

### III.2.4.1.1.1. Modélisation des convertisseurs Buck et Boost

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

Dans le cas des convertisseurs régulé par SMVC, les variables d'états peuvent être exprimées sous la forme (III.12).

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

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

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

*Pour le convertisseur Buck:*

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

*Pour le convertisseur Boost:*

$$x_{(Boost)} = \begin{bmatrix} x_1 = V_{ref} - \beta V_s \\ x_2 = \frac{\beta V_s}{RC} + \int \frac{\beta(V_s - V_e)\bar{u}}{LC} dt \\ x_3 = \int x_1 dt \end{bmatrix} \quad (III.14)$$

La différenciation temporelle des équations (III.13) et (III.14) produit les modèles d'état requis pour la conception des contrôleurs des convertisseurs Buck et Boost:

*Le modèle du convertisseur Buck est:*

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC} & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{\beta V_e}{LC} \\ 0 \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{\beta V_s}{LC} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (III.15)$$

Le modèle du convertisseur Boost:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC} & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{\beta V_s}{LC} - \frac{\beta V_e}{LC} \\ 0 \end{bmatrix} \bar{u} \quad (\text{III.16})$$

Où,  $\bar{u} = 1 - u$  est la logique inverse de  $u$ , il est utilisé en particulier pour la modélisation de convertisseur Boost. On remarque bien que les modèles d'état (III.15), (III.16), peuvent être mis sous la forme standard suivante:

$$\dot{x} = Ax + Bv + D \quad (\text{III.17})$$

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

### III.2.4.1.1.1.2. Choix de la surface de glissement

La fonction de contrôle résultant sous cette configuration est [49]:

$$u = \begin{cases} 1 = 'ON' & \text{si } S > 0 \\ 0 = 'OFF' & \text{si } S < 0 \end{cases} \quad (\text{III.18})$$

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

La surface de glissement est décrite comme suit:

$$S = \alpha_1 x_1 + \alpha_2 x_2 + \alpha_3 x_3 = J^T x \quad (\text{III.19})$$

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

### III.2.4.1.1.1.3. Condition d'existence du régime glissant

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

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

$${}_s \lim_0 S \dot{S} < 0 \quad (\text{III.20})$$

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

$$\begin{aligned} \dot{S}_{s \rightarrow 0^+} &= J^T A x + J^T B v_{s \rightarrow 0^+} + J^T D < 0 \\ \dot{S}_{s \rightarrow 0^-} &= J^T A x + J^T B v_{s \rightarrow 0^-} + J^T D > 0 \end{aligned} \quad (\text{III.21})$$

*Cas du convertisseur Buck:*

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

En remplaçant  $v_{s \rightarrow 0^+} = u = 1$ , et en introduisant les matrices de (III.16) dans (III.21), on obtient:

$$-\alpha_1 \frac{\beta i_c}{C} + \alpha_2 \frac{\beta i_c}{RC^2} + \alpha_3 (V_{ref} - \beta V_s) - \alpha_2 \frac{\beta V_e}{LC} + \alpha_2 \frac{\beta V_s}{LC} < 0 \quad (III.22)$$

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

En remplaçant  $v_{s \rightarrow 0^-} = u = 0$ , et en introduisant les matrices de (III.16) dans (III.21), on obtient:

$$-\alpha_1 \frac{\beta i_c}{C} + \alpha_2 \frac{\beta i_c}{RC^2} + \alpha_3 (V_{ref} - \beta V_s) + \alpha_2 \frac{\beta V_s}{LC} > 0 \quad (III.23)$$

Enfin, la combinaison de (III.22) et (III.23) donne la condition d'existence simplifiée:

$$0 < -\beta L \left( \frac{\alpha_1}{\alpha_2} - \frac{1}{RC} \right) i_c + LC \frac{\alpha_3}{\alpha_2} (V_{ref} - \beta V_s) + \beta V_s < \beta V_e \quad (III.24)$$

*Cas du convertisseur Boost:*

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

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

$$-\alpha_1 \frac{\beta i_c}{C} + \alpha_2 \frac{\beta i_c}{RC^2} + \alpha_3 (V_{ref} - \beta V_s) < 0 \quad (III.25)$$

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

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

$$-\alpha_1 \frac{\beta i_c}{C} + \alpha_2 \frac{\beta i_c}{RC^2} + \alpha_3 (V_{ref} - \beta V_s) - \alpha_2 \frac{\beta V_e}{LC} + \alpha_2 \frac{\beta V_s}{LC} > 0 \quad (III.26)$$

Enfin, la combinaison de (III.25) et (III.26) donne la condition d'existence simplifiée:

$$0 < \beta L \left( \frac{\alpha_1}{\alpha_2} - \frac{1}{RC} \right) i_c - LC \frac{\alpha_3}{\alpha_2} (V_{ref} - \beta V_s) < \beta (V_s - V_e) \quad (III.27)$$

Maintenant, pour déterminer la condition de stabilité sur la surface de glissement, on se sert de la notion de la commande équivalente introduite au paragraphe (III.3.3.3).

### III.2.4.1.1.1.4. Dérivation de la loi de commande pour un contrôleur à base de PWM

Le processus de dérivation de ce contrôleur peut être résumé en deux étapes. Tout d'abord, le signal de commande équivalent  $u_{eq}$ , qui est une fonction lisse de la fonction d'entrée discrète  $u$ , est formulé en utilisant les conditions d'invariance en procédant à la différentiation de (III.19) comme  $\dot{S} = 0$ . D'autre part, la fonction de contrôle équivalente est convertie en rapport cyclique instantané  $d$  du modulateur PWM [49]:

*Cas du convertisseur Buck:*

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

$$\begin{aligned} u_{eq} &= -[J^T B]^{-1} J^T [A x + D] \\ &= -\frac{\beta L}{\beta V_e} \left( \frac{\alpha_1}{\alpha_2} - \frac{1}{RC} \right) i_c + \frac{\alpha_3 LC}{\alpha_2 \beta V_e} (V_{ref} - \beta V_s) + \frac{V_s}{V_e} \end{aligned} \quad (III.28)$$

Or  $0 < u_{eq} < 1$ , en remplaçant (III.28) dans l'inégalité on obtient:

$$0 < u_{eq} = -\frac{\beta L}{\beta V_e} \left( \frac{\alpha_1}{\alpha_2} - \frac{1}{RC} \right) i_c + \frac{\alpha_3 LC}{\alpha_2 \beta V_e} (V_{ref} - \beta V_s) + \frac{V_s}{V_e} < 1 \quad (III.29)$$

La multiplication de l'inégalité par  $\beta V_e$  donne:

$$0 < u_{eq}^* = -\beta L \left( \frac{\alpha_1}{\alpha_2} - \frac{1}{RC} \right) i_c + \frac{\alpha_3 LC}{\alpha_2} (V_{ref} - \beta V_s) + \beta V_s < \beta V_e \quad (III.30)$$

Enfin, la transformation de la fonction de commande équivalente (III.30) en un rapport cyclique  $d$ , où  $0 < d = \frac{v_c}{v_{ramp}} < 1$ , donne les relations suivantes pour le signal de commande  $v_c$  et le signal de rampe  $v_{ramp}$  nécessaire pour la mise en œuvre pratique du contrôleur mode glissant à base de PWM.

$$v_c = u_{eq}^* = -\beta L \left( \frac{\alpha_1}{\alpha_2} - \frac{1}{RC} \right) i_c + \frac{\alpha_3 LC}{\alpha_2} (V_{ref} - \beta V_s) + \beta V_s \quad (III.31)$$

Et:

$$v_{ramp} = \beta V_e \quad (III.32)$$

En d'autre forme:

$$v_c = u_{eq}^* = -K_{p1} i_c + K_{p2} (V_{ref} - \beta V_s) + \beta V_s$$

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

*Cas de convertisseur Boost*

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

$$\begin{aligned} \bar{u}_{eq} &= -[J^T B]^{-1} J^T A x \\ &= \frac{\beta L}{\beta(V_s - V_e)} \left( \frac{\alpha_1}{\alpha_2} - \frac{1}{RC} \right) i_c - \frac{\alpha_3 LC}{\alpha_2 \beta (V_s - V_e)} (V_{ref} - \beta V_s) \end{aligned} \quad (III.33)$$

Or  $0 < \bar{u}_{eq} < 1$ , en remplaçant (III.33) dans l'inégalité il vient:

$$0 < \bar{u}_{eq} = -\frac{\beta L}{\beta(V_s - V_e)} \left( \frac{\alpha_1}{\alpha_2} - \frac{1}{RC} \right) i_c - \frac{\alpha_3 LC}{\alpha_2 \beta (V_s - V_e)} (V_{ref} - \beta V_s) < 1 \quad (III.34)$$

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

$$0 < u_{eq}^* = -\beta L \left( \frac{\alpha_1}{\alpha_2} - \frac{1}{RC} \right) i_c + \frac{\alpha_3 LC}{\alpha_2} (V_{ref} - \beta V_s) + \beta (V_s - V_e) < \beta (V_s - V_e) \quad (III.35)$$

Enfin, la transformation de la fonction de commande équivalent (III.35) en un rapport cyclique  $d$ , où  $0 < d = \frac{v_c}{v_{ramp}} < 1$ , donne les relations suivantes pour le signal de commande  $v_c$  et le signal de rampe  $v_{ramp}$  nécessaire pour la mise en œuvre pratique du contrôleur par mode glissant à base de PWM.

$$v_c = u_{eq}^* = -\beta L \left( \frac{\alpha_1}{\alpha_2} - \frac{1}{RC} \right) i_c + \frac{\alpha_3 LC}{\alpha_2} (V_{ref} - \beta V_s) + \beta (V_s - V_e) \quad (III.36)$$

Et:

$$v_{ramp} = \beta (V_s - V_e) \quad (III.37)$$

En d'autre forme:

$$v_c = u_{eq}^* = -K_{p1} i_c + K_{p2} (V_{ref} - \beta V_s) + \beta (V_s - V_e)$$

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

Les circuits électriques des convertisseurs Buck et Boost régulés par SMVC à base de PWM sont présentés par les figures (III.3) et (III.4):

:

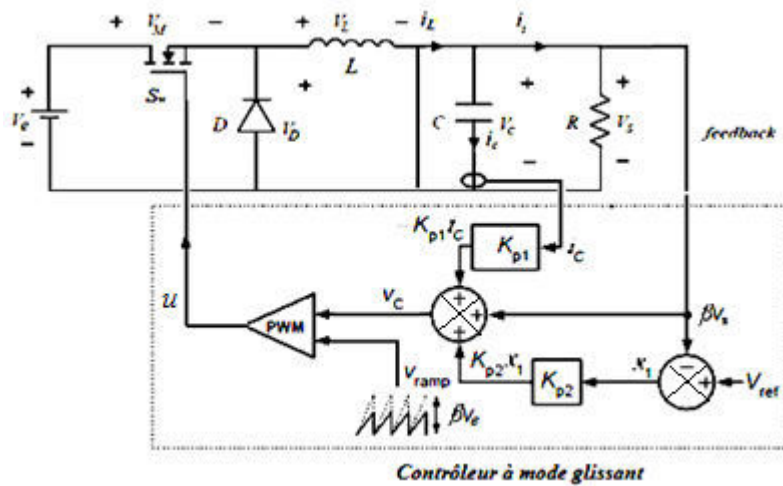


Figure III.3. Schéma du convertisseur Buck régulé par SMVC à base de PWM.

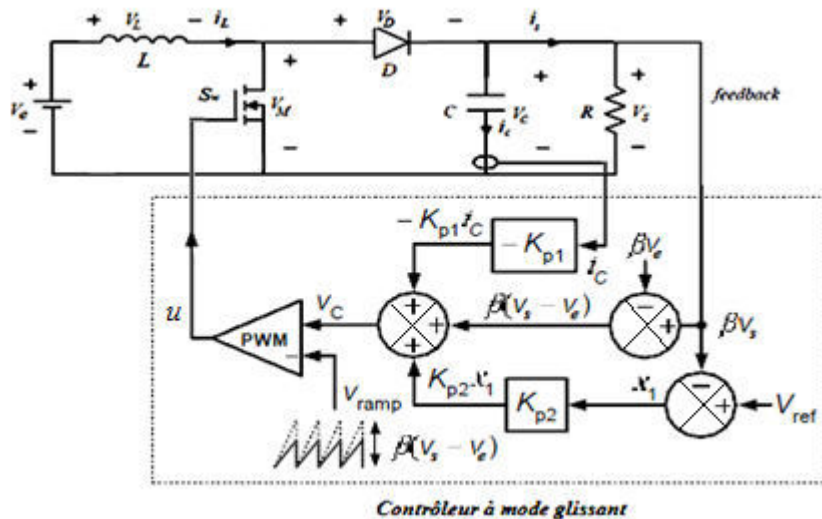


Figure III.4. Schéma du convertisseur Boost régulé par SMVC à base de PWM.

III.2.4.1.1.5. Résultats de simulation

L'objectif de ce paragraphe est de présenter les résultats de simulation des deux convertisseurs réguliers par SMVC à base de PWM.

III.2.4.1.1.5.1. Cas du convertisseur Buck

Le tableau (III.1) présente les caractéristiques du convertisseur Buck utilisés dans cette section.

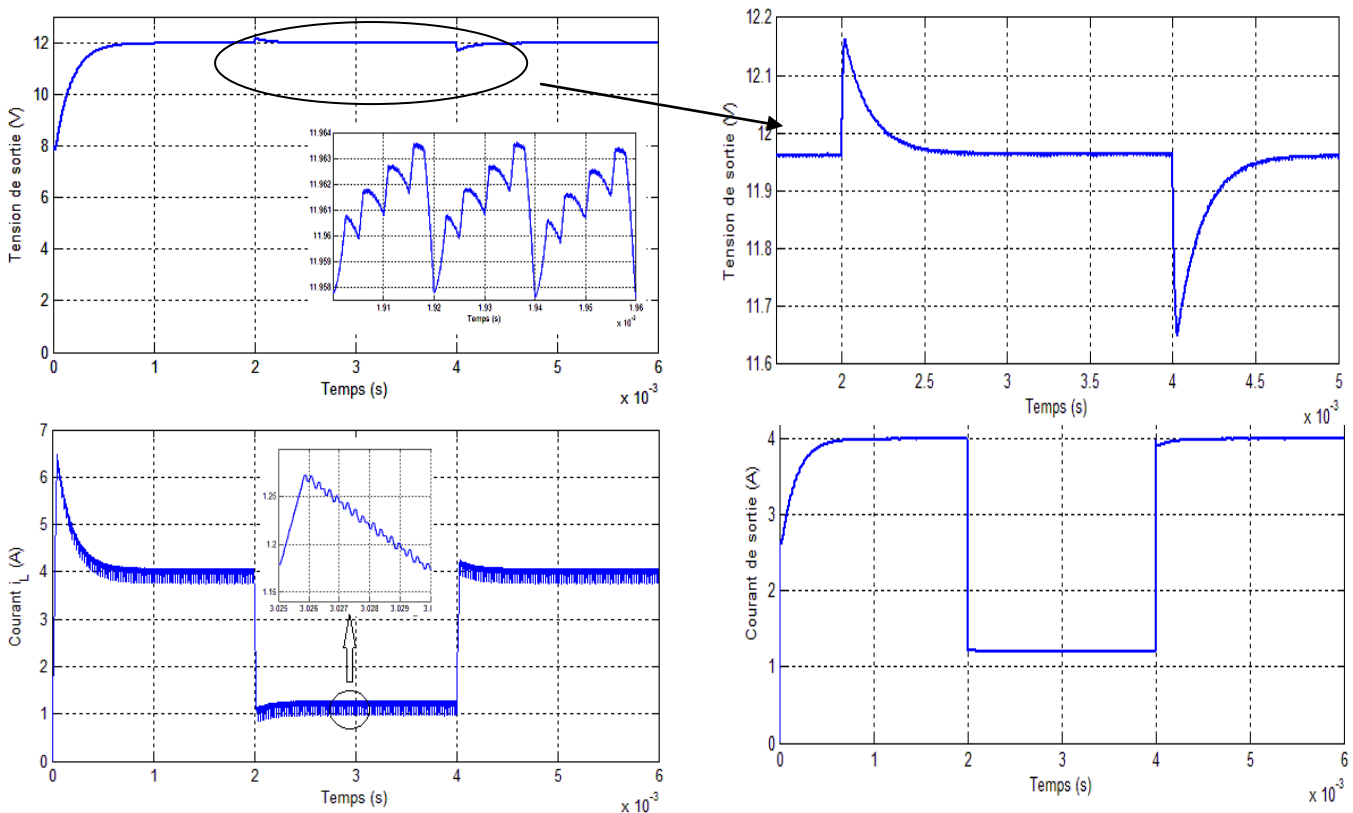
Tableau III.1: Spécifications du convertisseur Buck.

	Paramètre	Valeur nominale
Tension d'entrée	$V_e$	24 V
Capacité	$C$	150 $\mu$ F
ESR d'un condensateur	$R_c$	0.0167 $\Omega$

Inductance	$L$	100 $\mu$ H
Résistance d'inductance	$R_L$	0.14 $\Omega$
Fréquence de commutation	$f$	$\geq 50$ kHz
Résistance de charge minimale	$R_{min}$	3 $\Omega$
Résistance de charge maximale	$R_{max}$	12 $\Omega$
Tension d'entrée minimale	$V_{e(max)}$	40 V
Tension d'entrée maximale	$V_{e(min)}$	19 V
Rapport de feedback	$\beta$	1/10
Tension de sortie désirée	$V_{ref}$	12 V
1 <sup>ère</sup> gain du contrôleur	$K_{p1}$	20
2 <sup>ème</sup> gain du contrôleur	$K_{p2}$	200

**III.2.4.1.1.5.1.1. Performance de convertisseur Buck lors de la variation de la charge**

Pour tester la robustesse et la rapidité du SMVC on introduit des perturbations sur la charge dans l'intervalle [0.002-0.004s]. La simulation consiste à faire varier la charge de sa valeur minimale (3  $\Omega$ ) à sa valeur maximale (12  $\Omega$ ). Les résultats obtenus sont présentés sur la figure (III.5).

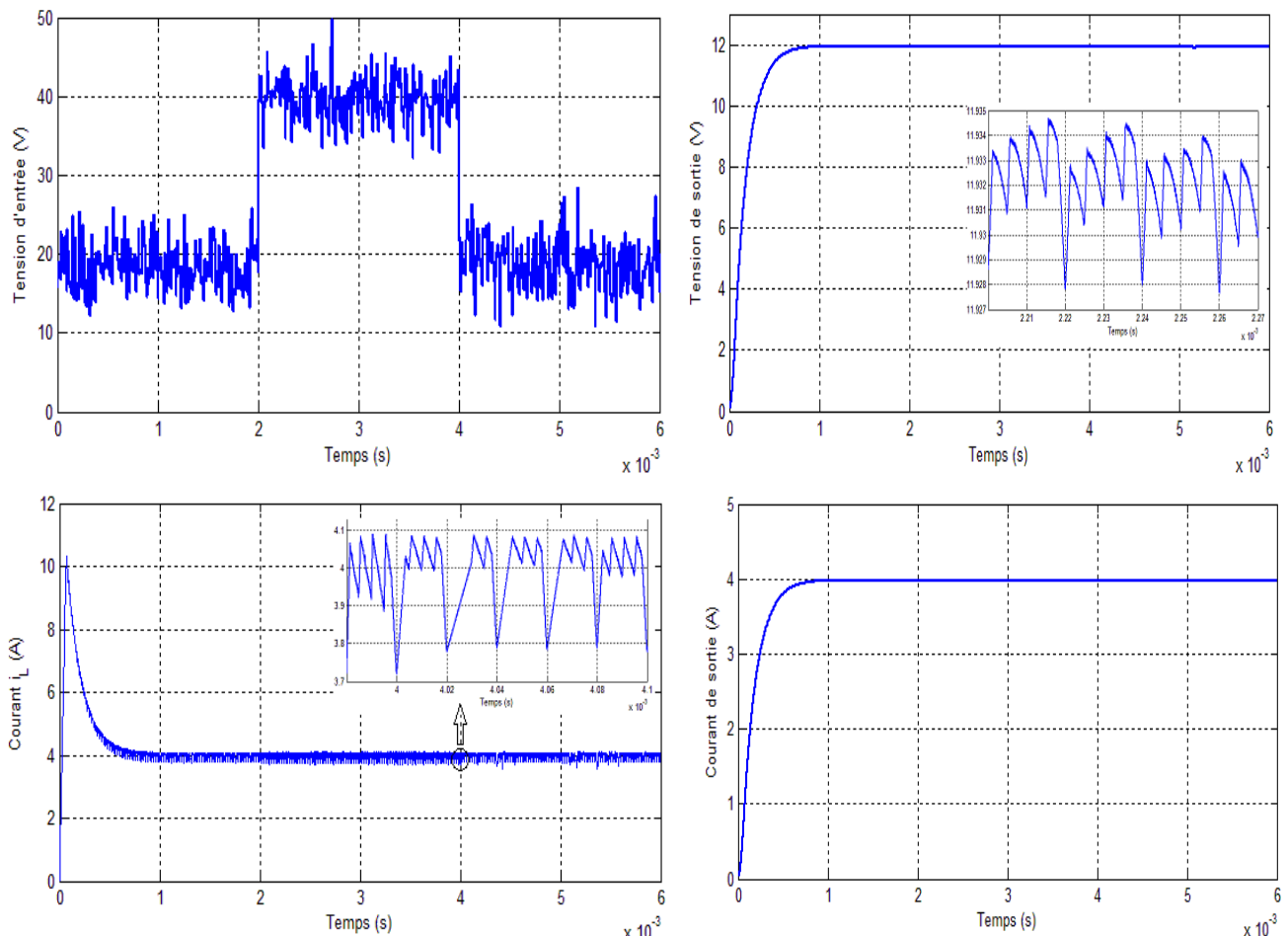


**Figure III.5.** Comportement du convertisseur Buck régulé par SMVC à base de PWM lors de la variation de la charge de 3  $\Omega$  - 12  $\Omega$  à t = 0.002 s puis elle revient à 3  $\Omega$  à t = 0.004 s.

Nous pouvons constater que le correcteur régule correctement la tension de la sortie avec seulement un écart de  $-0.04$  V. Cependant, on peut constater les excellentes performances dynamique du correcteur qui permet à la tension de sortie de rattraper la tension de référence plus rapidement et ceci va engendrer des dépassements de  $0.12$  V à  $t = 0.002$  s et  $-0.3$  V à  $t = 0.004$ s. Généralement la régulation de tension du convertisseur est robuste vis-à-vis des variations de la charge,

### III.2.4.1.1.5.1.2. Performance du convertisseur Buck lors de la variation de la tension d'entrée

Pour tester la robustesse par rapport aux fluctuations de la tension d'entrée on introduit des perturbations sur la tension d'entrée dans l'intervalle  $[0.000 - 0.006$  s]. La simulation consiste à faire varier la tension d'entrée bruitée (de 10% de  $V_{e(nominale)}$ ) de sa valeur minimale (19 V) à sa valeur maximale (40 V). Les résultats obtenus sont présentés sur la figure (III.6).



**Figure III.6.** Comportement du convertisseur Buck régulé par SMVC à base de PWM lors de la variation de la tension d'entrée bruitée de 19 V – 40 V à  $t = 0.002$  s puis elle revient à 19 V à  $t = 0.004$  s.

On peut voir d'après les courbes que la tension de sortie peut suivre parfaitement sa valeur de référence malgré le bruit et les fluctuations de la tension d'entrée.

Durant la variation de la tension d'entrée entre sa valeur minimale à sa valeur maximale, le courant d'inductance ainsi que le courant de sortie ne changent pas grâce à la commande qui réagit rapidement pour compenser l'effet de la fluctuation de la tension d'entrée.

### III.2.4.1.1.5.2. Cas du convertisseur Boost

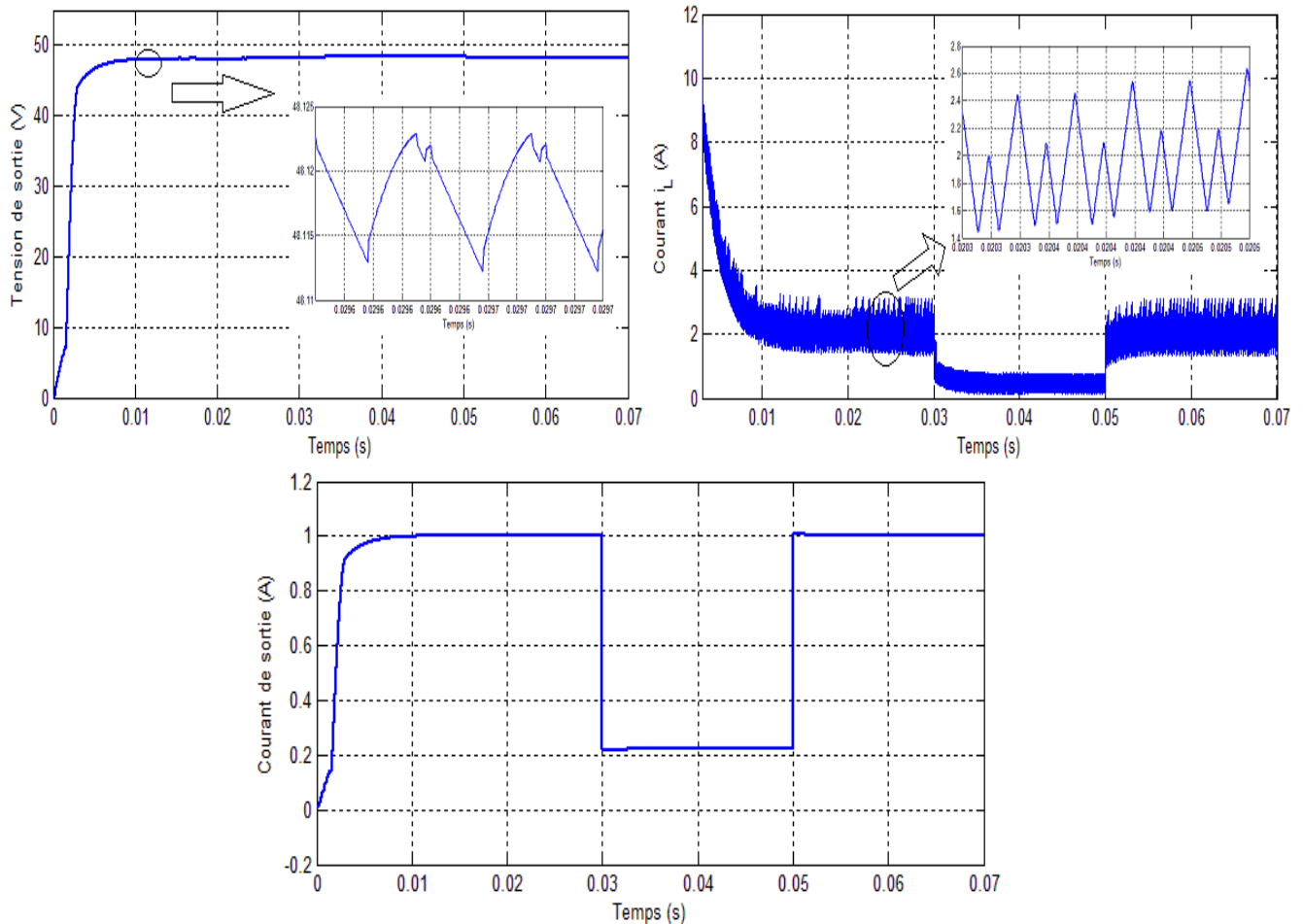
Le tableau (III.2) présente les caractéristiques du convertisseur Boost utilisés dans cette section.

**Tableau III.2:** Spécifications du convertisseur Boost.

	Paramètre	Valeur nominale
Tension d'entrée	$V_e$	24 V
Capacité	$C$	2000 $\mu$ F
ESR d'un condensateur	$R_c$	0.0006 $\Omega$
Inductance	$L$	300 $\mu$ H
Résistance d'inductance	$R_L$	0.14 $\Omega$
Fréquence de commutation	$f$	$\geq 50$ kHz
Résistance de charge minimale	$R_{min}$	48 $\Omega$
Résistance de charge maximale	$R_{max}$	220 $\Omega$
Tension d'entrée minimale	$V_{e(max)}$	40 V
Tension d'entrée maximale	$V_{e(min)}$	19 V
Rapport de feedback	$\beta$	1/10
Tension de sortie désirée	$V_{ref}$	48 V
1 <sup>er</sup> e gain du contrôleur	$K_{p1}$	2.5
2 <sup>eme</sup> e gain du contrôleur	$K_{p2}$	45.67

#### III.2.4.1.1.5.2.1. Performances du convertisseur Boost lors de la variation de la charge

Pour tester la robustesse et la rapidité nous avons introduit des perturbations sur la charge dans l'intervalle [0.03-0.05 s]. La simulation consiste à faire varier la charge de sa valeur minimale (48  $\Omega$ ) à sa valeur maximale (220  $\Omega$ ). Les résultats obtenus sont présentés sur la figure (III.7).

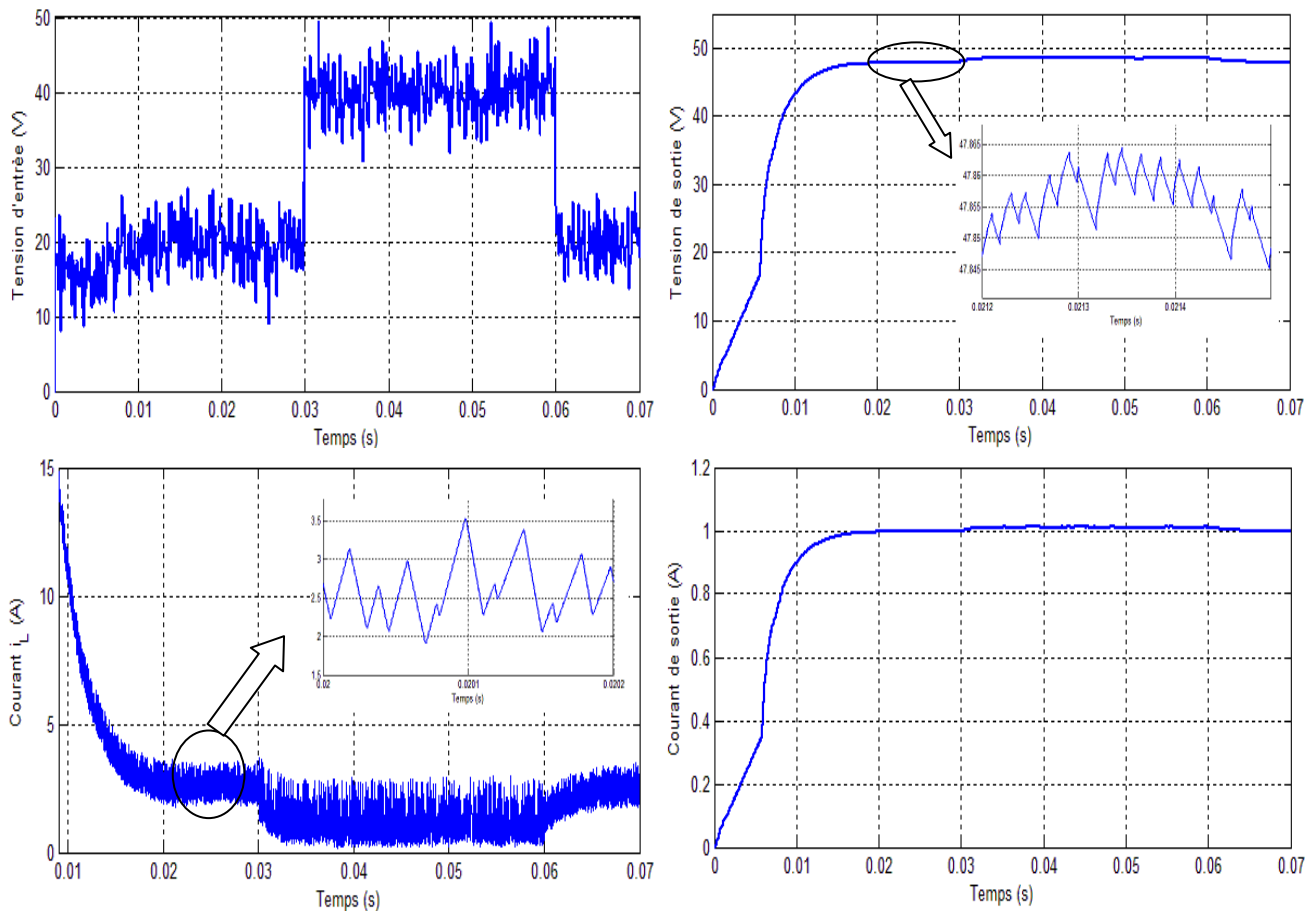


**Figure III.7.** Comportement du convertisseur Boost régulé par SMVC à base de PWM lors de la variation de la charge de  $48 \Omega$  -  $220 \Omega$  à  $t= 0.03$  s puis elle revient à  $48 \Omega$  à  $t= 0.05$  s.

D'après ces courbes, on peut constater que la commande SMVC à base de PWM a aptitude d'imposer la tension de sortie égale à la valeur désirée avec un petit déviation de  $0.2V$ . On observé également que le courant d'inductance diminue lorsque la charge augmente à  $0.03$  s une réaction naturelle du convertisseur afin de maintenir la puissance de sortie constante.

### III.2.4.1.1.5.2.2. Performance du convertisseur Boost lors de la variation de la tension d'entrée

Pour tester la robustesse par rapport aux fluctuations de la tension d'entrée on introduit des perturbations sur la tension dans l'intervalle  $[0.00 - 0.06$  s]. La simulation consiste à faire varier la tension d'entrée bruitée (de  $10\%$  de  $V_{e(nominale)}$ ) de sa valeur minimale ( $19$  V) à sa valeur maximale ( $40$  V). Les résultats obtenus sont présentés sur la figure (III.8).



**Figure III.8.** Comportement du convertisseur Boost régulé par SMVC à base de PWM lors de la variation de la tension d'entrée bruitée de 19 V – 40 V à  $t=0.03$  s puis elle revient à 19 V à  $t=0.06$  s.

Nous pouvons constater que le correcteur proposé donne de bonnes performances vis-à-vis aux fluctuations de la tension d'entrée. A noter qu'un erreur statique de -0.2 V est enregistrée durant la variation de la tension d'entrée. Toutefois, on constate que la diminution du courant de la bobine fait amplifier les ondulations du courant.

#### III.2.4.1.1.2. Commande en courant par mode glissant (*Sliding Mode Current Control*)

Lors de la conception de la commande SMVC, la surface de glissement est choisie comme étant une somme pondérée linéaire de l'erreur de la tension de sortie.

Dans l'approche SMCC, l'erreur de tension de sortie et l'erreur de courant d'inductance sont inclus à la fois dans le calcul de la surface de glissement. L'incorporation de ces informations permet à la tension de sortie de se réguler avec précision, et au courant d'inductance à suivre de près le courant de l'inductance de référence souhaité.

L'objectif de cette section est l'application de l'approche de SMCC pour contrôler les convertisseurs Buck et Boost. Plus précisément, l'idée de réglage sera axée sur le développement d'un régulateur par mode de glissement à fréquence de commutation fixe. Les avantages de l'application d'un tel contrôleur non linéaire sont [49]:

- 1) Capacité de fonctionner sous une grande variation des conditions de fonctionnement, un objectif qui ne peut être réalisé de façon satisfaisante par un régulateur de courant en mode PWM classique.
- 2) Réponse rapide qui ne peut pas être satisfaite par d'autres approches. Les principales caractéristiques sont résumées comme suit:
  - Réponses dynamiques rapides comparables à celles des contrôleurs de courant classiques.
  - Caractéristiques robustes inhérentes au contrôle par mode glissant avec fonctionnant à une fréquence de commutation fixe.
  - Stabilité sur une large gamme de conditions de fonctionnement.
  - Faible variation du temps de réponse sur une large gamme de conditions de fonctionnement.
  - Faibles dépassement de tension (par rapport aux contrôleurs classique) sous des variations importantes sur une large gamme de conditions de fonctionnement.

#### III.2.4.1.1.2.1. Modélisation des convertisseurs Buck et Boost

Les variables d'état à contrôler sont l'erreur de courant  $x_1$ , l'erreur de tension  $x_2$ , et l'intégrale de l'erreur de courant et de tension  $x_3$ . Le vecteur d'état résultant est:

$$x = \begin{bmatrix} x_1 = i_{ref} - i_L \\ x_2 = V_{ref} - \beta V_s \\ x_3 = \int [x_1 + x_2] dt \end{bmatrix} \quad (III.38)$$

Ou:

$$i_{ref} = K [V_{ref} - \beta V_s] \quad (III.39)$$

Le courant d'inductance de référence  $i_{ref}$  est généré en utilisant l'erreur de tension de sortie amplifiée, où  $K$  est le gain d'amplification de l'erreur de tension. Une grande valeur de  $K$  est choisie pour améliorer la réponse dynamique et de minimiser l'erreur de tension en régime permanent.

En utilisant les modèles des convertisseurs Buck et Boost en CCM et par la différenciation temporelle de (III.38), nous obtenons les modèles dynamiques suivants:

Pour le convertisseur Buck:

$$\dot{x}_{(Buck)} = \begin{cases} \dot{x}_1 = \frac{d[i_{ref} - i_L]}{dt} = -\frac{\beta K}{C} i_c - \frac{(uV_e - V_s)}{L} \\ \dot{x}_2 = \frac{d[V_{ref} - \beta V_s]}{dt} = -\frac{\beta}{C} i_c \\ \dot{x}_3 = x_1 + x_2 = (i_{ref} - i_L) + (V_{ref} - \beta V_s) = (K + 1)(V_{ref} - \beta V_s) - i_L \end{cases} \quad (III.40)$$

Pour le convertisseur Boost:

$$\dot{x}_{(Boost)} = \begin{cases} \dot{x}_1 = \frac{d[i_{ref} - i_L]}{dt} = -\frac{\beta K}{C} i_c - \frac{(V_e - \bar{u}V_s)}{L} \\ \dot{x}_2 = \frac{d[V_{ref} - \beta V_s]}{dt} = -\frac{\beta}{C} i_c \\ \dot{x}_3 = x_1 + x_2 = (i_{ref} - i_L) + (V_{ref} - \beta V_s) = (K + 1)(V_{ref} - \beta V_s) - i_L \end{cases} \quad (III.41)$$

Où  $\bar{u} = 1 - u$  est la logique inverse de  $u$ .

### III.2.4.1.1.2.2. Choix de la surface de glissement

La fonction de commutation  $u$ , qui représente l'état logique du transistor  $S_w$ , peut être définie comme

$$u = \frac{1}{2}(1 + \text{sign}(S)). \quad (III.42)$$

Où  $S$  est la surface de glissement décrite comme:

$$S = \alpha_1 x_1 + \alpha_2 x_2 + \alpha_3 x_3 \quad (III.43)$$

Avec  $\alpha_1, \alpha_2,$  et  $\alpha_3$  représentent les coefficients de glissement.

### III.2.4.1.1.2.3. Condition d'existence du régime glissant

Jusqu'à présent, l'état de l'attractivité a été satisfait en choisissant la fonction de commutation de façon appropriée. En ce qui concerne la condition de l'existence, elle peut être

obtenue en contrôlant la condition d'accessibilité locale  $\lim_{s \rightarrow 0} S \cdot \frac{dS}{dt} < 0$ , qui, avec le substitut de

(III.43) et de sa dérivée temporelle, donne:

Pour le convertisseur Buck:

$$\begin{cases} \alpha_1 \left[ -\frac{\beta K}{C} i_c + \frac{V_s}{L} \right] - \alpha_2 \frac{\beta}{C} i_c + \alpha_3 ((K + 1)[V_{ref} - \beta V_s] - i_L) < 0 \\ \alpha_1 \left[ -\frac{\beta K}{C} i_c - \frac{(V_e - V_s)}{L} \right] - \alpha_2 \frac{\beta}{C} i_c + \alpha_3 ((K + 1)[V_{ref} - \beta V_s] - i_L) > 0 \end{cases} \quad (III.44)$$

Pour le convertisseur Boost:

$$\begin{cases} \alpha_1 \left[ -\frac{\beta K}{C} i_c - \frac{V_e}{L} \right] - \alpha_2 \frac{\beta}{C} i_c + \alpha_3 ((K+1)[V_{ref} - \beta V_s] - i_L) < 0 \\ \alpha_1 \left[ -\frac{\beta K}{C} i_c - \frac{V_e - V_s}{L} \right] - \alpha_2 \frac{\beta}{C} i_c + \alpha_3 ((K+1)[V_{ref} - \beta V_s] - i_L) > 0 \end{cases} \quad (III.45)$$

#### III.2.4.1.1.2.4. Dérivation de la loi de commande pour un contrôleur à base de PWM

La commande équivalente du régulateur SMCC appliquée aux convertisseurs Buck et Boost est obtenue en résolvant  $\dot{S} = \alpha_1 \dot{x}_1 + \alpha_2 \dot{x}_2 + \alpha_3 \dot{x}_3 = 0$ , ce qui donne:

Pour le convertisseur Buck:

$$u_{eq} = \frac{V_s}{V_e} - \frac{K_2}{V_e} i_c + \frac{K_1}{V_e} (V_{ref} - \beta V_s) - \frac{K_3}{V_e} i_L \quad (III.46)$$

Avec:  $K_{p1} = \left( \frac{L K}{C} + \frac{\alpha_2 L}{\alpha_1 C} \right)$ ,  $K_{p2} = \left( \frac{\alpha_3 L}{\alpha_1} \right)$  et  $K_{p3} = \left( \frac{\alpha_3 L (K+1)}{\alpha_1} \right)$  sont les gains fixe du

contrôleur, et  $u_{eq}$  est une grandeur continue bornée entre 0 et 1.

Le régulateur de courant, qui fonctionne à une fréquence fixe, est mis en œuvre à travers un modulateur PWM. Le contrôleur est calculé à partir de la surface de glissement (III.43), puis en assimilant  $u_{eq} = d$ , où  $d$  est le rapport cyclique d'un contrôleur PWM. Les équations de la loi de commande comprennent un signal de commande  $v_c$  et un signal rampe  $v_{ramp}$  qui sont donnés par:

$$\begin{cases} v_c = \beta V_s - \beta K_2 i_c + K_1 \beta (V_{ref} - \beta V_s) - \beta K_3 i_L \\ v_{ramp} = \beta V_e \end{cases} \quad (III.47)$$

Pour le convertisseur Boost:

$$u_{eq} = 1 - \frac{K_2}{V_s} i_c - \frac{V_e}{V_s} + \frac{K_1}{V_s} [V_{ref} - \beta V_s] - \frac{K_3}{V_s} i_L \quad (III.48)$$

Avec:  $K_{p1} = \left( \frac{L K}{C} + \frac{\alpha_2 L}{\alpha_1 C} \right)$ ,  $K_{p2} = \left( \frac{\alpha_3 L}{\alpha_1} \right)$  et  $K_{p3} = \left( \frac{\alpha_3 L (K+1)}{\alpha_1} \right)$  sont les gain fixe du

contrôleur, et  $u_{eq}$  est une valeur bornée entre 0 et 1.

Les équations de la loi de commande comprennent un signal de commande  $v_c$  et un signal rampe  $v_{ramp}$  qui sont donnés par:

$$\begin{cases} v_c = \beta (V_s - V_e) - \beta K_2 i_c + \beta K_1 [V_{ref} - \beta V_s] - \beta K_3 i_L \\ v_{ramp} = \beta V_s \end{cases} \quad (III.49)$$

Les circuits électriques des convertisseurs Buck et Boost régulés par SMCC à base de PWM sont présentés par les figures (III.9) et (III.10) :

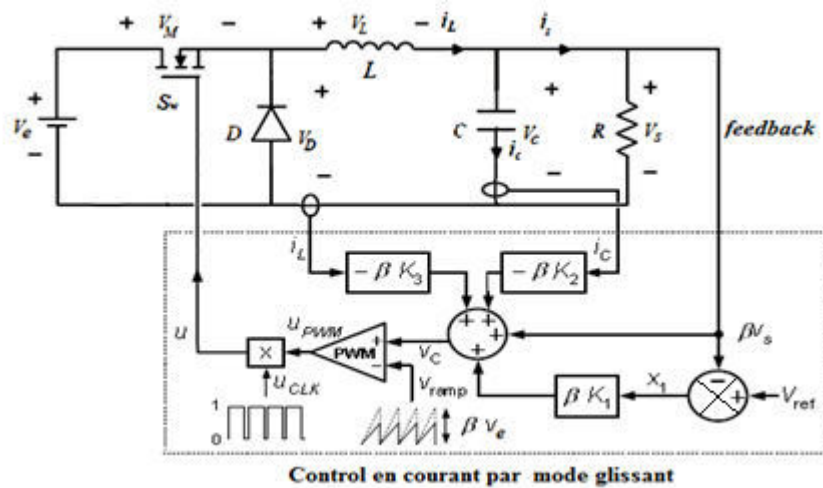


Figure III.9. Schéma du convertisseur Buck contrôlée par SMCC.

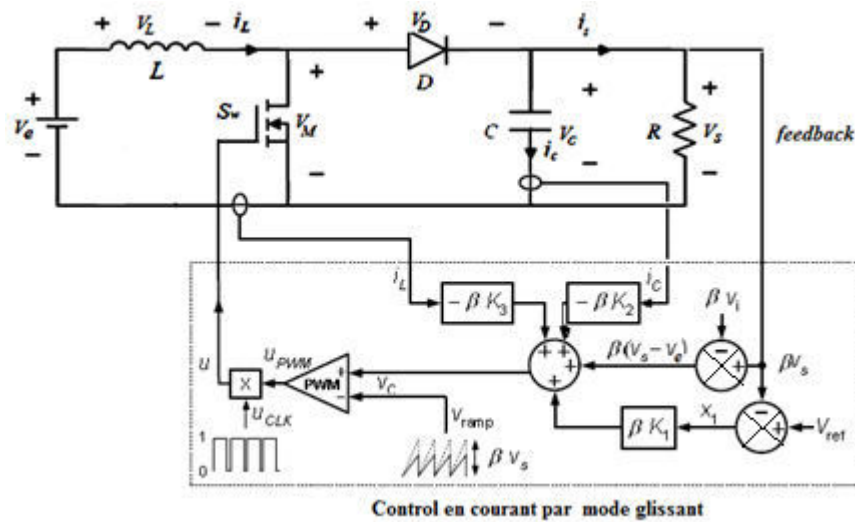


Figure III.10. Schéma du convertisseur Boost contrôlée par SMCC.

**III.2.4.1.1.2.5. Résultats de simulation**

L'objectif de ce paragraphe est de présenter les résultats de simulation des deux convertisseurs commandés par SMCC à base de PWM, et de vérifier le bon réglage ainsi que la robustesse du correcteur proposé.

**III.2.4.1.1.2.5.1. Cas du convertisseur Buck**

Le tableau (III.3) présente les caractéristiques du convertisseur Buck utilisés dans cette section.

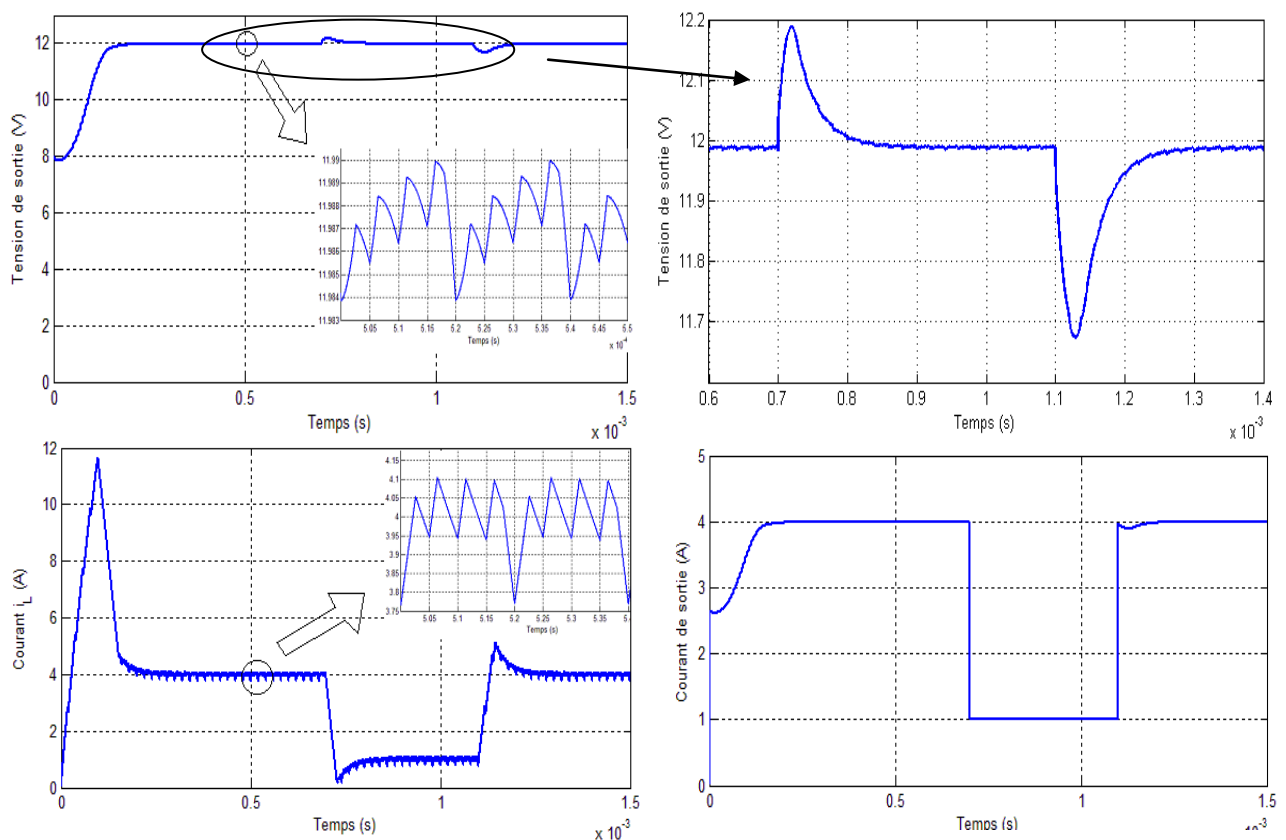
**Tableau III.3:** Spécifications du convertisseur Buck.

	Paramètre	Valeur nominale
Tension d'entrée	$V_e$	24 V
Capacité	$C$	150 $\mu$ F
ESR d'un condensateur	$R_c$	0.0167 $\Omega$
Inductance	$L$	100 $\mu$ H
Résistance d'inductance	$R_L$	0.14 $\Omega$

Fréquence de commutation	$f$	$\geq 50$ kHz
Résistance de charge minimale	$R_{min}$	3 $\Omega$
Résistance de charge maximale	$R_{max}$	12 $\Omega$
Tension d'entrée minimale	$V_{e(max)}$	40 V
Tension d'entrée maximale	$V_{e(min)}$	19 V
Rapport de feedback	$\beta$	1/10
Tension de sortie désirée	$V_{ref}$	12 V
1 <sup>ère</sup> gain du contrôleur	$K_{p1}$	10
2 <sup>ème</sup> gain du contrôleur	$K_{p2}$	500
3 <sup>ème</sup> gain du contrôleur	$K_{p3}$	0.000008

**III.2.4.1.1.2.5.1.1. Performance du convertisseur Buck lors de la variation de la charge**

Pour tester la robustesse et la rapidité du régulateur proposé, on introduit des perturbations sur la charge dans l'intervalle [0.0007-0.0011 s]. La simulation consiste à faire varier la charge de sa valeur minimale (3  $\Omega$ ) à sa valeur maximale (12  $\Omega$ ). Les résultats obtenus sont présentés sur la figure (III.11).

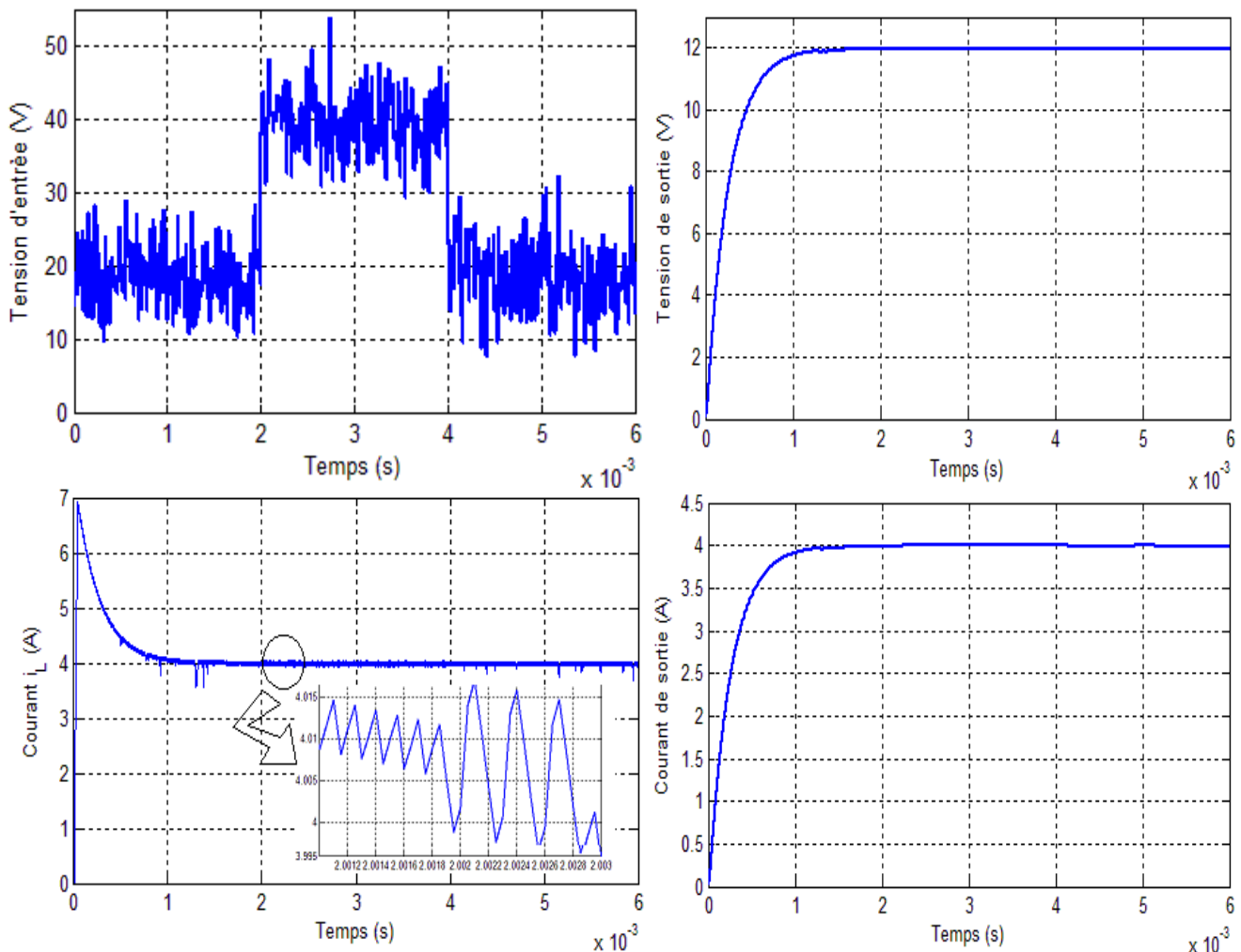


**Figure III.11.** Comportement du convertisseur Buck régulé par SMCC à base de PWM lors de la variation de la charge de 3  $\Omega$  - 12  $\Omega$  à  $t= 0.0007$  s puis elle revient à 3  $\Omega$  à  $t= 0.0011$  s

A partir de ces courbes, on peut voir les bonnes performances de poursuite. Puisqu'il répond de manière très satisfaisante aux critères, de stabilité et de robustesse pour de larges variations de la charge. On peut voir aussi que l'erreur statique et les dépassements ainsi que l'ondulation du courant d'inductance, sont réduits avec une amélioration du temps de réponse par rapport à la commande en SMVC.

### III.2.4.1.1.2.5.1.2. Performance du convertisseur Buck lors de la variation de la tension d'entrée

Pour tester la robustesse par rapport aux fluctuations de la tension d'entrée on introduit des perturbations sur cette tension dans l'intervalle [0.00 - 0.006 s]. La simulation consiste à faire varier la tension d'entrée bruitée ( de 20% de  $V_{e(nominale)}$ ) de sa valeur minimale (19 V) à sa valeur maximale (40 V). Les résultats obtenus sont présentés sur la figure (III.12).



**Figure III.12.** Comportement du convertisseur Buck régulé par SMCC à basse de PWM lors de la variation de la tension d'entrée bruitée de 19 V – 40 V à  $t=0.002$  s puis elle revient à 19 V à  $t=0.004$  s.

Les résultats montrent de nouveau les excellentes performances dynamiques du contrôle en courant par mode de glissement. La tension de la sortie se stabilise après 0.0005 s et avec faible dépassement du courant  $i_L$  dû à l'effet imposé par l'importance du bruit de la tension d'entrée (i.e. 20% de tension d'entrée nominal). La tension de sortie suit sa référence indépendamment de la perturbation appliquée.

### III.2.4.1.1.2.5.2. Cas du convertisseur Boost

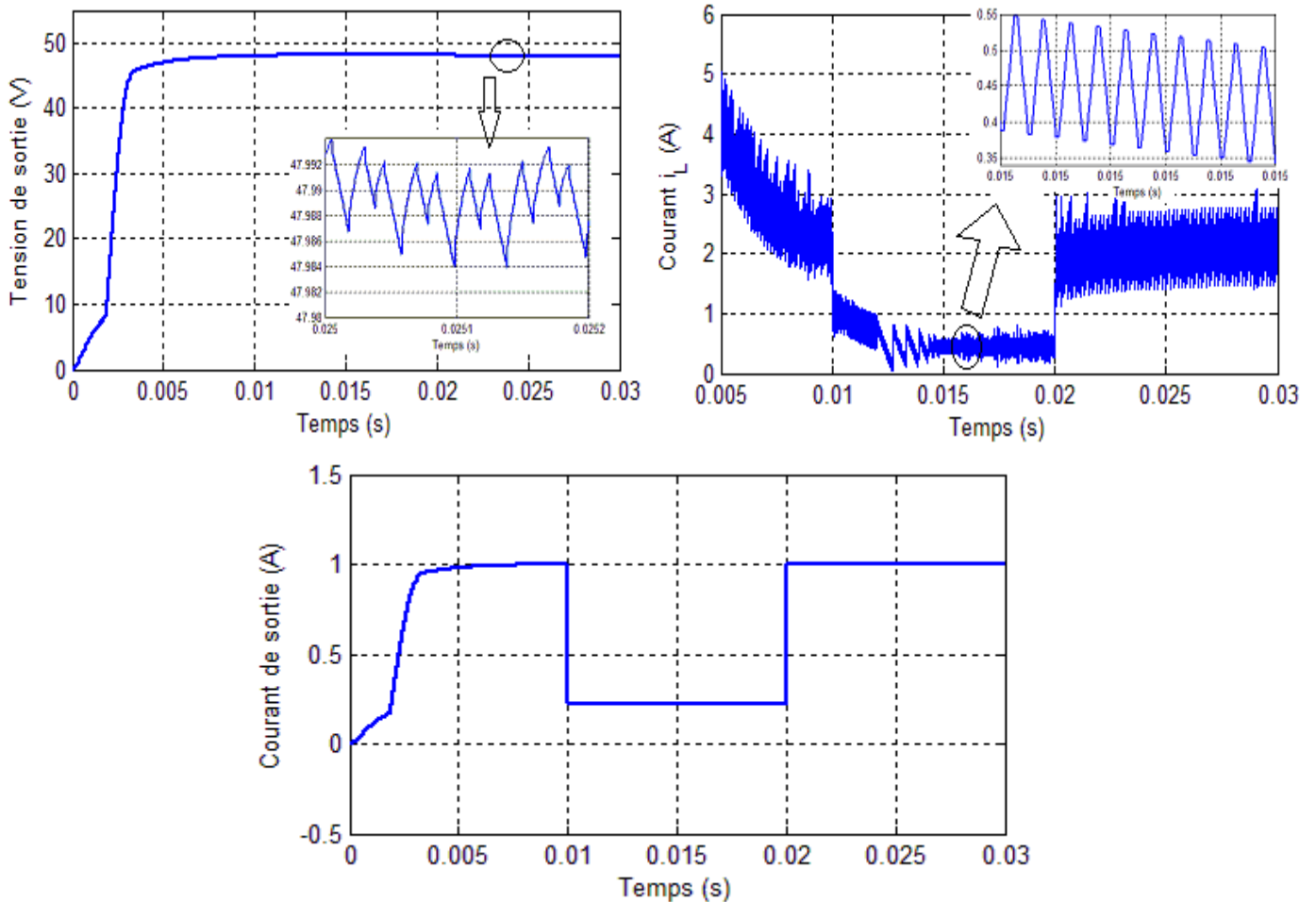
Le tableau (III.4) présente les caractéristiques du convertisseur Boost utilisés dans cette section.

**Tableau III.4:** Spécifications du convertisseur Boost.

	Paramètre	Valeur nominale
Tension d'entrée	$V_e$	24 V
Capacité	$C$	2000 $\mu$ F
ESR d'un condensateur	$R_c$	0.0006 $\Omega$
Inductance	$L$	300 $\mu$ H
Résistance d'inductance	$R_L$	0.14 $\Omega$
Fréquence de commutation	$f$	$\geq 50$ kHz
Résistance de charge minimale	$R_{min}$	48 $\Omega$
Résistance de charge maximale	$R_{max}$	220 $\Omega$
Tension d'entrée minimale	$V_{e(max)}$	40 V
Tension d'entrée maximale	$V_{e(min)}$	19 V
Rapport de feedback	$\beta$	1/10
Tension de sortie désirée	$V_{ref}$	48 V
1 <sup>ère</sup> gain du contrôleur	$K_{p1}$	3
2 <sup>ème</sup> gain du contrôleur	$K_{p2}$	60
3 <sup>ème</sup> gain du contrôleur	$K_{p3}$	0.01

#### III.2.4.1.1.2.5.2.1. Performance du convertisseur Boost lors de la variation de la charge

Pour tester la robustesse et la rapidité on applique des perturbations de charge dans l'intervalle [0.01-0.02 s]. La simulation consiste à faire varier la charge de sa valeur minimale (48  $\Omega$ ) à sa valeur maximale (220  $\Omega$ ). Les résultats obtenus sont présentés sur la figure (III.13).

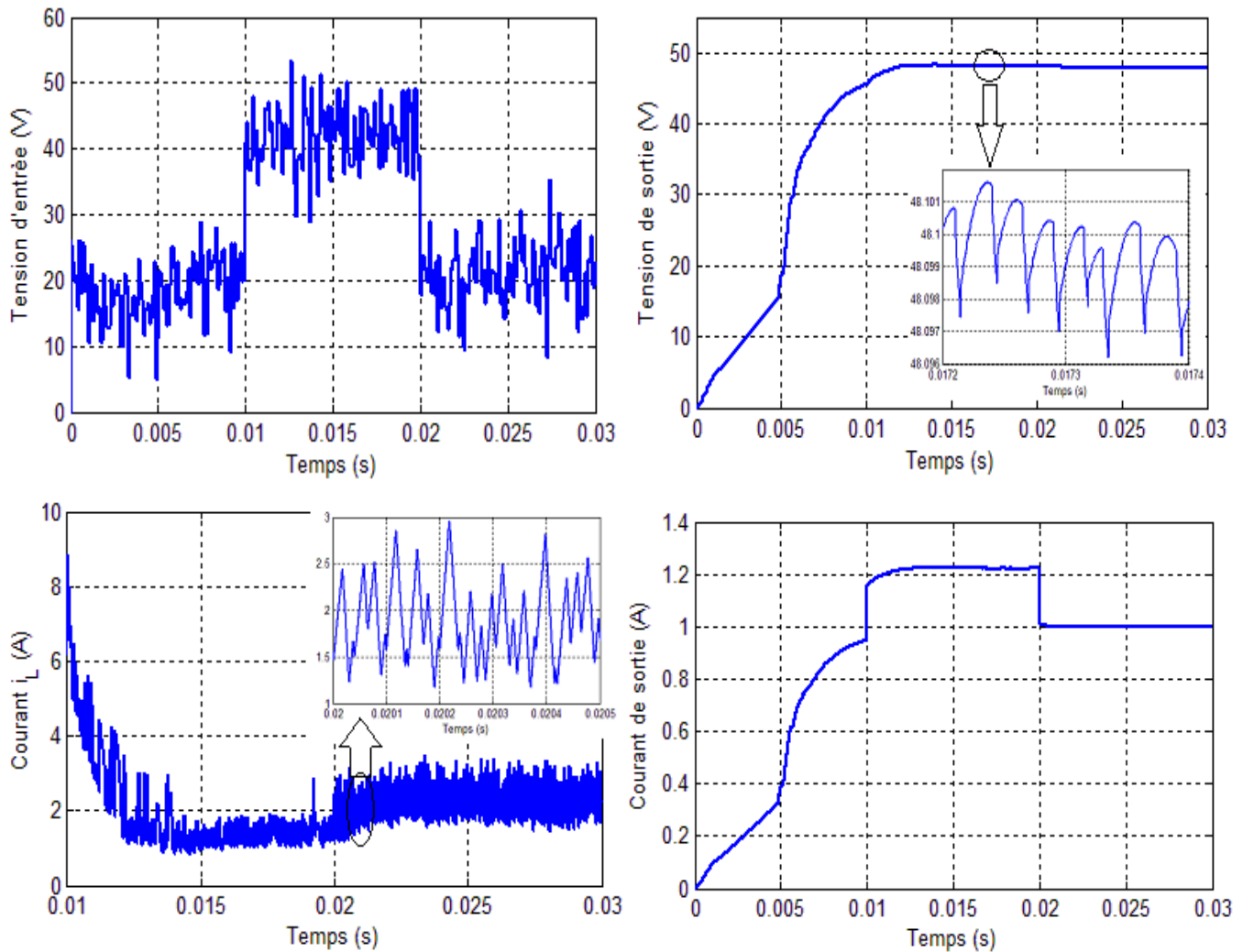


**Figure III.13.** Comportement du convertisseur Boost régulé par SMCC à basse de PWM lors de la variation de la charge de  $48 \Omega$  -  $220 \Omega$  à  $t = 0.01$  s, puis elle revient à  $48 \Omega$  à  $t = 0.02$  s.

On observe que la tension du sortie suit sa référence qui est égale à  $48 \text{ V}$  avec une erreur statique de  $0.1 \text{ V}$ , quelque soit les variations de la charge entre  $48 \Omega$  et  $220 \Omega$ . A noter que toute perturbation de la charge entraîne une perturbation de courant, afin de maintenir l'équilibre en puissance.

### III.2.4.1.1.5.2.2. Performance du convertisseur Boost lors de la variation de la tension d'entrée

Pour tester la robustesse par rapport aux fluctuations d'entrée on applique des perturbations sur la tension d'entrée dans l'intervalle  $[0.00 - 0.06 \text{ s}]$ . La simulation consiste à faire varier la tension d'entrée bruitée (de  $20\%$  de  $V_{e(nominale)}$ ) de sa valeur minimale ( $19 \text{ V}$ ) à sa valeur maximale ( $40 \text{ V}$ ). Les résultats obtenus sont présentés sur la figure (III.14).



**Figure III.14.** Comportement du convertisseur Boost régulé par SMCC à basse de PWM lors de la variation de la tension d'entrée bruitée de 19 V – 40 V à  $t=0.01$  s, puis elle revient à 19 V à  $t=0.02$  s.

En regime permanent la tension suit sa reference et elle est peu affectée par la variation de la tension d'entrée. A ce point de vue on peut dire que le controleur SMCC est robuste vis-à-vis les fortes fluctuations de la tension d'entrée.

#### III.2.4.1.2. Améliorations possibles de la commande par mode de glissement

Malgré les bonnes performances obtenues, des améliorations sont envisageables pour la commande par mode de glissement.

L'adoption de la commande par mode glissant intégral (ISM) dans ces contrôleurs ne peut éliminer effectivement l'erreur statique de la tension de sortie. Le problème est commun à tous les types de contrôleurs par mode de glissement indirects (intégral) dérivés de la méthode de la commande équivalente [49].

Il est également constaté que l'erreur statique augmente lorsque la fréquence de commutation du convertisseur diminue et que l'erreur peut être assez grande à faible fréquence de commutation [50].

### III.2.4.1.2.1. Commandes par mode glissant intégral d'ordre 3

Comme, l'augmentation de l'ordre du contrôleur d'un système, améliore généralement la précision du régime permanent [49], alors il est possible d'éliminer l'erreur statique produit par ISM indirect par l'augmentation d'ordre de ce dernier, on ajoutant un terme intégral supplémentaire. Cette méthode appelé commande indirect par mode glissant à double intégral (Double Integral Sliding Mode Control ou DISMC).

#### III.2.4.1.2.1.1. Commandes en courant par modes glissants à double intégrale (*Double Integral Sliding Mode Current Control*)

Il est bien connu que l'augmentation de l'ordre du contrôleur améliore la précision de régime permanent du système, mais aggrave le problème de la stabilité [51]. Un terme double intégral supplémentaire sur les variables d'état est introduit pour corriger l'erreur du ISM.

Le régulateur DISMCC est basée sur la fonction de commutation suivante:

$$S = \sum_{i=1}^{n-1} \alpha_i x_i + \alpha_n \int \sum_{i=1}^{n-1} x_i dt + \alpha_{n+1} \iint \sum_{i=1}^{n-1} x_i dt dt \quad (\text{III.50})$$

Il est clair que ce contrôleur a un ordre plus élevé que le modèle du convertisseur. La dérivée est:

$$\dot{S} = \sum_{i=1}^{n-1} \alpha_i \dot{x}_i + \alpha_n \sum_{i=1}^{n-1} x_i + \alpha_{n+1} \int \sum_{i=1}^{n-1} x_i dt \quad (\text{III.51})$$

Alors il est également un ordre plus élevé que le contrôleur ISM représenté dans les paragraphes précédents.

#### III.2.4.1.2.1.1.1. Modélisation des convertisseurs Buck et Boost

Dans ce cas, les variables d'état sont l'erreur de courant  $x_1$ , l'erreur de tension  $x_2$ , l'intégrale de la somme de l'erreur de courant et de tension  $x_3$ , et l'intégrale double de la somme de l'erreur de courant et de tension  $x_4$ , qui sont exprimés par:

$$x = \begin{bmatrix} x_1 = i_{ref} - i_L \\ x_2 = V_{ref} - \beta V_s \\ x_3 = \int [x_1 + x_2] dt \\ x_4 = \int \int [x_1 + x_2] dt dt \end{bmatrix} \quad (\text{III.52})$$

Avec  $i_{ref} = K[V_{ref} - \beta V_s]$  est le courant d'inductance de référence généré en utilisant l'erreur de tension de sortie amplifiée, et  $K$  est le gain d'amplification de l'erreur de tension.

En utilisant les modèles des comportements des convertisseurs Buck et Boost en CCM, nous obtenons les modèles dynamiques suivants:

Pour le convertisseur Buck:

$$\dot{x}_{(Buck)} = \begin{cases} \dot{x}_1 = \frac{d[i_{ref} - i_L]}{dt} = -\frac{\beta K}{C} i_c - \frac{(uV_e - V_s)}{L} \\ \dot{x}_2 = \frac{d[V_{ref} - \beta V_s]}{dt} = -\frac{\beta}{C} i_c \\ \dot{x}_3 = x_1 + x_2 = (i_{ref} - i_L) + (V_{ref} - \beta V_s) = (K + 1)(V_{ref} - \beta V_s) - i_L \\ \dot{x}_4 = \int [x_1 + x_2] dt = \int [(K + 1)(V_{ref} - \beta V_s) - i_L] dt \end{cases} \quad (III.53)$$

Pour le convertisseur Boost:

$$\dot{x}_{(Boost)} = \begin{cases} \dot{x}_1 = \frac{d[i_{ref} - i_L]}{dt} = -\frac{\beta K}{C} i_c - \frac{(V_e - \bar{u}V_s)}{L} \\ \dot{x}_2 = \frac{d[V_{ref} - \beta V_s]}{dt} = -\frac{\beta}{C} i_c \\ \dot{x}_3 = x_1 + x_2 = (i_{ref} - i_L) + (V_{ref} - \beta V_s) = (K + 1)(V_{ref} - \beta V_s) - i_L \\ \dot{x}_4 = \int [x_1 + x_2] dt = \int [(K + 1)(V_{ref} - \beta V_s) - i_L] dt \end{cases} \quad (III.54)$$

### III.2.4.1.2.1.1.2. Choix de la surface de glissement

La fonction de commutation  $u$ , qui représente l'état logique du transistor  $S_w$ , peut être définie comme:

$$u = \frac{1}{2}(1 + \text{sign}(S)) . \quad (III.55)$$

Où  $S$  est la surface de glissement décrite comme suit:

$$S = \alpha_1 x_1 + \alpha_2 x_2 + \alpha_3 x_3 + \alpha_4 x_4 \quad (III.56)$$

Avec  $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$ , et  $\alpha_4$  représentent les coefficients de glissement.

### III.2.4.1.2.1.1.3. Condition d'existence du régime glissant

La condition de l'existence peut être obtenue en contrôlant la condition d'accessibilité locale  $\lim_{s \rightarrow 0} S \cdot \frac{dS}{dt} < 0$ , qui, avec les substituts de (III.58) et de sa dérivée temporelle, donne:

Pour le convertisseur Buck: (III.57)

$$\begin{cases} \alpha_1 \left[ -\frac{\beta K}{C} i_c + \frac{V_s}{L} \right] - \alpha_2 \frac{\beta}{C} i_c + \alpha_3 ((K + 1)[V_{ref} - \beta V_s] - i_L) + \alpha_4 \int ((K + 1)[V_{ref} - \beta V_s] - i_L) dt < 0 \\ \alpha_1 \left[ -\frac{\beta K}{C} i_c - \frac{(V_e - V_s)}{L} \right] - \alpha_2 \frac{\beta}{C} i_c + \alpha_3 ((K + 1)[V_{ref} - \beta V_s] - i_L) + \alpha_4 \int ((K + 1)[V_{ref} - \beta V_s] - i_L) dt > 0 \end{cases}$$

Pour le convertisseur Boost: (III.58)

$$\begin{cases} \alpha_1 \left[ -\frac{\beta K}{C} i_c - \frac{V_e}{L} \right] - \alpha_2 \frac{\beta}{C} i_c + \alpha_3 ((K+1)[V_{ref} - \beta V_s] - i_L) + \alpha_4 \int ((K+1)[V_{ref} - \beta V_s] - i_L) dt < 0 \\ \alpha_1 \left[ -\frac{\beta K}{C} i_c - \frac{V_e - V_s}{L} \right] - \alpha_2 \frac{\beta}{C} i_c + \alpha_3 ((K+1)[V_{ref} - \beta V_s] - i_L) + \alpha_4 \int ((K+1)[V_{ref} - \beta V_s] - i_L) dt > 0 \end{cases}$$

#### III.2.4.1.2.1.1.4. Dérivation de la loi de commande pour DISMCC

La commande équivalente du régulateur DISMCC appliquée aux convertisseurs Buck ou Boost est obtenue en résolvant  $\dot{S} = \alpha_1 \dot{x}_1 + \alpha_2 \dot{x}_2 + \alpha_3 \dot{x}_3 + \alpha_4 \dot{x}_4 = 0$ , ce qui donne:

Pour le convertisseur Buck:

$$\begin{aligned} u_{eq} = & \frac{V_s}{V_e} - \frac{K_{p1}}{V_e} i_c + \frac{K_{p2}}{V_e} (K(V_{ref} - \beta V_s) - i_L) + \frac{K_{p2}}{V_e} (V_{ref} - \beta V_s) \\ & + \frac{K_{p3}}{V_e} \left( \int ((K(V_{ref} - \beta V_s) - i_L) + (V_{ref} - \beta V_s)) dt \right) \end{aligned} \quad (III.59)$$

Avec:  $K_{p1} = \left( \frac{L K}{C} + \frac{\alpha_2 L}{\alpha_1 C} \right)$ ,  $K_{p2} = \left( \frac{\alpha_3 L}{\alpha_1} \right)$  et  $K_{p3} = \left( \frac{\alpha_4 L}{\alpha_1} \right)$  sont les gain fixes du contrôleur.

Les équations de la loi de commande comportent un signal de commande  $v_c$  et d'un signal rampe  $v_{ramp}$  qui sont donnés par:

$$\begin{cases} v_c = \beta V_s - \beta K_{p1} i_c + \beta K_{p2} (K(V_{ref} - \beta V_s) - i_L) + \beta K_{p2} (V_{ref} - \beta V_s) \\ \quad + \beta K_{p3} \left( \int ((K(V_{ref} - \beta V_s) - i_L) + (V_{ref} - \beta V_s)) dt \right) \\ v_{ramp} = \beta V_e \end{cases} \quad (III.60)$$

Pour le convertisseur Boost:

$$\begin{aligned} u_{eq} = & 1 - \frac{K_{p1}}{V_s} i_c - \frac{V_e}{V_s} + \frac{K_{p2}}{V_s} (K(V_{ref} - \beta V_s) - i_L) + \frac{K_{p2}}{V_s} (V_{ref} - \beta V_s) \\ & + \frac{K_{p3}}{V_s} \left( \int ((K(V_{ref} - \beta V_s) - i_L) + (V_{ref} - \beta V_s)) dt \right) \end{aligned} \quad (III.61)$$

Avec:  $K_{p1} = \left( \frac{L K}{C} + \frac{\alpha_2 L}{\alpha_1 C} \right)$ ,  $K_{p2} = \left( \frac{\alpha_3 L}{\alpha_1} \right)$  et  $K_{p3} = \left( \frac{\alpha_4 L}{\alpha_1} \right)$  sont les gains fixe du contrôleur.

Les équations de la loi de commande comportent un signal de commande  $v_c$  et d'un signal rampe  $v_{ramp}$  qui sont donnés par:

$$\begin{cases} v_c = \beta (V_s - V_e) - \beta K_{p1} i_c + \beta K_{p2} (K (V_{ref} - \beta V_s) - i_L) + \beta K_{p2} (K (V_{ref} - \beta V_s) \\ \quad + K_{p3} (\int ((K (V_{ref} - \beta V_s) - i_L) + (V_{ref} - \beta V_s)) dt) \\ v_{ramp} = \beta V_s \end{cases} \quad (III.62)$$

Les circuits électriques des convertisseurs Buck et Boost régulés par DISMCC à base de PWM sont présentés par les figures (III.15) et (III.16).

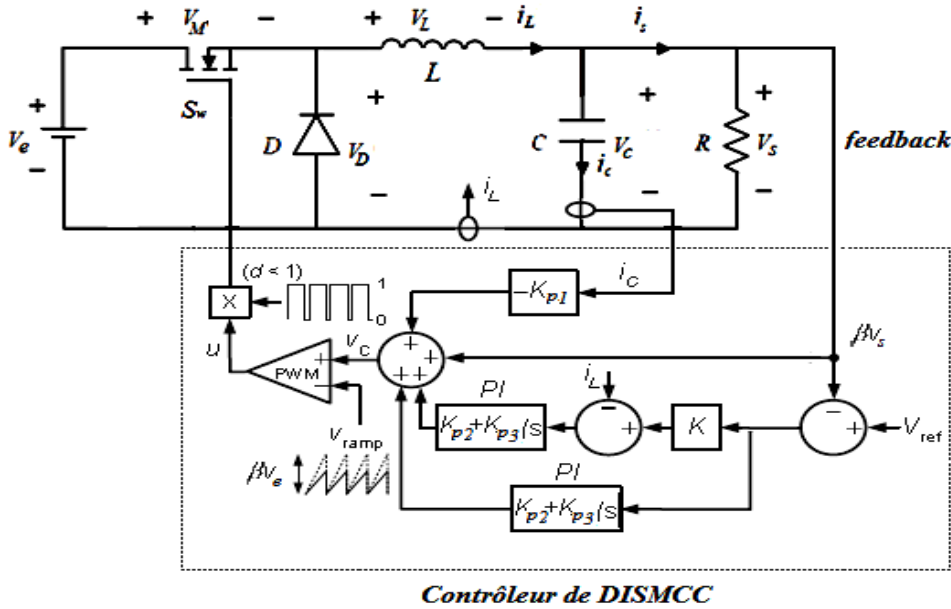


Figure III.15. Schéma du convertisseur Buck contrôlé par DISMCC.

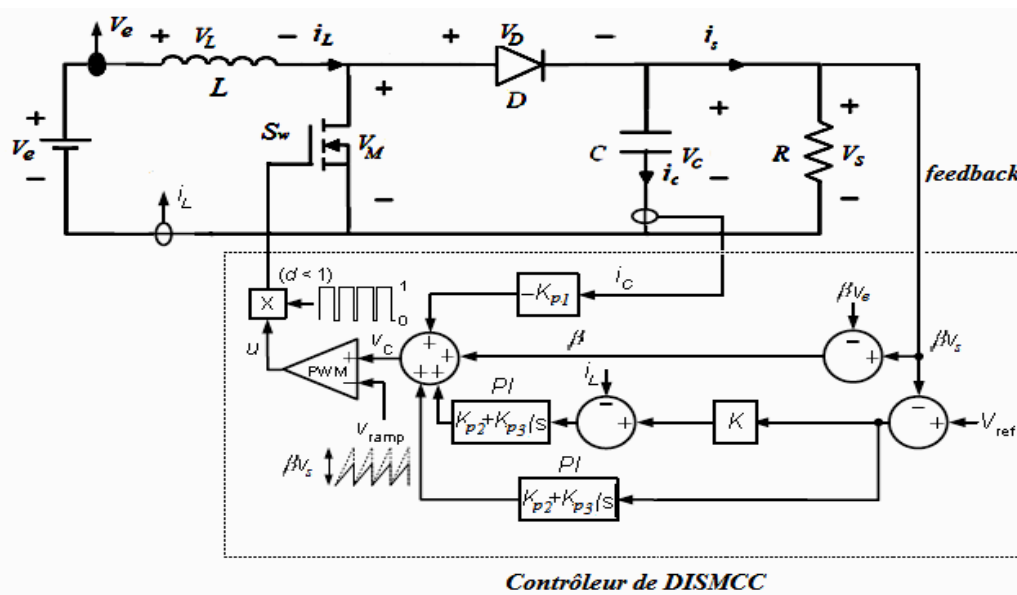


Figure III.16. Schéma du convertisseur Boost contrôlé par DISMCC.

### III.2.4.1.2.1.1.5. Résultats de simulation

L'objectif de ce paragraphe est de présenter les résultats de simulation des deux convertisseurs commandés par DISMCC à base de PWM.

#### III.2.4.1.2.1.1.5.1. Cas du convertisseur Buck

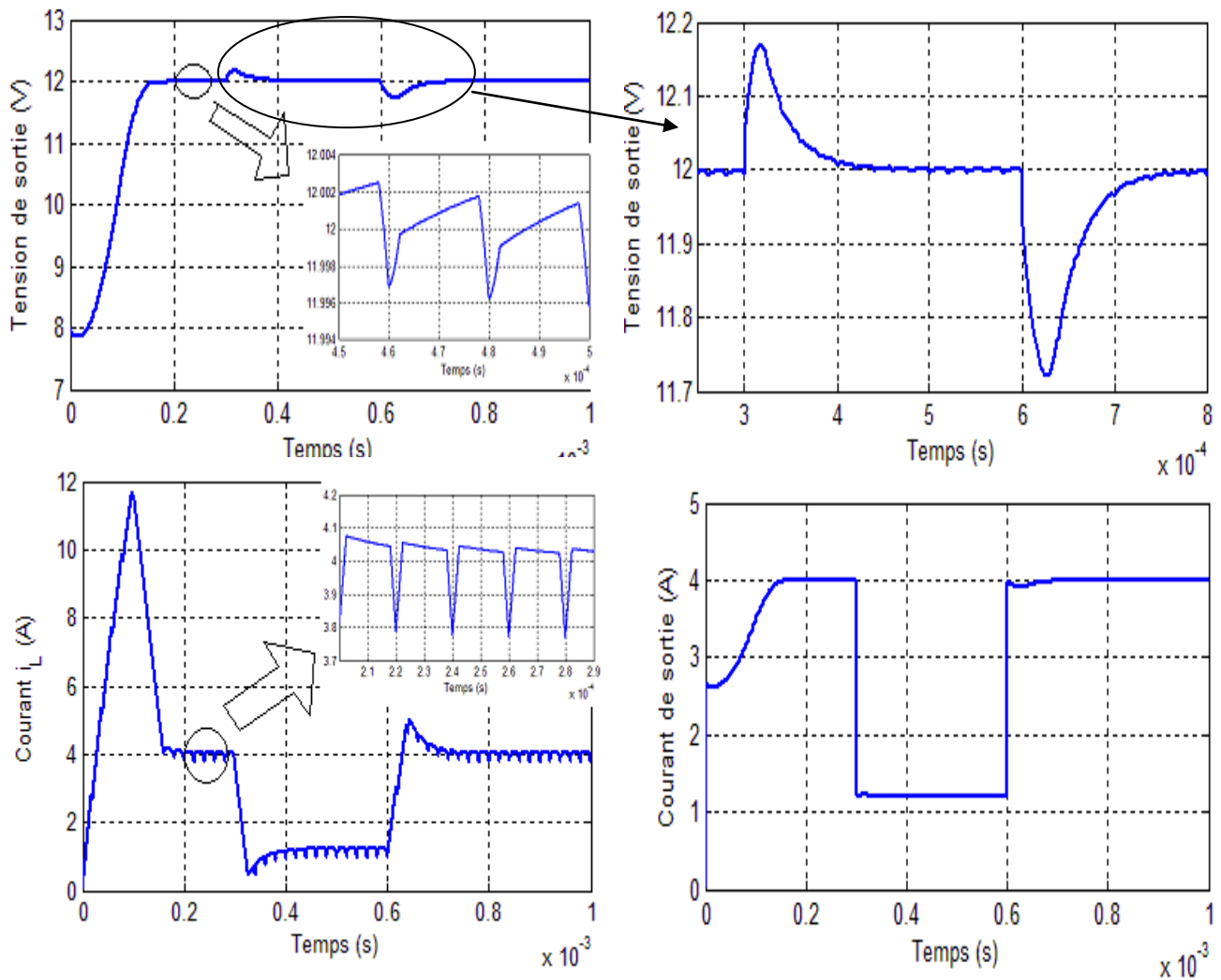
Le tableau (III.5) présente les caractéristiques du convertisseur Buck utilisés dans cette section.

**Tableau III.5:** Spécifications du convertisseur Buck.

	Paramètre	Valeur nominale
Tension d'entrée	$V_e$	24 V
Capacité	$C$	150 $\mu$ F
ESR d'un condensateur	$R_c$	0.0167 $\Omega$
Inductance	$L$	100 $\mu$ H
Résistance d'inductance	$R_L$	0.14 $\Omega$
Fréquence de commutation	$f$	$\geq 50$ kHz
Résistance de charge minimale	$R_{min}$	3 $\Omega$
Résistance de charge maximale	$R_{max}$	12 $\Omega$
Tension d'entrée minimale	$V_{e(max)}$	40 V
Tension d'entrée maximale	$V_{e(min)}$	19 V
Rapport de feedback	$\beta$	1/10
Tension de sortie désirée	$V_{ref}$	12 V
1 <sup>ere</sup> gain du contrôleur	$K_{p1}$	$2 \cdot 10^6$
2 <sup>eme</sup> gain du contrôleur	$K_{p2}$	6500
3 <sup>eme</sup> gain du contrôleur	$K_{p3}$	$1 \cdot 10^5$

#### III.2.4.1.2.1.1.5.1.1. Performance du convertisseur Buck lors de la variation de la charge

Afin de tester les performances du régulateur proposé. Des perturbations de charge introduites dans l'intervalle [0.0003 -0.0006 s]. La simulation consiste à faire varier la charge de sa valeur minimale (3  $\Omega$ ) à sa valeur maximale (12  $\Omega$ ). Les résultats obtenus sont présentés sur la figure (III.17).



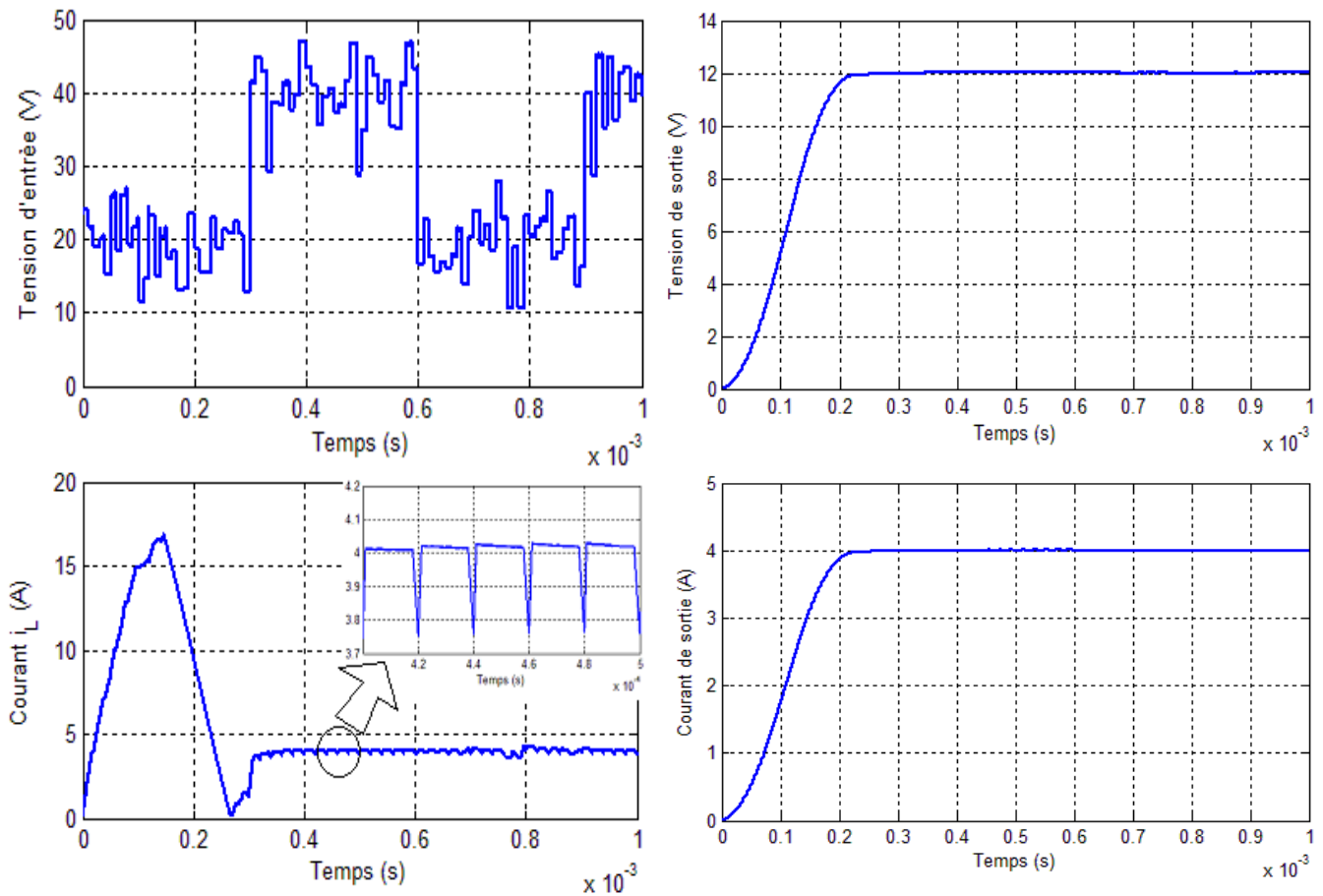
**Figure III.17.** Comportement du convertisseur Buck régulé par DISMCC à base de PWM lors de la variation de la charge de  $3 \Omega$  -  $12 \Omega$  à  $t = 0.0003$  s puis elle revient à  $3 \Omega$  à  $t = 0.0006$  s.

D'après ces courbes, on peut conclure que la commande DISMCC et la commande SMCC partagent les propriétés de robustesse et de stabilité. Cependant le premier a plusieurs autres avantages, il est bien adapté pour réduire l'erreur statique ainsi que les ondulations du courant  $i_L$  et de la tension de sortie. En outre, il fonctionne à une fréquence de commutation constante, ce qui va à son tour atténuer le problème de broutement. On peut dire que cette commande est prometteuse puisqu'elle répond de manière très satisfaisante aux critères de stabilité et de robustesse pour de larges variations de la charge, tout en prenant en compte la non-linéarité du convertisseur.

### III.2.4.1.2.1.5.1.2. Performance du convertisseur Buck lors de la variation de la tension d'entrée

Pour tester la robustesse par rapport aux variations de la tension d'entrée, des perturbations sur celle-ci sont introduites dans l'intervalle  $[0.0003 - 0.0006$  s]. La simulation consiste à faire varier la tension d'entrée bruitée entre 19V et 40V. Les résultats obtenus sont présentés sur

la figure (III.18).



**Figure III.18.** Comportement du convertisseur Buck régulé par DISMCC à base de PWM lors de la variation de la tension d'entrée bruitée de 19 V – 40 V à  $t=0.0003$  s, puis elle revient à 19 V à  $t=0.0006$  s.

A partir de ces courbes on constate que DISMCC est capable d'assurer une erreur statique nulle en régime permanent. On remarque aussi que les ondulations du courant  $i_L$  sont réduites par rapport aux commandes précédentes (SMVC et SMCC).

**III.2.4.1.2.1.1.5.2. Cas du convertisseur Boost**

Le tableau (III.6) présente les caractéristiques du convertisseur Boost utilisés dans cette section.

**Tableau III.6:** Spécifications du convertisseur Boost.

	Paramètre	Valeur nominale
Tension d'entrée	$V_e$	24 V
Capacité	$C$	2000 $\mu$ F
ESR d'un condensateur	$R_c$	0.0006 $\Omega$
Inductance	$L$	300 $\mu$ H
Résistance d'inductance	$R_L$	0.14 $\Omega$
Fréquence de commutation	$f$	$\geq 50$ kHz
Résistance de charge minimale	$R_{min}$	48 $\Omega$

Résistance de charge maximale	$R_{max}$	220 $\Omega$
Tension d'entrée minimale	$V_{e(max)}$	40 V
Tension d'entrée maximale	$V_{e(min)}$	19 V
Rapport de feedback	$\beta$	1/10
Tension de sortie désirée	$V_{ref}$	48 V
1 <sup>ère</sup> gain du contrôleur	$K_{p1}$	27.5
2 <sup>ème</sup> gain du contrôleur	$K_{p2}$	14.089
3 <sup>ème</sup> gain du contrôleur	$K_{p3}$	57

### III.2.4.1.2.1.1.5.2.1. Performance du convertisseur Boost lors de la variation de la charge

Afin de tester l'efficacité du DISMCC contrôlant un convertisseur Boost on introduit des perturbations de charge dans l'intervalle [0.01-0.02 s]. La simulation consiste à faire varier la charge de sa valeur minimale (48  $\Omega$ ) à sa valeur maximale (220  $\Omega$ ). Les résultats obtenus sont présentés sur la figure (III.19).

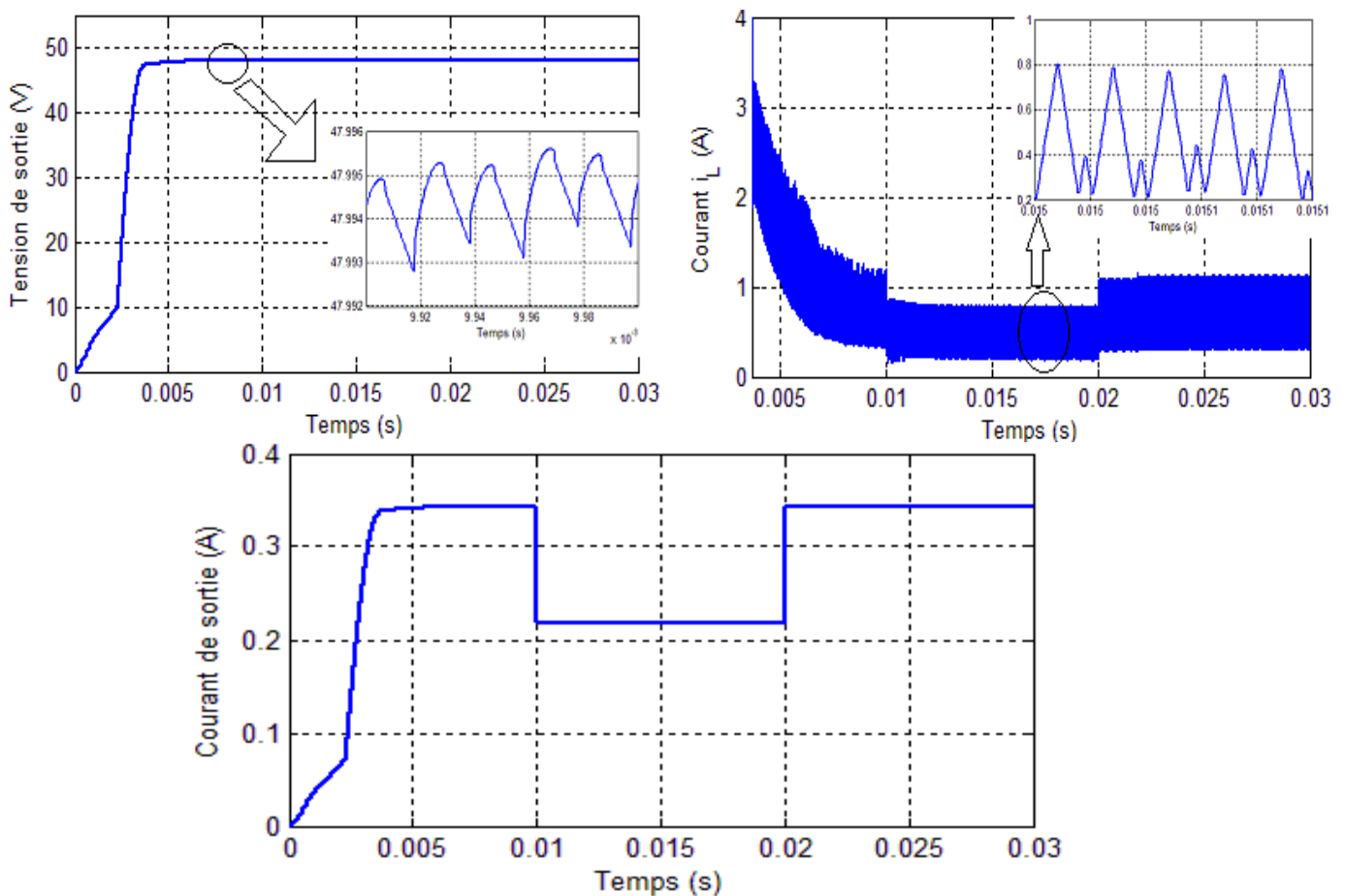
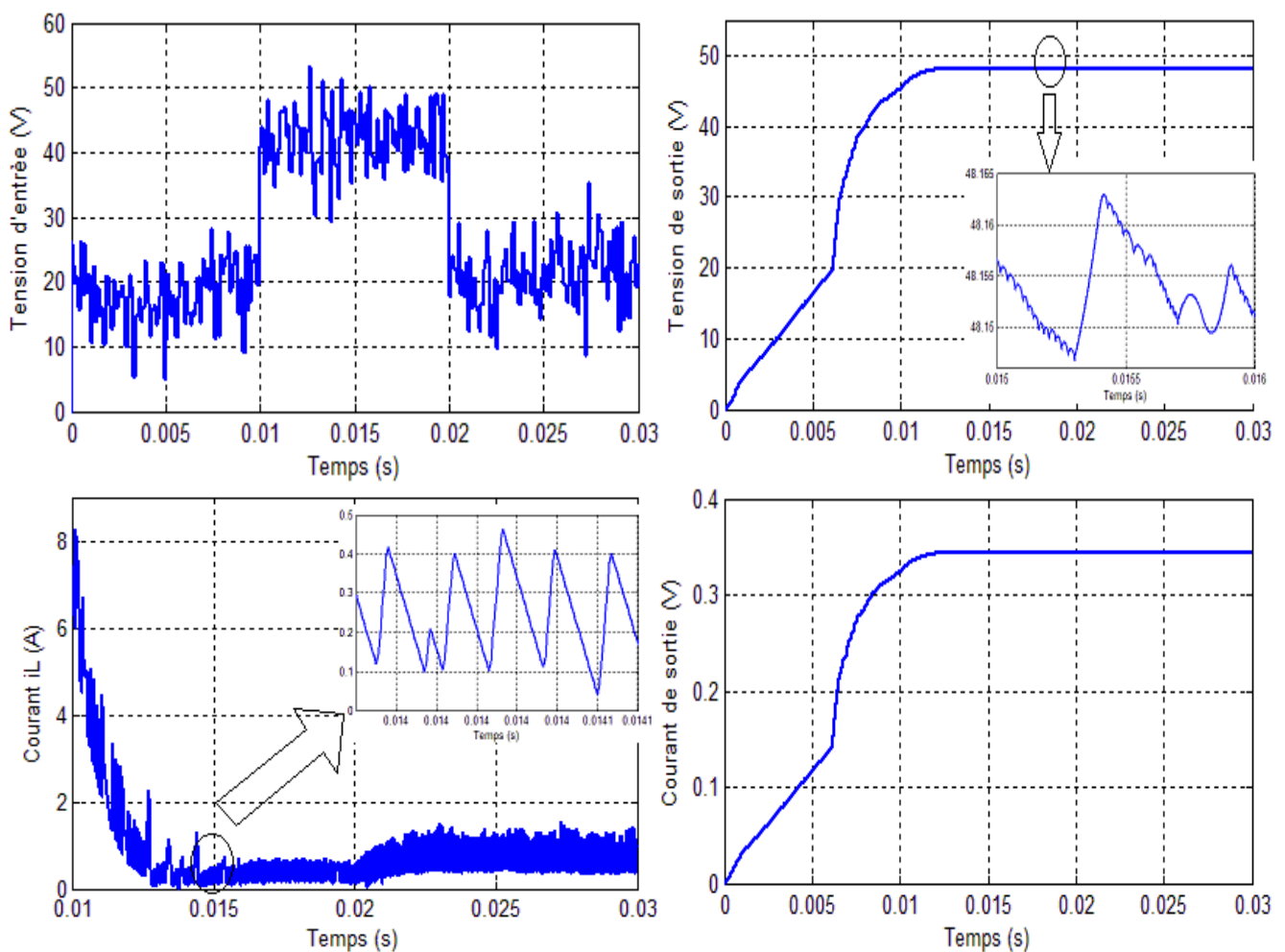


Figure III.19. Comportement du convertisseur Buck régulé par DISMCC à base de PWM lors de la variation de la charge de 48  $\Omega$  - 220  $\Omega$  à  $t = 0.01$  s, puis elle revient à 48  $\Omega$  à  $t = 0.02$  s.

On observe que la tension de la sortie suit sa référence de 48V, indépendamment des variations de la charge avec une erreur statique négligeable. Toute perturbation de la charge entraîne une perturbation sur le courant de sortie ayant pour objectif de maintenir l'équilibre en puissance.

### III.2.4.1.2.1.1.5.2.2. Performance du convertisseur Boost lors de la variation de la tension d'entrée

Afin de voir le comportement du convertisseur Boost contrôlé par DISMCC, une variation de la tension d'entrée est introduite dans l'intervalle [0.01 - 0.03 s]. La simulation consiste à faire varier la tension d'entrée bruitée de sa valeur minimale (15 V) à sa valeur maximale (40 V). Les résultats obtenus sont présentés sur la figure (III.20).



**Figure III.20.** Comportement du convertisseur Boost régulé par DISMCC à base de PWM lors de la variation de la tension d'entrée bruitée de 19 V – 40 V à  $t= 0.01$  s, puis elle revient à 19 V à  $t= 0.02$  s.

A partir de ces courbes, on peut voir une bonne poursuite de la tension de sortie en régime permanent. Malgré un régime transitoire relativement détérioré le système est robuste vis-à-vis de larges variations de la tension d'entrée.

### III.2.4.2. Commande hybride Mode Glissant-PI (*Hybrid Cascade Control*)

Au cours des dernières années, certains axes de recherches se sont orientés vers les approches de commande hybride des convertisseurs DC-DC [53-54]. L'aspect hybride d'une commande est donné par la présence simultanée des deux ou plusieurs techniques linéaires et non-linéaires. Classiquement, les commandes hybrides commutent entre différents modes de fonctionnement où chaque mode est représenté par une loi dynamique propre.

Les commandes hybrides sont prédominantes dans le domaine de l'électronique de puissance et en particulier sur les convertisseurs de puissance DC-DC qui sont caractérisés par une structure variable (en raison du changement de la topologie du circuit selon les états passant ou bloqué des transistors et diodes) [49][55].

Cette section, un contrôleur cascade est conçu et analysé pour des convertisseurs Buck et Boost. La boucle rapide interne de courant utilise la commande par mode glissant (SMC). La boucle lente de tension externe utilise la commande proportionnelle intégrale (PI), comme indiquée sur la figure (III.21).

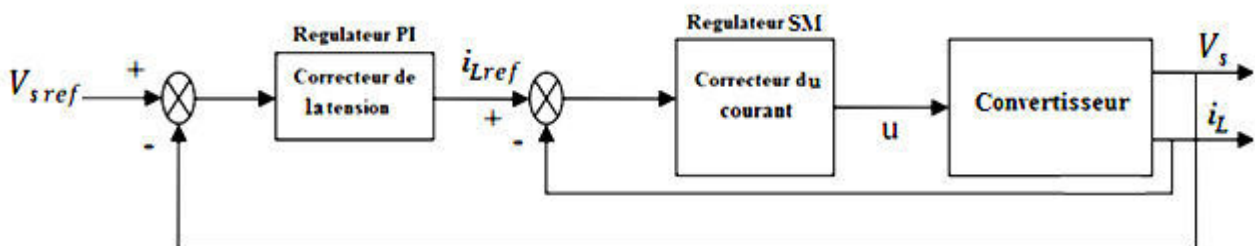


Figure III.21: Schéma de la commande hybride PI-SMC

L'erreur corrigée entre la tension mesurée et celui de référence sert comme une référence de courant pour la boucle interne de courant. C'est la boucle de courant qui impose l'état de transistor  $u$ .

#### III.2.4.2.1. Modèle des convertisseurs Buck et Boost

En faisant l'hypothèse d'une conduction continue, les modèles mathématiques des convertisseurs Buck et Boost peuvent être déduit en appliquant la loi de Kirchhoff dans le cas où le transistor passant et bloqué. On obtient alors les modèles moyens des convertisseurs Buck:

$$\begin{cases} \frac{di_L}{dt} = -\frac{V_s}{L} + u \frac{V_e}{L} \\ \frac{dV_s}{dt} = \frac{i_L}{C} - \frac{V_c}{RC} \end{cases} \quad (\text{III.63})$$

Et Boost:

$$\begin{cases} \frac{di_L}{dt} = \frac{-(1-u)}{L}V_s + \frac{V_e}{L} \\ \frac{dV_s}{dt} = \frac{(1-u)}{C}i_L - \frac{V_s}{RC} \end{cases} \quad (\text{III.64})$$

Avec  $u$  étant l'état de transistor,  $V_s$  la tension de sortie,  $i_L$  le courant dans l'inductance de lissage, et  $V_e$  la tension d'entrée.

### III.2.4.2.2. Analyse de la boucle interne du courant

#### III.2.4.2.2.1. Pour le convertisseur Buck

Pour la boucle interne, on choisie la surface de glissement suivante:

$$S = i_L - i_{Lref} \quad (\text{III.65})$$

Pour la synthèse d'un correcteur par mode de glissement pour un convertisseur Buck, la loi de commande adoptée est celle présentée par l'équation (III.66).

$$u = \frac{1}{2}(1 - \text{sign}(S)) = 1 \text{ si } S < 0 \text{ ou } 0 \text{ si } S > 0 \quad (\text{III.66})$$

Cette structure de contrôle est vérifiée lorsque la stabilité de la boucle de courant est analysée. La condition d'existence de mode de glissement peut être obtenue avec la fonction de Lyapunov [56]. Une telle fonction peut être donnée par:

$$V = \frac{1}{2}S^2 > 0 \text{ si } S \neq 0 \quad (\text{III.67})$$

La dérivée de l'équation (III.65) est:

$$\dot{S} = \dot{i}_L - \dot{i}_{Lref} = -\frac{V_s}{L} + u \frac{V_e}{L} - \dot{i}_{Lref} \quad (\text{III.68})$$

En utilisant l'équation (III.68), la dérivée de  $V$  est:

$$\dot{V} = S\dot{S} = S \left[ -\frac{V_s}{L} + \frac{1}{2} \frac{V_e(1 - \text{sign}(S))}{L} - \dot{i}_{Lref} \right] \leq \frac{1}{2} \frac{|S| \left( \left| -2V_s + V_e - 2Li_{Lref} \right| - V_e \right)}{L} \quad (\text{III.69})$$

Par conséquent, la condition suffisante pour  $\dot{V} < 0$  est:

$$\left| -2V_s + V_e - 2Li_{Lref} \right| - V_e < 0 \quad (\text{III.70})$$

L'inégalité (III.70) conduit à:

$$0 < V_s + Li_{Lref} < V_e \quad (\text{III.71})$$

Si le mode de glissement est atteint, nous avons  $S \approx 0$  et  $\dot{S} \approx 0$ . Par conséquent  $i_{Lref} \approx i_L$  et  $\dot{i}_{Lref} \approx \dot{i}_L = 0$ . Comme  $L$  est très petite, alors  $Li_L \approx 0$ . Comme  $V_e > 0$ ,  $V_s$  doit être positive pour garantir l'inégalité (III.71).

### III.2.4.2.2. Pour le convertisseur Boost

Le but de la commande du hacheur Boost est de faire tendre la tension de sortie  $V_s$ , en la sortie du convertisseur vers une tension de référence  $V_{sref}$ . Il a été démontré dans [51] qu'une seule boucle de tension ne suffit pas pour contrôler le hacheur dans le cas du SMC. Une solution à ce problème est d'intégrer le courant  $i_L$  traversant l'inductance dans la loi de commande. Nous proposons donc la surface de glissement suivante :

$$S = i_L - i_{Lref} \quad (III.72)$$

Pour le convertisseur Boost, le système de contrôle est

$$u = \frac{1}{2} (1 - \text{sign}(S)) = 1 \text{ si } S < 0 \text{ ou } 0 \text{ si } S > 0 \quad (III.73)$$

Démontrons maintenant que la commande discontinue adoptée par l'équation (III.73) garantit la condition de glissement au moins dans une zone entourant le point d'équilibre. L'existence du régime glissant impose que  $S$  et  $\dot{S}$  tendent vers zéro lorsqu'on se rapproche de la surface de glissement. Il faut donc prouver les conditions d'existence du régime glissant dans un espace proche de la surface de glissement. Soit la fonction de Lyapounov suivante:

$$V = \frac{1}{2} S^2 > 0 \text{ si } S \neq 0 \quad (III.74)$$

La dérivée de l'équation (III.72) est:

$$\dot{S} = \dot{i}_L - \dot{i}_{Lref} = \frac{-(1-u)}{L} V_s + \frac{V_e}{L} - \dot{i}_{Lref} \quad (III.75)$$

En utilisant l'équation (III.75), la dérivée de  $V$  est:

$$\dot{V} = S\dot{S} = S \left[ \frac{1}{2} \frac{V_s (1 - \text{sign}(S))}{L} - \frac{V_s}{L} + \frac{V_e}{L} - \dot{i}_{Lref} \right] \leq \frac{1}{2} \frac{|S| (|-V_s + 2V_e - 2L\dot{i}_{Lref}| - V_s)}{L} \quad (III.76)$$

Si  $S > 0$  la commande  $u$  est égale à 0 et la condition de glissement impose que  $\dot{S}$  soit négative. En remplaçant  $u$  par sa valeur dans l'équation (III.76), nous déterminons la condition d'existence du régime glissant c'est-à-dire si  $\dot{S} < 0$  :

$$|-V_s + 2V_e - 2L\dot{i}_{Lref}| - V_s \leq 0 \quad (III.77)$$

L'inégalité (III.77) conduit à:

$$0 < V_e - L\dot{i}_{Lref} < V_s \quad (III.78)$$

Si le mode de glissement est atteint, nous avons  $S \approx 0$  et  $\dot{S} \approx 0$ . Par conséquent  $i_{Lref} \approx i_L$  et  $\dot{i}_{Lref} \approx \dot{i}_L = 0$ . Comme  $L$  est très petit, alors  $L\dot{i}_L \approx 0$ . Comme  $V_e > 0$ ,  $V_s$  doit être positive pour garantir l'inégalité (III.78).

### III.2.4.2.3. Analyse en boucle fermée

#### III.2.4.2.3.1. Pour le convertisseur Buck

Dans le mode de glissement, le procédé de commande équivalente peut être envisagé [56]. Une fois que le système est en mode de glissement,  $S = 0$  et  $\dot{S} = 0$ . La commande discontinue  $u$  dans  $\dot{S} = 0$ , peut être remplacée par un contrôle continu équivalent  $u_{eq}$ , et  $\dot{S} = 0$  est résolue pour  $u_{eq}$ . La surface de glissement adoptée dans ce cas est:

$$S = i_L - i_{Lref} \quad (III.79)$$

En régime glissant, on a:

$$\dot{S} = -\frac{V_s}{L} + u_{eq} \frac{V_e}{L} - \dot{i}_{Lref} = 0 \quad (III.80)$$

La résolution de l'équation (III.72) pour  $u_{eq}$  donne:

$$u_{eq} = \frac{V_s + L\dot{i}_{Lref}}{V_e} \quad (III.81)$$

Avec  $V_e > 0$ , on obtient:

$$0 < \left( u_{eq} = \frac{V_s + L\dot{i}_{Lref}}{V_e} \right) < 1 \quad (III.82)$$

Alors le signal de commande équivalente continue  $u_{eq}$  doit être borné entre 0 et 1.

#### III.2.4.2.3.2. Pour le convertisseur Boost

Pour déterminer la condition de stabilité sur la surface de glissement, on se sert de la notion de la commande équivalente. En posant  $S = 0$  et  $\dot{S} = 0$  on obtient l'expression de la commande équivalente ( $u_{eq}$ ) à partir du modèle de convertisseur (III.64).

La surface de glissement est :

$$S = i_L - i_{Lref} \quad (III.83)$$

Alors:

$$\dot{S} = \frac{-(1-u_{eq})}{L} V_s + \frac{V_e}{L} - \dot{i}_{Lref} = 0 \quad (III.84)$$

En remplaçant  $u$  par l'expression  $u_{eq}$  de la commande équivalente, on obtient:

$$u_{eq} = \frac{V_s - V_e + \dot{i}_{Lref}}{V_s} \quad (III.85)$$

Avec  $V_s > 0$ , on a:

$$0 < \left( u_{eq} = \frac{V_s - V_e + \dot{i}_{Lref}}{V_s} \right) < 1 \quad (III.86)$$

Alors le signal de commande équivalent continue  $u_{eq}$  doit être bornée entre 0 et 1.

### III.2.4.2.4. Analyse de la boucle externe de la tension

#### III.2.4.2.4.1. Pour le convertisseur Buck

Une fois que le courant  $i_L$  est asservi à sa valeur de référence  $i_{Lref}$ , la dynamique de  $V_s$  s'écrit :

$$C p V_s = i_{Lref} - \frac{V_s}{R} \quad (III.87)$$

Donc la fonction de transfert liant le tension  $V_s$  au courant  $i_{Lref}$  est:

$$\frac{V_s(p)}{i_{Lref}(p)} = \frac{R}{R C p + 1} \quad (III.88)$$

Cette fonction de transfert n'est valable que lorsque la dynamique de la tension est suffisamment lente devant celle du courant. Cette condition assure que le courant calculé par la fonction de transfert (II.88) peut être considéré comme la valeur de référence pour asservir le courant.

$i_L$  peut être le courant d'entrée à action directe (feed-forward) pour le convertisseur. Avec  $e = V_{ref} - V_s$ , le courant de référence pour la boucle de courant est généré par un régulateur *PI* comme suit:

$$i_{Lref} = K_p e + \frac{K_p}{T_i} \int_0^t e dt \quad (III.89)$$

Où  $K_p$  et  $T_i$  sont les gains du régulateur *PI*.

On commence par analyser la fonction de transfert (III.90), dont la version numérique est:

$$\frac{V_s(p)}{i_{Lref}(p)} = \frac{3}{0,00045p + 1} \quad (III.90)$$

Le diagramme de Bode qui représente la fonction de transfert (III.90) est donné par la figure (III.22).

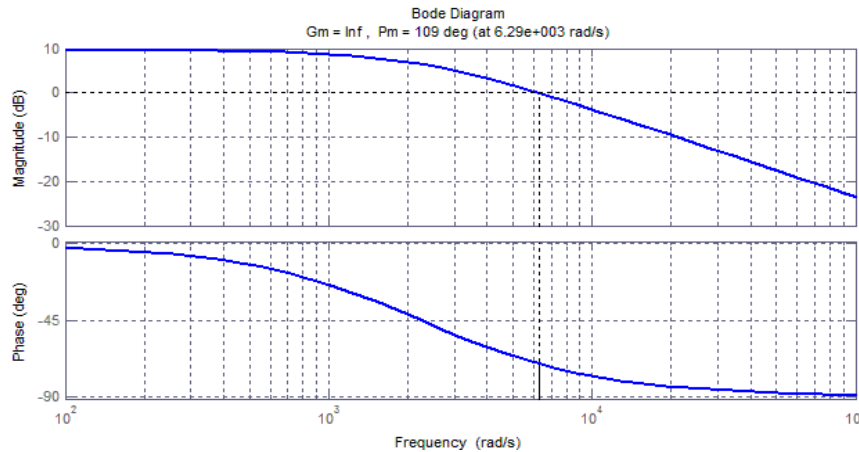


Figure III.22: Diagramme de Bode de la fonction de transfert de la boucle de tension du convertisseur Buck.

A partir du diagramme de Bode de la fonction de transfert (III.90), la valeur minimale de phase étant  $-90^\circ$ , la marge de gain est infinie. Maintenant en va construire le compensateur PI pour augmenter le gain à basses fréquences tout en gardant une PM (marge de phase) positive à fréquence choisie. La fonction de transfert du correcteur de tension est comme suit :

$$FT(p) = 0,5 \left( \frac{1+1330p}{1330p} \right) \quad (\text{III.91})$$

La fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit donc comme suit :

$$FT(p) \frac{V_s(p)}{i_{Lref}(p)} = \frac{1,5p + 3990}{0,00045p^2 + p} \quad (\text{III.92})$$

La figure (III.23) montre le diagramme de Bode du système corrigé:

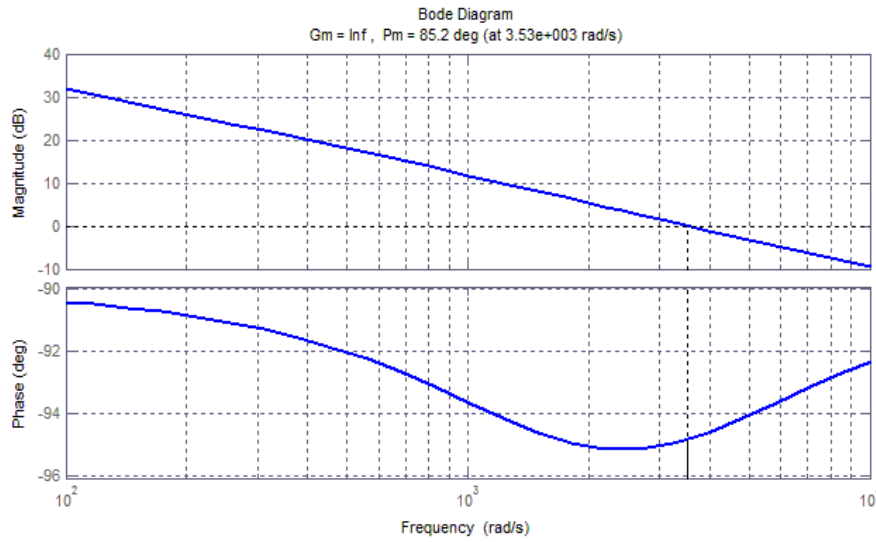


Figure III.23: Digramme de Bode du sous-système avec correcteur PI ( $K_p=0.5$  et  $T_i=1330$ )

#### III.2.4.2.4.2. Pour le convertisseur Boost

Une fois que le courant dans l'inductance est asservi, nous avons :  $i_L = i_{Lref}$ . La fonction de transfert de  $\hat{V}_s$  est établie en considérant  $\hat{d}$  comme une perturbation :

$$p\hat{V}_s = \frac{1-d}{C} i_{Lref} - \frac{1}{RC} \hat{V}_s \quad (\text{II.93})$$

Nous avons donc :

$$\frac{\hat{V}_s(p)}{i_{Lref}(p)} = \frac{1-d}{C} \frac{1}{p + \frac{1}{R}} \quad (\text{II.94})$$

L'équation (III.94) permettent d'asservir la tension de sortie  $V_s$  du Boost en contrôlant le courant dans l'inductance.

$i_L$  peut être le courant d'entrée à action directe (feed-forward) pour le convertisseur. Avec  $e = V_{ref} - V_s$ , le courant de référence pour la boucle de courant est généré par un régulateur PI comme suit:

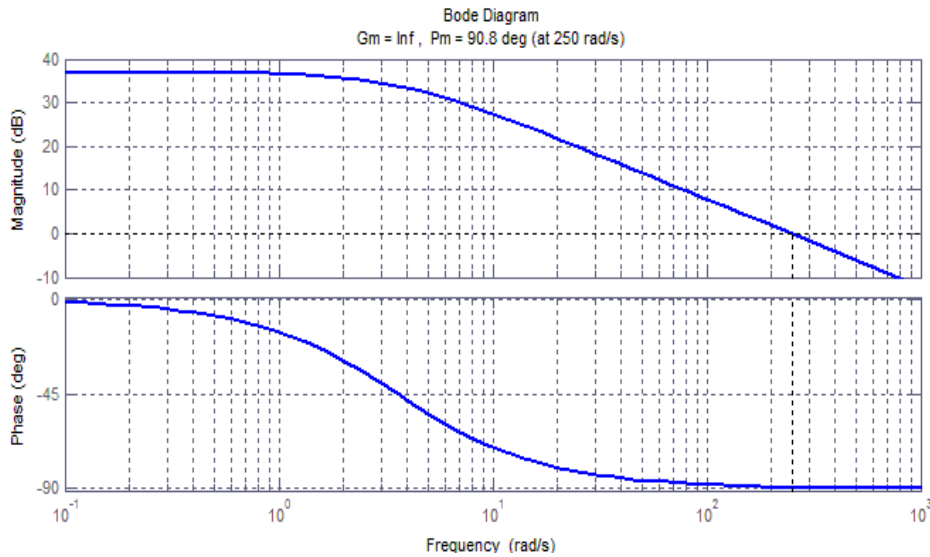
$$i_{Lref} = K_p e + \frac{K_p}{T_i} \int_0^t e dt \quad (III.95)$$

Où  $K_p$  et  $T_i$  sont les gains du régulateur PI.

On commence par analyser la fonction de transfert (III.96), dont la version numérique est:

$$\frac{\hat{V}_s(p)}{i_{Lref}(p)} = \frac{0.5}{0.002p + 0.007143} \quad (III.96)$$

Le diagramme de Bode qui représente la fonction de transfert (III.96) est donné par la figure (III.24):



**Figure III.24:** Diagramme de Bode de la fonction de transfert de la boucle de tension du convertisseur Boost.

Le Diagramme de Bode de la fonction de transfert (III.96) montre qu'une  $PM = 90.81^\circ$  est obtenue à une fréquence  $f_c = 40$  Hz ( $\omega_c = 250$  rad/sec). La PM doit être  $89^\circ$  pour une fréquence de coupure de  $f_c = 80$  Hz ( $\omega_c = 2\pi f_c = 500$  rad / s).

La fonction de transfert du correcteur de tension est la suivante :

$$FT(p) = 2 \left( \frac{1+18p}{18p} \right) \quad (III.97)$$

La fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit donc comme suit :

$$\frac{\hat{V}_s(p)}{i_{Lref}(p)} = \frac{0.4p + 2.7}{0.002p^2 + 0.007143p} \quad (III.98)$$

La figure (III.25) montre le diagramme de Bode du système corrigé :

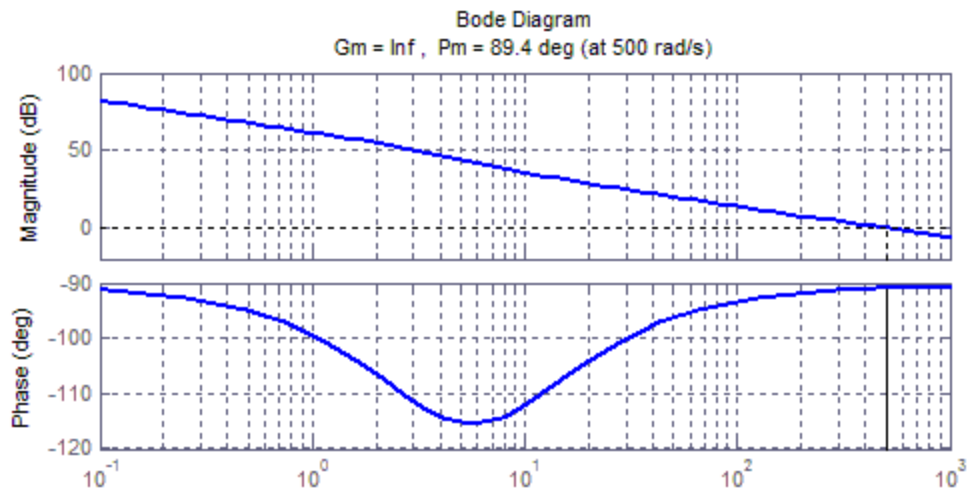


Figure III.25: Digramme de Bode du système avec correcteur PI ( $K_p=2$  et  $T_i=18$ ).

### III.2.4.2.5. Résultats de simulation

L'objectif de ce paragraphe est de présenter les résultats de simulation des deux convertisseurs contrôlés par la commande hybride PI-SMC.

#### III.2.4.2.5.1. Cas du convertisseur Buck

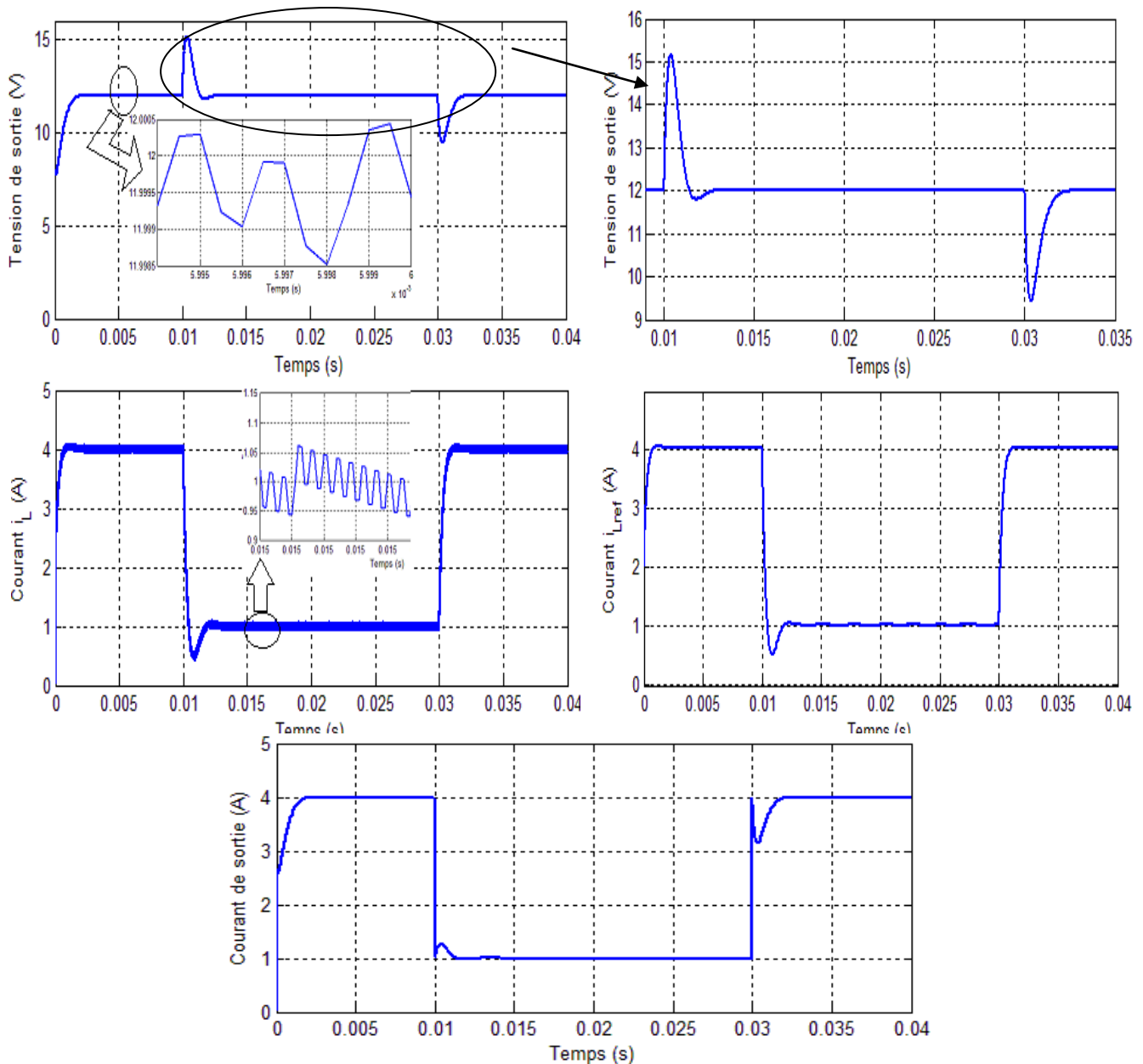
Le tableau (III.7) présente les caractéristiques du convertisseur Buck utilisés dans cette section.

Tableau III.7: Spécifications du convertisseur Buck.

	Paramètre	Valeur nominale
Tension d'entrée	$V_e$	24 V
Capacité	$C$	150 $\mu$ F
ESR d'un condensateur	$R_c$	0.0167 $\Omega$
Inductance	$L$	100 $\mu$ H
Résistance d'inductance	$R_L$	0.14 $\Omega$
Résistance de charge minimale	$R_{min}$	3 $\Omega$
Résistance de charge maximale	$R_{max}$	12 $\Omega$
Tension d'entrée minimale	$V_{e(max)}$	40 V
Tension d'entrée maximale	$V_{e(min)}$	19 V
Tension de sortie désirée	$V_{ref}$	12 V
1 <sup>ère</sup> gain du contrôleur PI	$K_p$	0.5
2 <sup>ème</sup> gain du contrôleur PI	$T_i$	1330

### III.2.4.2.5.1.1. Performance du convertisseur Buck lors de la variation de la charge

Pour tester l'efficacité de la commande hybride proposée des perturbations de charge sont introduites dans l'intervalle [0.01 -0.03s]. La simulation consiste à faire varier la charge de sa valeur minimale (3  $\Omega$ ) à sa valeur maximale (12  $\Omega$ ). Les résultats obtenus sont présentés sur la figure (III.26).



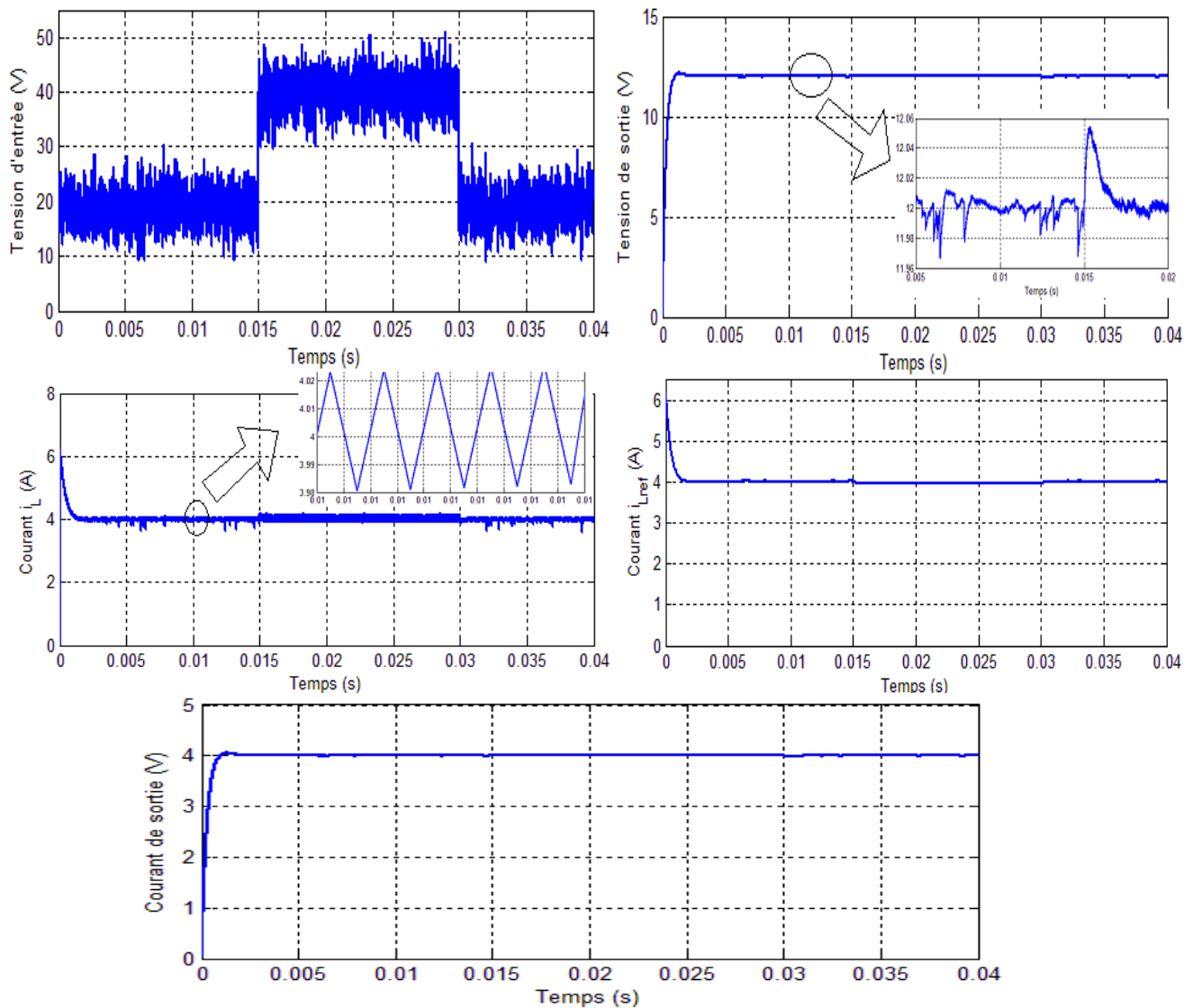
**Figure III.26.** Comportement du convertisseur Buck régulé par la commande hybride PI-SMC lors de la variation de la charge de 3  $\Omega$  - 12  $\Omega$  à  $t=0.01$  s, puis elle revient à 3  $\Omega$  à  $t=0.03$  s.

D'après ces courbes, on peut conclure que la commande hybride PI-SMC et la commande par mode glissant partagent la propriété de la poursuite. En effet, la tension de sortie suit sa référence sans dépassement et avec une erreur statique négligeable. De même, le courant

d'inductance  $i_L$  suit parfaitement le courant de référence. Cependant, l'inconvénient majeur c'est le dépassement de 25% et la chute de  $-20\%$  qui accompagnent les variations de la charge.

### III.2.4.2.5.1.2. Performance du convertisseur Buck lors de la variation de la tension d'entrée

Dans un objectif de tester la robustesse de la commande hybride du convertisseur Buck, des variations sont introduites dans l'intervalle  $[0.015 - 0.03 \text{ s}]$  sur la tension d'entrée. La simulation consiste à faire varier la tension d'entrée bruitée de sa valeur minimale (19V) à sa valeur maximale (40 V). Les résultats obtenus sont présentés sur la figure (III.27).



**Figure III.27.** Comportement du convertisseur Buck régulé par la commande hybride PI-SMC lors de la variation de la tension d'entrée bruitée de 19 V – 40 V à  $t=0.015 \text{ s}$ , puis elle revient à 19 V à  $t=0.03 \text{ s}$ .

On peut voir que la commande hybride PI-SMC est robuste aux fluctuations de la tension d'entrée bruitée. Elle nous donne d'excellentes performances pour la poursuite de la référence.

### III.2.4.2.5.2. Cas du convertisseur Boost

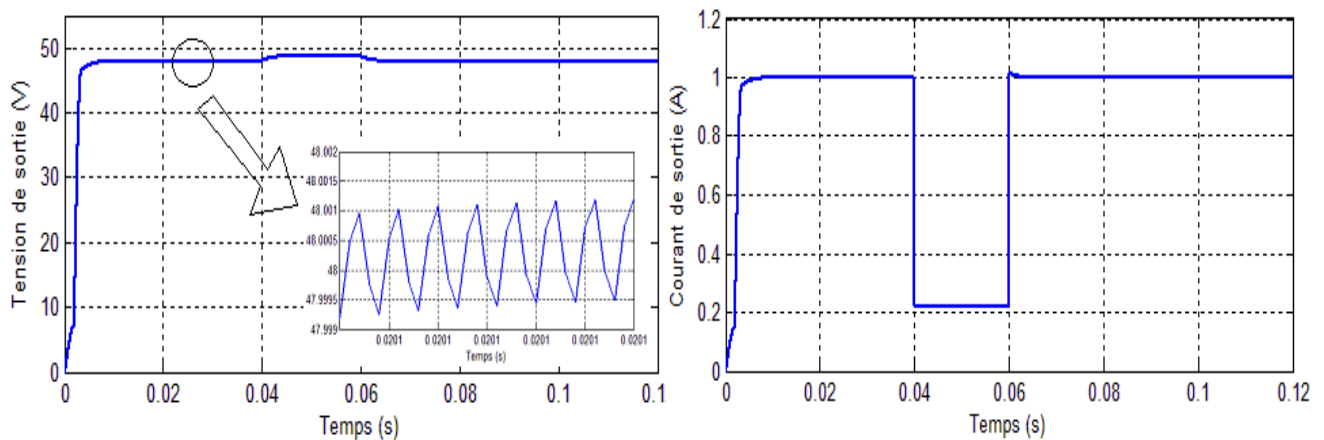
Le tableau (III.8) présente les caractéristiques du convertisseur Boost utilisés dans cette section.

**Tableau III.8:** Spécifications du convertisseur Boost.

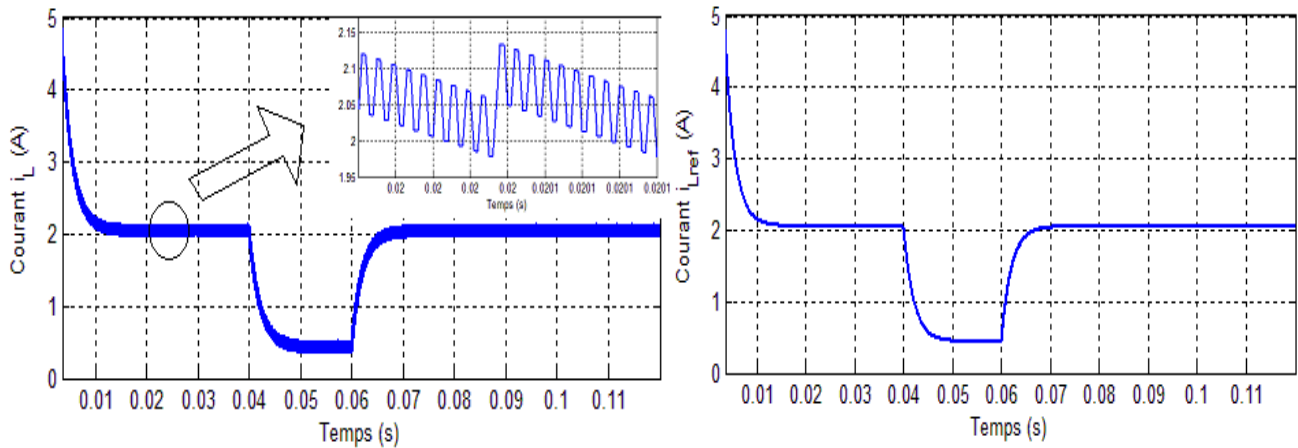
	Paramètre	Valeur nominale
Tension d'entrée	$V_e$	24 V
Capacité	$C$	2000 $\mu$ F
ESR d'un condensateur	$R_c$	0.0006 $\Omega$
Inductance	$L$	300 $\mu$ H
Résistance d'inductance	$R_L$	0.14 $\Omega$
Résistance de charge minimale	$R_{min}$	48 $\Omega$
Résistance de charge maximale	$R_{max}$	220 $\Omega$
Tension d'entrée minimale	$V_{e(max)}$	40 V
Tension d'entrée maximale	$V_{e(min)}$	19 V
Tension de sortie désirée	$V_{ref}$	48 V
1 <sup>ère</sup> gain du contrôleur PI	$K_p$	2
2 <sup>ème</sup> gain du contrôleur PI	$T_i$	18

#### III.2.4.2.5.2.1. Performance du convertisseur Boost lors de la variation de la charge

Afin de voir les performances du convertisseur Boost contrôlées par la commande hybride PI-SMC, des perturbations de charge sont introduites dans l'intervalle [0.04-0.06 s]. La simulation consiste à faire varier la charge de sa valeur minimale (48  $\Omega$ ) à sa valeur maximale (220  $\Omega$ ). Les résultats obtenus sont présentés sur la figure (III.28).



**Figure III.28.** Comportement du convertisseur Boost régulé par la commande hybride PI-SMC lors de la variation de la charge de 3  $\Omega$  - 12  $\Omega$  à  $t=0.01$  s puis elle revient à 3  $\Omega$  à  $t=0.03$  s.

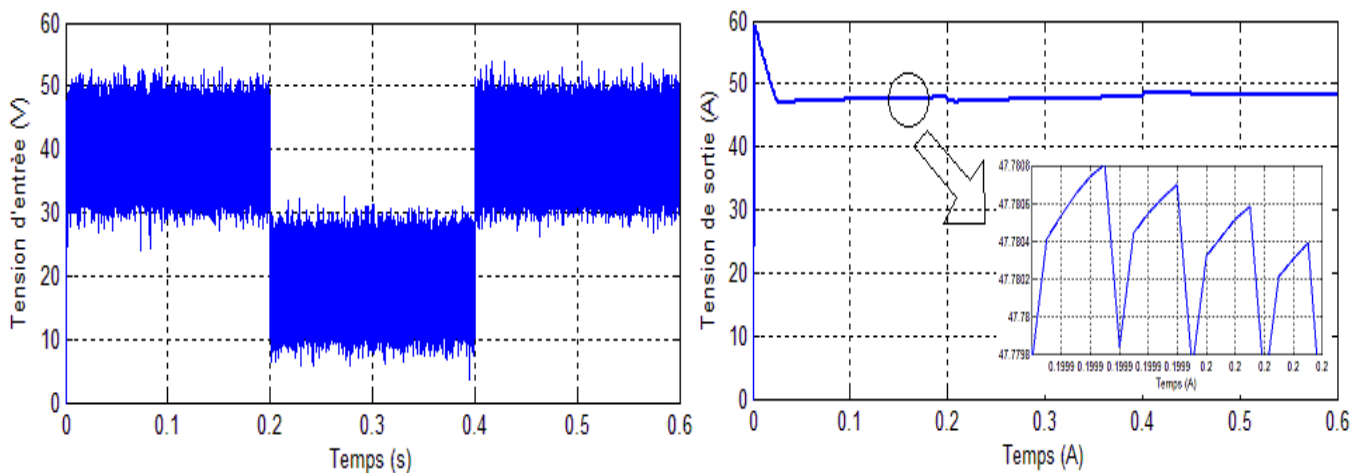


**Figure III.28 (suite).** Comportement du convertisseur Boost régulé par la commande hybride PI-SMC lors de la variation de la charge de  $3 \Omega$  -  $12 \Omega$  à  $t=0.01$  s, puis elle revient à  $3 \Omega$  à  $t=0.03$  s.

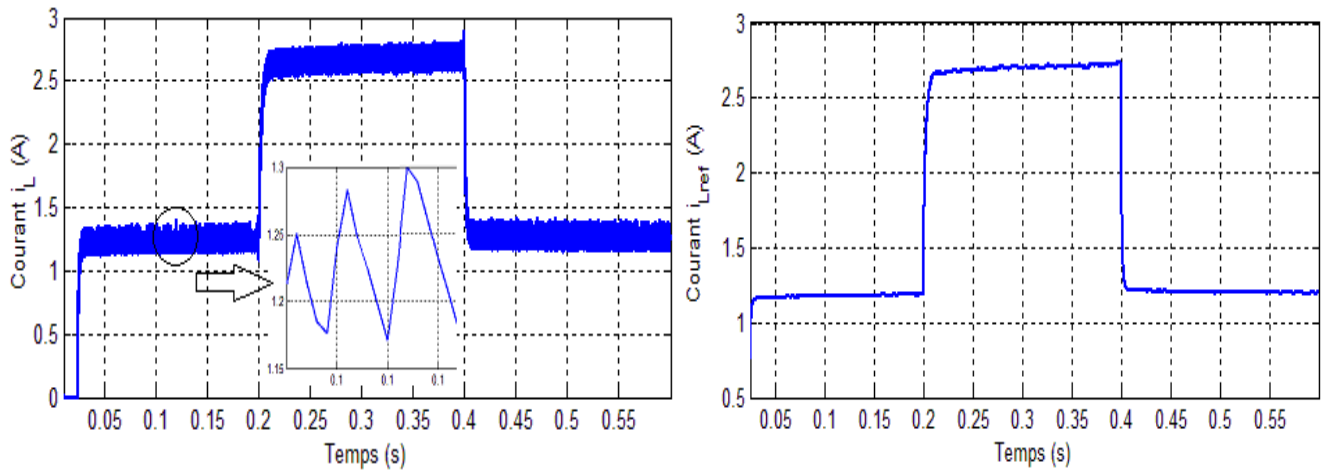
Les courbes de la figure (III.28) montrent les performances remarquables de la commande hybride PI-SMC-P sur le comportement du convertisseur Boost. La réponse en tension est stable et régulée parfaitement mais avec une déviation de tension de sortie de 1.45%, due au changement de la charge à une valeur importante  $220 \Omega$ . En outre, l'erreur statique ainsi que les ondulations de courant sont réduits.

### III.2.4.2.5.2.2. Performance du convertisseur Boost lors de la variation de la tension d'entrée

Pour tester la robustesse de la commande hybride vis-à-vis les fluctuations d'entrée, une variation sur celle-ci est introduite dans l'intervalle  $[0.2 - 0.4s]$ . La simulation consiste à faire varier la tension d'entrée bruitée de sa valeur maximale ( $40 \text{ V}$ ) à sa valeur minimale ( $19 \text{ V}$ ). Les résultats obtenus sont présentés sur la figure (III.29).



**Figure III.29.** Comportement du convertisseur Boost régulé par la commande hybride PI-SMC lors de la variation de la tension d'entrée bruitée de  $40 \text{ V}$  -  $19 \text{ V}$  à  $t=0.2$  s, puis elle revient à  $40 \text{ V}$  à  $t=0.4$  s.



**Figure III.29 (suite).** Comportement du convertisseur Boost régulé par la commande hybride PI-SMC lors de la variation de la tension d'entrée bruitée de 40 V – 19 V à  $t = 0.2$  s, puis elle revient à 40 V à  $t = 0.4$  s.

Nous pouvons constater que la méthode proposée régule correctement la tension de sortie à sa valeur de référence malgré la forte variation de la tension d'entrée. Toutefois, la tension de sortie se stabilise après 0.1 s et avec un dépassement remarquable en régime transitoire. Le courant de la bobine suit parfaitement sa référence mais avec une ondulation près.

### III.2.5. Étude comparative entre les différentes commandes (linéaire et non-linéaire)

Dans cette section, nous allons examiner les différentes lois de commandes synthétisées dans les chapitre II et III. Afin d'avoir une comparaison raisonnable, les différentes commandes doivent être réalisées dans les mêmes conditions nominales (tension d'entrée de 24 V pour les deux convertisseurs et charges résistives de 3  $\Omega$  et 48  $\Omega$  pour le Buck et le Boost respectivement). Pour mettre en évidence les performances de chaque loi de commande, en termes de rapidité, d'erreur statique, de robustesse,..., le tableau (III.9) récapitule les performances des lois de commande utilisées et présente une comparaison quantitative entre les différentes approches développées pour les deux tests adoptés (changement de la charge et celui de la tension d'entrée). Cette comparaison se base sur l'évolution temporelle illustrée par les figures précédentes.

Tableau III.9 : Étude comparative entre les commandes.

		Convertisseur Buck						Convertisseur Boost					
		Linéaire		Non-Linéaire			hybride	Linéaire		Non-Linéaire			hybride
		VMC	CMC	SMVC	SMCC	DISMCC	PI-SMC	VMC	CMC	SMVC	SMCC	DISMCC	PI-SMC
Temps de montée ( $T_m$ )		0.005s	0.0005s	0.0005s	0.00018s	0.00018s	0.00175s	1.5s	0.025s	0.006s	0.005s	0.0048s	0.007s
Temps de retard ( $T_d$ )		$67.10^{-5}s$	$45.10^{-6}s$	□ 0s	□ 0s	□ 0s	□ 0s	$3.10^{-6}s$	$3.1.10^{-7}s$	$5.10^{-8}s$	$5.10^{-8}s$	$5.10^{-8}s$	$5.10^{-8}s$
Temps de pic ( $T_p$ )		$3.10^{-4}s$	0.0025s	0s	0s	0s	0s	0s	0 s	0s	0s	0s	0s
Dépassement maximale ( $M_p$ )		1%	6%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%
Premier dépassement ( $D_1$ )		1%	6%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%	0%
Temps de réponse ( $T_r=2.5\%$ de $V_s$ )		0.006s	0.001s	0.0006s	$2.1.10^{-4}s$	0.0002s	0.002s	2s	0.05s	2s	0.006s	0.005s	0.009s
Erreur statique $\Delta P_s$		0.016%	0.004%	0.1%	0.08%	0.005%	0.0045%	0.03%	0.0021%	1.66%	0.083%	0.002%	0.0022%
Robustesse	Variation de $R$	+-	-	+	++	++	-	++	+	+++	+++	+++	+
	Variation de $V_e$	+-	+-	++	+++	+++	++	+-	+	+	+++	+++	+
Sensibilité aux bruits (côte d'entrée)		-	+-	+-	++	+++	+-	-	++	+-	++	+++	+-
État du régime transitoire		++	++	++	++	++	++	+-	++	+-	+-	+-	+-
Coût		+	+-	+-	--	---	+-	+	+-	+-	--	---	+-
Complexité		+	+-	+-	--	---	+	-	+-	+-	--	---	+

(+) = Bon

(-) = Mauvais

A partir des résultats de comparaison du tableau (III.9), on peut noter que:

Le régulateur PI perd sa robustesse particulièrement face aux variations de la charge et les fluctuations de la tension d'entrée. D'un autre côté, nous avons pu voir que la commande VMC est la plus simple à mettre en œuvre, mais n'est pas la plus performante. En revanche, la méthode CMC nous a permis, avec le réglage en cascade, d'avoir un système un peu performant. Elle est certes plus complexe à mettre en œuvre par rapport à la commande VMC, mais permettra d'avoir un bon fonctionnement du convertisseur en minimisant les éventuels soucis liés aux variations de la charge et la tension d'entrée.

Ce type de régulateur reste le plus communément utilisé pour la commande, ainsi que dans de nombreux systèmes de régulation industriels.

Pour leur faible coût et leur simple implémentation, les commandes SMC-PI et SMVC sont des commandes prometteuses puisqu'elles répondent de manière très satisfaisante aux critères de stabilité et de robustesse pour de larges variations de la tension d'entrée, et de la charge, tout en prenant en compte la non-linéarité des convertisseurs.

La commande PI-SMC et la commande CMC partagent la même qualité de robustesse mais la première a plusieurs autres avantages: elle est bien adaptée pour la mise en œuvre pratique, elle fonctionne à une fréquence de commutation constante, donc elle n'a pas le problème de broutement du mode glissant.

A partir de l'analyse précédente, nous pouvons dire que la commande DISMCC, basée sur une commande à structure variable, est la plus performante du point de vue stabilité de système, la rapidité, la robustesse vis-à-vis les variations de la charge et de la tension d'entrée, avec une faible erreur statique. Toutefois, les inconvénients majeurs de cette commande sont sa complexité d'implémentation et son coût, puisque elle utilise trois capteurs (l'un pour la tension de sortie et deux pour les courants d'inductance et de condensateur). D'autre part, la commande hybride SMC-PI, est la plus performante en comparaison avec les autres commandes synthétisées en termes de coût et la simplicité à mettre en œuvre. En générale, les approches de commande non linéaires proposées pour la commande des convertisseurs Buck et Boost, assurent de bonnes performances sur la plage de fonctionnement même en présence de fortes perturbations externes.

### III.3. Conclusion

Dans ce chapitre, une variété de techniques de commande à base du mode glissant ont été appliquées sur les convertisseurs Buck et Boost. Nous avons focalisé sur les techniques de la commande par mode glissant intégral. Dans un premier lieu nous avons donné en détail les principales commandes par mode glissant intégral d'ordre deux, tels que les commandes en tension ainsi que la commande en courant qui sont les plus utilisées dans la littérature. Les résultats montrent les excellentes performances dynamiques du contrôle par mode de glissement intégral pour une plage de fonctionnement assez large qui a mis en évidence le caractère non linéaire du contrôleur. Cependant, l'erreur statique constatée sur la sortie ainsi que la variation de la fréquence de découpage du convertisseur constituent des inconvénients auxquels nous devons faire face.

Par ailleurs, la deuxième partie est consacrée à l'étude de la commande en courant par mode glissant à double intégrale afin améliorer les performances du système et réduire l'erreur statique. La dernière partie de ce chapitre a été consacrée à la commande hybride mode glissant-PI. Cette dernière, en plus qu'elle est de complexité moyenne, elle présente des performances statiques et dynamiques assez remarquable.

Les résultats de l'étude comparative entre les différentes commandes développées pour les convertisseurs Buck et Boost confirment que la commande par mode glissant intégral, est plus performante que la commande linéaire classique.

# Chapitre IV

## Intégration des convertisseurs Buck et Boost dans une chaîne photovoltaïque

---

### IV.1. Introduction

Un générateur photovoltaïque (GPV) peut fonctionner dans une large gamme de tension et de courant mais il ne peut délivrer une puissance maximale que pour des valeurs particulières du courant et de la tension. En effet la caractéristique courant en fonction de la tension  $I(V)$  du générateur dépend de l'éclairement solaire et de la température. Ces variations climatiques entraînent la fluctuation du point de puissance maximale. A cause de cette fluctuation, on intercale souvent entre le générateur et le récepteur un convertisseur DC-DC permettant de rattraper à chaque fois le point de puissance maximale. Ce convertisseur est contrôlé par des algorithmes de poursuite du point de puissance maximale connus sous le nom (maximum power point tracking: MPPT) assurant le couplage entre le GPV et le récepteur en forçant le premier à délivrer sa puissance maximale [57].

Dans ce sens, nous présenterons dans la première partie de ce chapitre le fonctionnement à puissance maximale en utilisant deux algorithmes MPPT parmi les plus connus. Il s'agit de perturber et observer et l'incrément de conductance. La deuxième partie sera consacrée à la commande hybridant le mode glissant avec le PI du système photovoltaïque proposé. Finalement, nous allons présenter les résultats de simulation du système photovoltaïque pour différentes valeurs de la température et de l'ensoleillement.

### IV.2. Modélisation d'une cellule photovoltaïque

Pour trouver le modèle du (GPV), il faut tout d'abord retrouver le circuit électrique équivalent à cette source. De nombreux modèles mathématiques ont été développés pour représenter leur comportement très fortement non linéaire qui résulte de celui des jonctions semi-conductrices qui sont à la base de leurs réalisations. On rencontre dans la littérature plusieurs modèles du générateur photovoltaïque qui diffèrent entre eux par la procédure et le nombre de paramètres intervenants dans le calcul de la tension et du courant final du générateur photovoltaïque. La cellule photovoltaïque est aussi représentée par le modèle standard à une diode [58].

### IV.2.1. Cas d'une cellule idéale

Dans le cas idéal, la cellule d'une jonction PN soumise à l'éclairement photovoltaïque connectée à une charge peut être schématisée par un générateur de courant en parallèle avec une diode. Ce générateur délivre un courant  $I_{ph}$  selon la figure (IV.1), qui représente le circuit équivalent d'une cellule solaire idéale [59].

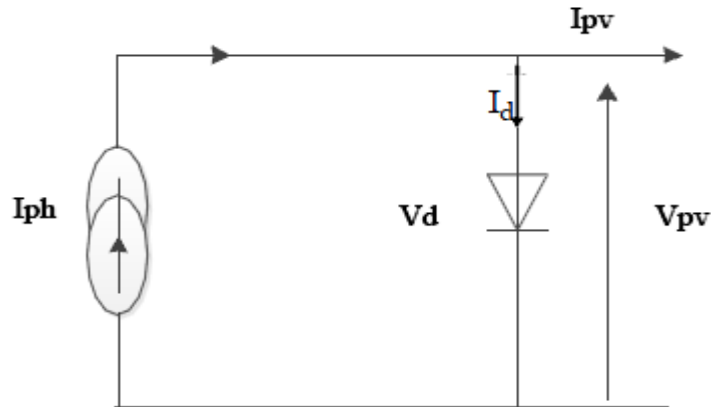


Figure IV.1. Schéma équivalent d'une cellule idéale.

Les équations retenues de ce modèle sont:

$$I_{pv} = I_{ph} - I_d \quad (IV.1)$$

Le courant  $I_{ph}$  est assimilé au courant  $I_{sc}$  avec  $V_{pv} = 0$ , courant de court-circuit obtenu en court-circuitant la charge.

$$I_{ph} = I_{sc} = \frac{E}{E_{ref}} \quad (IV.2)$$

$E$ : Éclairement absorbé par la cellule.

$E_{ref}$ : Éclairement de référence (1000 w/m<sup>2</sup>).

$$I_d = I_0 \left( e^{\frac{V_d}{V_t}} - 1 \right) \quad (IV.3)$$

$I_0$ : Courant de saturation inverse de la diode.

$$V_t = \frac{N k T}{q} \quad (IV.4)$$

$V_t$ : Tension thermique.

$N$ : Facteur d'idéalité de la photopile;

$K$ : Constant de Boltzmann (1,38.10<sup>-23</sup> J/K) .

$q$ : Charge de l'électron (1,6.10<sup>-19</sup> C).

### IV.2.2. Cas d'une cellule réelle

Le schéma équivalent de la cellule photovoltaïque réelle tient compte d'effets résistifs parasites dues à la fabrication et représenté sur la figure (IV.2). Ce schéma équivalent est constitué d'une diode (D) caractérisant la jonction, une source de courant ( $I_{ph}$ ) caractérisant le photo-courant, une résistance série ( $R_s$ ) représentant les pertes par effet Joule, et une résistance shunte ( $R_{sh}$ ) caractérisant un courant de fuite entre la grille supérieure et le contact arrière qui est généralement très supérieure à ( $R_s$ ) [58].

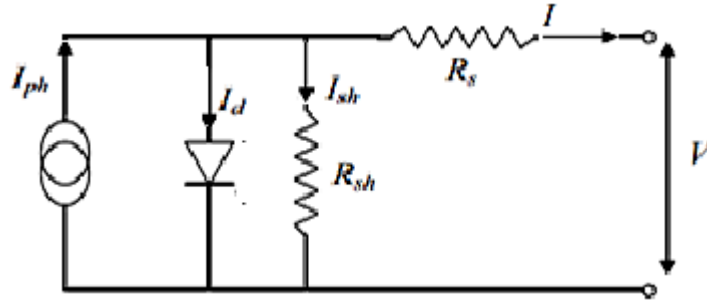


Figure 1V.2. Schéma équivalent d'une cellule photovoltaïque réelle.

Le courant produit par le générateur est donné par les équations suivantes :

$$I = I_{ph} - I_s \left[ \exp \left\{ \frac{q(V - R_s I)}{AKT} \right\} - 1 \right] - \frac{V - R_s I}{R_{sh}} \quad (IV.5)$$

Avec:

$$I_{ph} = \frac{E}{E_{ref}} \left[ I_{ph(ref)} + \mu(T - T_{ref}) \right] \quad (IV.6)$$

et:

$$I_s = I_{s(ref)} \left( \frac{T}{T_{ref}} \right)^3 \exp \left( \frac{qE_g}{AK} \left[ \frac{1}{T_{ref}} - \frac{1}{T} \right] \right) \quad (IV.7)$$

Où :

$I$ : Courant fourni par la cellule [A]

$V$ : Tension aux bornes de la cellule [V]

$I_{ph}$ : Photo courant [A], proportionnel à l'irradiante  $E$ , avec correction selon  $T$

$I_s$ : Courant de saturation de la diode [A], dépendant de la température

$\mu$ : Coefficient de température du photo-courant (ou courant de court-circuit), il est souvent donné par le fabricant, il est en général positif mais très faible.

$E_g$ : Énergie de Gap de la cellule. (Silicium cristallin  $E_g = 1,12 \text{ eV}$ , Silicium amorphe  $E_g = 1,7 \text{ eV}$ , CIS =  $1,03 \text{ eV}$ , CdTe =  $1,5 \text{ eV}$ ).

Les conditions de référence  $E$  et  $E_{ref}$  sont les conditions extérieures pour lesquelles sont spécifiées les données de base utilisées pour l'établissement du modèle ( $V_{c,co}$ ,  $V_{max}$ ,  $I_{max}$ ), se sont soit les spécifications du fabricant, toujours données aux STC (Standard Test Conditions, 1000 W/m<sup>2</sup>, 25°C), soit des valeurs issues d'une mesure du module.

### IV.2.3. Module photovoltaïque

Dans notre étude, BP Solar BP SX 150S est choisi comme module d'étude. Le module est constitué de 72 cellules solaires en silicium multi-cristallin en série et fournit 150W de puissance maximale nominale [59]. Le tableau (IV.1) montre ses caractéristiques électriques fournies par la fiche technique du fabricant.

**Table IV.1.** Caractéristiques électriques du module photovoltaïque BP Solar BP SX 150S

Caractéristiques électriques	
Puissance maximale ( $P_{max}$ )	150W
Tension à $P_{max}$ ( $V_{mp}$ )	34.5V
Courant à $P_{max}$ ( $I_{mp}$ )	4.35A
Tension à circuit ouvert ( $V_{oc}$ )	43.5V
Courant de court-circuit ( $I_{sc}$ )	4.75A
Coefficient de température de $I_{sc}$	$0.065 \pm 0.015$ %/ °C
Coefficient de température de $V_{oc}$	$-160 \pm 20$ mV/ °C
Coefficient de température de la puissance	$-0.5 \pm 0.05$ %/ °C
NOCT	$47 \pm 2$ °C

#### IV.2.3.1. Caractéristique courant-tension $I(V)$ à ensoleillement et température variables

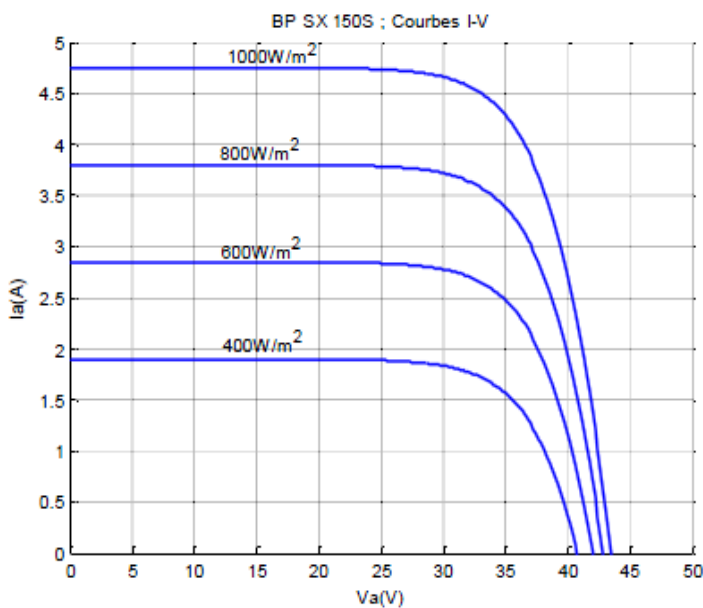
##### IV.2.3.1.1. Influence de la température

La température est un paramètre important dans le comportement des modules photovoltaïques à cause de leur exposition au flux énergétique solaire. En effet, la température de la cellule peut parfois dépasser les 70°C à midi. Cette augmentation de la température va engendrer une diminution de la largeur de la bande interdite de la jonction PN qui se traduit par une légère augmentation du courant, et

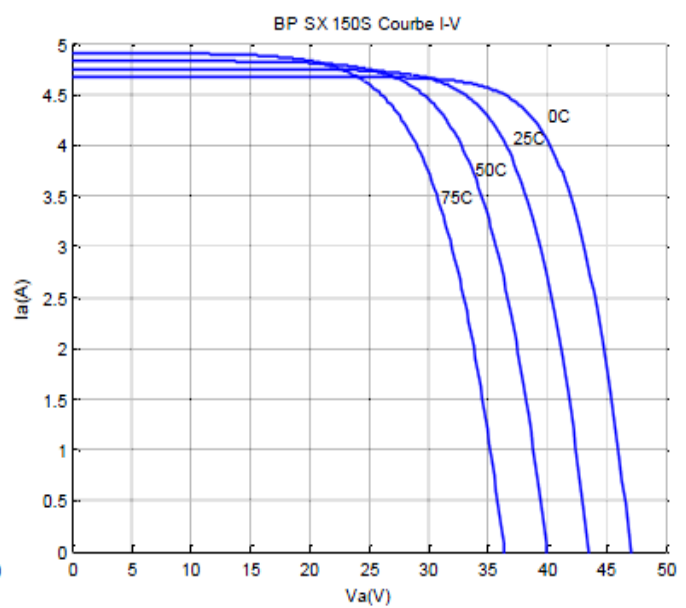
une diminution significative de la tension dû à une forte augmentation du courant direct de la diode. La figure (IV.4) illustre les courbes  $I(V)$  simulées pour une température variable de  $0^{\circ}\text{C}$  à  $75^{\circ}\text{C}$  avec un ensoleillement constant de  $1\text{kW}/\text{m}^2$ .

#### IV.2.3.1.2. Influence de l'ensoleillement

La figure (IV.3) présente les courbes ( $I-V$ ) simulées pour une température constante de  $25^{\circ}\text{C}$  et un ensoleillement variable. Cette figure montre que le courant de court-circuit est proportionnel à la valeur de l'ensoleillement.



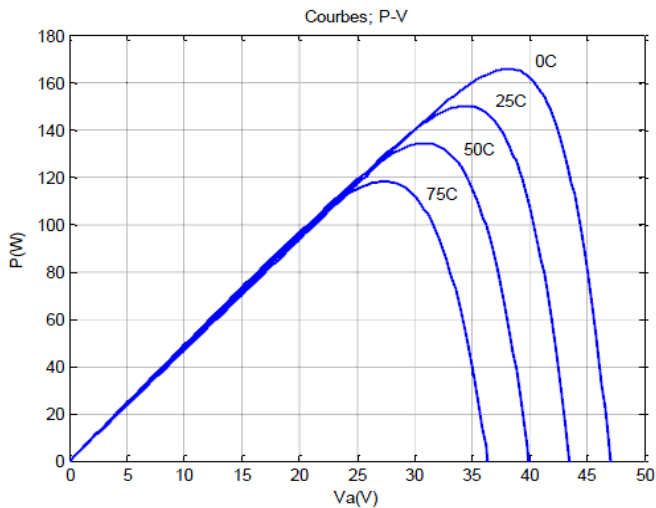
**Figure IV.3.** Courbes  $I(V)$  pour un ensoleillement variable et une température de  $25^{\circ}\text{C}$ .



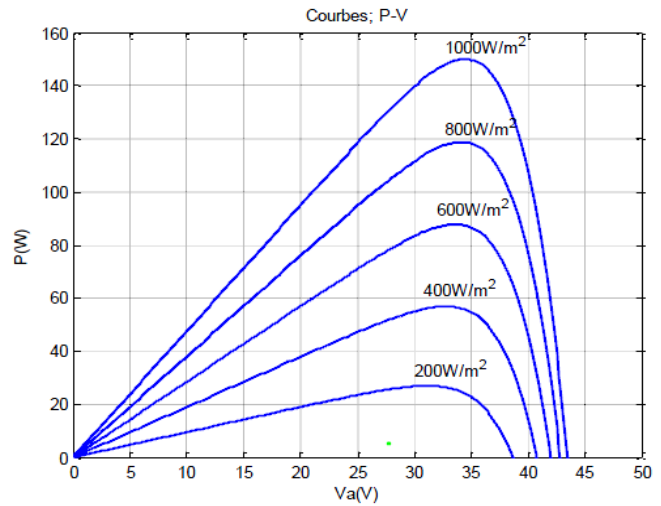
**Figure IV.4.** Courbes  $I(V)$  pour une température variable et un ensoleillement de  $1\text{kW}/\text{m}^2$ .

#### IV.2.3.1.3. Caractéristique puissance-tension ( $P-V$ ) à ensoleillement et température variables

Compte tenu des caractéristiques  $I(V)$  présentées précédemment on peut en déduire les caractéristiques  $P(V)$ . La figure (IV.5) illustre les courbes  $P(V)$  pour un ensoleillement constant de  $1\text{kW}/\text{m}^2$  et une température variable allant de  $0^{\circ}\text{C}$  à  $75^{\circ}\text{C}$  ; tandis que la figure (IV.6) montre les courbes  $P(V)$  pour une température constante de  $25^{\circ}\text{C}$  et un ensoleillement variable de  $200\text{W}/\text{m}^2$  à  $1000\text{W}/\text{m}^2$ .



**Figure IV.5.** Courbes P(V) pour une température variable et un ensoleillement de  $1\text{kW}/\text{m}^2$

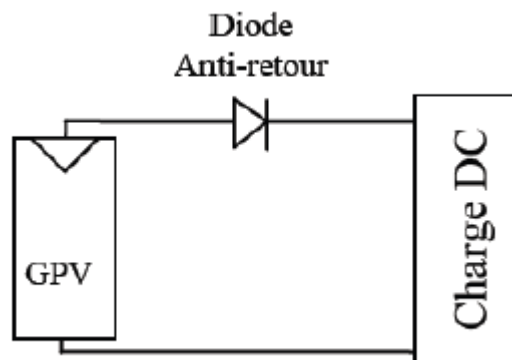


**Figure IV.6.** Courbes P(V) pour un ensoleillement variable et une température de  $25^\circ\text{C}$

### IV.3. Connexion GPV-charge

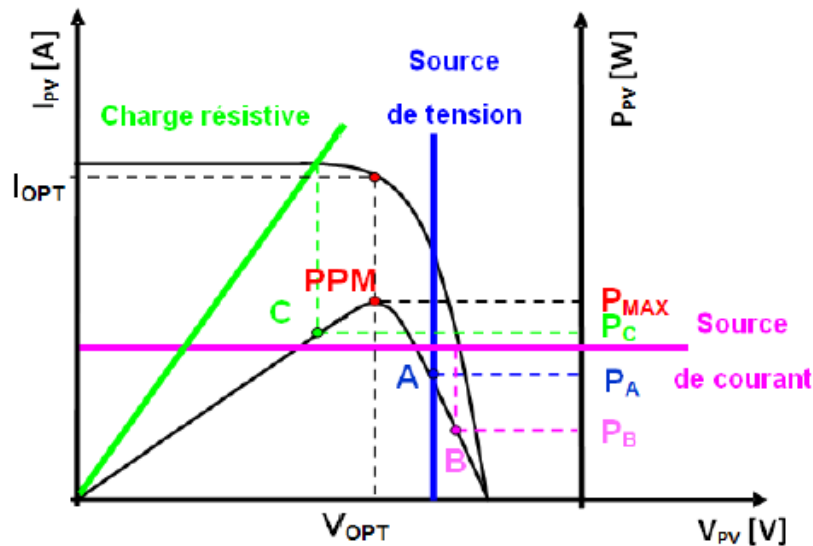
#### IV.3.1. Connexion directe source-charge

Actuellement, il reste encore beaucoup d'applications où une connexion directe entre un générateur photovoltaïque et une charge est effectuée. Ce choix est principalement lié à la simplicité de l'opération et le très faible degré de fiabilité, dû fondamentalement à l'absence d'électronique, sans parler d'un faible coût. La figure (IV.7) montre ce cas de connexion. Si cette charge était une batterie, lorsque le module n'est pas éclairé, celui-ci pourrait fonctionner en tant que récepteur, la batterie pourrait donc se décharger sur le générateur photovoltaïque et en plus l'endommager irréversiblement, Ainsi, pour éviter cette situation, la connexion doit être assurée à l'aide d'une diode anti-retour placée entre le GPV et la charge.



**Figure IV.7.** Connexion directe source-charge.

Cette configuration est illustrée à la figure (IV.7). L'inconvénient de cette configuration, c'est qu'elle n'offre aucun type de limitation et/ou réglage de la tension de la batterie. Le transfert de puissance maximale disponible aux bornes du générateur photovoltaïque vers la charge n'est pas non plus garanti [61].



**Figure IV.8.** Points de fonctionnement d'un GPV en fonction de la charge en connexion directe.

D'après la figure (IV.8), trois types de charges peuvent être connectées directement à un GPV :

- une charge de type source de tension continue,
- une charge de type source de courant continu,
- une charge purement résistive.

Pour les points de fonctionnement A, B et C, la puissance fournie par le générateur est respectivement  $P_A$ ,  $P_B$  et  $P_C$  de valeurs inférieures à la puissance maximale  $P_{MAX}$ . La différence de puissance sera donc perdue et dissipée dans le générateur sous forme de chaleur. D'autre part, certains types de charges ont besoin d'une source de tension alternative, or le GPV fournit un courant continu, la connexion directe est donc impossible dans ce cas [60].

L'utilisation de la connexion directe est donc limitée, vu les pertes de production qu'elle entraîne et les limites de ses applications à des récepteurs fonctionnant en courant continu.

### IV.3.2. Connexion via un étage d'adaptation

Comme nous l'avons vu précédemment, un GPV présente des caractéristiques  $I(V)$  non linéaires avec des points de puissance maximum. Ces caractéristiques dépendent aussi du niveau d'éclairement et de la température de la cellule. En plus, la valeur de la puissance nominale délivrée par le GPV diffère beaucoup de celle réellement transférée à la charge. Il est donc nécessaire d'utiliser un étage d'adaptation entre le GPV et la charge comme décrit dans la figure (IV.9).



Figure IV.9. Connexion d'un GPV à une charge à travers un étage d'adaptation.

Pour extraire à chaque instant le maximum de puissance disponible aux bornes du GPV et de la transférer à la charge. Cet étage joue le rôle d'interface entre les deux éléments en assurant le transfert du maximum de puissance fournie par le générateur à l'aide d'un système de contrôle utilisé à cet effet [61].

#### IV.3.2.1. Étage d'adaptation Buck

La figure (IV.10) montre un GPV avec son étage d'adaptation constitué d'un convertisseur Buck.

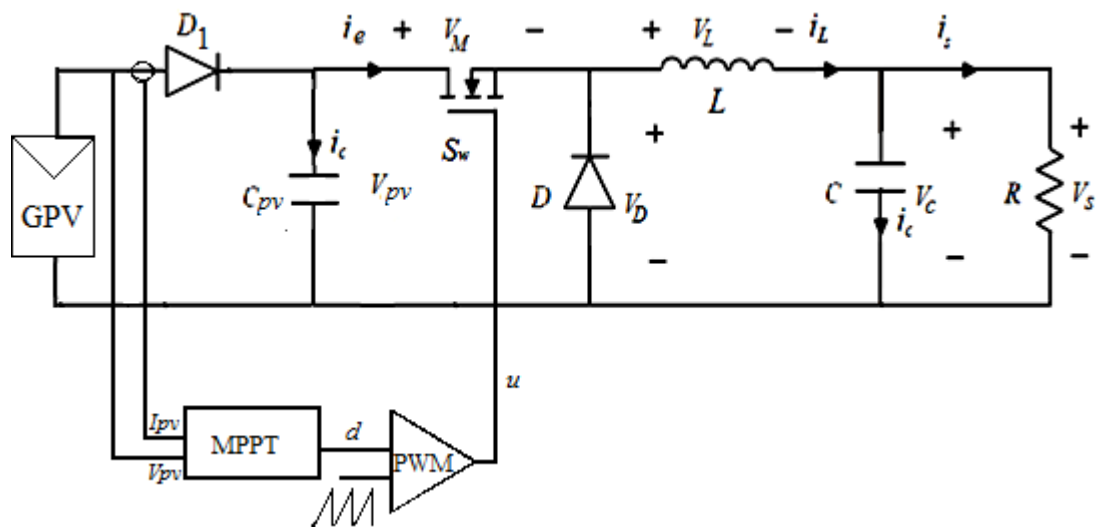


Figure IV.10. Schéma de principe d'un étage d'adaptation abaisseur d'un GPV avec fonction MPPT.

Pour assurer la protection du GPV, nous devons inclure la diode anti-retour  $D_1$ , celle-ci empêchant la batterie de se décharger pendant la nuit.

Par la commande MLI, le convertisseur Buck génère des courants pulsés sur le port d'entrée. Afin d'éviter que les courants pulsés affectent le GPV et pour assurer que le courant délivré par le GPV soit continu, il est nécessaire de placer un condensateur de filtrage  $C_{pv}$  entre le GPV et le convertisseur. Un compromis doit être fait sur la valeur de ce condensateur devant assurer d'un côté un filtrage

suffisant et, de l'autre, ne devant pas avoir une valeur trop élevée pour ne pas ralentir trop la réponse du système.

Pour éliminer complètement la présence des courants pulsés liés au fonctionnement du convertisseur statique et pouvant perturber le GPV, nous pouvons insérer un filtre de deuxième ordre de type LC à l'entrée du Buck.

Pour que le Buck puisse transférer de la puissance électrique instantanément de l'entrée vers la sortie, la tension de sortie doit être inférieure à la tension d'entrée ou, de manière équivalente, le courant de sortie doit être supérieur au courant d'entrée (condition du Buck).

### IV.3.2.2. Étage d'adaptation Boost

La figure (IV.11) montre un GPV avec son étage d'adaptation constitué d'un convertisseur (Boost).

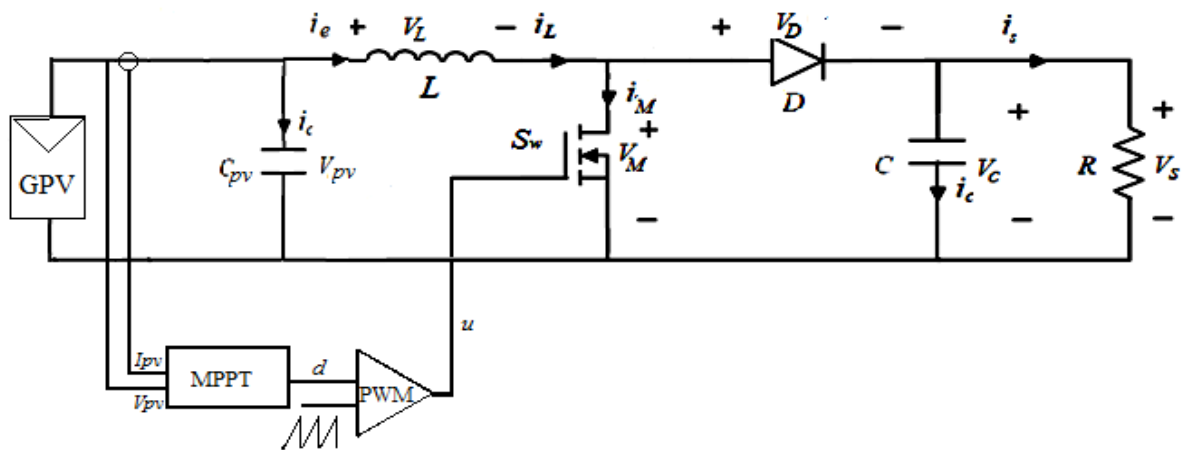


Figure IV.11. Schéma de principe d'un étage d'adaptation survolteur d'un GPV avec fonction MPPT.

## IV.4. Principe de la recherche du point de puissance maximale (MPPT)

Il existe un point de fonctionnement où la puissance débitée est maximale. L'optimisation consiste à réaliser ce point en permanence en agissant de façon automatique sur la charge vue par le générateur cette adaptation de charge dans le principe s'effectue en générale à l'aide d'un convertisseur statique dans les pertes doivent être aussi faibles que possible.

Par définition, une commande MPPT, associée à un étage intermédiaire d'adaptation, permet de faire fonctionner un générateur PV de façon à produire en permanence le maximum de sa puissance. Ainsi, quelles que soient les conditions météorologiques (température et éclairage), la commande du convertisseur place le système au point de fonctionnement maximum ( $V_{mpp}$ ,  $I_{mpp}$ ) [58].

L'adaptation d'impédance est souvent sous forme d'un convertisseur DC-DC comme représenté sur la figure (IV.12).

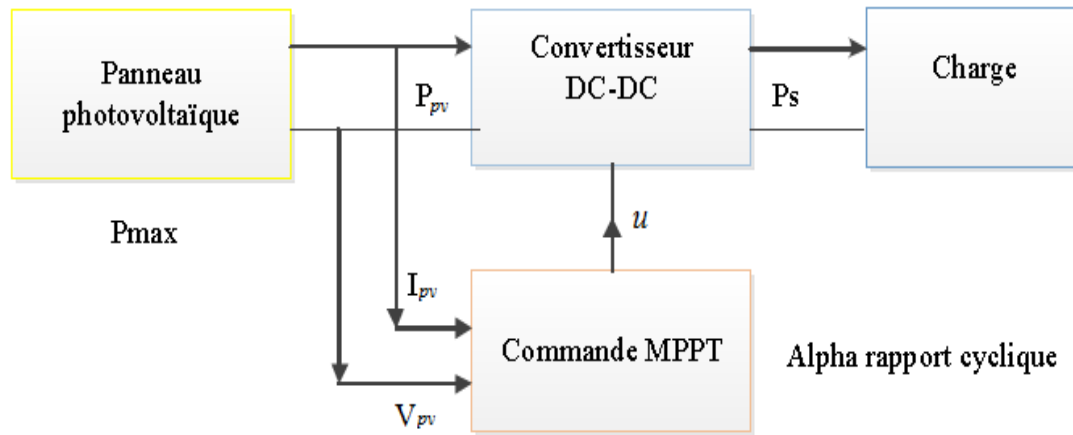


Figure IV.12. Chaîne de conversion d'énergie solaire comprenant une commande MPPT.

#### IV.4.1. Principe de la technique "Perturb and Observe" (P&O)

Le principe de la commande MPPT de type P&O consiste à perturber la tension  $V_{pv}$  d'une faible amplitude autour de sa valeur initiale et d'analyser le comportement de la variation de puissance  $P_{pv}$  qui en résulte ainsi, comme l'illustre la figure (IV.13). On peut déduire que si une incrémentation positive de la tension  $V_{pv}$  engendre un accroissement de la puissance  $P_{pv}$ , cela signifie que le point de fonctionnement se trouve à gauche du PPM. Si au contraire, la puissance décroît, cela implique que le système a dépassé le PPM. Un raisonnement similaire peut être effectué lorsque la tension décroît. à partir de ces diverses analyses sur les conséquences d'une variation de tension sur la caractéristique  $P_{pv}(V_{pv})$ , il est alors facile de situer le point de fonctionnement par rapport au PPM, et de faire alors facile de situer le point de fonctionnement par rapport au PPM, et de faire converger ce dernier vers le maximum de puissance à travers un ordre de commande approprié.

En résumé, si suite à une perturbation de tension, la puissance  $P_{pv}$  augmente, la direction de perturbation est maintenue. Dans le cas contraire, elle est inversée pour reprendre la convergence vers le nouveau PPM. La figure (IV.14) représente l'algorithme classique associé à une commande MPPT de type (P&O), où l'évolution de la puissance est analysée après chaque perturbation de tension [58].

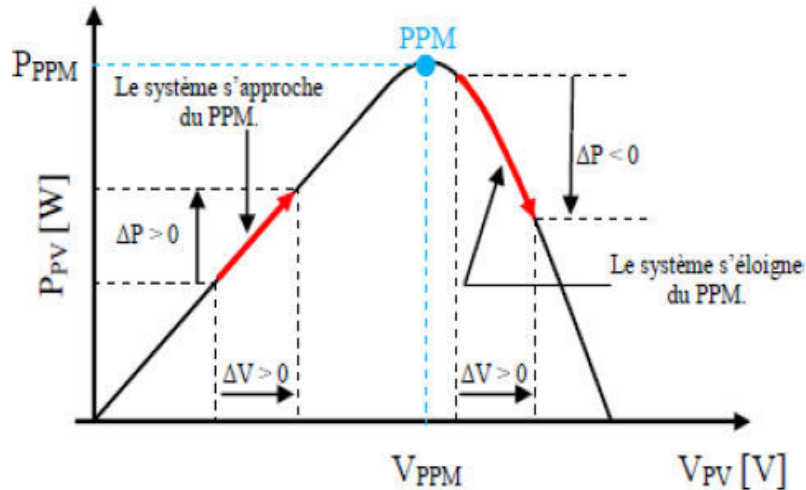


Figure IV.13. Caractéristique  $P_{pv}(V_{pv})$  d'un panneau solaire

Pour ce type de commande, deux capteurs (courant et tension du GPV) sont nécessaires pour déterminer la puissance du GPV à chaque instant.

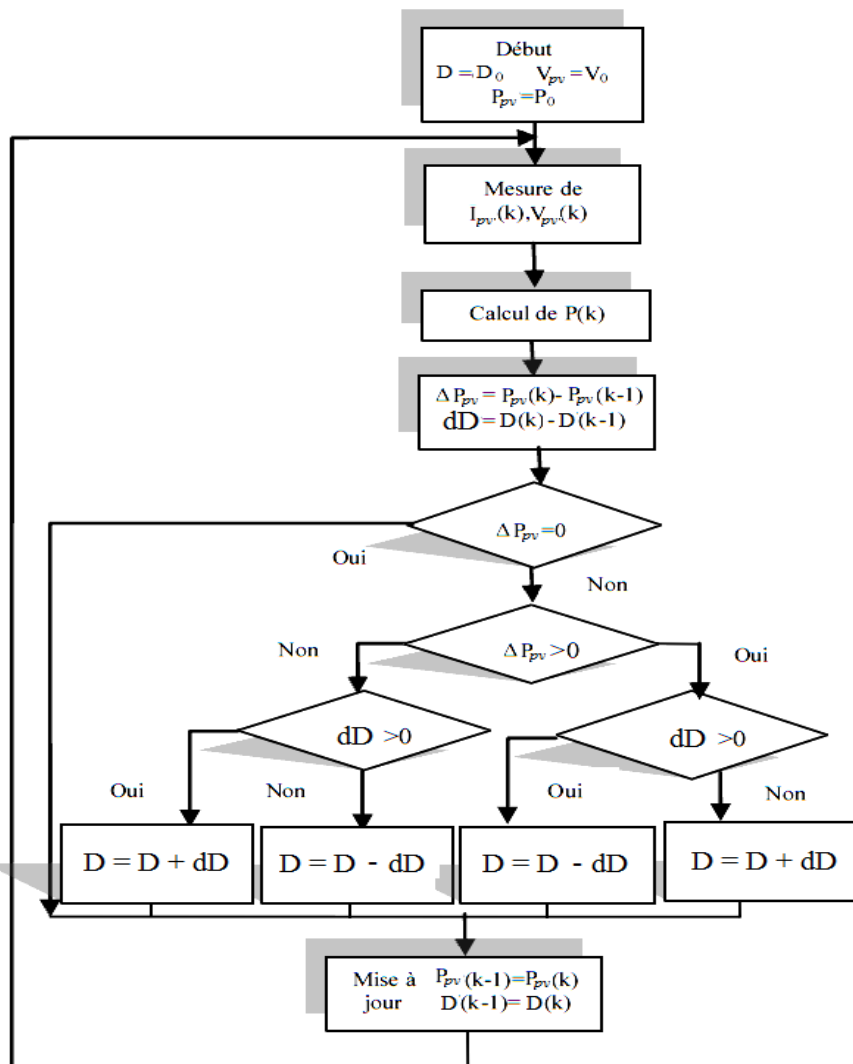


Figure IV.14. Algorithme MPPT perturbation and observation (P&O).

#### IV.4.2. Principe de la technique “Incrément de conductance” (IncCoN)

Pour rechercher les PPM, cette autre technique se base sur la connaissance de la variation de conductance du GPV et des conséquences sur la position du point de fonctionnement par rapport à un PPM.

Cette méthode s’intéresse directement aux variations de la puissance en fonction de la tension. La conductance est une grandeur physique relativement connue : il s’agit du quotient de l’intensité par la tension ( $G = I_{pv}/V_{pv}$ ). La conductance incrémentielle est le quotient de la variation, entre deux instants, de l’intensité par celle de la tension ( $G = dI_{pv} / dV_{pv}$ ). En comparant la conductance  $G$  à la conductance incrémentielle  $\Delta G$ , nous allons chercher le maximum de la courbe, figure (IV.15), en cherchant le point d’annulation de la dérivée de la puissance [58].

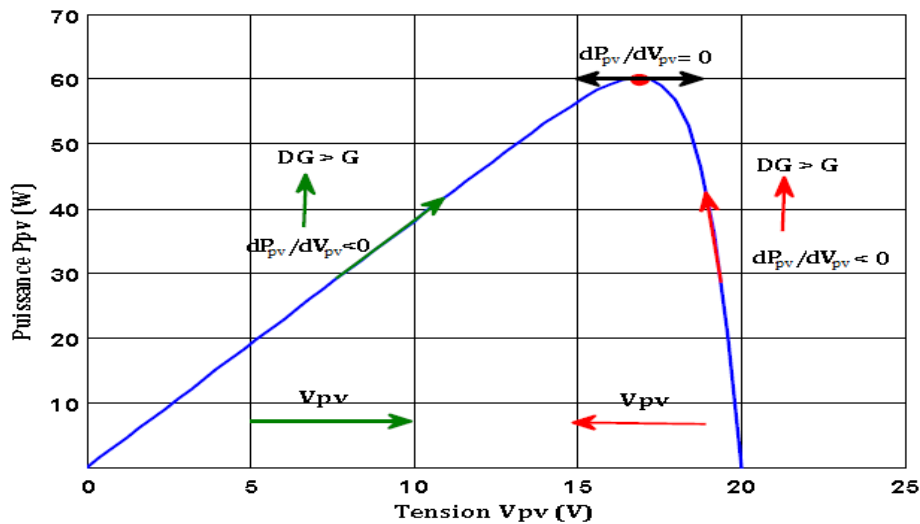


Figure IV.15. Caractéristique de fonctionnement de la méthode IncCond.

La conductance et la variation élémentaire de la conductance (incrément) du module photovoltaïque sont définies respectivement par :

$$G = \frac{I_{pv}}{V_{pv}} \quad (IV.8)$$

Par dérivation on obtient:

$$dG = \frac{dI_{pv}}{dV_{pv}} \quad (IV.9)$$

La caractéristique puissance-tension du GPV, permet d’écrire les conditions suivantes :

- Si  $\frac{dP_{pv}}{dV_{pv}} > 0$ , le point de fonctionnement est à gauche du PPM.
- Si  $\frac{dP_{pv}}{dV_{pv}} = 0$ , le point de fonctionnement est sur le PPM.

- Si  $\frac{dP_{pv}}{dV_{pv}} < 0$ , le point de fonctionnement est sur la droite du PPM.

En utilisant la relation (IV.9), la dérivée de la puissance peut s'écrire sous la forme :

$$\frac{dP_{pv}}{dV_{pv}} = \frac{d(V_{pv} I_{pv})}{dV_{pv}} = I_{pv} \frac{dV_{pv}}{dV_{pv}} + V_{pv} \frac{dI_{pv}}{dV_{pv}} = I_{pv} + V_{pv} \frac{dI_{pv}}{dV_{pv}} \tag{IV.10}$$

- Si  $I_{pv} + V_{pv} \frac{dI_{pv}}{dV_{pv}} = 0$  alors :  $-\frac{I_{pv}}{V_{pv}} = \frac{dI_{pv}}{dV_{pv}}$ , le point de fonctionnement est sur le PPM.
- Si  $I_{pv} + V_{pv} \frac{dI_{pv}}{dV_{pv}} > 0$  alors :  $-\frac{I_{pv}}{V_{pv}} < \frac{dI_{pv}}{dV_{pv}}$ , le point de fonctionnement est à gauche du PPM
- Si  $I_{pv} + V_{pv} \frac{dI_{pv}}{dV_{pv}} < 0$  alors :  $-\frac{I_{pv}}{V_{pv}} > \frac{dI_{pv}}{dV_{pv}}$ , le point de fonctionnement est sur la droite du PPM.

Le PPM peut être atteinte en comparant à chaque instant la valeur de la conductance ( $I_{pv}/V_{pv}$ ) avec celle de l'incrément de conductance ( $dI_{pv}/dV_{pv}$ ). La figure (IV.16) montre l'algorithme de cette méthode, où  $V_{ref}$  représente la tension de référence.

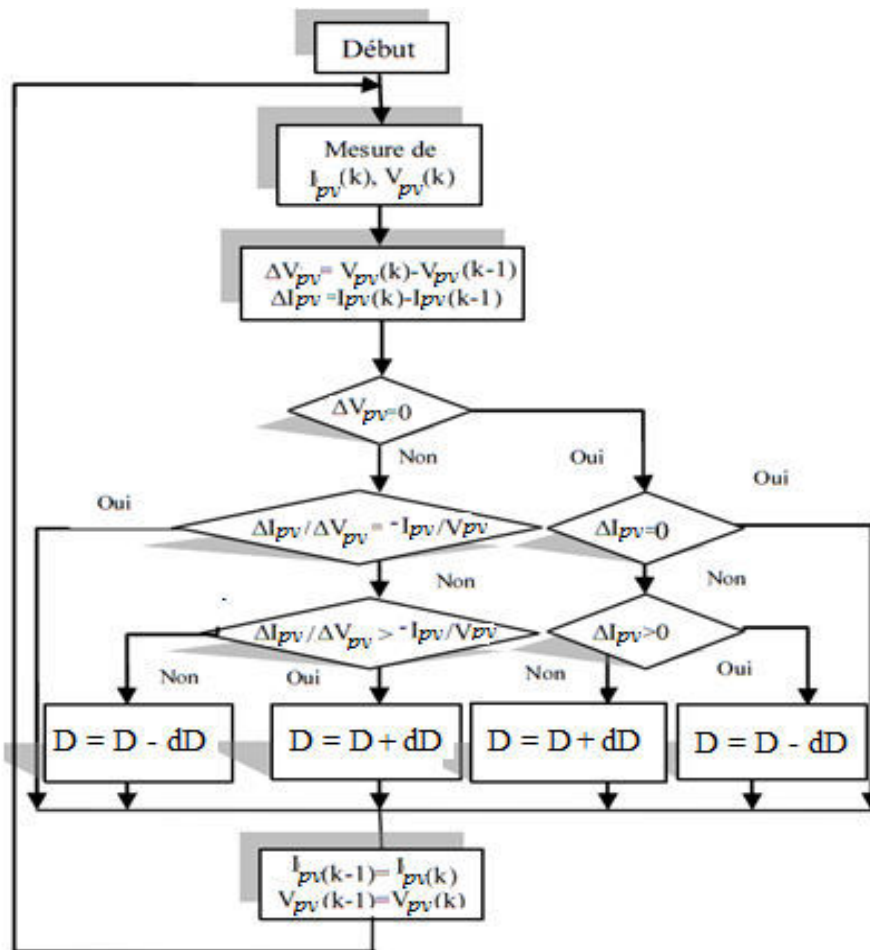


Figure IV.16. Algorithme de la méthode Incrément de conductance (IncCond).

## IV.5. Simulation du système PV pour des variations de température et d'ensoleillement

Le système photovoltaïque étudié est composé du générateur photovoltaïque, d'un convertisseur DC-DC de type Boost ou Buck doté de sa commande MPPT basée sur l'algorithme P&O ou IncCond, d'un générateur à modulation de largeur d'impulsion (MLI) pour contrôler le rapport cyclique du convertisseur pour une charge résistive. Le schéma synoptique est donné par la figure (IV.17)

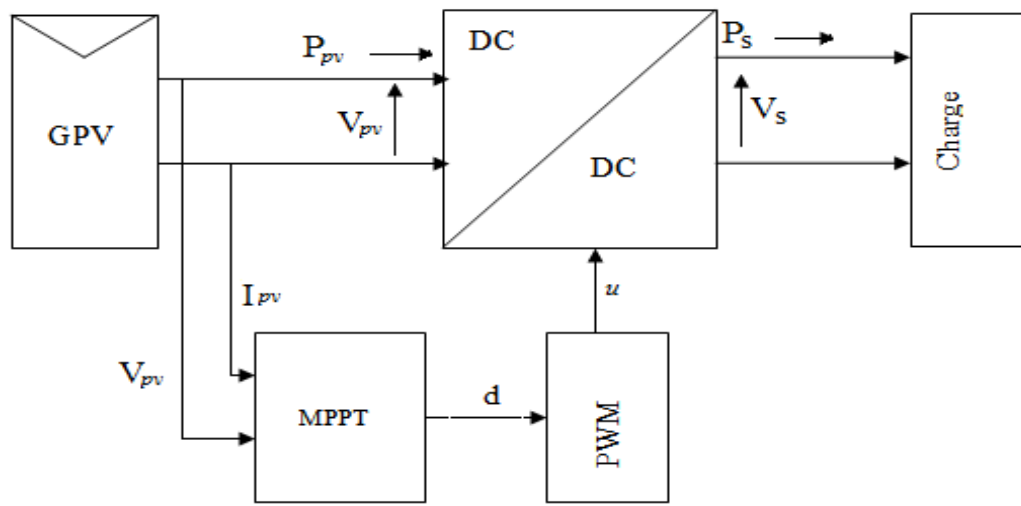


Figure IV.17. Schéma synoptique du système photovoltaïque étudié.

### IV.5.1. Conditions climatiques variables

#### IV.5.1.1. Éclairement variable et température constante

Pour présenter l'effet de l'éclairement  $E$  sur la puissance, on maintient la température à une valeur constante  $T=25^{\circ}\text{C}$  et on fait varier rapidement l'éclairement plusieurs fois dans le sens croissant (200, 600 et 1000)  $\text{W}/\text{m}^2$  puis avec une diminution rapide (1000, 800, 600 et 300)  $\text{W}/\text{m}^2$  pour créer plusieurs points de puissance maximale que le contrôleur doit les suivre.

##### IV.5.1.1.1. Cas du convertisseur Buck

Les figures de (IV.18) à (IV.25) montrent une comparaison entre les deux algorithmes MPPT contrôlant un convertisseur Buck pour différents changements d'ensoleillement  $E(t)$ . Alors que les figures de (IV.26) à (IV.33) illustrent la même étude réalisée sur un convertisseur Boost.

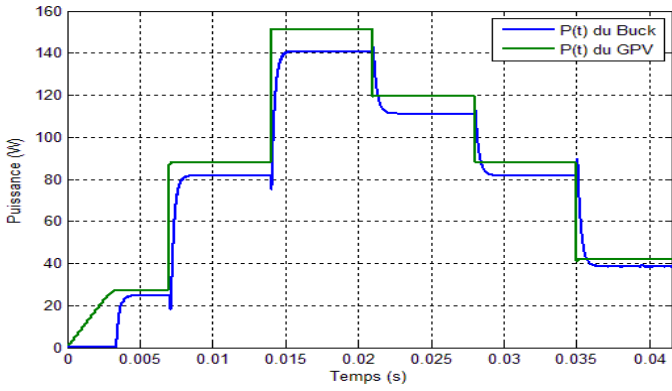


Figure IV.18. Courbes des puissances du GPV/Buck (P&O).

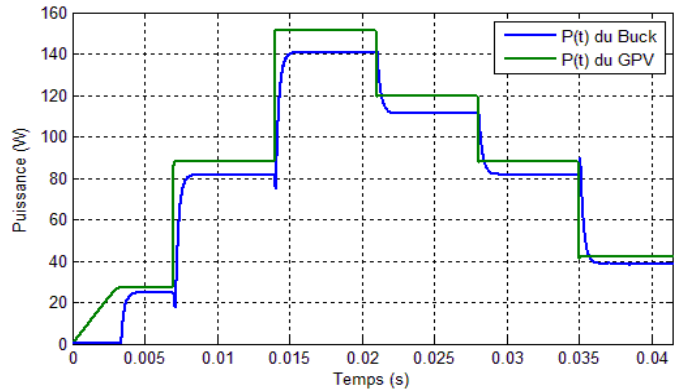


Figure IV.19. Courbes des puissances du GPV/Buck (IncCond)

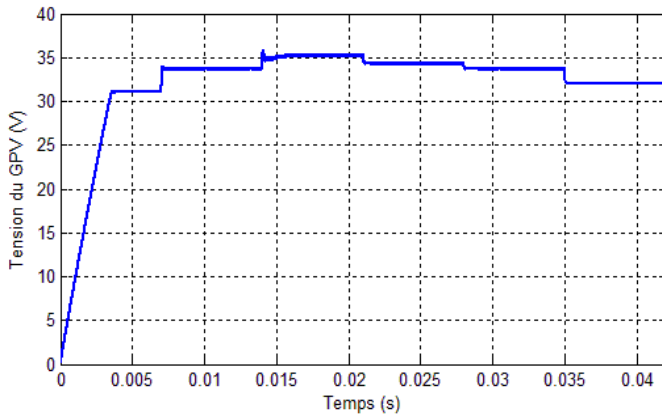


Figure IV.20. Courbe de tension  $V(t)$  du GPV (P&O)

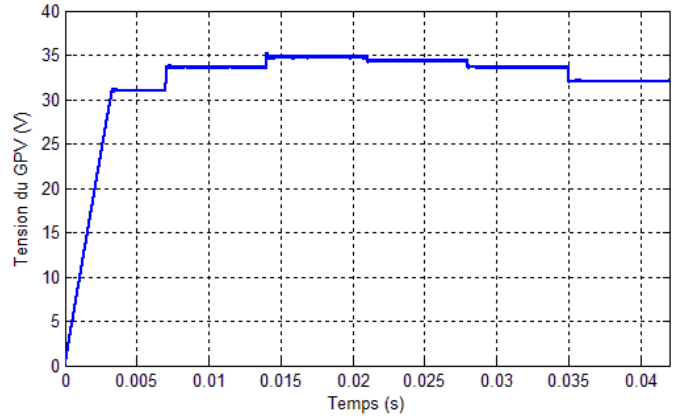


Figure IV.21. Courbe de tension  $V(t)$  du GPV (IncCond)

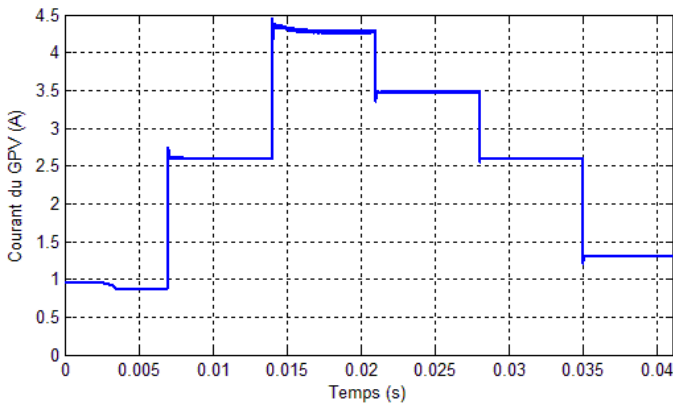


Figure IV.22. Courbe de courant  $I(t)$  du GPV (P&O).

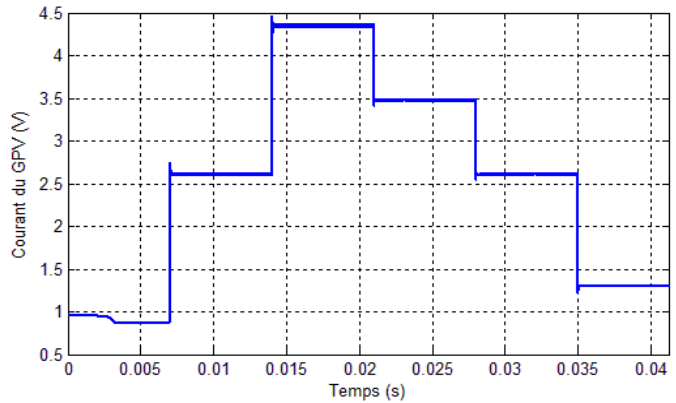


Figure IV.23. Courbe de courant  $I(t)$  du GPV (IncCond)

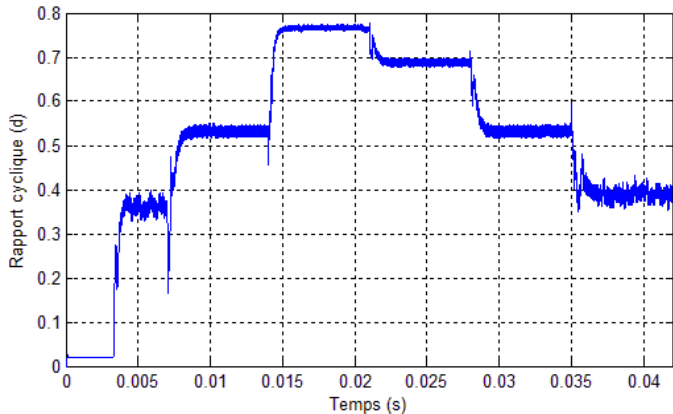


Figure IV.24. Courbe de rapport cyclique  $d(t)$  du GPV (P&O).

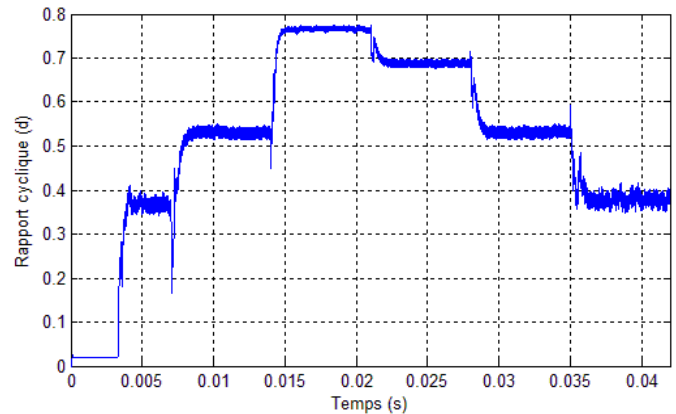


Figure IV.25. Courbe de rapport cyclique  $d(t)$  du GPV (IncCond).

IV.5.1.1.2. Cas du convertisseur Boost

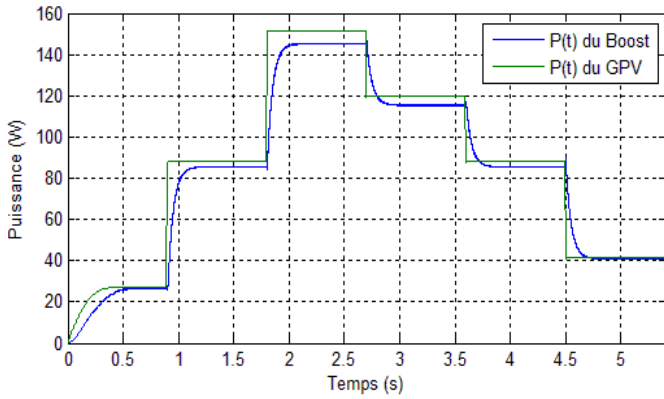


Figure IV.26. Courbes des puissances du GPV/Boost(P&O).

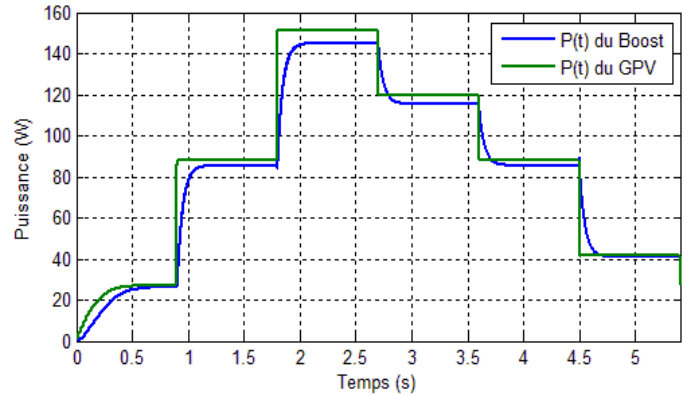


Figure IV.27. Courbes des puissances du GPV/Boost(IncCond).

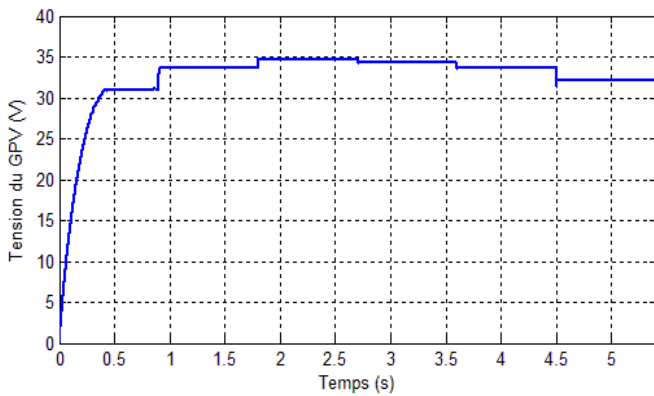


Figure IV.28. Courbe de tension  $V(t)$  du GPV (P&O).

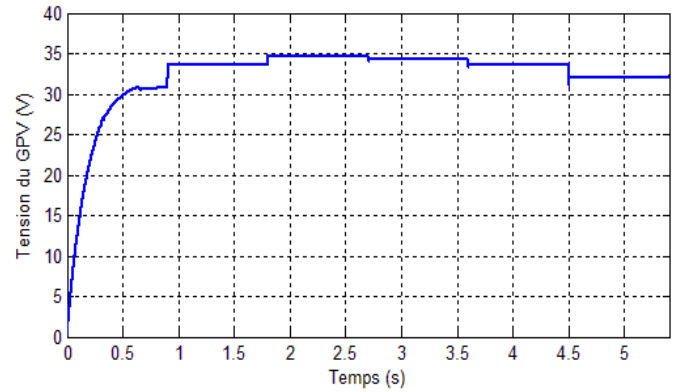


Figure IV.29. Courbe de tension  $V(t)$  du GPV (IncCond).

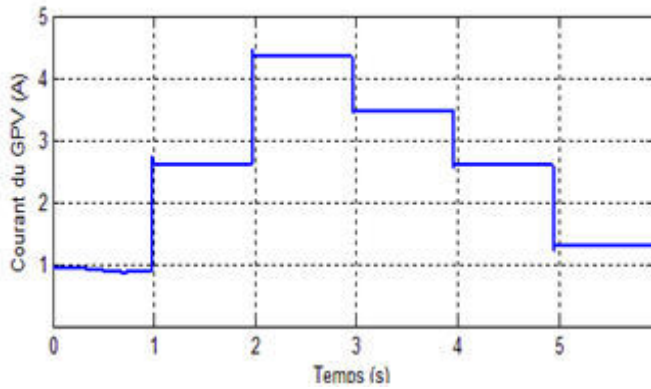


Figure IV.30. Courbe de courant  $I(t)$  du GPV (P&O).

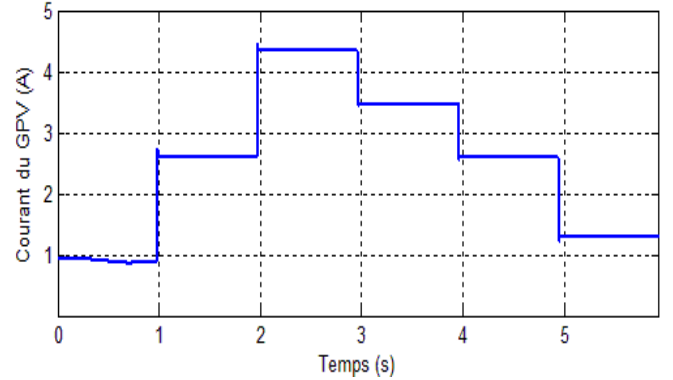


Figure IV.31. Courbe de courant  $I(t)$  du GPV (IncCond).

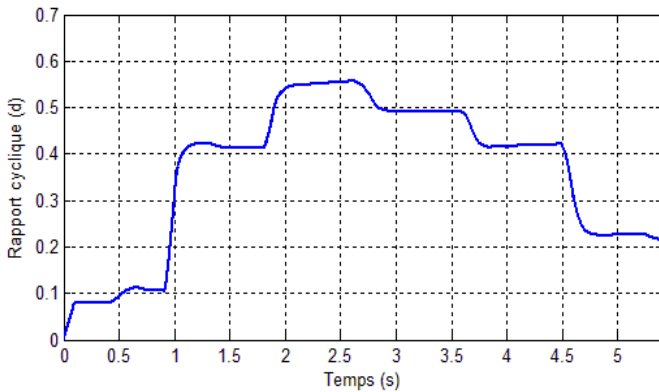


Figure IV.32. Courbe de rapport cyclique  $d(t)$  du GPV (P&O).

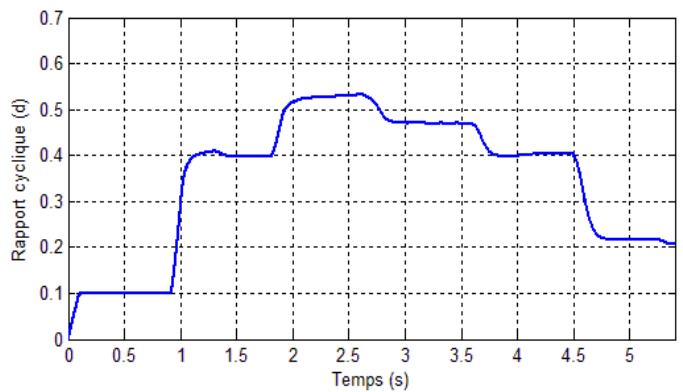


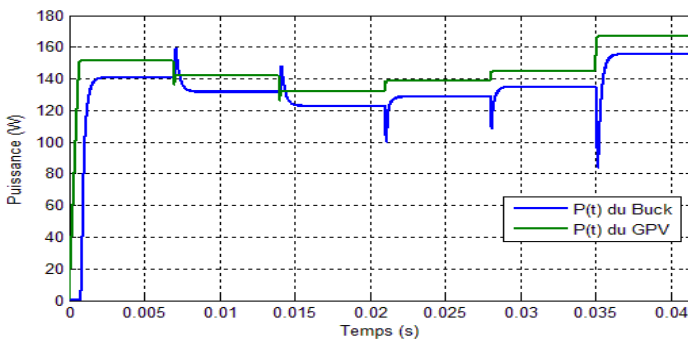
Figure IV.33. Courbe de rapport cyclique  $d(t)$  du GPV (IncCond).

Les résultats de simulation pour les deux convertisseurs montrent que la variation de l'éclairement provoque une légère variation de la tension d'entrée du convertisseur tandis que l'augmentation du courant est importante, la variation étant faible à cause du point de fonctionnement imposé d'une part par la charge, et d'autre part par la commande MPPT qui garantit un fonctionnement autour du PPM. Comme il est prévisible on remarque qu'il existe une relation de proportionnalité entre la puissance et l'éclairement.

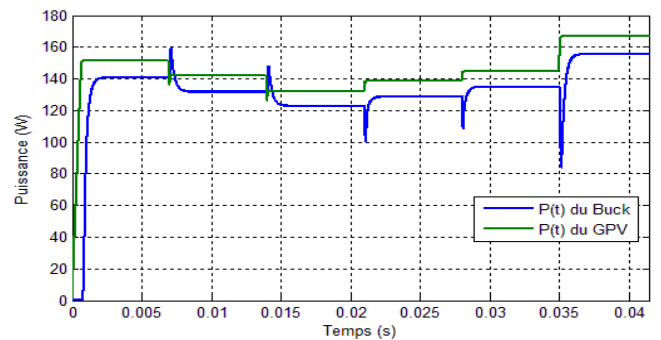
**IV.5.1.2. Température variable et éclairement constante**

Pour présenter l'effet de la température  $T$  sur la tension, on maintient l'éclairement à une valeur constante  $E= 1000 \text{ W/m}^2$  et on fait varier rapidement la température plusieurs fois dans le sens croissant (25, 40 et 55) °C puis avec une diminution rapide (45, 35 et 0) °C. Les figures (IV.34 à IV.41) montrent une comparaison entre les deux algorithmes pour divers signaux pour des changements rapides de la température  $T(t)$ . Le comportement dynamique du Boost pour une température variable est illustré par les figures de (IV.42) à (IV.49).

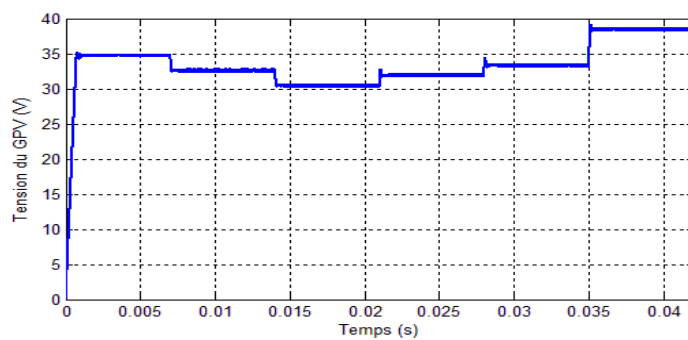
**IV.5.1.2.1. Cas du convertisseur Buck**



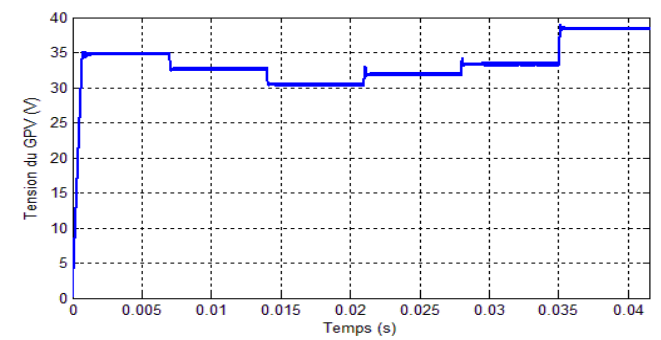
**Figure IV.34.** Courbes des puissances du GPV/Buck (P&O).



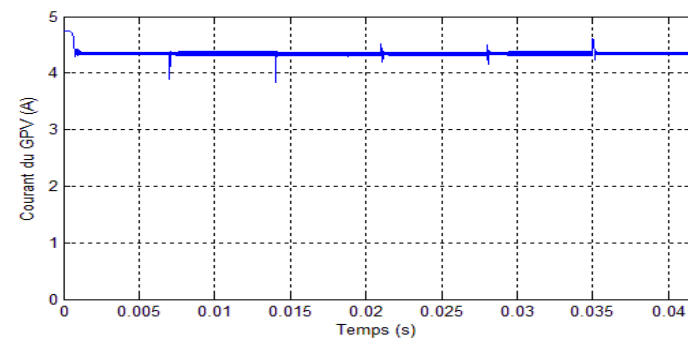
**Figure IV.35.** Courbes des puissances du GPV/Buck(IncCond).



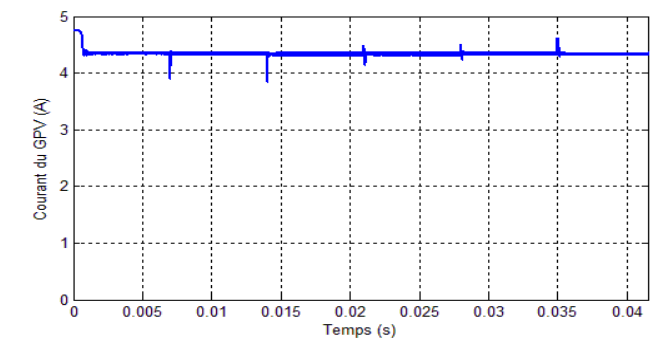
**Figure IV.36.** Courbe de tension  $V(t)$  du GPV (P&O).



**Figure IV.37.** Courbe de tension  $V(t)$  du GPV (IncCond).



**Figure IV.38.** Courbe de courant  $I(t)$  du GPV (P&O).



**Figure IV.39.** Courbe de courant  $I(t)$  du GPV (IncCond).

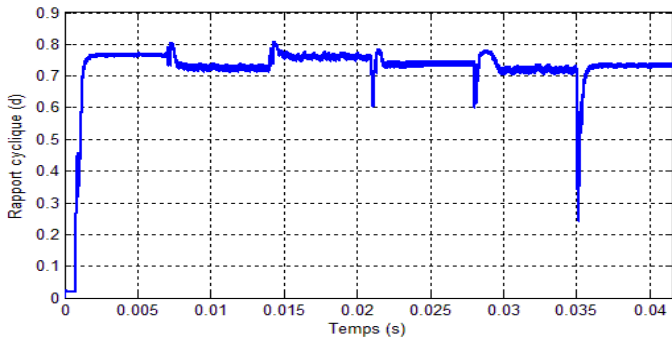


Figure IV.40. Courbe de rapport cyclique  $d(t)$  du GPV (P&O).

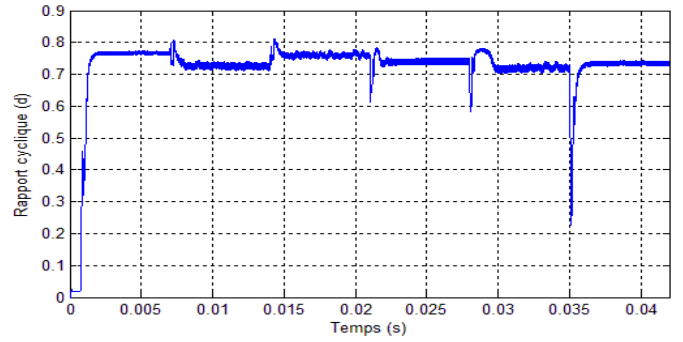


Figure IV.41. Courbe de rapport cyclique  $d(t)$  du GPV (IncCond).

**IV.5.1.2.2. Cas du convertisseur Boost**

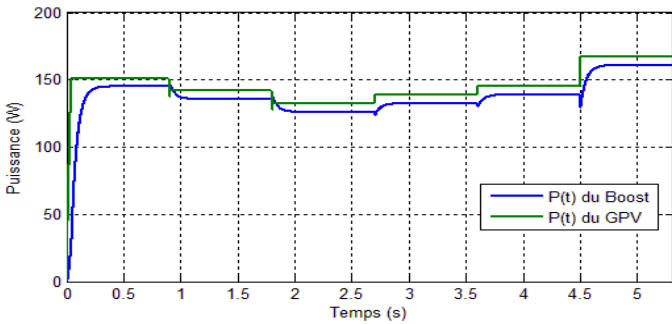


Figure IV.42. Courbes des puissances du GPV/Boost(P&O).

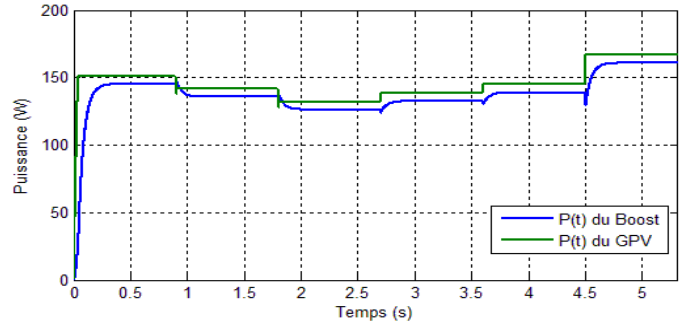


Figure IV.43. Courbes des puissances du GPV/Boost(IncCond).

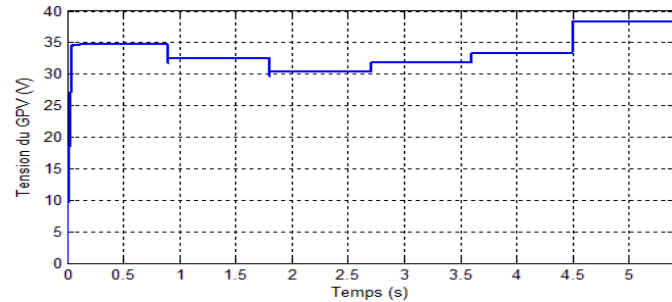


Figure IV.44. Courbe de tension  $V(t)$  du GPV (P&O).

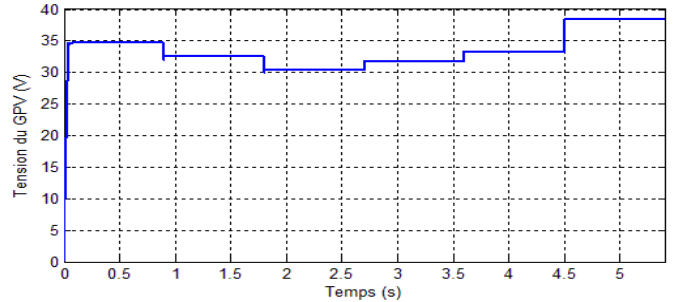


Figure IV.45. Courbe de tension  $V(t)$  du GPV (IncCond).

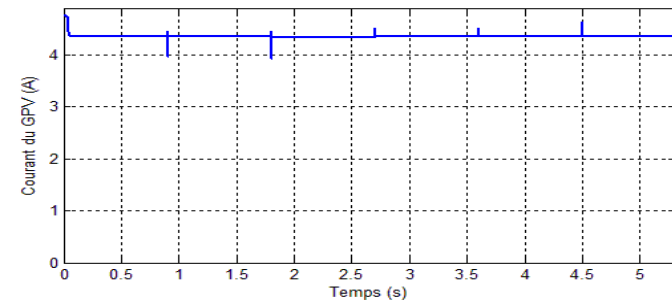


Figure IV.46. Courbe de courant  $I(t)$  du GPV (P&O).

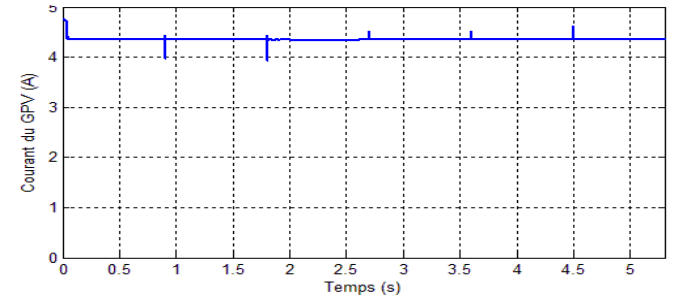


Figure IV.47. Courbe de courant  $I(t)$  du GPV (IncCond).

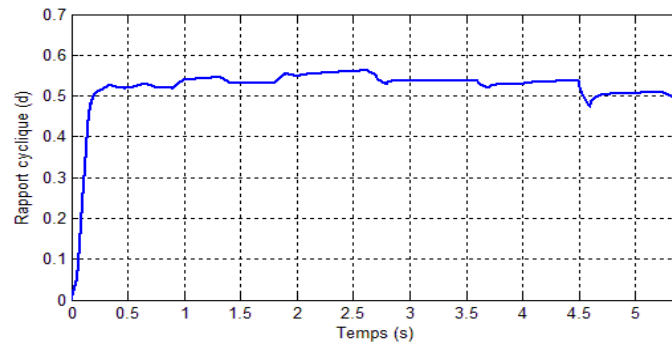


Figure IV.48. Courbe de rapport cyclique  $d(t)$  du GPV (P&O).

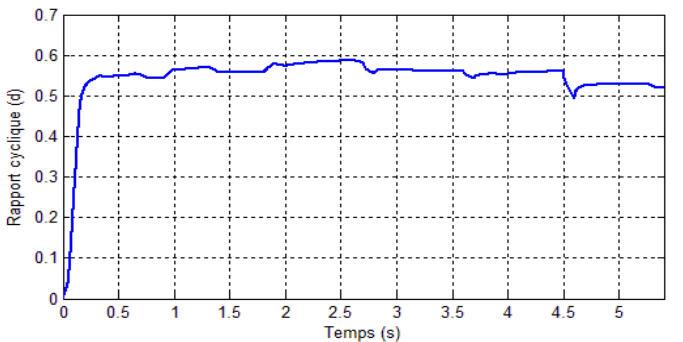


Figure IV.49. Courbe de rapport cyclique  $d(t)$  du GPV (IncCond).

D'après les résultats de simulation obtenus, on remarque qu'une variation rapide de la température (soit une augmentation ou une diminution) provoque une variation considérable de la tension ( $V_{pv}$ ), par contre le courant  $I_{pv}$  dans ce cas varie légèrement. Ainsi on constate que les courbes de puissance, de tension et du courant présentent des oscillations dans le régime permanent.

Généralement, les résultats de simulation montrent bien que le système est stable pour les variations brusques de la température et/ou de l'ensoleillement, et le système atteint son état d'équilibre dans un temps assez court.

#### IV.6. Comparaison entre les deux algorithmes MPPT (P&O et IncCond)

Les algorithmes MPPT P&O et IncCond sont simulés et comparés dans les mêmes conditions. Il est connu que lorsque les conditions atmosphériques changent brusquement, le P&O MPPT oscille près du PPM, tandis que l'algorithme IncCond trouve la PPM avec précision. La comparaison entre les deux algorithmes est donnée dans le tableau (IV.2) pour un convertisseur Buck par exemple.

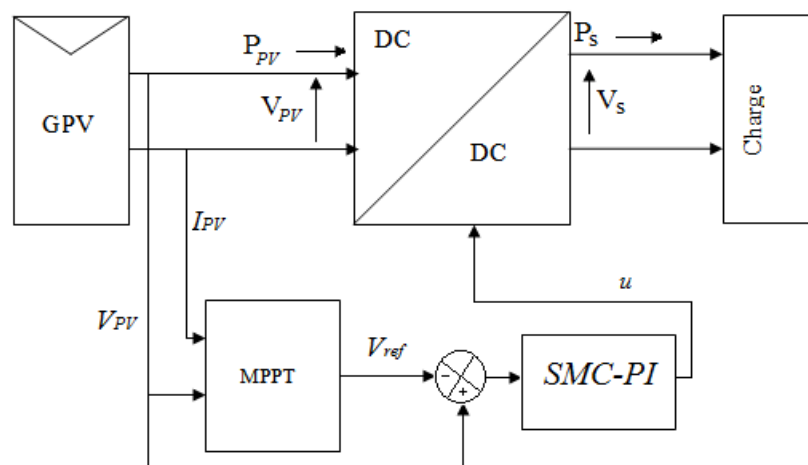
**Tableau IV.2:** Comparaison entre les deux algorithmes MPPT (P&O et IncCond)

	Courant $i_s$	Tension $V_s$	Puissance $P_s$	Temps de repense	Précision
P&O MPPT	6.872 A	20.58 V	141.42 W	0.002 s	-
IncCond MPPT	6.871-6.874 A	20.58-20.595 V	141.4-141.57 W	0.0021 s	+

Bien que généralement l'algorithme IncCond est plus performant par rapport au P&O, le tableau IV.2 montre qu'il n'y a aucune différence sensible entre les deux méthodes dans le régime permanent.

#### IV.7. Commande hybride MPPT SMC-PI des convertisseurs Buck et Boost

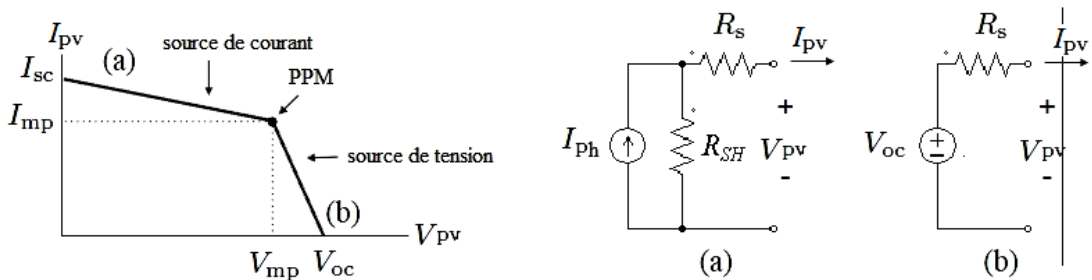
Dans cette section nous introduisons une approche hybride pour piloter un convertisseur DC-DC intégré dans une chaîne photovoltaïque. La figure (IV.50) illustre le principe de la commande hybride MPPT SMC-PI d'un convertisseur DC-DC.



**Figure IV.50.** Principe de la commande hybride MPPT SMC-PI.

### IV.7.1. Modélisation de la cellule photovoltaïque

La figure (IV.51) montre la courbe simplifiée de tension et courant du module photovoltaïque et les circuits linéaires équivalents de module photovoltaïque obtenu à partir de circuit de la figure (IV.2). Pour les tensions de sortie inférieures à  $V_{mp}$ , la module se comporte comme une source de courant (segment a) et pour des tensions supérieures à  $V_{mp}$ , il devient une source de tension (segment b) [62].



**Figure IV.51.** Courbe simplifiée de  $I_{pv}(V_{pv})$  du module photovoltaïque et les circuits linéaires équivalents de module photovoltaïque

Comme noté sur la Figure (IV.51), le module photovoltaïque a un point de puissance maximale (PPM). Idéalement, le module doit fonctionner à ce point afin d'offrir le maximum disponible puissance instantanée. Bien sûr, dans certaines applications à la pleine puissance peut ne pas être souhaitable dans certaines situations, donc un autre point de fonctionnement peut être choisi.

Dans les systèmes connectés au réseau, le générateur photovoltaïque est forcé de fonctionner à la PPM tous les temps afin d'en extraire et alimenter le réseau avec la puissance instantanée maximale disponible, Dans de nombreuses publications sur les systèmes photovoltaïques, le circuit de la Figure (IV.51.a) est utilisé comme un modèle linéaire du module. Ce circuit reflète le fonctionnement sur le segment a, indiqué sur la Figure (IV.51). Toutefois, ce circuit décrit le comportement du module seulement dans la zone de source de courant. Lorsque  $V_{pv} > V_{mp}$ , ce modèle ne représente pas correctement le module puisque la gamme de fonctionnement assez court [62].

Bien que le circuit de la Figure (IV.51.a), ne puisse représenter le module de PV dans toute sa plage de fonctionnement, il est considéré comme un modèle linéaire du module. Il est donc possible de conclure que le système de contrôle de rétroaction (feedback) conçu pour la

région de source de courant du réseau photovoltaïque s'adaptera automatiquement pour l'opération dans la région source de tension [62].

Afin de rendre plus facile le processus de modélisation des systèmes PV-Buck et PV-Boost, nous considérons que le générateur photovoltaïque fonctionne comme une source de courant constant.

Avec cette simplification, le module photovoltaïque peut être représenté par un simple circuit équivalent de Thévenin de la Figure (IV.52). Il est plus facile à utiliser une résistance équivalente  $R_{TH}$  au lieu d'utiliser une résistance shunt ( $R_{SH}$ ) et une résistance série ( $R_S$ ) du modèle de module de PV. En utilisant un de ces modèles, avec une source de courant  $I_{ph}$  ou avec une tension équivalente de Thévenin  $V_{TH}$ , une seule source d'énergie apparaît dans le modèle moyen (Source de courant ou de tension). Ces deux modèles peuvent être choisis arbitrairement et les relations suivantes sont valables [63].

$$R_{TH} = R_S + R_{SH}$$

$$V_{TH} = I_{ph} R_{SH}$$

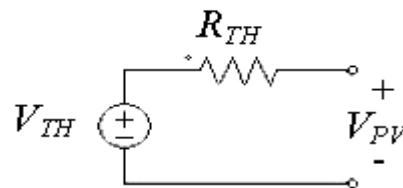


Figure IV.52. Circuit équivalent de Thévenin du module PV fonctionnant comme une source de courant constant.

## IV.7.2. Modélisation des convertisseurs Buck et Boost

### IV.7.2.1. Commande MPPT hybride SMC-PI du convertisseur Buck

#### IV.7.2.1.1 Structure

En remplaçant le GPV par son modèle équivalent de Thevenin, le circuit électrique du convertisseur Buck raccordé à un GPV fonctionnant comme une source de courant est présenté par la figure (IV.53).

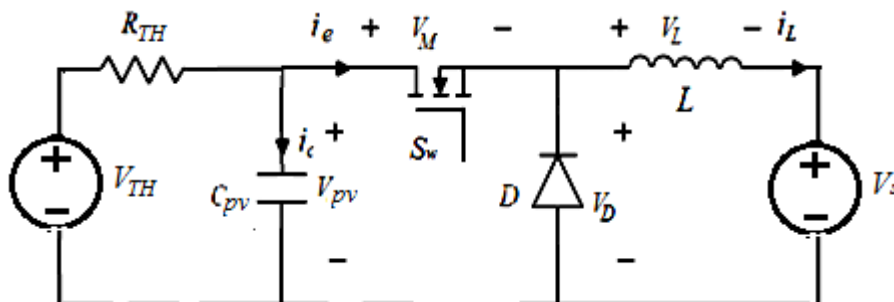


Figure IV.53. Schéma du convertisseur Buck raccordé à un GPV

Si le GPV fonctionne comme une source de courant alors [62][63]:

$$V_{TH} = I_{ph} R_{sh} \tag{IV.11}$$

$$R_{TH} = R_s + R_{sh} \tag{IV.12}$$

Ou:

$$R_{sh} = \frac{V_{mp}}{I_{sc} - I_{mp}} - R_s \tag{IV.13}$$

et:

$$R_s = \frac{V_{oc} - V_{mp}}{I_{mp}} \tag{IV.14}$$

Le courant  $I_{pv}$  peut être calculé par la relation suivante:

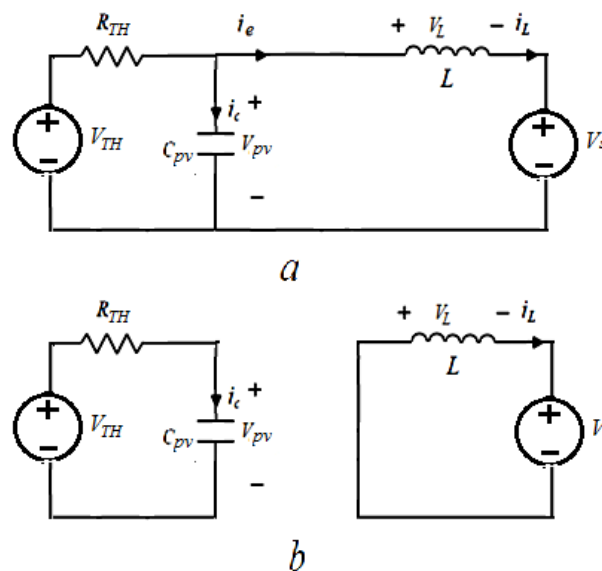
$$I_{ph} = I_{sc} \frac{R_s + R_{sh}}{R_{sh}} \tag{IV.15}$$

Généralement si  $V_{mp} < V_{pv} < V_{oc}$ , le GPV fonctionne comme une source de tension, ce modèle n'est pas valable pour le cas le plus sévère.

D'un autre cote, si  $0 < V_{pv} < V_{mp}$ , le GPV fonctionne comme une source de courant. C'est le modèle qui sera adopté par la suite.

#### IV.7.2.1.2. Modèle instantané

La figure (IV.54) montre les deux états de fonctionnement de figure (IV.53).



**Figure IV.54.** Circuits équivalents du convertisseur Buck connecté à un GPV : (a)  $S_w$  fermé, (b)  $S_w$  ouvert.

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

$$L \frac{di_L}{dt} = V_{pv} - V_s \tag{IV.16}$$

$$C_{pv} \frac{dV_{pv}}{dt} = -\frac{V_{pv}}{R_{TH}} + \frac{V_{TH}}{R_{TH}} - i_L \tag{IV.17}$$

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

$$L \frac{di_L}{dt} = -V_s \tag{IV.18}$$

$$C_{pv} \frac{dV_{pv}}{dt} = -\frac{V_{pv}}{R_{TH}} + \frac{V_{TH}}{R_{TH}} \tag{IV.19}$$

**IV.7.2.1.3. Modèle moyen**

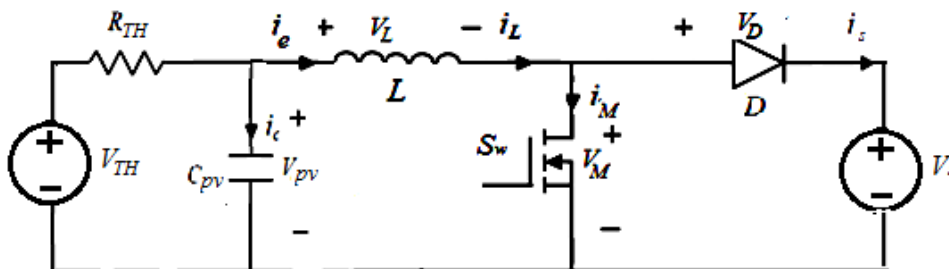
L'équation générale du modèle moyen qui régit le fonctionnement du convertisseur Buck raccordé à un GPV est :

$$\begin{cases} \frac{di_L}{dt} = u \left( \frac{V_{pv}}{L} + \frac{V_s}{L} \right) - \frac{V_s}{L} \\ \frac{dV_{pv}}{dt} = -u \frac{i_L}{C_{pv}} - \frac{V_{pv}}{C_{pv} R_{TH}} + (2u - 1) \frac{V_{TH}}{C_{pv} R_{TH}} \end{cases} \tag{IV.20}$$

**IV.7.2.2. Commande MPPT hybride SMC-PI du convertisseur Boost**

**IV.7.2.2.1 Structure**

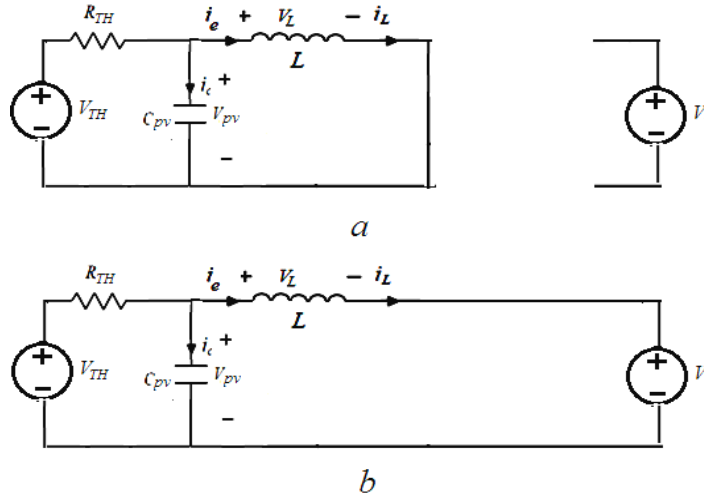
En remplaçant le GPV par son modèle équivalent de Thevenin, le circuit électique du convertisseur Boost raccordé à un GPV fonctionnant comme une source de courant est présenté par la figure (IV.55).



**Figure IV.55.** Schéma du convertisseur Boost raccordé à un GPV

**IV.7.2.2.2. Modèle instantané**

La figure (IV.56) montre les deux états de fonctionnement de la figure (IV.55).



**Figure IV.56.** Circuits équivalents du convertisseur Boost raccordé à un GPV: (a)  $S_w$  fermé, (b)  $S_w$  ouvert

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

$$L \frac{di_L}{dt} = V_{pv} \tag{IV.21}$$

$$C_{pv} \frac{dV_{pv}}{dt} = i_{pv} - i_L \tag{IV.22}$$

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

$$L \frac{di_L}{dt} = V_{pv} - V_s \tag{IV.23}$$

$$C_{pv} \frac{dV_s}{dt} = i_{pv} - i_L \tag{IV.24}$$

**IV.7.2.2.3. Modèle moyen**

L'équation générale du modèle moyen qui régit le fonctionnement du convertisseur Boost raccordé à un GPV est :

$$\begin{cases} \frac{di_L}{dt} = \frac{V_{pv}}{L} - \frac{V_s}{L}(1-u) \\ \frac{dV_{pv}}{dt} = \frac{i_{pv} - i_L}{C_{pv}} \end{cases} \tag{IV.25}$$

### IV.7.3. Analyse de la boucle interne du courant

#### IV.7.3.1. Pour le convertisseur Buck

Pour la boucle interne, la surface de glissement est la suivante:

$$S = i_L - i_{Lref} \quad (IV.26)$$

Pour la synthèse d'un correcteur par mode de glissement pour un convertisseur Buck, la loi de commande adoptée est celle présentée par l'équation (IV.27).

$$u = \frac{1}{2} (1 - \text{sign}(S)) = 1 \text{ si } S < 0 \text{ ou } 0 \text{ si } S > 0 \quad (IV.27)$$

Cette structure de contrôle est vérifiée lorsque la stabilité de la boucle de courant est analysée. La condition d'existence de mode de glissement peut être obtenue avec la fonction de Lyapunov [56]. Une telle fonction peut être donnée par:

$$V = \frac{1}{2} S^2 > 0 \text{ si } S \neq 0 \quad (IV.28)$$

La dérivée de la surface de glissement est:

$$\dot{S} = \dot{i}_L - \dot{i}_{Lref} = u \left( \frac{V_{pv}}{L} + \frac{V_s}{L} \right) - \frac{V_s}{L} - \dot{i}_{Lref} \quad (IV.29)$$

Avec l'équation (IV.28), la dérivée de  $V$  est:

$$\dot{V} = S\dot{S} = S \left[ \frac{1}{2} \frac{(1 - \text{sign}(S))}{L} (V_{pv} + V_s) - \frac{V_s}{L} - \dot{i}_{Lref} \right] \leq \frac{1}{2} \frac{|S| (|V_{pv} - V_s - 2Li_{Lref}| - V_{pv} - V_s)}{L} \quad (IV.30)$$

Par conséquent, la condition suffisante pour  $\dot{V} < 0$  est:

$$|V_{pv} - V_s - 2Li_{Lref}| - V_{pv} - V_s < 0 \quad (IV.31)$$

Avec  $2Li_{Lref} = 0$  car  $\dot{i}_{Lref} = 0$ , alors L'inégalité (IV.31) conduit à:

$$0 < V_s + Li_{Lref} < V_{pv} + V_s \quad (IV.32)$$

#### IV.7.3.2. Pour le convertisseur Boost

La surface de glissement adoptée dans ce cas est:

$$S = i_L - i_{Lref} \quad (IV.33)$$

Pour le convertisseur Boost, le système de contrôle est:

$$u = \frac{1}{2} (1 - \text{sign}(S)) = 1 \text{ si } S < 0 \text{ ou } 0 \text{ si } S > 0 \quad (IV.34)$$

Démontrons maintenant que la commande discontinue adoptée par l'équation (IV.34) garantit la condition de glissement au moins dans une zone entourant le point d'équilibre.

L'existence du régime glissant impose que  $S$  et  $\dot{S}$  tendent vers zéro lorsqu'on se rapproche de la surface de glissement. Il faut donc prouver les conditions d'existence du régime glissant dans un espace proche de la surface de glissement. Soit la fonction de Lyapunov suivante :

$$V = \frac{1}{2} S^2 > 0 \text{ si } S \neq 0 \quad (\text{IV.35})$$

La dérivée de l'équation (IV.33) est:

$$\dot{S} = \dot{i}_L - \dot{i}_{Lref} = \frac{V_{pv}}{L} - \frac{V_s}{L}(1-u) - \dot{i}_{Lref} \quad (\text{IV.36})$$

Avec l'équation (IV.36), la dérivée de  $V$  est:

$$\dot{V} = S\dot{S} = S \left[ \frac{V_{pv}}{L} - \frac{1}{2} \frac{V_s(1+\text{sign}(S))}{L} - \dot{i}_{Lref} \right] \leq \frac{1}{2} \frac{|S| (|-V_s + 2V_{pv} - 2L\dot{i}_{Lref}| - V_s)}{L} \quad (\text{IV.37})$$

Si  $S > 0$  la commande  $u$  est égale à 0 et la condition de glissement impose que  $\dot{S}$  soit négatif. En remplaçant  $u$  par sa valeur dans l'équation (IV.37), nous déterminons la condition d'existence du régime glissant c'est-à-dire si  $\dot{S} < 0$  :

$$|-V_s + 2V_{pv} - 2L\dot{i}_{Lref}| - V_s < 0 \quad (\text{IV.38})$$

L'inégalité (IV.38) conduit à:

$$0 < V_s - V_{pv} + L\dot{i}_{Lref} < V_s \quad (\text{IV.39})$$

## IV.7.4. Analyse en boucle fermée

### IV.7.4.1. Pour le convertisseur Buck

Dans le mode de glissement, la commande équivalente peut être envisagée. Une fois que le système est en mode de glissement nous avons  $S = 0$  et  $\dot{S} = 0$  attendue. Le  $u$  de commande discontinue dans  $\dot{S} = 0$ , peut être remplacée par un contrôle continu équivalent  $u_{eq}$ , et  $\dot{S} = 0$  est résolu pour  $u_{eq}$ . En régime glissant on a:

$$S = i_L - i_{Lref} = 0 \quad (\text{IV.40})$$

Alors:

$$\dot{S} = u \left( \frac{V_{pv}}{L} + \frac{V_s}{L} \right) - \frac{V_s}{L} - \dot{i}_{Lref} = 0 \quad (\text{IV.41})$$

La résolution de l'équation (IV.41) pour  $u_{eq}$  donne:

$$u_{eq} = \frac{V_s + L\dot{i}_{Lref}}{V_{pv} + V_s} \quad (\text{IV.42})$$

Avec  $V_{pv} + V_s > 0$ , divisant l'inégalité (IV.32) par  $V_{pv} + V_s$ , on obtient:

$$0 < \left( u_{eq} = \frac{V_s + L \dot{i}_{Lref}}{V_{pv} + V_s} \right) \leq 1 \quad (IV.43)$$

Alors la commande équivalente est une continue qui doit être bornée entre 0 et 1.

#### IV.7.4.2. Pour le convertisseur Boost

Pour déterminer la condition de stabilité sur la surface de glissement, on se sert de la notion de la commande équivalente. En posant  $S = 0$  et  $\dot{S} = 0$  on obtient l'expression de la commande équivalente ( $u_{eq}$ ) à partir du modèle du convertisseur.

$$S = i_L - i_{Lref} = 0 \quad (IV.44)$$

Alors:

$$\dot{S} = \frac{V_{pv} - V_s(1 - u_{eq})}{L} - \dot{i}_{Lref} = 0 \quad (IV.45)$$

En remplaçant  $u$  par l'expression  $u_{eq}$  de la commande équivalente, on obtient:

$$u_{eq} = \frac{V_s - V_{pv} + \dot{i}_{Lref}}{V_s} \quad (IV.46)$$

Avec  $V_s > 0$ , divisant l'inégalité (IV.39) par  $V_s$  rend:

$$0 < \left( u_{eq} = \frac{V_s - V_{pv} + \dot{i}_{Lref}}{V_s} \right) < 1 \quad (IV.47)$$

Alors la commande équivalente est une grandeur continue  $u_{eq}$  bornée entre 0 et 1.

### IV.7.5. Analyse de la boucle externe de la tension

#### IV.7.5.1. Pour le convertisseur Buck

En utilisant l'équation suivante:

$$0 = A x + B U \quad (IV.48)$$

La solution de l'équation d'état est:

$$x = -A^{-1} B U \quad (IV.49)$$

A l'aide du modèle petit signal, la fonction de transfert liant la tension  $V_{pv}$  au courant  $i_{Lref}$  est:

$$G_{vi}(p) = \frac{\hat{V}_{pv}}{\hat{i}_{ref}} = \frac{V_{TH} - V}{I(1 + p R_{TH} C)} \quad (IV.50)$$

Avec:

$$I = \frac{V_{TH} - V}{R_{TH} d} \quad (IV.51)$$

$$V = \frac{V_s}{d} \quad (IV.52)$$

Les paramètres du GPV et du convertisseur Buck qui nous ont permis d'obtenir la fonction de transfert numérique sont:  $V_{TH} = 428.76$  V,  $C = 150$   $\mu$ F,  $R_{TH} = 98.5714$   $\Omega$ ,  $V_s = 20.9$  V,  $d=0.78$ , et  $I=4.35$  A.

L'application numérique donne:

$$G_{vi}(p) = \frac{\hat{V}_{pv}}{\hat{i}_{ref}} = \frac{402}{0.06432p + 4.35} \quad (IV.53)$$

Le diagramme de Bode de  $TS(p)$  est donné par la figure (IV.57).

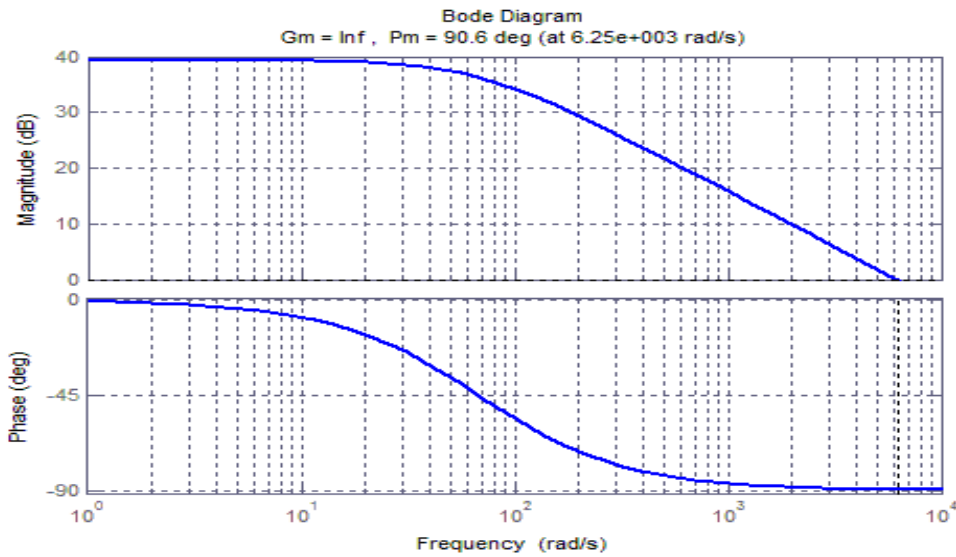


Figure IV.57. Diagramme de Bode de la fonction de transfert de la boucle de tension.

La valeur minimale de phase étant  $-90^\circ$ , la marge de gain est infinie. Maintenant en va construire le compensateur PI pour augmenter le gain à basses fréquences tout en gardant une PM (marge de phase) positive à une fréquence choisie. Le courant de référence pour la boucle de courant est généré par un régulateur PI comme suit:

$$i_{Lref} = K_p e + \frac{K_p}{T_i} \int_0^t e dt \quad (IV.54)$$

Où  $K_p$  et  $T_i$  sont les gains du régulateur PI.

La fonction de transfert du correcteur de tension est comme suit :

$$TC(p) = 900 \left( \frac{1+100p}{100p} \right) \quad (IV.55)$$

La fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit donc comme suit :

$$T_{OL(Buck)} = TC(p) G_{vi}(p) = \frac{3,618 \cdot 10^5 p + 4,02 \cdot 10^4}{0,06432 p^2 + 4,35 p} \quad (IV.56)$$

La figure (IV.58) montre le diagramme de Bode du système corrigé.

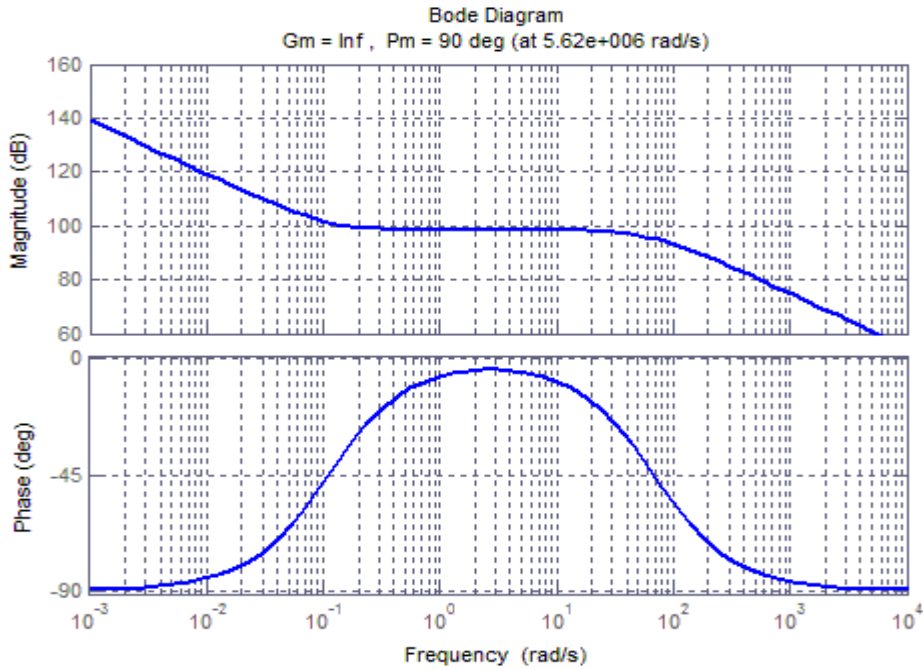


Figure IV.58. Digramme de Bode du système avec un correcteur PI ( $K_p=900$  et  $T_i=100$ ).

#### IV.7.5.2. Pour le convertisseur Boost

Une fois que le courant dans l'inductance est asservi, nous avons :  $i_L = i_{Lref}$ . La fonction de transfert de  $\hat{V}_{pv}$  est établie en considérant  $\hat{d}$  comme une perturbation :

$$p \hat{V}_{pv} = 12 p \hat{V}_{pv} - \frac{(1-d)}{C^2} i_{Lref} \quad (IV.57)$$

Nous avons donc :

$$\frac{\hat{V}_{pv}(p)}{i_{Lref}(p)} = \frac{1-d}{11C^2 p} \quad (IV.58)$$

On remarque bien que la fonction de transfert obtenue est strictement linéaire (intégrateur). L'équation (IV.58) permettent d'asservir la tension de sortie  $V_s$  du Boost en contrôlant le courant dans l'inductance.

$i_L$  peut être le courant d'entrée à action directe (feed-forward) pour le convertisseur. Avec  $e = V_{pvref} - V_{pv}$ , le courant de référence pour la boucle de courant est généré par un régulateur PI comme suit:

$$i_{Lref} = K_p e + \frac{K_p}{T_i} \int_0^t e dt \quad (IV.59)$$

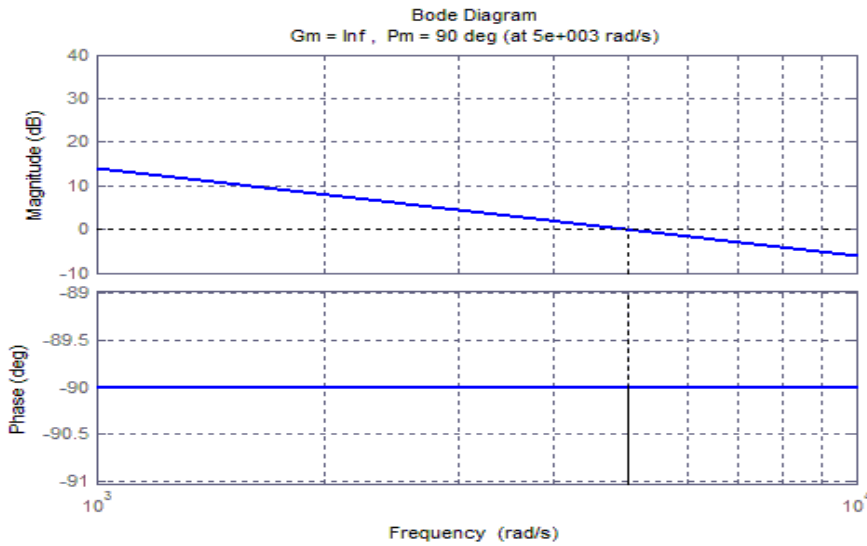
Où  $K_p$  et  $T_i$  sont les gains du régulateur PI.

On commence par analyser la fonction de transfert (IV.58). Les paramètres du GPV et du convertisseur Boost qui nous ont permis d'obtenir la fonction de transfert numérique sont choisis comme:  $C = 150 \mu\text{F}$ ,  $d = 0.78$ .

Par l'application numérique, on trouve:

$$G_{vi}(p) = \frac{V_s(p)}{i_{Lref}(p)} = \frac{0,22}{4,4 \cdot 10^{-5} p} \quad (IV.60)$$

Le diagramme de Bode qui représente la fonction de transfert (IV.60) est donné par la figure (IV.59):



**Figure IV.59:** Diagramme de Bode de la fonction de transfert de la boucle de tension.

Le diagramme de Bode de la fonction de transfert (IV.60) montre que la  $PM = 90^\circ$  est obtenue à une fréquence  $f_c = 797 \text{ Hz}$  ( $\omega_c = 5000 \text{ rad/s}$ ). On peut constater que le diagramme est celui d'un intégrateur qui nécessite d'être décalé vers la droite pour augmenter la vitesse de la fonction de transfert pour suivre la tension de référence imposée par la commande MPPT. La fonction de transfert du correcteur de tension adoptée est la suivante :

$$FT(p) = 100 \quad (IV.61)$$

La fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit donc comme suit :

$$T_{OL(Buck)} = FT(p) G_{vi}(p) = \frac{22}{4,4 \cdot 10^5 p} \quad (IV.62)$$

La figure (IV.60) montre le diagramme de Bode du système corrigé.

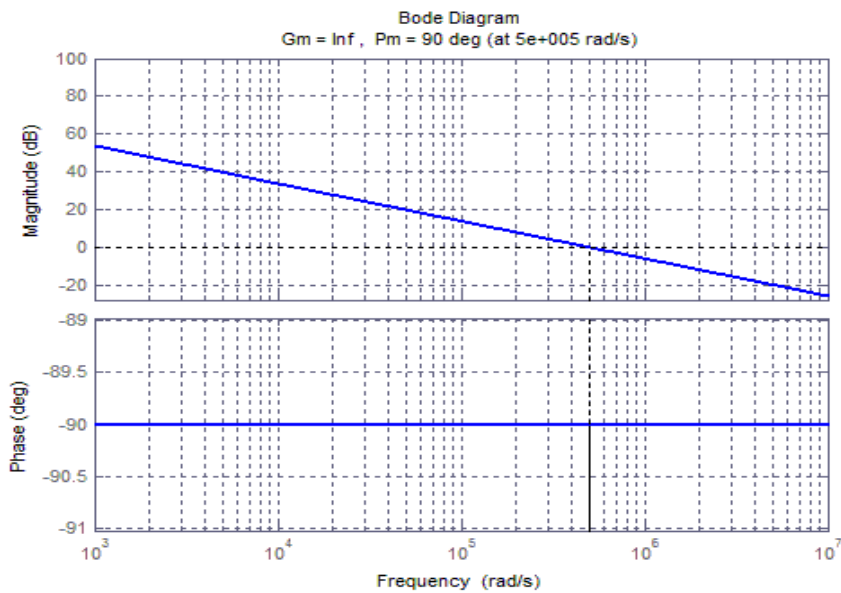


Figure IV.60. Digramme de Bode du système avec un correcteur PI ( $K_p=100$  et  $T_i=0$ ).

## IV.8. Étude comparative entre MPPT SMC-PI et MPPT classiques (P&O, IncCond)

Pour montrer l'intérêt de la commande hybride MPPT SMC-PI par rapport aux commandes MPPT classiques (P&O et IncCond) illustrées par les diagrammes des figures (IV.61) et (IV.62), une étude comparative a été réalisée.

### IV.8.1. Fonctionnement avec conditions environnementales variables

#### IV.8.1.1. Augmentation rapide d'ensoleillement

Afin d'évaluer le temps de réponse des trois mécanismes de poursuite, ces derniers sont soumis à des variations des conditions de l'ensoleillement. Pour voir le comportement du système face aux changements de l'éclairement on va lui faire subir les tests suivants:

Dans le premier test, on maintient la température à une valeur constante  $T=25^\circ\text{C}$  et on fait varier rapidement l'éclairement plusieurs fois dans le sens croissant (200, 600 et 1000)  $\text{W/m}^2$  puis on procède à une diminution rapide (1000, 800, 600 et 300)  $\text{W/m}^2$  pour créer plusieurs pour créer plusieurs points de puissance maximale que le contrôleur doit les suivre.

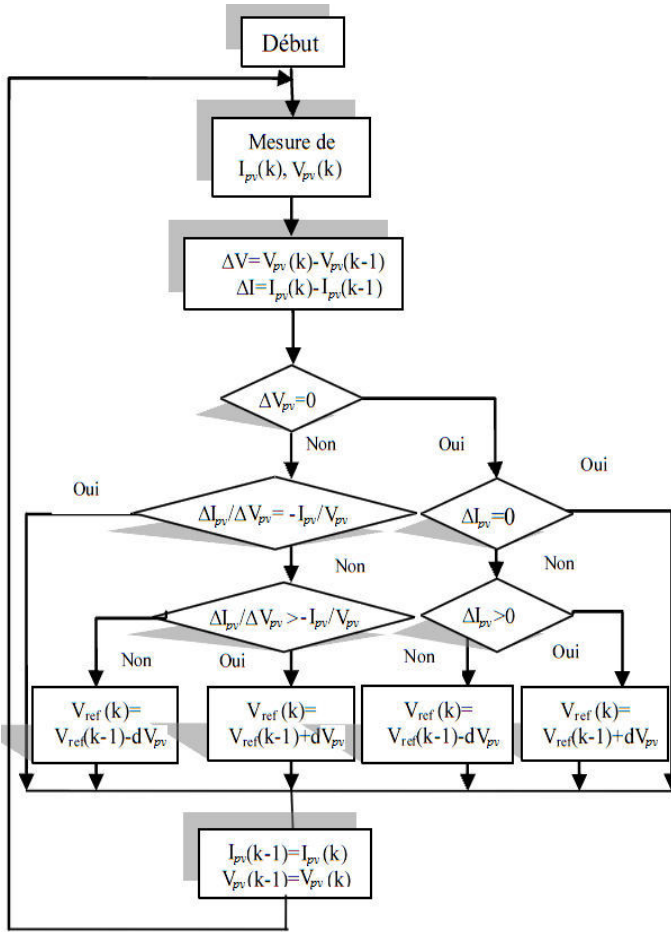


Figure IV.61. Algorithme MPPT (IncCond).

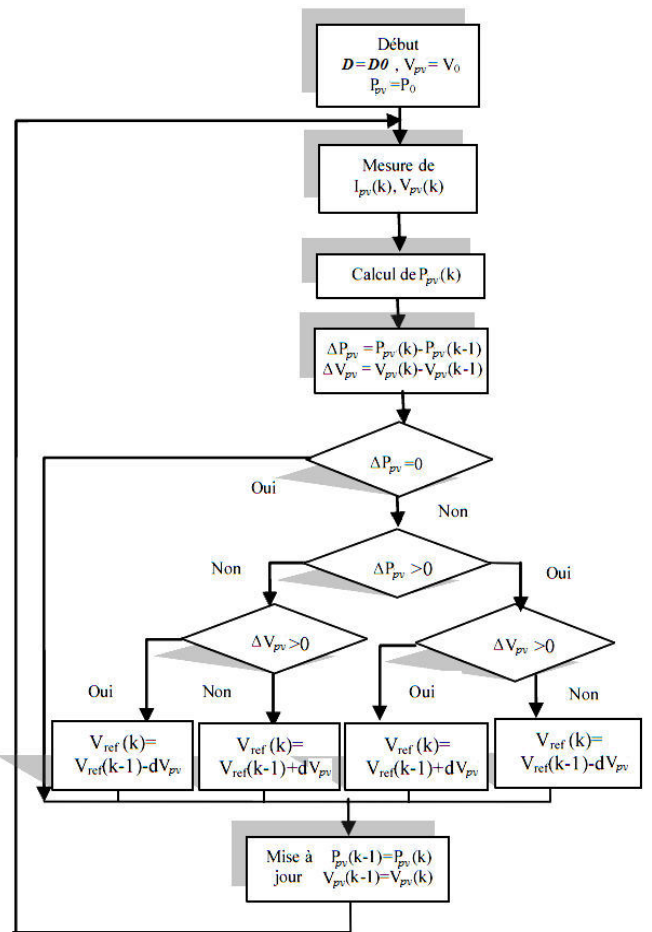


Figure IV.62. Algorithme MPPT (P&O).

IV.8.1.1.1. Cas du convertisseur Buck

Les figures (IV.63 a IV.68) montrent une comparaison des divers signaux pour des changements rapides d'ensoleillement  $E(t)$ .

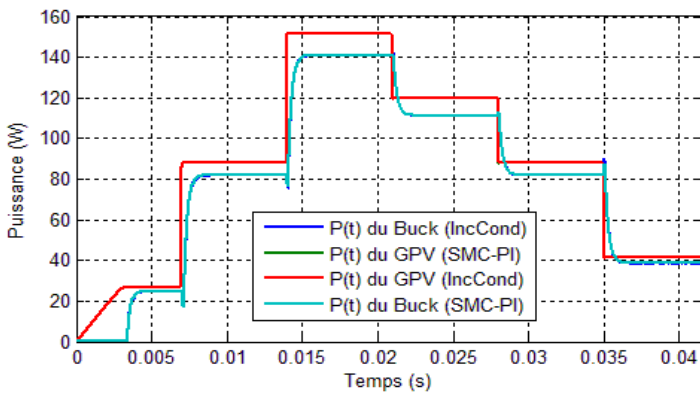


Figure IV.63. Comparaison des divers signaux MPPT pour la Variation de  $P(t)$  sous une augmentation rapide d'ensoleillement.

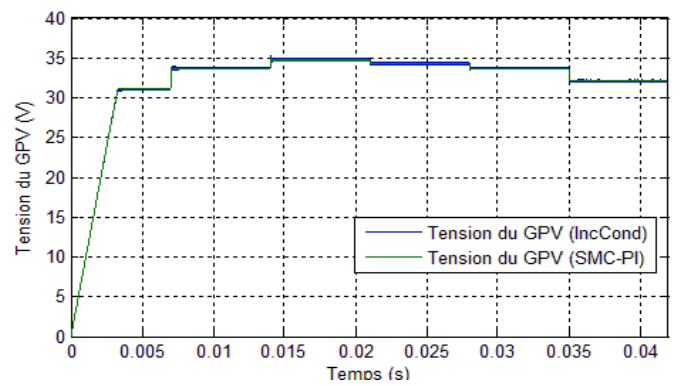


Figure IV.64. Comparaison des divers signaux MPPT pour la Variation de  $V_{pv}(t)$  sous une augmentation rapide ensoleillement.

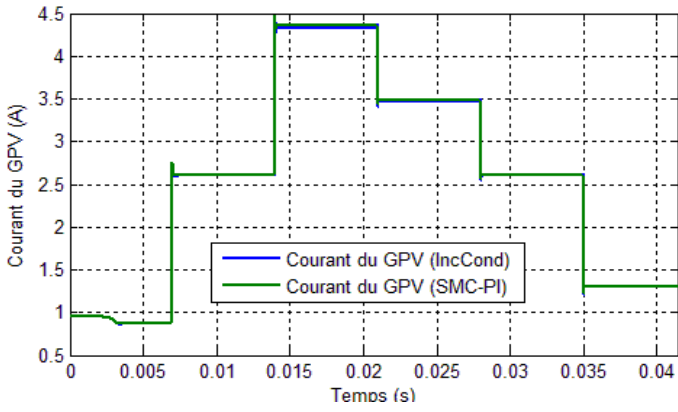


Figure IV.65. Comparaison des divers signaux MPPT pour la variation de  $I_{pv}(t)$  sous une Augmentation rapide d'ensoleillement.

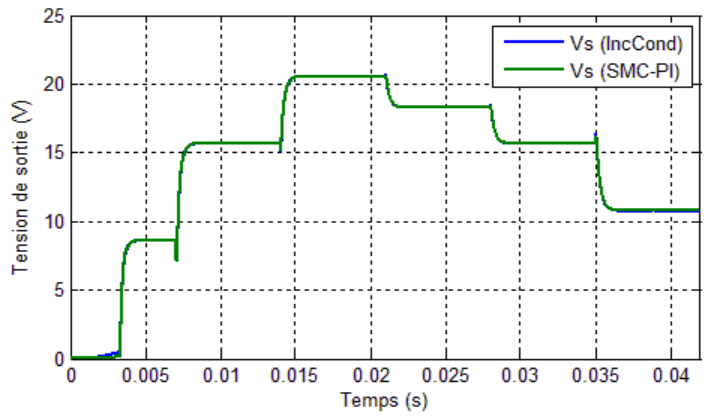


Figure IV.66. Comparaison des divers signaux MPPT pour la variation  $V_s(t)$  sous une augmentation rapide d'ensoleillement.

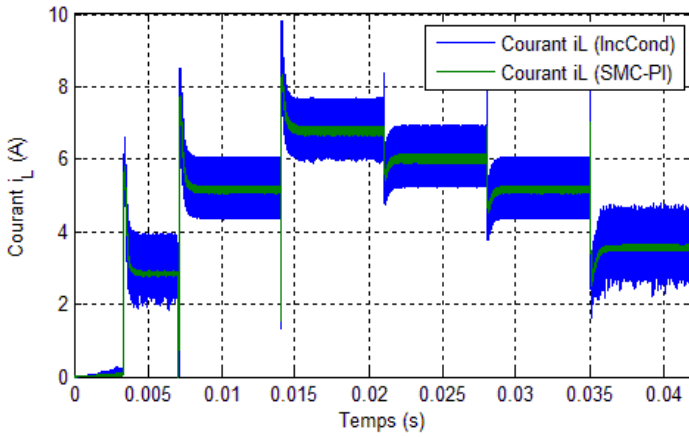


Figure IV.67. Comparaison des divers signaux MPPT pour la variation  $i_L(t)$  sous une Augmentation rapide d'ensoleillement

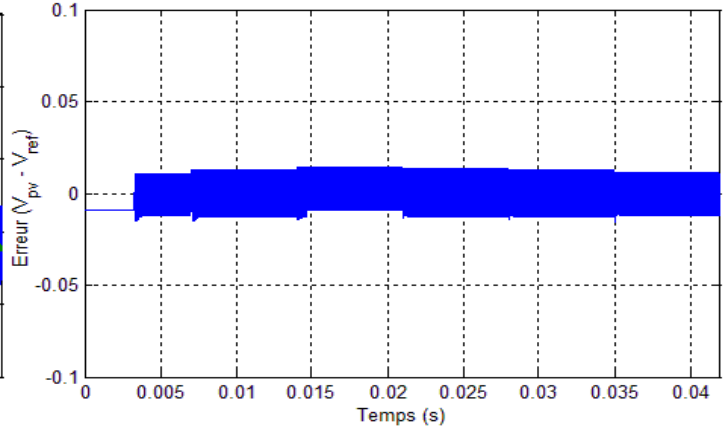


Figure IV.68. Développement de l'erreur  $(V_{pv} - V_{ref})$  sous une augmentation rapide d'ensoleillement

#### IV.8.1.1.2. Cas du convertisseur Boost

Les figures (de IV.69 à IV.74) montrent une comparaison des divers signaux MPPT pour des changements rapides d'ensoleillement  $E(t)$ .

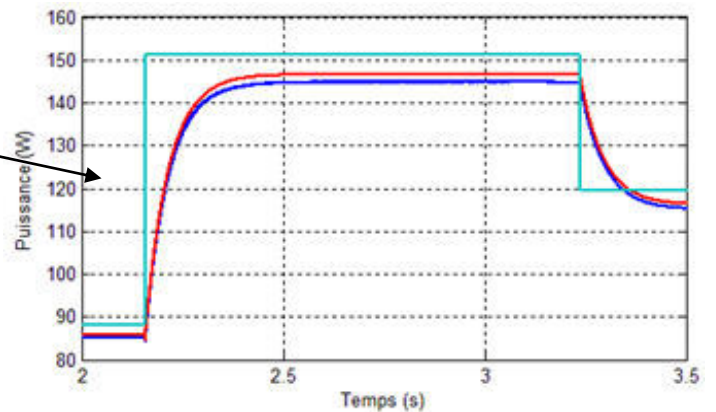
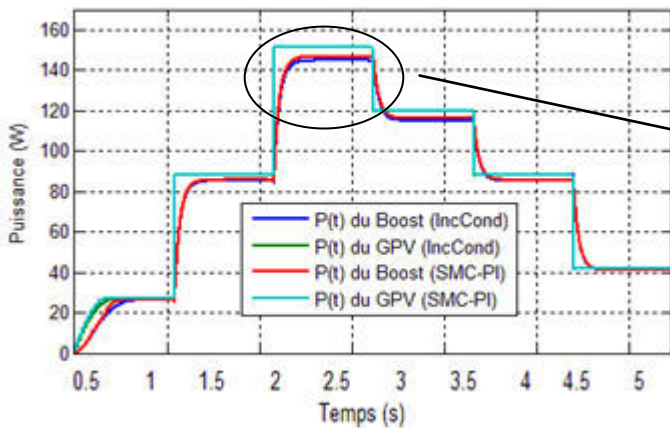


Figure IV.69. Comparaison des divers signaux MPPT pour la variation  $P(t)$  sous une augmentation rapide d'ensoleillement.

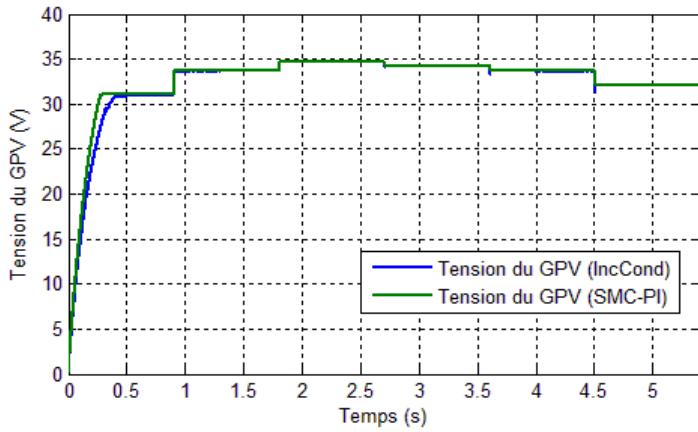


Figure IV.70. Comparaison des divers signaux MPPT pour la variation  $V_{pv}(t)$  sous une augmentation rapide d'ensoleillement.

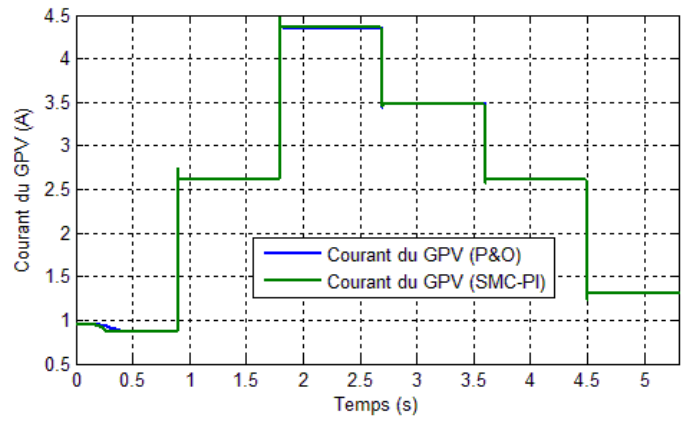


Figure IV.71. Comparaison des divers signaux MPPT pour la variation  $I_{pv}(t)$  sous une augmentation rapide d'ensoleillement.

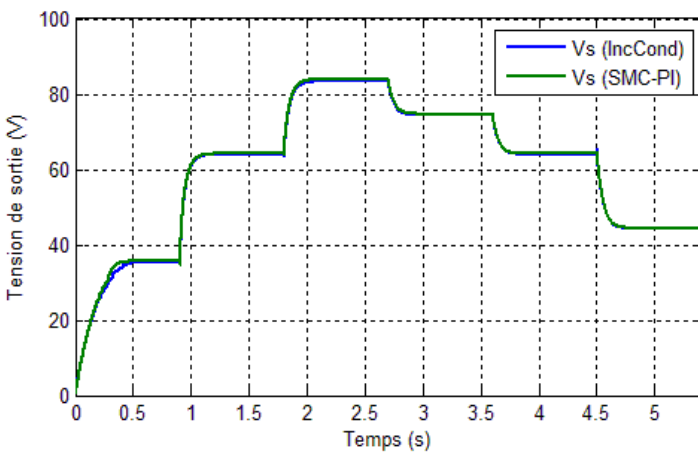


Figure IV.72. Comparaison des divers signaux MPPT pour la variation  $V_s(t)$  sous une augmentation rapide d'ensoleillement.

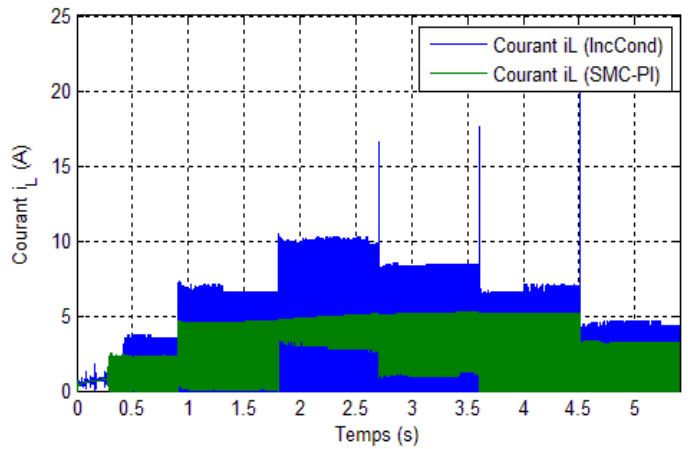


Figure IV.73. Comparaison des divers signaux MPPT pour la variation  $i_L(t)$  sous une augmentation rapide d'ensoleillement.

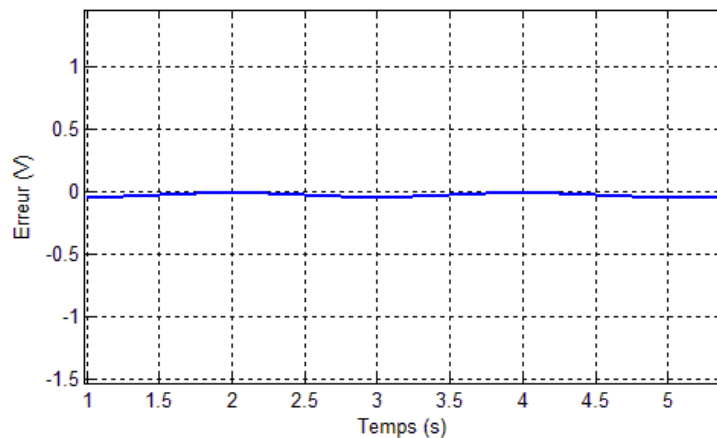


Figure IV.74. Développement de l'erreur ( $V_{pv}-V_{ref}$ ) sous une augmentation rapide d'ensoleillement.

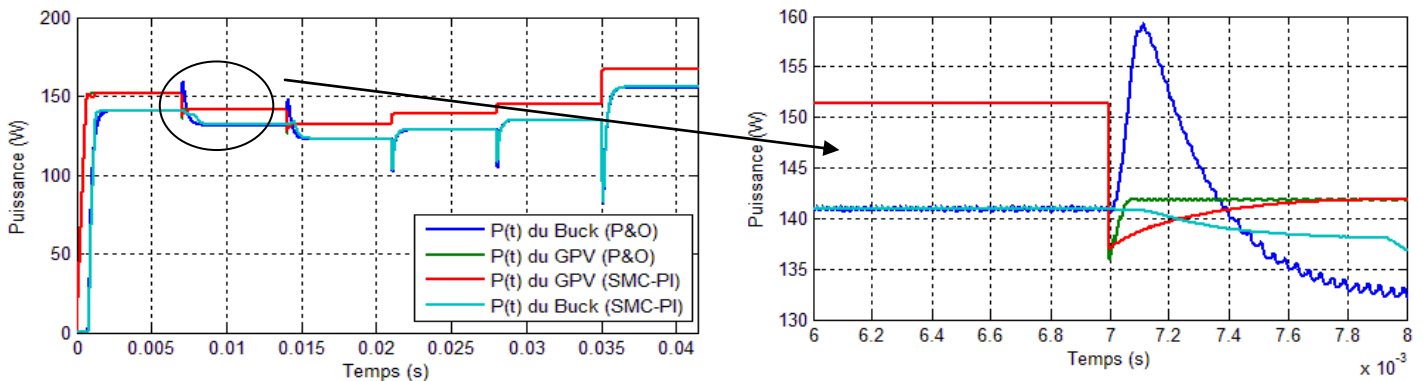
Les figures montrent une augmentation pratiquement linéaire de la puissance de (P&O et IncCond) avec un léger retard. On voit que la commande hybride MPPT SMC-PI, dans ce cas, est plus rapide avec une faible oscillation autour du MPP. De plus, elle réduit l'erreur statique en régime permanent, ainsi que les ondulations du courant de la bobine, donc elle présente d'excellentes performances de poursuite.

### IV.8.1.2. Augmentation rapide de la température

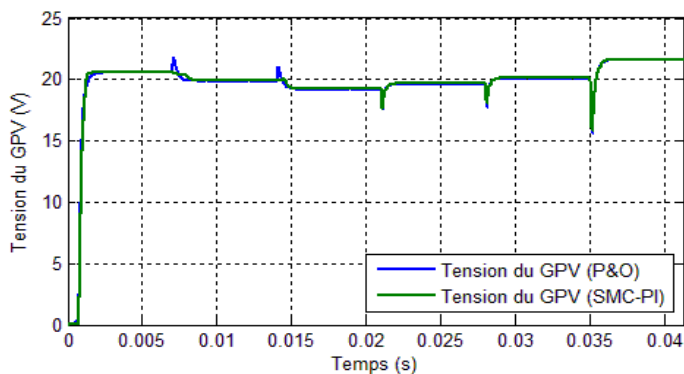
Pour présenter l'effet de la température  $T$  sur la tension, on maintient l'éclairement à une valeur constante  $E= 1000 \text{ W/m}^2$  et on fait varier rapidement la température plusieurs fois dans le sens croissant (25, 40 et 55) °C puis avec une diminution rapide (45, 35 et 0) °C.

#### IV.8.1.2.1. Cas du convertisseur Buck

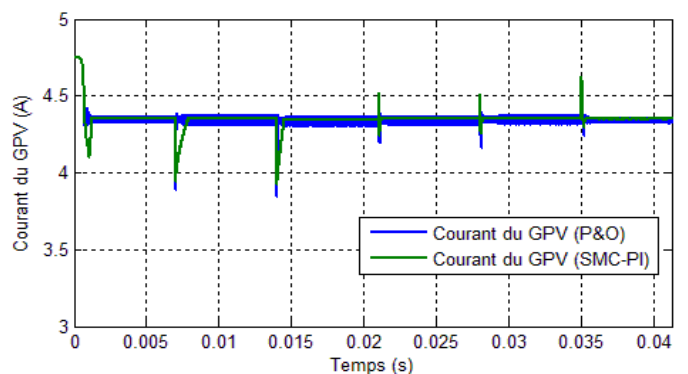
Les figures (de IV.75 à IV.80) montrent une comparaison des divers signaux MPPT pour des changements rapides de la température  $T(t)$ .



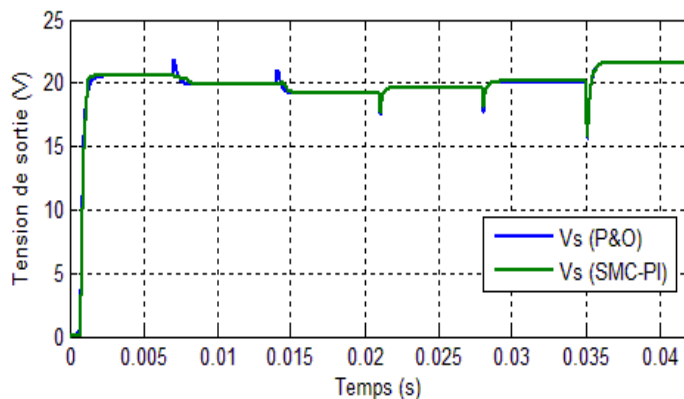
**Figure IV.75.** Puissance  $P(t)$  pour les divers algorithmes MPPT sous une augmentation rapide de la température de cellules.



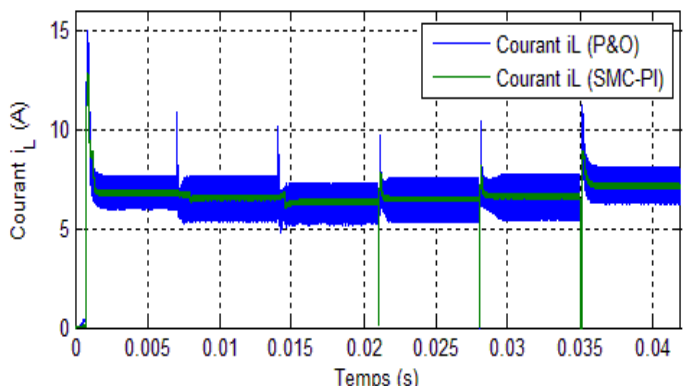
**Figure IV.76.** Tension  $V_{pv}(t)$  pour les divers algorithmes MPPT sous une augmentation rapide de la température de cellules.



**Figure IV.77.** Courant  $I_{pv}(t)$  pour les divers algorithmes MPPT sous une augmentation rapide de la température de cellules.



**Figure IV.78.** Tension  $V_s(t)$  pour les divers algorithmes MPPT sous une augmentation rapide de la température de cellules.



**Figure IV.79.** Courant  $i_L(t)$  pour les divers algorithmes MPPT sous une augmentation rapide de la température de cellules.

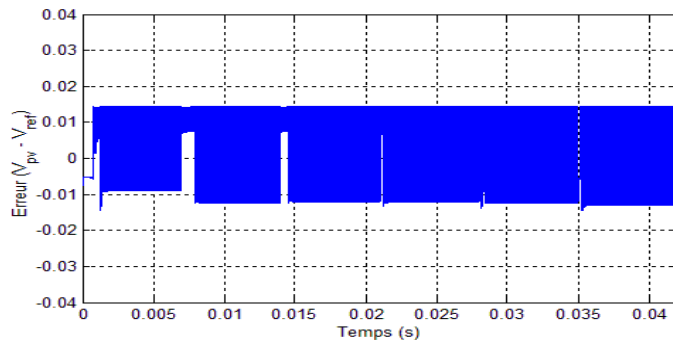


Figure IV.80. Développement de l'erreur ( $V_{pv}-V_{ref}$ ) sous une augmentation rapide de la température de cellules.

IV.8.1.2.2. Cas du convertisseur Boost

Les figures (de IV.81 à IV.86) montrent une comparaison des divers signaux MPPT pour des changements rapides de la température  $T(t)$ .

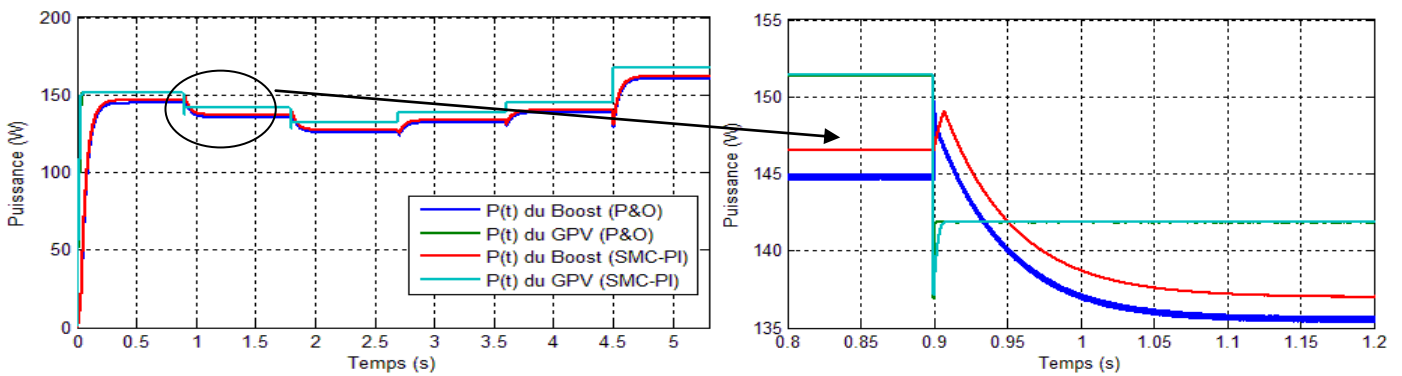


Figure IV.81. Puissance  $P(t)$  pour les divers algorithmes MPPT sous une augmentation rapide de la température de cellules

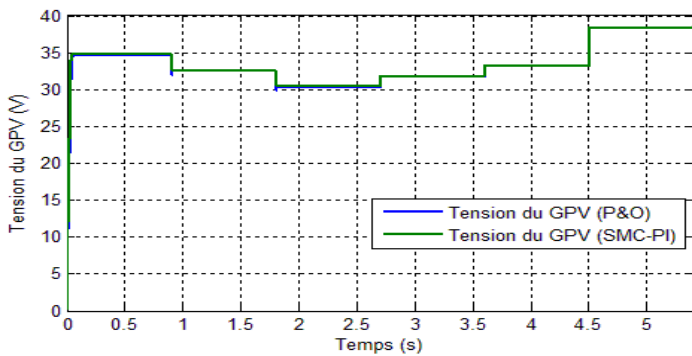


Figure IV.82. Tension  $V_{pv}(t)$  pour les divers algorithmes MPPT une augmentation rapide de la température de cellules.

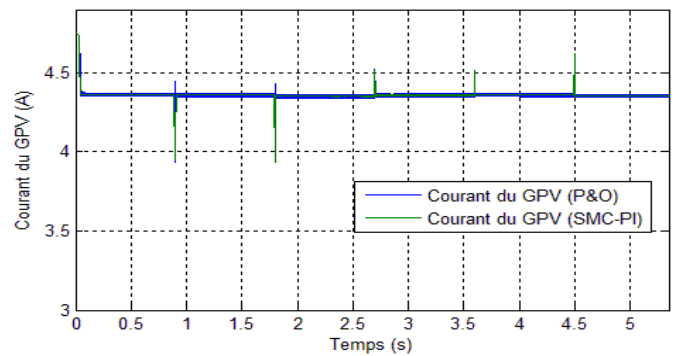


Figure IV.83. Courant  $I_{pv}(t)$  pour les divers algorithmes MPPT une augmentation rapide de la température de cellules

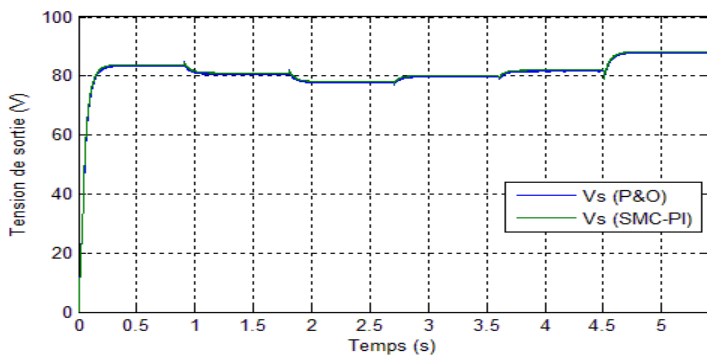


Figure IV.84. Tension  $V_s(t)$  pour les divers algorithmes MPPT sous une augmentation rapide de la température de cellules.

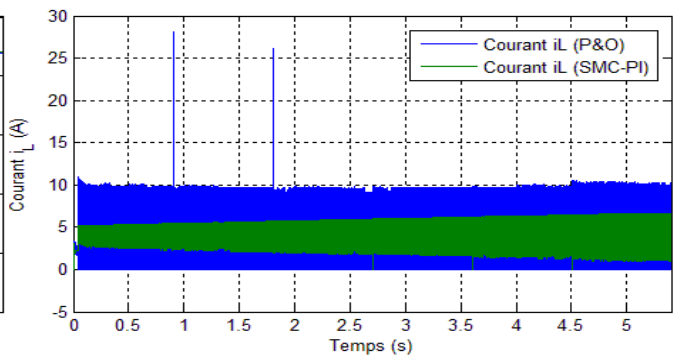


Figure IV.85. Courant  $i_L(t)$  pour les divers algorithmes MPPT sous une augmentation rapide de la température de cellules.

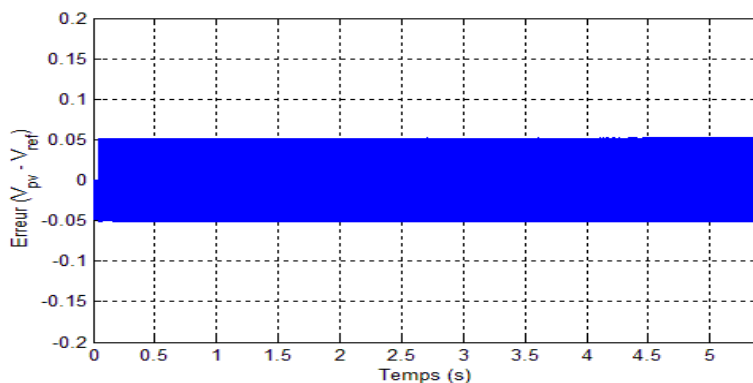


Figure IV.86. Développement de l'erreur ( $V_{pv} - V_{ref}$ ) sous une augmentation rapide de la température de cellules.

Les figures (de IV.75 à IV.86) montrent la rapidité de poursuite de la technique hybride MPPT SMC-PI, et l'absence des oscillations autour du MPP ce qui limite les pertes de la puissance.

Il est clairement que la commande hybride MPPT SMC-PI a un effet remarquable sur le comportement des convertisseurs. En effet, elle minimise les pertes par réduction de l'erreur statique ainsi que l'ondulation du courant de la bobine. Ce dernier peut atteindre des valeurs importantes susceptibles de détériorer les composants. D'un autre côté, par rapport aux commandes MPPT classiques (P&O et IncCond), la commande hybride MPPT SMC-PI élimine les dépassements critiques et conserve la conduction continue.

## IV.9. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons détaillé les techniques de commandes MPPT les plus utilisées. Deux méthodes sont présentées et simulées : la méthode « *Perturb and Observe* » (P&O) et la méthode « *Incrément de Conductance* » (IncCond). Les résultats de simulation sont donnés pour différentes valeurs de la température et de l'ensoleillement.

Dans le but d'étudier le comportement du système photovoltaïque par rapport aux variations climatiques, nous avons simulé le système photovoltaïque pour différentes valeurs de la température et de l'ensoleillement. Les résultats de simulation montrent que le système est stable, et il atteint son état d'équilibre dans un temps assez court.

Le fonctionnement sous des accroissements lents de puissance, provoqués par des augmentations lentes et rapides d'ensoleillement ou par diminution de la température des cellules, a indiqué un léger retard de la méthode P&O devant la méthode IncCond. En revanche la méthode IncCond possède de bonnes performances pour une augmentation brusque des niveaux d'éclairement.

Les résultats obtenus avec le contrôleur hybride SMC-PI sont meilleurs que ceux obtenus avec les algorithmes MPPT directs en termes de rapidité du temps de réponse et faible erreur à l'état permanent. En outre, l'approche proposée est robuste aux différentes variations des conditions atmosphériques.

# CONCLUSION GENERALE

**L**e travail mené dans ce mémoire a été porté sur le développement de commandes robustes à base du mode glissant sur les convertisseurs DC-DC de types Buck et Boost.

Le premier chapitre a été consacré à la modélisation des convertisseurs DC-DC susmentionnés dans un objectif d'étudier leurs comportements statiques et dynamiques. Il a été conclu que la présence des résistances internes des composants passifs engendre une erreur statique en régime permanent ainsi que des pertes énergétiques conduisant à une réduction du rendement de ce genre de convertisseurs.

Dans le deuxième chapitre, nous nous sommes intéressés au réglage à base de PI des deux convertisseurs étudiés. Le recours à ce type de réglage peut se justifier de sa simplicité d'implémentation et sa possibilité d'obtenir une bonne réponse dynamique, quand ses paramètres sont bien réglés. Dans ce contexte, deux méthodes de régulation sont appliquées. Il s'agit de la commande en tension qui contient une seule boucle et ajuste le rapport cyclique directement, et la commande en courant qui contient deux boucles en cascade. Cette dernière permet d'augmenter relativement les performances de la régulation en termes de rapidité et de robustesse vis-à-vis des perturbations de charge et de la tension d'entrée, par l'asservissement du courant dans la bobine.

Dans un objectif d'améliorer les performances des convertisseurs, le troisième chapitre a été dédié en premier lieu à la commande par mode glissant intégral qui permet par ailleurs d'améliorer la convergence en temps fini, ainsi que la stabilité et le temps de réponse et la robustesse. Les simulations montrent de très bons résultats par rapport au réglage classique. Cependant, l'erreur statique constatée sur la tension sortie ainsi que la variation de la fréquence de découpage du convertisseur constituent ses inconvénients majeurs. Pour faire face à ces limitations, le recours à l'augmentation de l'ordre du mode glissant intégral, par l'ajout d'un terme intégral supplémentaire, semble une solution efficace. Les résultats de simulation indiquent une amélioration des performances statiques et dynamiques des convertisseurs. La dernière partie de

ce chapitre a été consacrée à la commande hybride SMC-PI. Cette dernière présente également des performances assez remarquables.

La comparaison entre les deux types de réglage par PI et par mode de glissement montre les excellentes performances dynamiques du contrôle par mode de glissement pour une plage de fonctionnement assez large qui a mis en évidence le caractère non linéaire du contrôleur.

Le chapitre 4 a été réservé à l'intégration des convertisseurs DC-DC Buck et Boost dans d'une chaîne de conversion photovoltaïque. Afin d'extraire le maximum de la puissance du générateur photovoltaïque, les deux convertisseurs sont associés à des algorithmes MPPT. Dans notre étude, nous nous sommes limités aux algorithmes perturber et observer et l'incrémentation de la conductance. Les résultats de simulation ont illustré que le système de conversion est stable et peut atteindre la puissance maximale dans un temps assez court pour différentes valeurs de la température et de l'ensoleillement. D'un autre côté, avec la commande hybride SMC-PI, de meilleures performances ont été obtenus en termes de réduction du temps de réponse, de l'erreur en régime permanent, et l'amélioration de rendement. Enfin, une étude comparative des différentes commandes proposées a montré que le contrôleur basé sur la commande hybride optimise mieux la puissance de fonctionnement du système.

Comme perspective, plusieurs voies sont possibles pour l'extension du présent travail; on peut citer entre autres:

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

## **Bibliographie et Webographie**

- [1] F. Forest et J.P. Ferrieux, Alimentations à découpage convertisseurs à résonance, 3rd Edition, Dunod, 1999.
- [2] L. Fan and Y. Yu, "Adaptive Non-singular Terminal Sliding Mode Control for DC-DC Converters," *Advances in Electrical and Computer Engineering*, vol. 11, no. 2, pp. 119-122, 2011.
- [3] V. I. Utkin, *Sliding Modes in Control and Optimization*, Springer-Verlag, Berlin, 1992.
- [4] H. Bühler, *Réglage par Mode Glissant*, Presse Polytechnique Romande, Lausanne, 1986.
- [5] F. Bilalovic, O. Muasic, and A. Sabanovic, "Buck Converter Regulator Operating in the Sliding Mode," *Proceedings VII International PCI*, pp. 331-340, 1983.
- [6] R. Venkataramanan, A. Sabanovic, and S. Cuk, "Sliding Mode Control of DC-to-DC Converters," in *IEEE Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentations*, California, pp. 251-258, 1985.
- [7] P. Mattavell, L. Rossetto, and G. Spiazzi, "Small-Signal Analysis of DC/DC Converters with Sliding Mode," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 12, no. 1, pp. 96-102, 1997.
- [8] R. Orosco and N. Vazquez, "Discrete Sliding Mode Control for DC/DC Converters," in *Proceeding of the VII IEEE International Power Electronics Congress*, Toulouse, pp. 231-236, 2002.
- [9] B.J. Cardoso, A.F. Moreira, B.R. Menezes, and P.C. Cortizo, "Analysis of Switching Frequency Reduction Methods Applied to Sliding Mode Controlled DC-DC Converters," in *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, Boston, pp. 403-410, 1992.
- [10] L. Iannelli and F. Vasca, "Dithering for Sliding Mode Control of DC/DC Converters," in *IEEE Power Electronics Specialists Conference Record*, vol. 2, Aachen, pp. 1616-1620, 2004.
- [11] S.C. Tan, Y.M. Lai, C. K. Tse, and M.K.H. Cheung, "Adaptive Feedforward and Feedback Control Schemes for Sliding Mode Controlled Power Converters," *IEEE Transaction on Power Electronics*, vol. 21, no. 1, pp. 182-192, Jan 2006.

- [12] M. Bekemans and D. Sigismondi, "Réglage par Mode de Glissement Synchronisé par PLL, Application à un Convertisseur DC/DC de Type Buck," *Revue scientifique des Instituts Supérieurs Industriels*, no. 20, p. 197, 2006.
- [13] V.M. Nguyen and C.Q. Lee, "Indirect Implementations of Sliding-Mode Control Law in Buck-Type Converters," in *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, vol. 1, San Jose, pp. 111-115, 1996.
- [14] E. Fossas and A. Ras, "Second-Order Sliding-Mode Control of a Buck Converter," in *41st IEEE Conference on Decision and Control*, vol. 1, Las Vegas, pp. 346 – 347, 2002.
- [15] Y.M. Lai, K.Tse Chi T Siw-Chong, "General Design Issues of Sliding-Mode Controllers in DC-DC Converters," *IEEE Transactions On Industrial Electronics*, vol. 55, no. 3, 2008.
- [16] F. Slama, "Modélisation d'un Système Multi-Générateurs Photovoltaïques Interconnectés au Réseau Electrique", *Mémoire de Magister, Université de Sétif*, 2012.
- [17] M.H. Rashid, *Power Electronics Handbook*, Academic Press, 2001.
- [18] M. Biswal, "Control Techniques for DC-DC Buck Converter with Improved Performance", *Master Thesis, National Institute of Technology, Rourkela*, March 2011.
- [19] C. Chabert and A. Rufer, "Optimisation des Convertisseurs de Puissance Embarqués: Adaptation Des Cellules A Lien Alternatif MF Et Commutation Douce," 8<sup>ème</sup> Colloque Electronique de Puissance du Future, Lille, France, Novembre-December 2000.
- [20] A. Saadi, "Etude Comparative Entre les Techniques d'Optimisation des Systèmes de Pompage Photovoltaïque," *Mémoire de Magister, Université de Biskra*, 2000.
- [21] M. Assaf, D. Seshsachalam, "DC-DC Converters via MATLAB/Simulink,," *Proc. WSEAS Conference on Automatic Control, Modelling and Simulation (ACMOS'05)*, Prague, Czech Republic, pp.464-471, 2005.
- [22] Hazil Omar, "Modélisation et Commande Prédictive Floue Robuste des Convertisseurs DC-DC en Utilisant le Formalisme LMI," *Mémoire de Magister, Université de Constantine 1*, 2013.

- [23] R. D. Middlebrook and S. Cuk, "A General Unified Approach to Modeling Switching Power Converter Stages," In IEEE PESC Rec., pp. 18–34, Cleveland, OH, USA, 1976.
- [24] Ali Jaafar "Contribution à la Modélisation, l'Analyse et l'Optimisation de Lois de Commande pour Convertisseurs DC-DC de Puissance," Thèse de Doctorat, Supélec, 2011.
- [25] Cours d'Électronique de Puissance" Chapitre 9 - Modélisation des Alimentations à Découpage" EDP – IUT GEII 2<sup>ème</sup> année – Option EEP – 2004/2005.
- [26] Jean Schutz," Méthodologie de Conception d'une Alimentation a Découpage," Institut National Polytechnique de Grenoble - INPG, 1999.
- [27] Ang Simon and Alejandro Oliva, Power-Switching Converters, Second Edition, CRC Press, 2005.
- [28] Application Report, "Basic Calculation of a Buck Converter's Power Stage," Texas Instruments, no. SLVA477B, August 2015.
- [29] J. Auvray, "Alimentations à Découpage," Cours de Systèmes Électroniques, [https://www.2Favrij.cours.pagespersorange.fr%2FCours%2FSE\\_016\\_Alimentations\\_decoupage.pdf](https://www.2Favrij.cours.pagespersorange.fr%2FCours%2FSE_016_Alimentations_decoupage.pdf), Dernier acces: 26/04/2016.
- [30] Cedrick Lupangu Nkashama, "Maximum Power Point Tracking Algorithm for Photovoltaic Home Power Supply," Master Thesis, University of KwaZulu-Natal, Durban. April 2011.
- [31] Joël Redoutey, " Alimentations à découpage," cours de Conception des Systèmes Automatisés, centre de marseille, [http://jredoutey.free.fr/Puissance/Alimentations\\_a\\_decoupage.pdf](http://jredoutey.free.fr/Puissance/Alimentations_a_decoupage.pdf), Derniere acces:26/04/2016.
- [32] Nur Mohammad, Muhammad Quamruzzaman "Parasitic Effects on the Performance of DC-DC SEPIC in Photovoltaic Maximum Power Point Tracking Applications," Smart Grid and Renewable Energy, vol. 4, pp. 113-121, 2013.
- [33] Subramanya Bhat and Nagaraja H N, "Effect of Parasitic Elements on the Performance of Buck-Boost Converter for PV Systems," IJECE, vol. 4, no. 6, pp. 831-836, December 2014.

- [34] H. Akagi, T. Sawae et A. Nabae, "130 kHz, 7.5 kW Current Source Inverter Using Static Induction Transistors for Induction Heating Application," *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 3, July 1988.
- [35] Application report, "Practical Feedback Loop Analysis for Current-Mode Boost Converter," Texas Instruments, no. SLVA636, March 2014.
- [36] Cours "Stabilité d'un Système asservi" <http://francois1er.lehavre.free.fr/si/telecharger/cours/asservissements%20-%20stab.pdf>, Dernier accès: 02/05/2016.
- [37] P. Codron et S. Le Ballois, "Automatique, Systèmes Linéaires et Continus," Dunod 1998.
- [38] Essahli Abderrahim, "Système de Régulation Electrique entre une Eolienne et le Réseau Electrique", Rapport de Stage, Ecole Polytechnique de Tours, 31 juillet 2003. <http://www.thierry-lequeu.fr/data/ESSAHLI1.pdf>, Dernier accès: 02/05/2016.
- [39] Eric Magarotto, "Cours de Régulation" IUT Caen, [https://magarotto.users.greyc.fr/pdf/Final-CM\\_Regul.pdf](https://magarotto.users.greyc.fr/pdf/Final-CM_Regul.pdf), Derniere accès: 02/05/2016.
- [40] Akshay Kumar Rathore "Two Loop Average Current Control of Boost Converter" National University of Singapore, [www.ece.nus.edu.sg/stfpage/akr](http://www.ece.nus.edu.sg/stfpage/akr), Dernier accès: 28/04/2016.
- [41] Hong Yao, "Modeling and Design of a Current Mode Control Boost Converter," Master Thesis, Colorado State University, 2012.
- [42] Basso C., "The Right Half Plane Zero, A Two-Way Control Path," *Power Electronic and Technology*, USA, 2009.
- [43] M. Kuisma, P. Silventoinen, and M. Ahmed, "Comparison Between PID Control and Sliding Mode Control for Buck Converter," in *Proceedings of the Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion*, Capri, 2004.
- [44] Amieur, Toufik, "Commande des Systèmes Non Linéaires par Mode Glissant Flou". Mémoire de Master, Université Mohamed Khider –Biskra, 2009.
- [45] W. Perruquetti and J. P. Barbot, *Sliding Mode Control in Engineering*, Marcek Dekker, Ed. New York, USA, 2002.
- [46] V.I. Utkin, "Variable structure systems with sliding modes," *IEEE Transaction On Automatic Control*, vol. 12, no. 5, pp. 212-222, 1977.

- [47] J.J. Slotine, *Applied Non Linear Control*, Prentice hall, 1992.
- [48] E. Barbashin, *Introduction to the Theory of Stability*, WoltersNoordho Publishing, Ed., 1970.
- [49] Siew-Chong Tan, Yuk-Ming Lai, and Chi Kong Tse, " Sliding Mode Control of Switching Power Converters Techniques and Implementation," Printed in the United States of America on acid-free paper, 2011.
- [50] J. Ackermann and V. Utkin, *Sliding Mode Control Design Based on Ackermann's Formula*, *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 43 no. 2, pp. 234–237, 1998.
- [51] Alaa Hijazi. *Modélisation Electrothermique, Commande et Dimensionnement d'un Système de Stockage D'énergie Par Super Condensateurs avec Prise en Compte de Son Vieillissement : Application à la Récupération de L'énergie de Freinage d'un Trolleybus*. Thèse de Doctorat, Université Claude Bernard - Lyon I, 2010.
- [52] Frederic Nollet, "Lois de Commande par Modes Glissants du Moteur Pas-a-pas," *Automatique / Robotique*, École Centrale de Lille, Université des Sciences et Technologie de Lille - Lille I, 2006.
- [53] Bemporad, A. and M. Morari, "Control of Systems Integrating Logic, Dynamics and Constraints," *Automatica*, vol. 35, no. 3, pp. 407–427, March 1999.
- [54] Sontag, E. D., "Interconnected Automata and Linear Systems: A Theoretical Framework in Discrete-Time," In Alur, R., T. A. Henzinger, E. D. Sontag (editors), *Proceedings of the DIMACS/SYCON workshop on Hybrid Systems III – Verification and Control*, pp. 436-448, Springer-Verlag, 1996.
- [55] Senesky, M., G. Eirea and T. J. Koo, "Hybrid Modeling and Control of Power Electronics," In Pnueli, A., O. Maler (editors): *Hybrid Systems: Computation and Control*, vol. 2623 of *Lecture Notes in Computer Science*, pp. 450–465, Springer-Verlag, 2003.
- [56] Chen Zengshi, "Modeling, Analysis and Simulation of a Buck Converter Under Cascade Control", Lufkin Industries, <http://www.paper.edu.cn>, Houston, Texas, USA.
- [57] E. Kechar, "Influence des Rayonnements Solaires sur le Rendement des Panneaux Photovoltaïques," *International Journal of Scientific Research & Engineering Technology (IJSET)*, vol. 3, pp. 71-77, 2015.

- [58] Yassine Lasmi, "Optimisation de la Poursuite du Point de Puissance Maximale (MPPT) d'un Système Photovoltaïque par les Techniques Intelligentes", Mémoire de Magister, Université Sétif, 2013.
- [59] M.Z, F.Z.Zerhouni, "Optimisation d'un Système à Energie Verte avec Validation Pratique," *Revue des Energies Renouvelables*, vol. 11, no. 1, pp. 41–49, 2008.
- [60] Salim Abouda, "Contribution à la Commande des Systèmes Photovoltaïques: Application aux Systèmes de Pompage", Thèse de Doctorat, Université de Sfax, avril 2015.
- [61] Lahlah Salah," Etude Comparative des Techniques MPPT Perturbation and Observation (P&O), Incremental Conductance (Inc.CoN) et Hill climbing (H.C)", Mémoire de Magister, Université de Batna, 2007.
- [62] Marcelo Gradella Villalva and Ernesto Ruppert Filho, "Dynamic Analysis of the Input-Controlled Buck Converter fed by a Photovoltaic Array," In Proc. 9th Brazilian Power Electronics Conference, COPEP, Blumenau, Brazil, 2007.
- [63] Marcelo Gradella Villalva, Ernesto Ruppert Filho, "Buck Converter With Variable Input Voltage For Photovoltaic Applications," in Proc. 9th Brazilian Power Electronics Conference, COPEP, Blumenau, Brazil, 2007.

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME  
DE MASTER EN GENIE ELECTRIQUE

SPECIALITE : COMMANDE DES SYSTEMES ELECTRIQUES

Proposé et dirigé par : **Dr. Said BARKAT**

Présenté par : **M. Abdennoure BERROUBI**

**Thème :**

**Commande par mode de glissement des convertisseurs Buck  
et Boost intégrés dans un système photovoltaïque**

***Résumé :***

Le travail réalisé dans ce mémoire porte essentiellement sur la modélisation, le dimensionnement et le développement de commandes robustes et performantes des convertisseurs DC-DC de types Buck et Boost. Une étude théorique a été menée pour synthétiser des lois de commande par PI et par mode glissant intégral d'ordre supérieure dédiées aux convertisseurs suscités. La comparaison des résultats de simulations met en évidence l'intérêt de la commande par mode glissant intégral en raison de sa robustesse et de sa réactivité par rapport à la commande classique. Finalement, le contrôle des convertisseurs Buck et Boost intégrés dans une chaîne de conversion photovoltaïque est abordé. Dans ce contexte, l'association des algorithmes de poursuite de la puissance maximale MPPT avec une commande hybridant le mode glissant avec le PI permet l'extraction de la puissance optimale avec des dynamiques appréciables.

**Mots Clés :**

Convertisseurs Buck et Boost, Commande linéaire, Commande par mode glissant intégral, Commande hybride, Système photovoltaïque, Algorithmes MPPT.