

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

ECOLE SUPERIEURE EN SCIENCES APPLIQUEES
--T L E M C E N--



المدرسة العليا في العلوم التطبيقية
École Supérieure en
Sciences Appliquées

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

المدرسة العليا في العلوم التطبيقية
-تلمسان-

Mémoire de fin d'étude

Pour l'obtention du diplôme d'Ingénieur

Filière : électrotechnique
Spécialité : énergie et environnement

Présenté par : **CHEKKAF Ikram**
BOUZIANE Mohammed Amine

Thème

**Etude et modélisation des hacheurs
boost multi-niveaux dédiés aux
systèmes photovoltaïques**

Soutenu publiquement, le 07 / 07 / 2019, devant le jury composé de :

M KARBOUA Abdelfettah	Maître de conférences classe B	ESSA. Tlemcen	Président
M BOUKLI HACENE Fouad	Maître de conférences classe A	ESSA. Tlemcen	Directeur de mémoire
M TAHOUR Ahmed	Professeur	ESSA. Tlemcen	Co- Directeur de mémoire
M BELAROUSSI Salim	Maître de conférences classe B	ESSA. Tlemcen	Examineur 1
M CHEMIDI Abdelkarim	Maître-assistant classe B	ESSA. Tlemcen	Examineur 2

Année universitaire : 2018 /2019

REMERCIEMENTS

Nous tenons tout d'abord à remercier Dieu le tout puissant et miséricordieux, qui nous a donné la force et la patience d'accomplir ce travail.

Nous voudrions présenter nos remerciements à nos encadrants M. TAHOUR Ahmed et M. BOUKLI HACENE Fouad.

Nous voudrions également leur témoigner notre gratitude pour leur patience et leur soutien qui nous a été précieux afin de mener notre travail à bon port.

Nous remercions vivement M. KARBOUA Abdelfettaf, M. BELAROUCI Salim et M. CHEMIDI Abdelkarim d'avoir accepté de faire partie de ce jury en tant qu'examinateur.

Nos vifs remerciements nos très chers parents qui ont toujours été là pour nous, « Vous avez tout sacrifié pour vos enfants n'épargnant ni santé ni efforts », et à nos frères et sœurs.

Enfin, nous ne saurons terminer ces remerciements sans y associer toute personne qui, de près ou de loin, nous a apporté son aide ou sa sympathie, et nos chères amies de promotion 2018/2019.

Dédicace

*Merci Allah (mon dieu) de m'avoir donné
la capacité d'écrire et de réfléchir, la force d'y
croire, et la patience.*

*Je dédie ce modeste travail à ceux qui m'ont
donné la vie, le symbole de tendresse, qui ont
sacrifié pour mon bonheur et ma réussite,*

*A mes parents, Que dieu les gardes et les
protège.*

A mes adorables sœurs et frères,

A mes amies.

A ma famille en générale.

A tous ceux qui me sont chères.

A tous ceux qui m'aiment.

A tous ceux que j'aime.

A la mémoire de mes grands pères

Je dédie ce travail.

Dédicace

*Merci Allah (mon dieu) de m'avoir donné
la capacité d'écrire et de réfléchir, la force d'y croire, et la
patience.*

*Je dédie ce modeste travail à ceux qui m'ont donné la
vie, le symbole de tendresse, qui ont sacrifié pour mon
bonheur et ma réussite, à mes parents*

Que dieu les garde et les protège.

A mes adorables sœurs et frères,

A mes amies.

A tous ceux qui me sont chères.

A tous ceux qui m'aiment.

A tous ceux que j'aime.

Je dédie ce travail.

Sommaire

Sommaire

Sommaire.....	1
Liste des figures.....	4
Notation.....	7
Introduction général.....	10

Chapitre I : généralités sur les hacheurs

I.1 Introduction.....	12
I.2 Les convertisseurs DC/DC (Hacheurs).....	12
I.3 Les différents types des hacheurs.....	13
I.3.1 Convertisseur boost	13
I.3.2 Convertisseur Buck.....	16
I.3.3 Convertisseur Buck-Boost	18
I.3.4 Convertisseur Cuk	21
I.3.5 Convertisseur sepic	23
I.3.6 Les convertisseurs boost multi-niveaux	25
I.3.6.1 Principe de fonctionnement	25
I.4 Conclusion	28
Bibliographie.....	28

Chapitre II : modélisation des convertisseurs boost multi-niveaux

II.1 Introduction.....	29
II.2 Modélisation des hacheurs boost multi niveaux.....	29
II.2.1 Model moyenne des convertisseurs DC-DC.....	29
II.2.2 Modélisation de hacheur boost.....	29

II.2.2 1. La structure.....	29
II.2.2.2 Obtention du modèle d'état instantané.....	31
II.2.2.3 Le model moyen.....	32
II.2.2.4 Etude de l'état d'équilibre.....	32
II.2.2.5 Linéarisation autour de l'état d'équilibre ($X_e; \alpha_e$)	32
II.2.2.6 Simulation sous l'outil MATLAB/SIMULINK.....	33
II.2.3 Modélisation de hacheur boost de deux niveaux.....	34
II.2.3.1 La structure.....	34
II.2.3.2 Obtention du modèle d'état instantané.....	37
II.2.3.3 Le model moyen.....	37
II.2.3.4 Etude de l'état d'équilibre.....	37
II.2.3.5 Linéarisation autour de l'état d'équilibre ($x_e; \alpha_e$).....	37
II.2.3.6 Simulation et résultat	38
II.2.4 Modélisation de hacheur boost de trois niveaux.....	39
II.2.4.1 La structure.....	39
II.2.4.2 Obtention du modèle d'état instantané.....	42
II.2.4.3 Le model moyen.....	42
II.2.4.4 Etude de l'état d'équilibre.....	42
II.2.4.5 Linéarisation autour de l'état d'équilibre ($x_e; \alpha_e$).....	42
II.2.4.6 Simulation et résultat.....	43
II.3 Conclusion.....	45
Bibliographie.....	45
Chapitre III : la commande du hacheur boost de trois niveaux	
III.1 Introduction.....	46

III.2 Modélisation et simulation d'un champ photovoltaïque	46
III.2.1 Modélisation du champ PV	46
III.2.1.1 Modélisation d'une cellule photovoltaïque réelle	47
III.2.1.2 Caractéristiques d'un module	49
III.3 la commande du l'hacheur boost	50
III.3.1 la commande MPPT	50
III.3.1.1 Principe de fonctionnement de MPPT.....	50
III.3.1.2 Les différents algorithmes de contrôle MPPT.....	52
III.3.1.2.1 Méthode de perturbation et observation (P&O).....	53
III.3.1.2.2 Algorithme d'incrémentatation de la conductance.....	54
III.3.1.3 résultats de simulation de la commande MPPT	57
III.3.2 la commande PI du hacheur boost (3 niveaux)	58
III.3.2.1 La Boucle de courant	59
III.3.2.2 La Boucle de tension	61
III.3.2.3 Résultats et discussion.....	63
III.4 Conclusion.....	65
Bibliographie.....	65
Conclusion générale.....	66

***Listes des
figures***

Liste des figures

Chapitre I : généralités sur les hacheurs

Figure I.1 : Principe de base d'un hacheur.....	13
Figure I.2 : Schéma de base d'un convertisseur boost.....	14
Figure I.3 : Formes d'ondes des courants et tensions du convertisseur Boost.....	14
Figure I.4 : Circuit équivalent du Boost quand l'interrupteur est fermé.....	14
Figure I.5 : Circuit équivalent du Boost quand l'interrupteur est ouvert.....	15
Figure I.6 : Schéma de base d'un convertisseur buck.....	16
Figure I.7 : Formes d'ondes des courants et tensions du convertisseur Buck.....	17
Figure I.8 : Circuit équivalent du buck quand l'interrupteur est fermé.....	17
Figure I.9 : Circuit équivalent du buck quand l'interrupteur est ouvert.....	18
Figure I.10 : Schéma de base d'un convertisseur buck-boost.....	19
Figure I.11 : Formes d'ondes des courants et tensions du convertisseur Buck-boost.....	19
Figure I.12 : Circuit équivalent du buck-Boost quand l'interrupteur est fermé.....	20
Figure I.13 : Circuit équivalent du buck-Boost quand l'interrupteur est ouvert.....	20
Figure I.14 : Schéma de base d'un convertisseur cuk.....	22
Figure I.15 : Formes d'ondes des courants et tensions du convertisseur cuk.....	22
Figure I.16 : Circuit équivalent du cuk quand l'interrupteur est fermé.....	22
Figure I.17 : Circuit équivalent du cuk quand l'interrupteur est ouvert.....	23
Figure I.18 : Schéma de base d'un convertisseur sepic.....	23
Figure I.19 : Formes d'ondes des courants et tensions du convertisseur sepic.....	24
Figure I.20 : Circuit équivalent du sepic quand l'interrupteur est fermé.....	24
Figure I.21 : Circuit équivalent du sepic quand l'interrupteur est fermé.....	25

Figure I.22 : schéma de base d'un convertisseur boost de N+1 niveaux.....26

Figure I.23 : schéma de base d'un convertisseur boost de N+1 niveaux.....27

Chapitre II : modélisation des convertisseurs boost multi-niveaux

Figure II.1 : Schéma du hacheur boost.....30

Figure II.2 : Schéma du hacheur boost quand l'interrupteur est fermé.....30

Figure II.3 : Schéma du hacheur boost quand l'interrupteur est ouvert.....31

Figure II.4: Le schéma bloc de simulation du hacheur boost d'un niveau.....33

Figure II.5: allure de courant d'entrée, du la tension de sortie pour le hacheur boost.....34

Figure II.6 : Schéma du hacheur boost (niveau 2).....34

Figure II.7 : Schéma du hacheur boost (niveau 2) quand l'interrupteur est fermé.....35

Figure II.8 : Schéma du hacheur boost (niveau 2) quand l'interrupteur est ouvert.....35

Figure II.9 : Schéma réduit du hacheur boost (niveau 2) quand l'interrupteur est fermé..36

Figure II.10 : Schéma réduit du hacheur boost (niveau 2) quand l'interrupteur est ouvert...36

Figure II.11: Le schéma bloc de simulation du hacheur boost de deux niveaux.....38

Figure II.12: allure de courant d'entrée, du la tension de sortie pour le hacheur boost de deux niveaux.....39

Figure II.13 : Schéma du hacheur boost (niveau 3).....39

Figure II.14 : Schéma du hacheur boost (niveau 3) quand l'interrupteur est fermé.....40

Figure II.15 : Schéma du hacheur boost (niveau 2) quand l'interrupteur est ouvert.....40

Figure II.16 : Schéma réduit du hacheur boost (niveau 3) quand l'interrupteur est fermé....41

Figure II.17 : Schéma réduit du hacheur boost (niveau 3) quand l'interrupteur est ouvert....41

Figure II.18: Le schéma bloc de simulation du hacheur boost de trois niveaux.....43

Figure II.19: allure de courant d'entrée, du la tension de sortie pour le hacheur boost de trois niveaux.....44

Chapitre III : la commande du hacheur boost de trois niveaux

Figure III.1 : Circuit équivalent d'une cellule photovoltaïque a deux diodes46

Figure III.2 : Circuit équivalent d'une cellule photovoltaïque a une diode.....47

Figure III.3 : Schéma équivalent d'une cellule photovoltaïque réelle.47

Figure III.4 : Caractéristiques I(V) et P(V) d'une cellule photovoltaïque.....49

Figure III.5 : Chaîne élémentaire de conversion photovoltaïque.....51

Figure III.6: Recherche et recouvrement du Point Puissance Maximale.....52

Figure III.7: Schéma de converge vers le PPM par P&O.....53

Figure III.8 : Algorithme de MPPT a base de la méthode P&O.....54

Figure III.9 : Algorithme d'incréméntation de la conductance.....56

Figure III.10: Evolution de la puissance en fonction de la tension.....57

La figure III.11 : allure de courant d'entré, du la tension de sortie pour le hacheur boost (3 niveaux).....58

Figure III.12: schéma synoptique de la commande PI.....58

Figure III.13: Schéma de la régulation en courant.....59

Figure III.14: Schéma de la régulation en tension.....61

Figure III.15 : allure de courant et du la tension de sortie pour une tension d'entrée fixe.....63

Figure III.16 allure de courant d'entré, du la tension de sortie pour une tension de sortie variable.....64

Figure III.17 : allure de courant d'entré, du la tension de sortie pour une tension d'entrée variable.....65

Notation

Notation

DC / DC : conversion continue / continue

K : Interrupteur

MLI : signal à modulation de largeur d'impulsion

T_d : période de découpage

α : rapport cyclique

D : Diode

L : Inductance

i_L : Le courant dans l'inductance

V_e : Tension d'entrée

I_{\min} : Courant minimale dans l'inductance

t : temps

I_{\max} : Courant maximale dans l'inductance

V_s : Tension de sortie

Δi_L : Ondulation du courant dans l'inductance

I_s : Courant de sortie

N : nombre de niveaux de convertisseur dc/dc

C : condensateur

V_C : la tension de condensateur

E : la tension d'entrée de l'hacheur boost multi-niveaux

x: vecteur d'état

u: vecteur de commande.

A: matrice d'état.

B: matrice d'entrée.

y : le vecteur de sortie.

C: matrice de sortie.

R : résistance

X_e : la valeur à l'équilibre de la grandeur x

\tilde{x} : Variation basse fréquence de grandeur x.

α_e : Valeur de α à l'état d'équilibre.

F : Fréquence de commutation

PV : photovoltaïque

EVA : éthylène vynilacétate

I_{sc} : Courant de court circuit de la cellule

R_s : Résistance série

R_p : Résistance parallèle

I_D : Courant dans la diode

I_0 : Courant de polarisation inverse de saturation de la diode

V_D : La tension aux bornes de la diode

GPV : générateur photovoltaïque

V_{pv} : Tension du GPV

I_{pv} : Courant du GPV

V_T : Tension thermique

k : constante de Boltzman

T : température de fonctionnement de la cellule

q : charge d'électrons

N_p : Nombre de cellules en parallèle

N_s : Nombre de cellule en série

T_r : Température de référence

E_{G0} : La largeur de bande du silicium

B : le facteur d'idéalité

K_1 : Le coefficient de température.

I_{0s} : Le courant de saturation inverse de la cellule

I_{0r} : Le courant de saturation de la cellule.

P_{pv} : puissance du GPV

I_{cc} : Courant de court circuit

V_{CO} : Tension du court circuit

P_{pm} : Puissance maximal délivrée par la cellule

I_{mp} : Courant maximal de la cellule

V_{mp} : Tension maximal de la cellule

FF: facteur de forme

η : Rendement

P_i : Puissance lumineuse incidente

G: éclairage

S: surface

MPPT: maximum power point tracking

PPM: point de puissance maximal

P&O : perturbation et observation

PI: proportional et integral

$\hat{I}_L, \hat{\alpha}, \hat{V}_g, \hat{E}$: courant dans l'inductance, rapport cyclique, tension de sortie, tension d'entrée a petit signaux

K_i : Coefficient intégral du régulateur de courant

K_p : Coefficient proportionnel du régulateur de courant

$T_{p1}(p)$: La fonction de transfert de la variation de courant

$C1(p)$: la fonction de transfert du correcteur PI de courant

$T_{p2}(p)$: La fonction de transfert de la variation de tension

$C2(p)$: la fonction de transfert du correcteur PI de tension

F_{BF1} : Fonction de transfert en boucle fermé du courant

F_{BF2} : Fonction de transfert en boucle fermé du tension

K_{i2} : Coefficient intégral du régulateur de tension

K_{p2} : Coefficient proportionnel du régulateur de tension

Introduction
générale

Introduction générale

Conformément au protocole de Kyoto de 1997, la réduction des gaz à effet de serre est devenue une priorité, tout comme la nécessaire augmentation de la part des énergies renouvelables dans la production énergétique mondiale.

A la question du réchauffement climatique vient se superposer l'enjeu de la raréfaction des sources d'énergie fossiles, la pollution de l'air, les risques du nucléaire, (uranium, pétrole, charbon et gaz naturel), l'augmentation de la population mondiale et l'accroissance des besoins énergétiques ; ne font que renforcer les attraits vers les énergies renouvelables dans de nombreux secteurs.

En effet, le recours aux énergies renouvelables, offre une solution alternative dans la production de l'électricité pour répondre aux exigences écologiques. Le photovoltaïque (PV) fait partie de ces énergies alternatives [1].

La basse tension continue fournie par les sources d'énergie renouvelables doit être augmentée avant d'être converti en alternative et injectée aux réseaux. En s'attaquant à ce problème particulier, plusieurs convertisseurs DC-DC élévateur de bonne qualité sont apparus.

Les convertisseurs conventionnellement utilisés sont des convertisseurs élévateurs multi-niveaux qui présentent plusieurs avantages par rapport aux convertisseurs élévateurs classiques. Parmi ces avantages, il y a moins de composants, un auto-équilibre de tension et un gain de tension élevé sans utiliser de transformateur. De plus, on peut intégrer dans le système plusieurs niveaux sans modifier le circuit principal.

Notre travail est réparti en deux phases. La première consiste à développer la commande MPPT (Maximum Power Point Tracking) en cherchant le point de fonctionnement de la puissance maximale. Dans la deuxième phase, on utilise la commande classique PI afin d'assurer la poursuite de la tension de référence. Notre application porte le choix d'un hacheur boost à trois niveaux.

Le document est organisé en trois chapitres. Nous présentons une généralité sur les différents types des hacheurs en premier chapitre. En second lieu, on présente la modélisation et la simulation des convertisseurs statiques BOOST pour les niveaux 1, 2, et 3 sous MATLAB/SIMULINK. Le troisième chapitre, présente la modélisation du convertisseur

statistique BOOST à trois niveaux en intégrant le système photovoltaïque, contrôlé par la commande MPPT en premier lieu puis par le régulateur PI en second lieu.

Enfin, nous terminons notre travail par une conclusion générale résumant les différents résultats obtenus.

Bibliographie :

- [1] Mr : BELKAID Abdelhakimr, Conception et implémentation d'une commande MPPT de haute performance pour une chaine de conversion photovoltaïque autonome, Doctorat en sciences:Université FERHAT Abbes - Sétif, 2015.

Chapitre I :
généralités sur les
hacheurs

I.1 Introduction:

Le hacheur, ou convertisseur continu - continu, est un dispositif de l'électronique de puissance mettant en œuvre un ou plusieurs interrupteurs électroniques commandés, ce qui permet de modifier la valeur de la tension (moyenne) d'une source de tension continue avec un rendement élevé [1].

Durant ces dernières années, la technologie des convertisseurs de puissance a connues un développement fabuleux grâce au développement des technologies des semi- conducteurs et des techniques numériques. Le développement est assuré que ce soit sur le volet architecture que capacité de conversion. A nos jours, on vit la naissance de nouveaux convertisseurs dc-dc de puissance dit « multi-niveaux » qui sont utilisés principalement pour l'alimentation à vitesse variable des machines a courant continu de forte puissance. Le développement dans le domaine énergétique a poussé l'intégration de ces dernier dans les réseaux de transport d'énergie [1, 2].

Nous présentons dans ce chapitre en premier lieu des généralités sur les hacheurs et plus particulièrement l'hacheur multi-niveaux, qui est souvent utilisé dans le domaine de photovoltaïque pour charger les batteries ou pour la variation de vitesse des moteurs à courant continu [1, 2].

I.2 Les convertisseurs DC/DC (Hacheurs):

Le hacheur est un convertisseur continue/continue permettant de convertir une énergie continue à un niveau donné de tension (ou de courant) en une énergie continue à un autre niveau de tension (ou de courant). Son utilisation s'avère nécessaire pour stocker l'énergie photovoltaïque dans des batteries, où pour alimenter une charge continue [3]. Il se compose de condensateurs, d'inductance et de commutateurs. Dans le cas idéal, tous ces dispositifs ont un bon rendement, ils ne consomment aucune puissance active, [3].

Les hacheurs sont des convertisseurs continu qui procèdent par découpage d'une grandeur d'entrée continue, tension ou courant et dont la grandeur de sortie est également continue ou à faible ondulation [3].

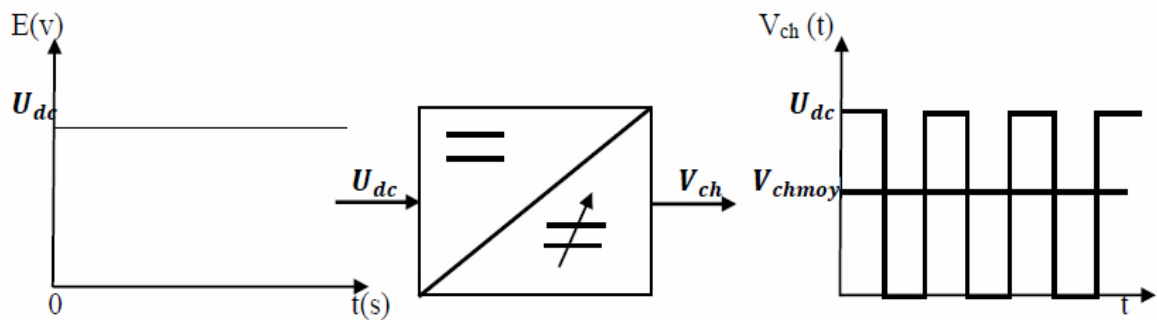


Figure I.1 : Principe de base d'un hacheur [4]

I.3 Les différents types des hacheurs:

Il existe plusieurs types d'hacheurs, nous citons dans la partie suivante quelques types qui servent à notre étude

I.3.1 Convertisseur boost :

Un convertisseur Boost, ou hacheur parallèle, est une alimentation à découpage qui convertit une tension continue en une autre tension continue de plus forte valeur [2].

Il est composé essentiellement d'un interrupteur K (exemple : transistor) et d'une diode D.

L'interrupteur K est commandé par un signal à modulation de largeur d'impulsion (MLI) de période de découpage fixe T_d et de rapport cyclique variable α .

Durant chaque période, K est fermé de l'instant 0 à αT_d et ouvert de αT_d à T_d .

Selon la présence et l'absence du courant dans l'inductance on peut répartir deux modes de fonctionnement, conduction discontinue ou conduction continue. On s'intéresse au second cas qui est le plus important.

La figure (I.2) présente le schéma de principe de ce convertisseur, et la figure (I.3) donne les intervalles de conduction de l'interrupteur et de la diode ainsi que les formes d'ondes des courants (à gauche) et tensions (à droite).

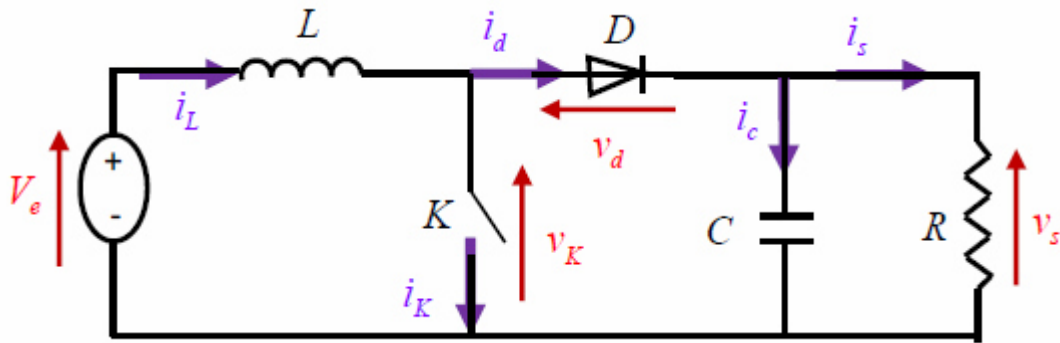


Figure I.2 : Schéma de base d'un convertisseur boost[5]

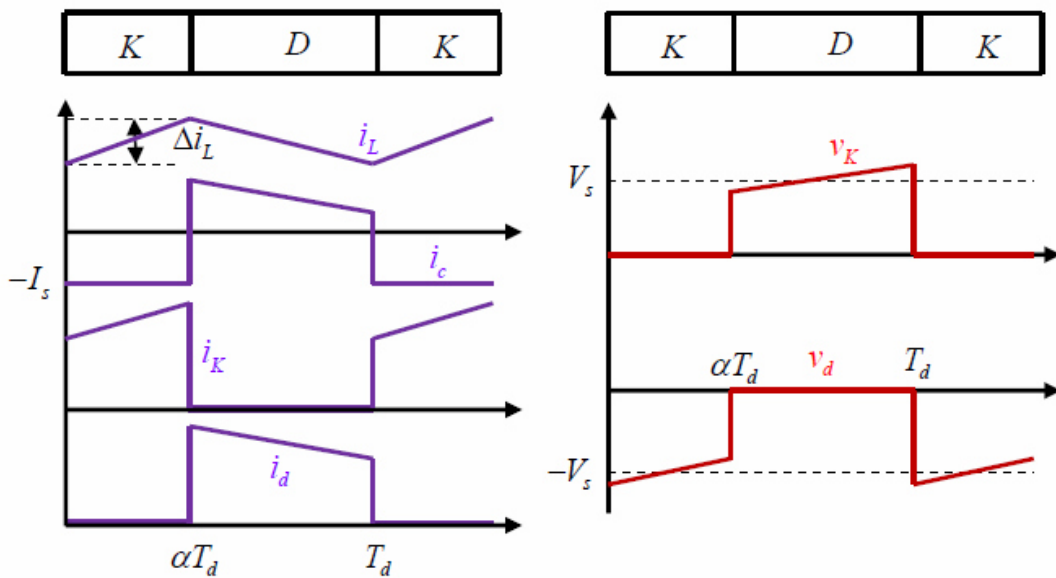


Figure I.3 : Formes d'ondes des courants et tensions du convertisseur Boost[5]

Lorsque K est fermée et D est ouvert durant l'intervalle $[0 \alpha T_d]$, le circuit électrique du convertisseur est présenté dans la figure (I.4) :

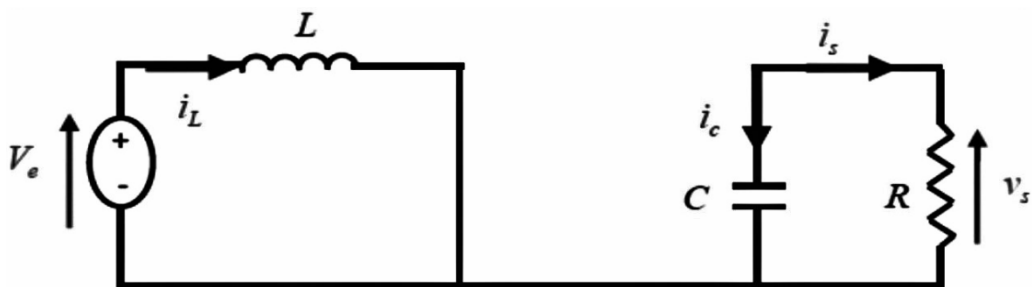


Figure I.4 : Circuit équivalent du Boost quand l'interrupteur est fermé[5]

$$V_e = L \frac{di_L}{dt} \quad (I.1)$$

$$i_L = I_{\min} + \frac{V_e}{L} t \quad (I.2)$$

I_{\min} représente la valeur minimale de courant dans l'inductance.

On a à l'instant $t = \alpha T_d$, le courant atteint sa valeur maximale dans l'inductance I_{\max} suivant la formule I.3 :

$$I_{\max} = I_{\min} + \frac{V_e}{L} \alpha T_d \quad (I.3)$$

Lorsque K est ouvert et D est fermée durant l'intervalle $[\alpha T_d, T_d]$, le circuit électrique devient alors, voire la figure I.5 :

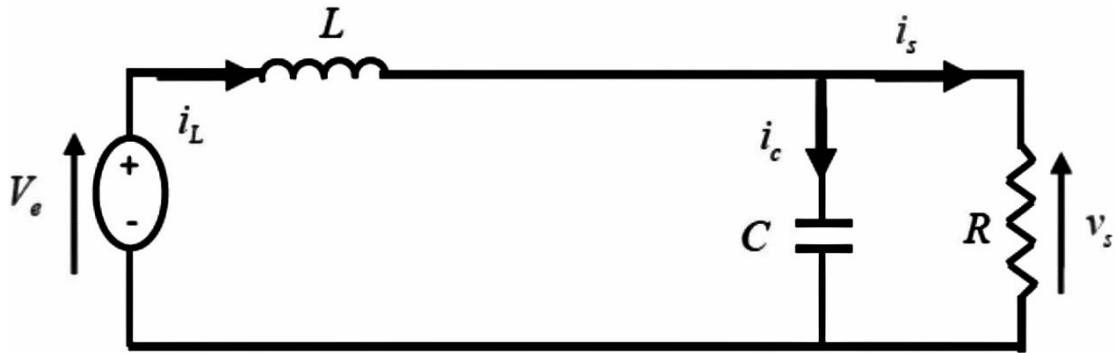


Figure I.5 : Circuit équivalent du Boost quand l'interrupteur est ouvert[5]

On a les équations I.4 et I.5 comme suit :

$$L \frac{di_L}{dt} = V_e - V_s \quad (I.4)$$

$$i_L = I_{\max} + \frac{V_e - V_s}{L} (t - \alpha T_d) \quad (I.5)$$

à l'instant $t = T_d$, le courant dans l'inductance revient à sa valeur minimale I_{\min} :

$$I_{\min} = I_{\max} + \frac{V_e - V_s}{L} (1 - \alpha) T_d \quad (I.6)$$

Avec $\Delta i_L = I_{\max} - I_{\min}$: représente l'ondulation du courant dans l'inductance

Ceci dit, l'égalité des deux équations de l'ondulation de courant (I.3) et (I.6) donne la valeur moyenne de la tension de sortie V_s :

$$V_s = \frac{1}{1-\alpha} V_e \quad (I.7)$$

D'après l'équation (I.7) on peut contrôler la valeur moyenne de la tension de sortie du convertisseur en faisant varier sa tension d'entrée ou son rapport cyclique. Celui-ci étant toujours compris entre 0 et 1, alors le montage fonctionne en élévateur de tension.

I.3.2 Convertisseur Buck :

Un convertisseur Buck, ou hacheur série, est une alimentation à découpage qui convertit une tension continue en une autre tension continue de plus faible valeur [2].

On procède de la même manière dans l'étude du convertisseur Buck. La figure (I.6) illustre le principe de fonctionnement de ce convertisseur. Ainsi, la figure (I.7) donne les intervalles de conduction de l'interrupteur et de la diode ainsi que les formes d'ondes des courants (à gauche) et tensions (à droite).

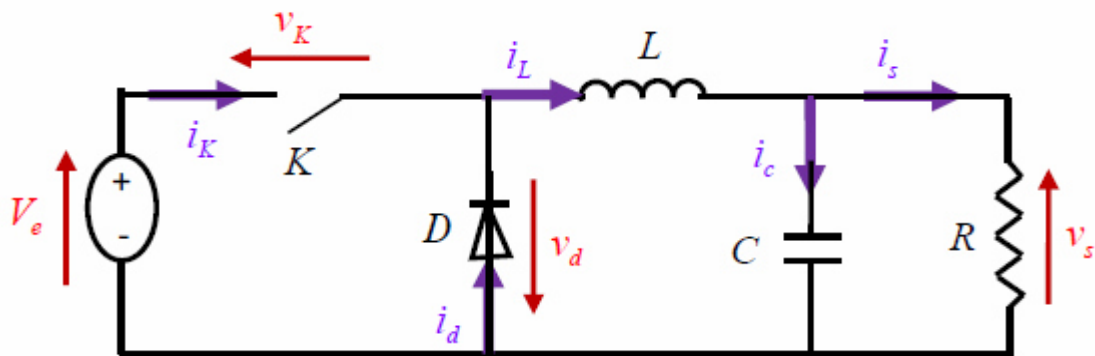


Figure I.6 : Schéma de base d'un convertisseur buck[5]

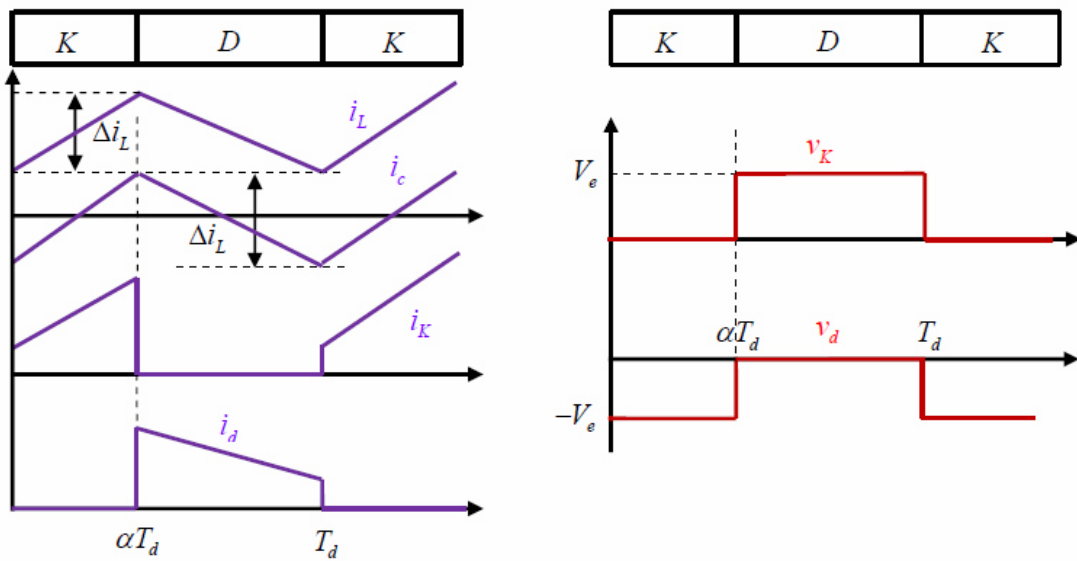


Figure I.7 : Formes d'ondes des courants et tensions du convertisseur Buck[5]

Lorsque K est fermée et D est ouvert durant l'intervalle $[0 \alpha T_d]$, le circuit électrique du convertisseur est présenté dans la figure (I.8) :

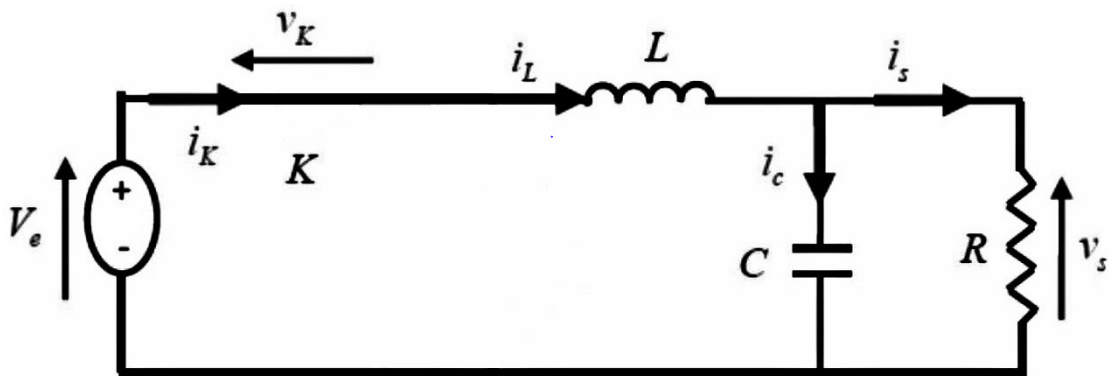


Figure I.8 : Circuit équivalent du buck quand l'interrupteur est fermé[5]

On présente les équations I.8 et I.9 comme suit :

$$V_e = L \frac{di_L}{dt} + V_s \quad (I.8)$$

$$i_L = I_{\min} + \frac{V_e - V_s}{L} t \quad (I.9)$$

à l'instant $t = \alpha T_d$, le courant atteint sa valeur maximale dans l'inductance I_{\max}

$$I_{\max} = I_{\min} + \frac{V_e - V_s}{L} \alpha T_d \quad (I.10)$$

Lorsque K est ouvert et D est fermée durant l'intervalle $[\alpha T_d, T_d]$, le circuit électrique devient alors, voir la figure I.9 :

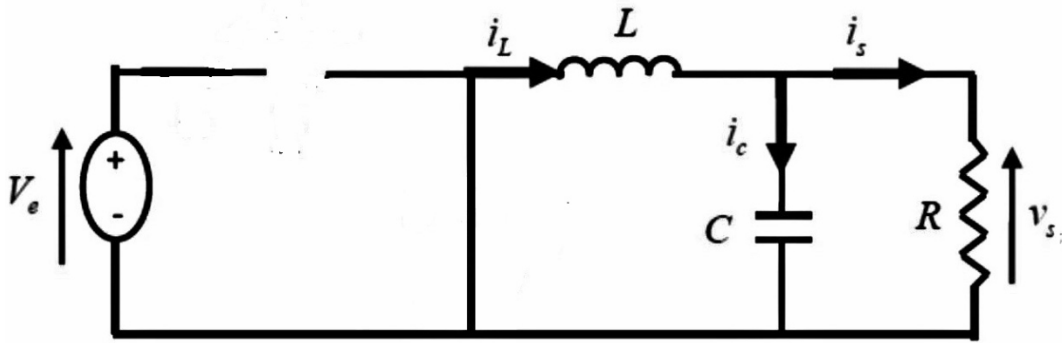


Figure I.9 : Circuit équivalent du buck quand l'interrupteur est ouvert[5]

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

$$i_L = I_{\max} - \frac{V_s}{L} (1 - \alpha T_d) \quad (I.12)$$

à l'instant $t = T_d$, le courant dans l'inductance revient à sa valeur minimale I_{\min} exprimé comme suit :

$$I_{\min} = I_{\max} - \frac{V_s}{L} (1 - \alpha) T_d \quad (I.13)$$

Avec $\Delta i_L = I_{\max} - I_{\min}$: représente l'ondulation du courant dans l'inductance

L'égalité des deux équations de l'ondulation de courant (I.9) et (I.13) donne la valeur moyenne de la tension de sortie V_s :

$$V_s = \alpha V_e \quad (I.14)$$

En appliquant le principe de conservation de puissance entre l'entrée et la sortie du convertisseur, on peut établir la valeur moyenne du courant dans l'inductance :

$$I_L = I_s \quad (I.15)$$

Donc le convertisseur est abaisseur en tension.

I.3.3 Convertisseur Buck-Boost :

Un convertisseur Buck-Boost contient une alimentation à découpage qui convertit une tension continue en une autre tension continue de plus faible ou plus grande valeur mais de polarité inverse [2].

La figure (I.10) présente le principe de fonctionnement de ce convertisseur, et la figure (I.11) illustre les intervalles de conduction de l'interrupteur et de la diode ainsi que les formes d'ondes des courants (à gauche) et des tensions (à droite).

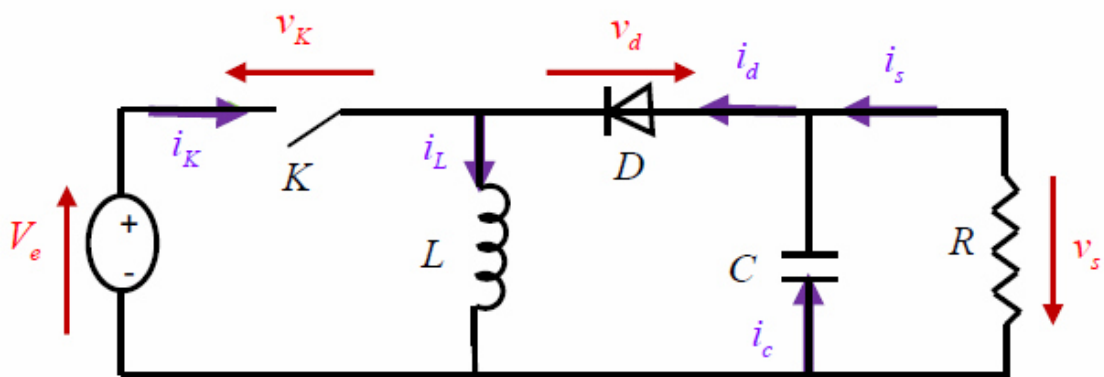


Figure I.10 : Schéma de base d'un convertisseur buck-boost[5]

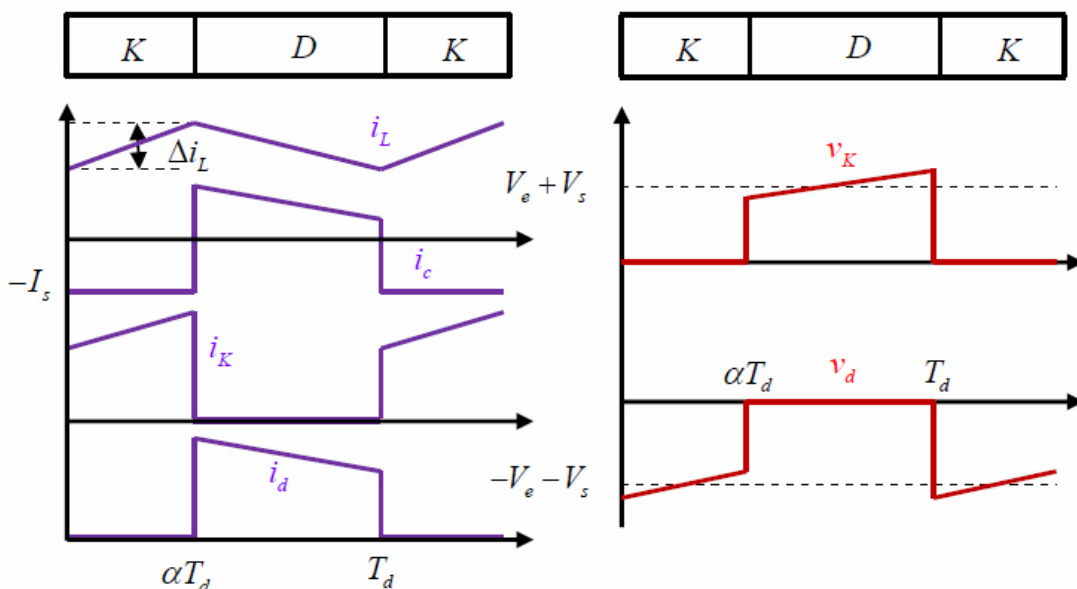


Figure I.11 : Formes d'ondes des courants et tensions du convertisseur Buck-boost[5]

Lorsque K est fermée et D est ouvert durant l'intervalle $[0 \alpha T_d]$, le circuit électrique du convertisseur sera comme montré dans la figure (I.12) :

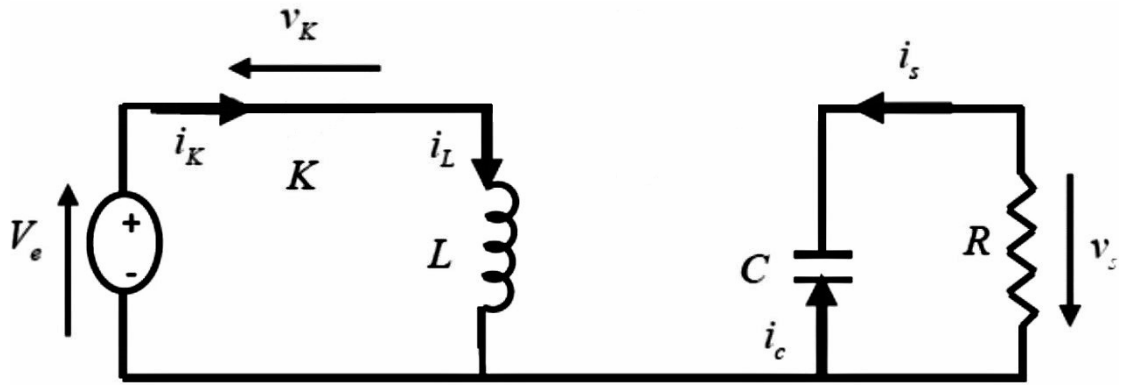


Figure I.12 : Circuit équivalent du buck-Boost quand l'interrupteur est fermé[5]

On a les équations qui régissent le système comme suit :

$$V_e = L \frac{di_L}{dt} \quad (I.16)$$

$$i_L = I_{\min} + \frac{V_e}{L} t \quad (I.17)$$

à l'instant $t = \alpha T_d$, le courant atteint sa valeur maximale dans l'inductance I_{\max}

D'où :

$$I_{\max} = I_{\min} + \frac{V_e}{L} \alpha T_d \quad (I.18)$$

Lorsque K est ouvert et D est fermée durant l'intervalle $[\alpha T_d, T_d]$, le circuit électrique devient (figure I.13) :

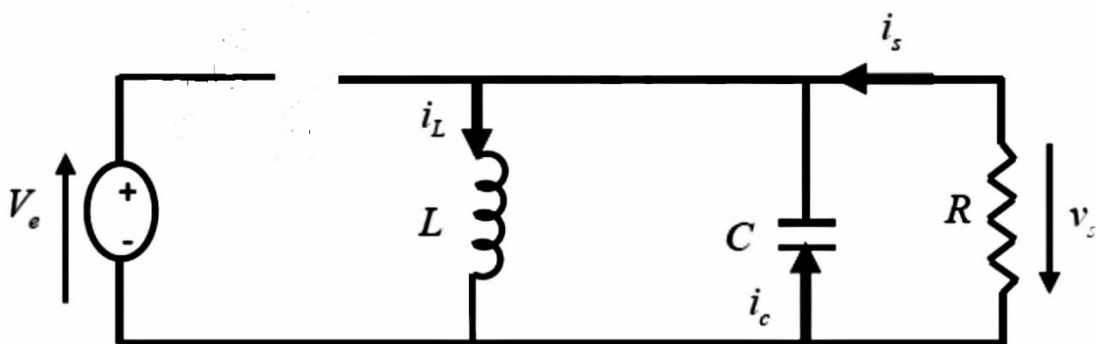


Figure I.13 : Circuit équivalent du buck-Boost quand l'interrupteur est ouvert[5]

On prend maintenant les nouvelles équations :

$$L \frac{di_L}{dt} = V_s \quad (I.19)$$

$$i_L = I_{\max} + \frac{V_s}{L} (t - \alpha T_d) \quad (I.20)$$

à l'instant $t = T_d$, le courant dans l'inductance revient à sa valeur minimale I_{\min} comme suit:

$$I_{\min} = I_{\max} + \frac{V_s}{L} (1 - \alpha) T_d \quad (I.21)$$

Ainsi que l'ondulation du courant dans l'inductance est exprimée comme suit :

$$\Delta i_L = I_{\max} - I_{\min}$$

L'égalité des deux équations de l'ondulation de courant (I.18) et (I.21) donne la valeur moyenne de la tension de sortie V_s :

$$V_s = \frac{\alpha V_e}{(1 - \alpha)} \quad (I.22)$$

En appliquant le principe de conservation de puissance entre l'entrée et la sortie du convertisseur, on peut établir la valeur moyenne du courant dans l'inductance comme suit:

$$I_L = \frac{I_s}{1 - \alpha} \quad (I.23)$$

La tension de sortie du convertisseur Buck-Boost est négative par rapport à la tension d'entrée. Son amplitude peut être supérieure ou inférieure à celle de la tension d'entrée selon la valeur du rapport cyclique. C'est un abaisseur-élevateur-inverseur en tension [5].

I.3.4 Convertisseur Cuk :

Le convertisseur Cuk est nommé par le nom de son inventeur il peut délivrer une tension de sortie supérieure ou inférieure que celle de l'entrée, ce convertisseur utilise un condensateur pour le stockage il a une tension de sortie inversé par rapport à celle de l'entrée. La figure (I.14) présente le schéma de fonctionnement du convertisseur Cuk, et la figure (I.15) donne les intervalles de conduction de l'interrupteur et de la diode ainsi que les formes d'ondes des courants (à gauche) et des tensions (à droite).

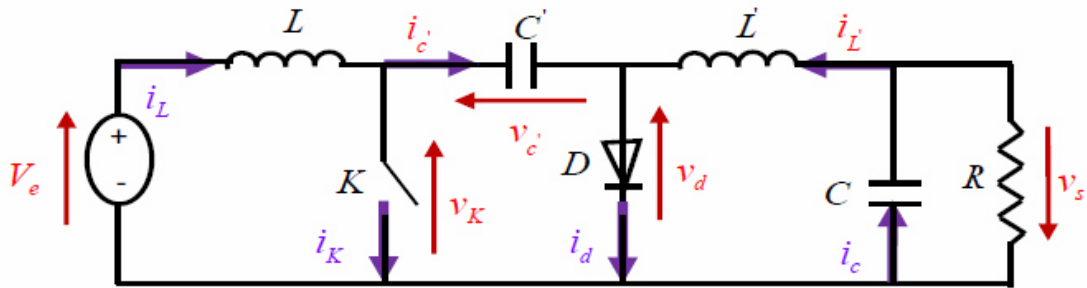


Figure I.14 : Schéma de base d'un convertisseur cuk[5]

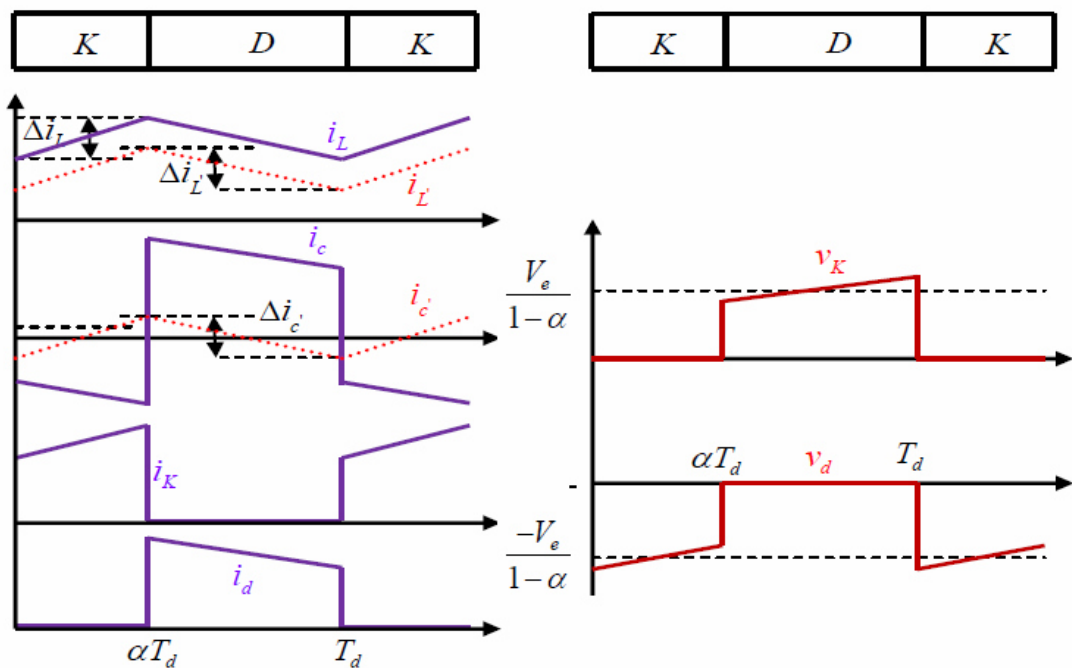


Figure I.15 : Formes d'ondes des courants et tensions du convertisseur cuk[5]

le circuit électrique du convertisseur est illustré dans la figure (I.16) dans le cas où K est fermée et D est ouvert durant l'intervalle $[0 \alpha T_d]$;

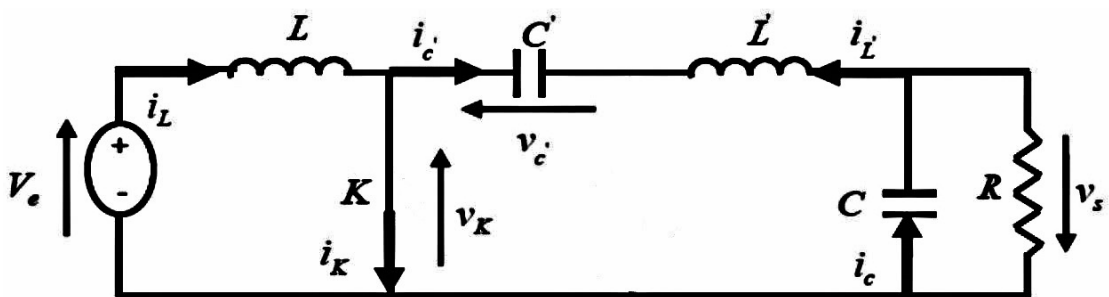


Figure I.16 : Circuit équivalent du cuk quand l'interrupteur est fermé[5]

Dans le cas où K est ouvert et D est fermée durant l'intervalle $[\alpha T_d T_d]$, le circuit électrique

devient figure (I.17) :

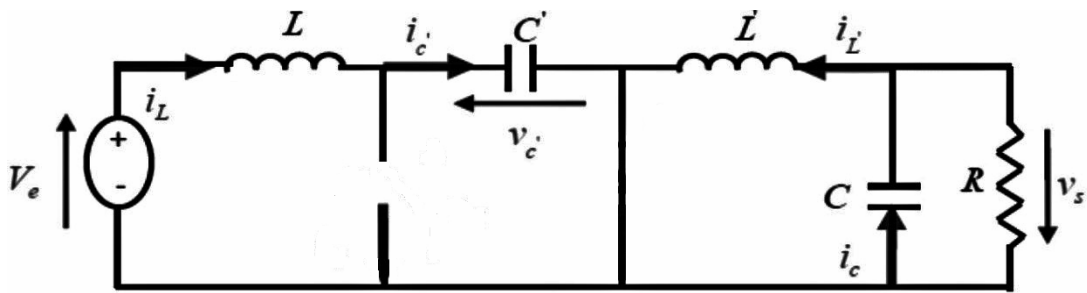


Figure I.17 : Circuit équivalent du cuk quand l'interrupteur est ouvert[5]

La tension de sortie en valeur moyenne est donnée par :

$$V_s = \frac{\alpha V_e}{(1-\alpha)} \quad (I.24)$$

On remarque que le rapport de transformation est similaire à celui du Buck-Boost. De même, on peut dire que c'est un montage abaisseur-élevateur-inverseur en tension. La relation entre les valeurs moyennes des courants est donnée par :

$$I_L = \frac{\alpha}{(1-\alpha)} I_{L'} = \frac{\alpha}{(1-\alpha)} I_s \quad (I.25)$$

I.3.5 Convertisseur sepic :

Sepic est un dérivé du convertisseur Cuk, il peut aussi augmenter ou abaisser la tension. Les caractéristiques des deux topologies sont presque identiques, les deux utilisent un condensateur pour le stockage, mais l'entrée et la sortie de convertisseur sepic ont une tension de même polarité (n'est pas inverseur en tension).

La figure (I.18) présente le schéma du fonctionnement du convertisseur Sepic, et la figure (I.19) illustre les intervalles de conduction de l'interrupteur et de la diode ainsi que les formes d'ondes des courants (à gauche) et des tensions (à droite)

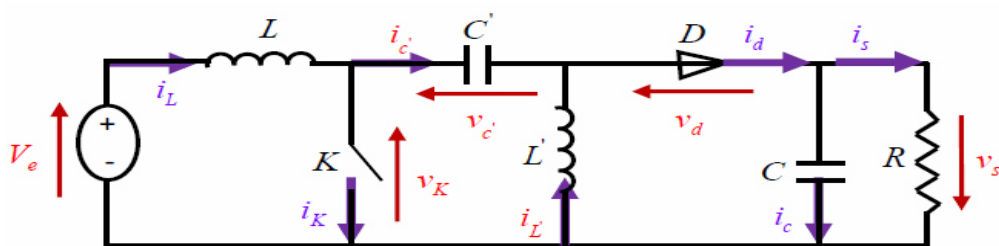


Figure I.18 : Schéma de base d'un convertisseur sepic[5]

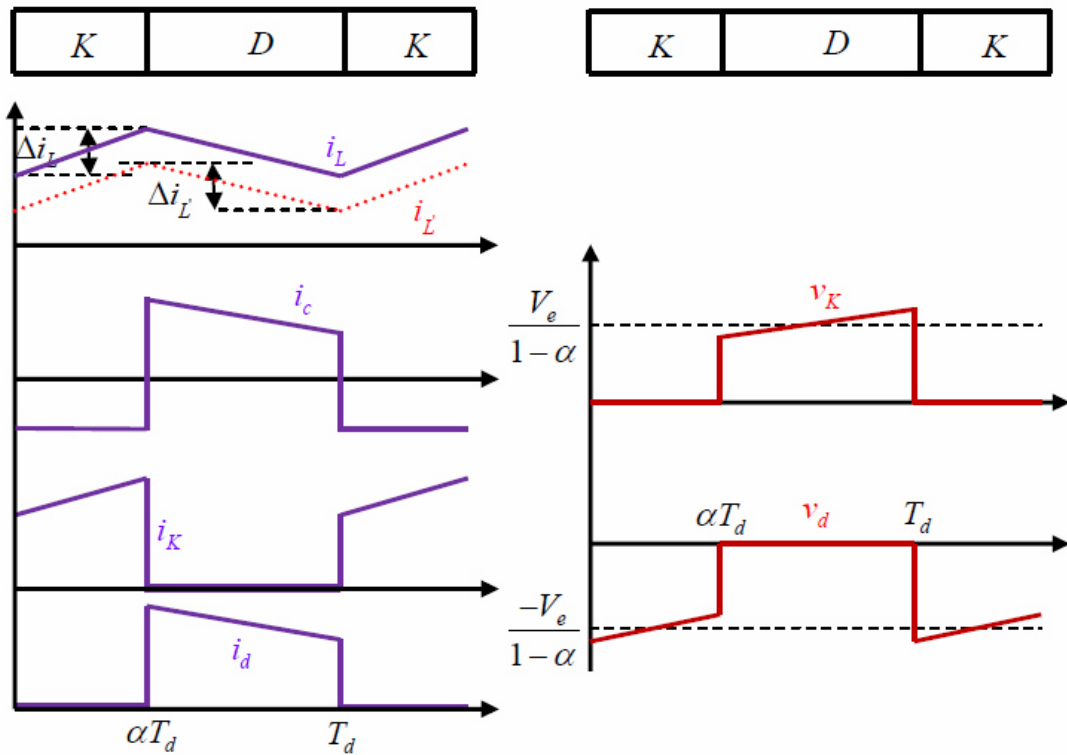


Figure I.19 : Formes d'ondes des courants et tensions du convertisseur sepic[5]

Lorsque K est fermée et D est ouvert durant l'intervalle $[0 \alpha T_d]$, le circuit électrique du convertisseur sera comme montré dans la figure (I.20) :

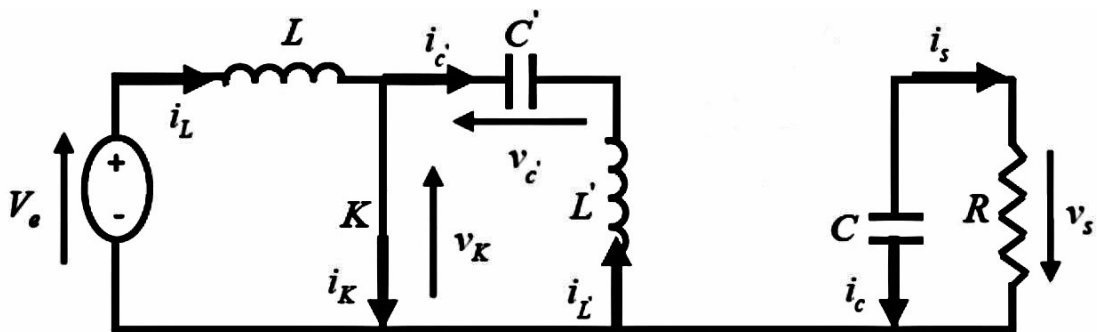


Figure I.20 : Circuit équivalent du sepic quand l'interrupteur est fermé[5]

Lorsque K est ouvert et D est fermée durant l'intervalle $[\alpha T_d T_d]$, le circuit électrique devient figure (I.21) :

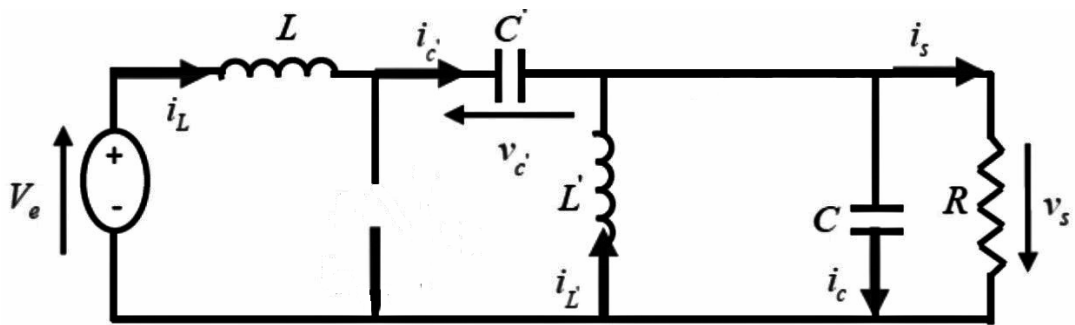


Figure I.21 : Circuit équivalent du sepic quand l'interrupteur est ouvert[5]

La tension de sortie moyenne est donnée par:

$$V_s = \frac{\alpha V_e}{(1-\alpha)} \quad (\text{I.26})$$

La relation entre les valeurs moyennes des courants est donnée par :

$$I_L = \frac{\alpha}{(1-\alpha)} I_{L'} = \frac{\alpha}{(1-\alpha)} I_s \quad (\text{I.27})$$

I.3.6 Les convertisseurs boost multi-niveaux :

Un convertisseur multi-niveaux permet de générer une tension multi niveaux à la sortie du convertisseur. Plus le nombre de niveaux est important, plus le signal de sortie est grand [6].

I.3.6.1 Principe de fonctionnement :

On distingue deux topologies qui représentent les hacheurs boost multi-niveaux .Les figures (I.22) et (I.23) représentent le schéma de base de ce type de convertisseur.

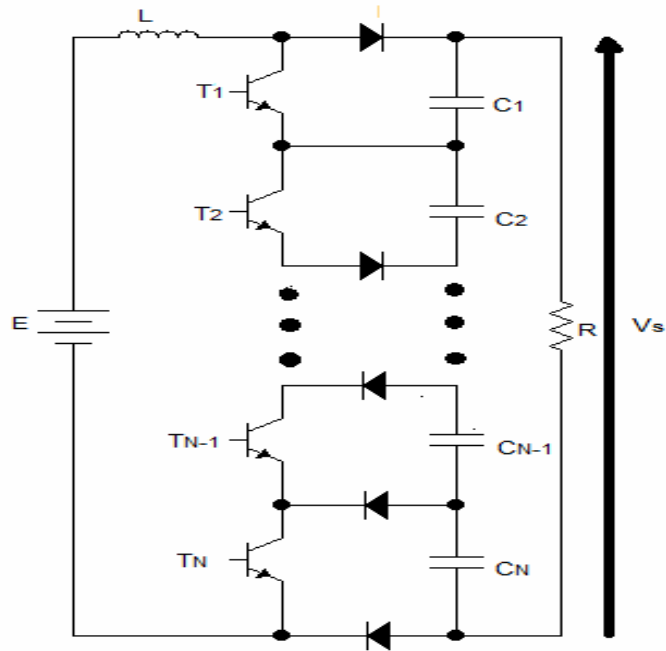


Figure I.22 : schéma de base d'un convertisseur boost de N+1 niveaux

La figure (I.22) représente un convertisseur boost de N+1 niveaux (en tenant compte du niveau zéro) basé sur N interrupteurs commandé, N diodes et N condensateurs. La tension de sortie de chaque condensateur V_C est donnée par :

$$V_C = \frac{E}{(1-\alpha)} \quad (\text{I.28})$$

Ainsi, La valeur moyenne de la tension de sortie V_s de convertisseur N+1 niveaux est donnée par :

$$V_s = NV_C \quad (\text{I.29})$$

Donc, on trouve

$$V_s = \frac{EN}{(1-\alpha)} \quad (\text{I.30})$$

La deuxième structure est représentée par la figure (I.23) comme suit :

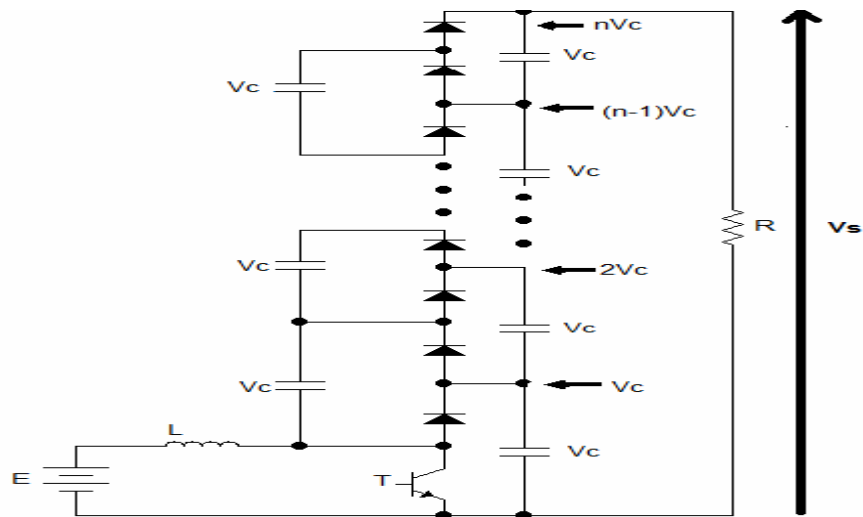


Figure I.23 : schéma de base d'un convertisseur boost de N+1 niveaux

C'est un convertisseur de N+1 niveaux basé sur un interrupteur commandé T, 2N-1 diodes et 2N-1 condensateurs. Un avantage de cette topologie est que le nombre de niveaux peut être étendu en ajoutant seulement des condensateurs et diodes et le circuit principal n'a pas besoin d'être modifié. Ainsi le gain de la tension est maintenu par les équations bien connues du convertisseur élévateur.

D'après la figure (I.23), le premier niveau représente le convertisseur boost habituel ou les équations et le comportement sont bien connus.

A cet effet, la valeur moyenne de la tension de sortie V_s de convertisseur N+1 niveaux est donnée par la relation I.31:

$$V_s = \frac{EN}{1-\alpha} \quad (\text{I.31})$$

Pour la valeur moyenne du courant dans l'inductance, on a la relation I.32:

$$I_L = \frac{V_C}{E} \frac{N^2 V_C}{R} = \frac{N^2 V_C}{(1-\alpha)R} \quad (\text{I.32})$$

I.4 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté un aperçu général sur les différentes topologies et modes de fonctionnement des convertisseurs statiques (les hacheurs).

Le chapitre qui suit présente la modélisation et la simulation sous Matlab/Simulink des convertisseurs multi-niveaux.

Bibliographie:

- [1] NAFFOUTI Seif Eddine, Dimensionnement et commande d'un hacheur parallèle alimenté par une source photovoltaïque, mémoire de projet de fin d'études: Ecole Nationale d'Ingénieurs de Monastir, 2011/2012.
- [2] ACHOUR Abderraouf, Analyse et commande d ' un hacheur Buck- boost, mémoire de master:Université Mohamed Khider de Biskra, 2018.
- [3] HANANOU Fatiha ; ROUABAH Aicha, Modélisation et simulation d ' un système photovoltaïque, Mémoire master académique: Université KASDI Merbah Ouargla, 2014.
- [4] Mr. KHALEM Sofiane Mr. GHERBI Azzedine, Technique MLI aléatoire en vue de la réduction des perturbations conduites dans les convertisseurs continus-continus et continus-alternatifs, Diplôme de master: Université M'HAMED BOUGARA Boumerd, 2016.
- [5] Mr : BELKAID Abdelhakimr, Conception et implémentation d'une commande MPPT de haute performance pour une chaine de conversion photovoltaïque autonome, Doctorat en sciences:Université FERHAT Abbes - Sétif, 2015.
- [6] HANAFI Salah, Contribution à l'étude et à la commande des structures de conversion d'énergie électrique de type convertisseur multicellulaire, Doctorat 3ème cycle:Université DJILLALI Liabes de Sidi BelAbbes, 2016.

Chapitre II :
modélisation des
convertisseurs
boost multi-
niveaux

II.1 Introduction:

La modélisation est une étape fondamentale qui permet d'introduire un certain nombre de modèles. Ce chapitre, à pour but la modélisation et la simulation d'un hacheur survolteur «boost» multi-niveaux.

II.2 Modélisation des hacheurs boost multi niveaux:

II.2.1 Model moyenne des convertisseurs DC-DC:

Le modèle moyen est obtenu en considérant la moyenne des deux ou trois équations d'état selon le mode de fonctionnement du convertisseur (mode de conduction continue ou bien discontinue) sur une période de découpage. Chaque configuration du circuit d'un convertisseur est représentée par un modèle linéaire à temps 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 vecteur d'état des différents modèles est composé par le courant dans les inductances et la tension aux bornes des condensateurs, et l'entrée des modèles est donnée par la tension d'alimentation E et par la grandeur de commande correspondant au rapport cyclique[1]. Dans de tels systèmes, l'ordre d'équations d'états est égal au nombre des variables d'état.

Dans le cas où le système considéré est linéaire, la représentation d'état se met sous la forme:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{Ax} + \mathbf{Bu} \\ \mathbf{y} = \mathbf{Cx} \end{cases}$$

Où :

\mathbf{x} : vecteur d'état

\mathbf{u} : vecteur de commande.

\mathbf{A} : matrice d'état.

\mathbf{B} : matrice d'entrée.

\mathbf{y} : le vecteur de sortie.

\mathbf{C} : matrice de sortie.

II.2.2 Modélisation de hacheur boost:

II.2.2 1. La structure: la figure (II.1) représente le schéma de principe d'un convertisseur boost.

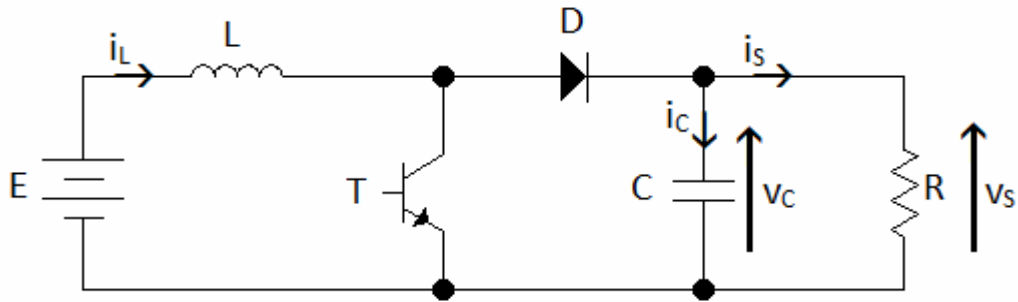


Figure II.1 : Schéma du hacheur boost

Les grandeurs d'état sont définies comme suit:

- le courant dans l'inductance i_L
- la tension V_S aux bornes de condensateur

On pose le vecteur d'état $\mathbf{x} = \begin{bmatrix} i_L \\ V_S \end{bmatrix}$

Etat 1: L'interrupteur est fermé suivant la figure II.2 :

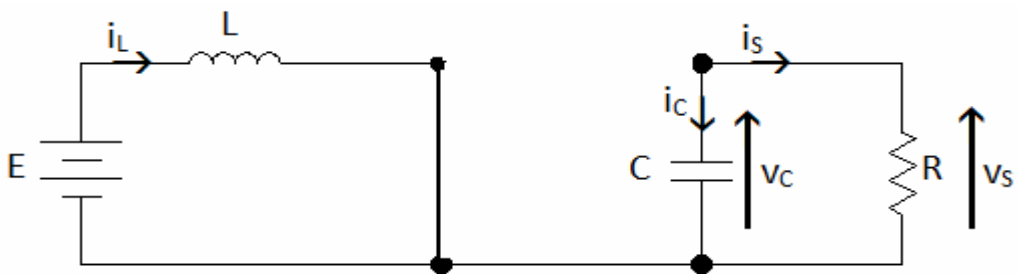


Figure II.2 : Schéma du hacheur boost quand l'interrupteur est fermé

On obtient les relations II.1 et II.2 faisant intervenir les différentes grandeurs d'état :

$$E = L \frac{di_L}{dt} \quad (\text{II.1})$$

$$i_C + i_s = 0 \Rightarrow C \frac{dV_S}{dt} + \frac{V_S}{R} = 0 \quad (\text{II.2})$$

En combinant les deux relations, on obtient :

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{E}{L} \quad (\text{II.3})$$

$$\frac{dV_S}{dt} = -\frac{V_S}{CR} \quad (\text{II.4})$$

On peut réécrire ce système d'équations sous la forme d'une équation d'état :

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} E = A_1 x + B_1 E \quad (II.5)$$

Etat 2: L'interrupteur est ouvert représenté par figure II.3 :



Figure II.3 : Schéma du hacheur boost quand l'interrupteur est ouvert

On considère les relations suivantes :

$$E = L \frac{di_L}{dt} + V_s \quad (II.6)$$

$$i_C + i_s = i_L \Rightarrow C \frac{dV_s}{dt} + \frac{V_s}{R} = i_L \quad (II.7)$$

En combinant les relations II.6 et II.7, on obtient:

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{E}{L} - \frac{V_s}{L} \quad (II.8)$$

$$\frac{dV_s}{dt} = \frac{i_L}{C} - \frac{V_s}{CR} \quad (II.9)$$

On obtient l'équation d'état suivante II.10 comme suit::

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} E = A_2 x + B_2 E \quad (II.10)$$

II.2.2.2 Obtention du modèle d'état instantané:

Pour obtenir le modèle d'état instantané, il suffit de combiner les équations (II.5) et (II.10), on obtient :

$$(II.5) \times \alpha + (II.10) \times (1 - \alpha)$$

$$\Rightarrow \dot{x} = (A_1 \alpha + A_2 (1 - \alpha))x + (B_1 \alpha + B_2 (1 - \alpha))E \quad (II.11)$$

Ce qui donne :

$$\dot{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{(1-\alpha)}{L} \\ \frac{(1-\alpha)}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \mathbf{x} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} E = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}E \quad (\text{II.12})$$

II.2.2.3 Le model moyen:

Pour passer au modèle moyen, on pose les grandeurs moyennes comme suit :

$$\begin{cases} \alpha = \alpha_e + \tilde{\alpha} \\ \mathbf{x} = \mathbf{x}_e + \tilde{\mathbf{x}} \end{cases} \quad (\text{II.13})$$

Tel que :

- X_e : désigne la valeur à l'équilibre de la grandeur x
- \tilde{x} : désigne une variation basse fréquence (par rapport à la fréquence de découpage) de cette grandeur.
- α_e : désigne la valeur de α à l'état d'équilibre.

II.2.2.4 Etude de l'état d'équilibre:

Le point d'équilibre \mathbf{X}_e est calculé en imposant $\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{0}$. Cette équation conduit à l'expression suivante:

$$\mathbf{X}_e = -\mathbf{A}^{-1}\mathbf{B}E \quad (\text{II.14})$$

Ce qui donne le résultat suivant:

$$\begin{cases} i_{Le} = \frac{E}{R(1-\alpha_e)^2} \\ V_{Se} = \frac{E}{(1-\alpha_e)} \end{cases} = \mathbf{X}_e \quad (\text{II.15})$$

II.2.2.5 Linéarisation autour de l'état d'équilibre ($\mathbf{X}_e; \alpha_e$):

Le modèle moyen obtenu est un modèle non-linéaire, Donc Pour obtenir le modèle d'état petit signaux du hacheur, nous allons linéariser le modèle d'état moyen autour de l'état d'équilibre ($x_e; \alpha_e$).

On considère le système d'état linéaire représenté par l'équation II.16:

$$\dot{\tilde{\mathbf{x}}} = \mathbf{A}\tilde{\mathbf{x}} + \mathbf{B}\tilde{\alpha} \quad (\text{II.16})$$

Tel que :

$$\mathbf{A} = \mathbf{A}_1\alpha_e + \mathbf{A}_2(1 - \alpha_e) \quad (\text{II.17})$$

$$B = (A_1 - A_2)X_e$$

Donc :

$$\dot{\tilde{X}} = \begin{bmatrix} 0 & -(1-\alpha_e) \\ \frac{(1-\alpha_e)}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \tilde{X} + \begin{bmatrix} \frac{E}{L(1-\alpha_e)} \\ -\frac{E}{RC(1-\alpha_e)^2} \end{bmatrix} \tilde{\alpha} \quad (\text{II.18})$$

II.2.2.6 Simulation sous l’outil MATLAB/SIMULINK :

La simulation sous MATLAB/SIMULINK se fait avec les valeurs suivantes :

$$R = 3\Omega, L = 1.5mH, C = 250\mu F, f = 500KHz, \alpha = 0.25. [2]$$

La figure (II.4) représente le schéma bloc de la simulation du hacheur boost pour un niveau en MATLAB-SIMULINK.

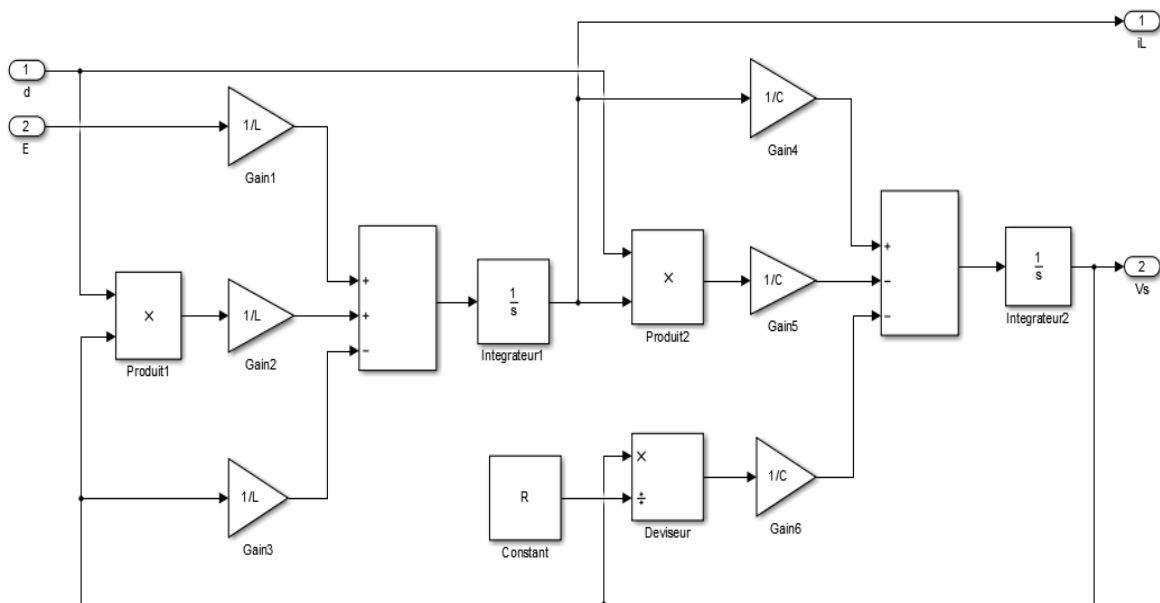


Figure II.4: Le schéma bloc de simulation du hacheur boost d’un niveau

La figure (II.5) représente les résultats de simulation pour la modélisation de hacheur boost.

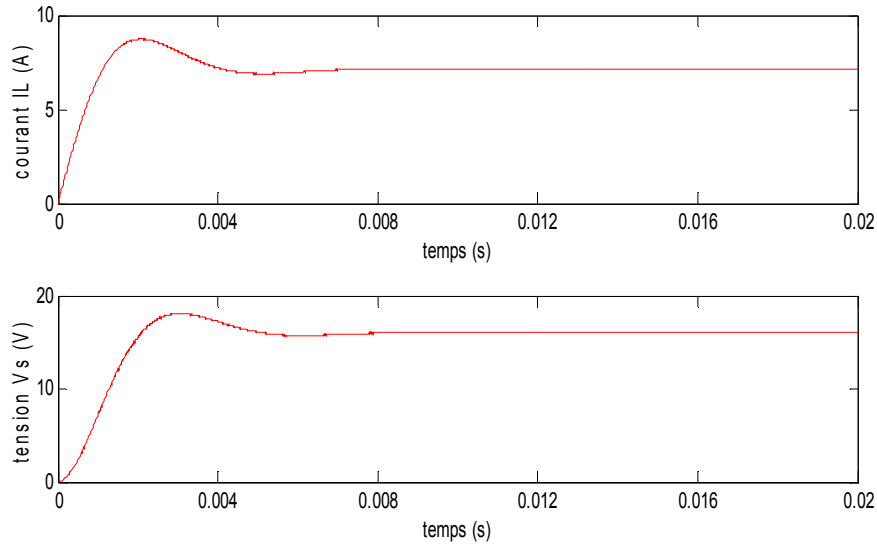


Figure II.5: allure de courant d’entrée, du la tension de sortie pour le hacheur boost.

La figure (II.5) montre que la valeur moyenne de la tension de sortie est égale à 16.01V.

D’autre part la valeur de la tension V_s est exprimée comme suit :

$$V_s = \frac{1}{1 - \alpha} E = \frac{1}{1 - 0.25} 12 = 15.99 \approx 16.01V$$

On constate que pour une fréquence de 500KHz la valeur moyenne de la tension de sortie obtenue par la simulation est égale à la valeur moyenne de la théorie.

Pour les deux allures de courant d’entrée i_L et de la tension de sortie V_s , le fonctionnement commence par un régime transitoire puis prend des valeurs stables en régime permanent.

II.2.3 Modélisation de hacheur boost de deux niveaux:[2]

II.2.3.1 La structure: la figure (II.6) représente le schéma de principe d’un convertisseur boost de deux niveaux.

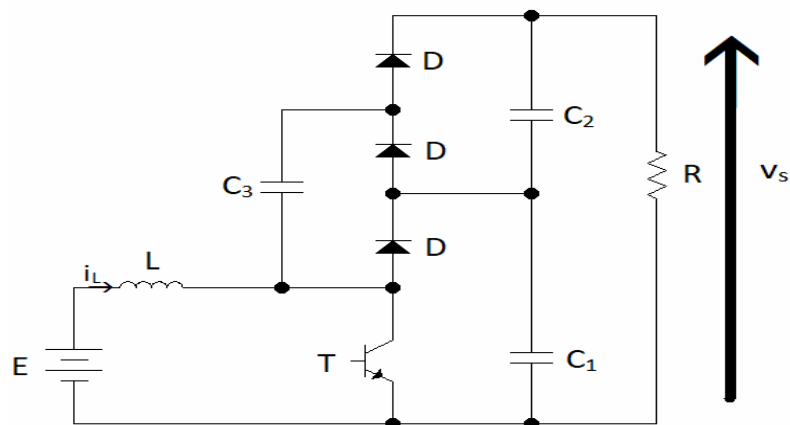


Figure II.6 : Schéma du hacheur boost (niveau 2)

Etat 1: L'interrupteur est fermé suivant la figure II.7 :

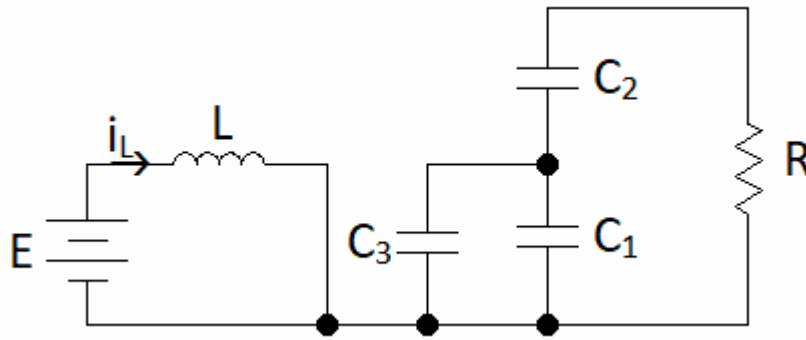


Figure II.7 : Schéma du hacheur boost (niveau 2) quand l'interrupteur est fermé

Etat 2: L'interrupteur est ouvert (figure II.8)

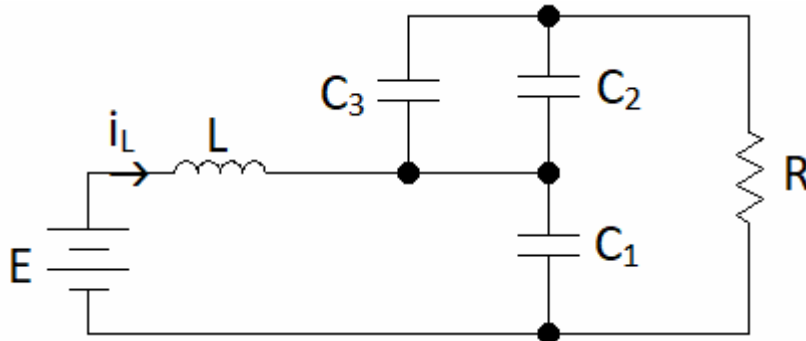


Figure II.8 : Schéma du hacheur boost (niveau 2) quand l'interrupteur est ouvert

Dans le but de réduire l'ordre de système on considère les deux circuits équivalent quand l'interrupteur est fermé (II.9) et ouvert (II.10)

Dans ces deux topologies on considère que :

$$C_1 = C_2 = C_3 = C \quad (II.19)$$

$$C_{eq1} = (C_1 // C_3) = 2C \quad (II.20)$$

$$C_{eq2} = C_1 = C \quad (II.21)$$

De plus, la tension dans chaque sortie de condensateur C_1 et C_2 est égale à la moitié de la tension de sortie V_S :

$$V_1 = V_2 = \frac{V_S}{2} \quad (II.22)$$

La figure II.9 illustre le schéma réduit du hacheur boost (niveau 2) quand l'interrupteur est fermé.

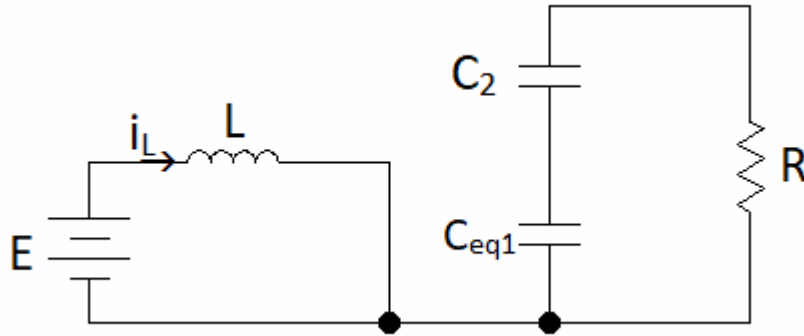


Figure II.9 : Schéma réduit du hacheur boost (niveau 2) quand l'interrupteur est fermé

On pose le vecteur d'état comme suit :

$$x = \begin{bmatrix} i_L \\ v_s \end{bmatrix} \quad (\text{II.23})$$

On obtient alors les relations suivantes :

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{E}{L} \quad (\text{II.24})$$

$$\frac{dv_s}{dt} = -\frac{2V_s}{RC_{eq1}} \quad (\text{II.25})$$

On peut réécrire ce système d'équations sous la forme d'une équation d'état :

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{2}{RC_{eq1}} \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} E = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} E = A_1 x + B_1 E \quad (\text{II.26})$$

La figure II.10 illustre le schéma réduit du hacheur boost (niveau 2) quand l'interrupteur est ouvert.

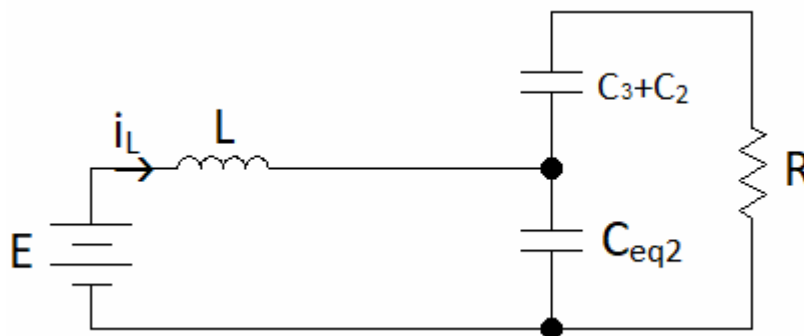


Figure II.10 : Schéma réduit du hacheur boost (niveau 2) quand l'interrupteur est ouvert

On a alors les relations suivantes :

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{E}{L} - \frac{V_s}{2L} \quad (\text{II.27})$$

$$\frac{dv_s}{dt} = \frac{i_L}{C_{eq2}} - \frac{2v_s}{RC_{eq2}} \quad (\text{II.28})$$

On obtient l'équation d'état suivante :

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{2L} \\ \frac{1}{C_{eq2}} & -\frac{2}{RC_{eq2}} \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} E = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{2L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{2}{RC} \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} E = A_2 x + B_2 \quad (\text{II.29})$$

II.2.3.2 Obtention du modèle d'état instantané: le modèle d'état instantané, est donné par la combinaison des équations (II.26) et (II.29) :

$$(\text{II. 26}) \times \alpha + (\text{II. 29}) \times (1 - \alpha)$$

$$\Rightarrow \dot{x} = (A_1 \alpha + A_2 (1 - \alpha))x + (B_1 \alpha + B_2 (1 - \alpha))E \quad (\text{II.30})$$

Après le calcul on obtient le modèle suivant :

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{(1-\alpha)}{2L} \\ \frac{(1-\alpha)}{C} & -\frac{(2-\alpha)}{RC} \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} E = Ax + BE \quad (\text{II.31})$$

II.2.3.3 Le model moyen:

Comme le convertisseur boost, on pose les grandeurs moyennes :

$$\begin{cases} \alpha = \alpha_e + \tilde{\alpha} \\ x = x_e + \tilde{x} \end{cases} \quad (\text{II.32})$$

II.2.3.4 Etude de l'état d'équilibre:

Le point d'équilibre X_e est obtenu lorsque $\dot{x} = 0$ ce qui donne le résultat suivante :

$$\begin{cases} i_{le} = \frac{4E}{R(1-\alpha_e)^2} \\ v_{se} = \frac{2E}{(1-\alpha_e)} \end{cases} = X_e \quad (\text{II.33})$$

II.2.3.5 Linéarisation autour de l'état d'équilibre ($x_e; \alpha_e$):

Pour obtenir le modèle d'état petit signaux du hacheur, nous allons linéariser le modèle d'état moyen autour de l'état d'équilibre ($x_e; \alpha_e$)

Le système d'état linéarisé est donné par :

$$\dot{\tilde{x}} = A\tilde{x} + B\tilde{\alpha} \quad (\text{II.34})$$

Avec:

$$A = A_1 \alpha_e + A_2 (1 - \alpha_e) \quad (\text{II.35})$$

$$B = (A_1 - A_2) X_e$$

Alors l'équation d'état s'écrit comme suit :

$$\dot{\tilde{X}} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{(1-\alpha_e)}{2L} \\ \frac{(1-\alpha_e)}{C} & -\frac{(2-\alpha_e)}{RC} \end{bmatrix} \tilde{X} + \begin{bmatrix} \frac{E}{L(1-\alpha_e)} \\ -\frac{2E(1+\alpha_e)}{RC(1-\alpha_e)^2} \end{bmatrix} \tilde{\alpha} \quad (\text{II.36})$$

II.2.3.6 Simulation et résultat :

La simulation se fait avec les mêmes valeurs précédents. La figure (II.11) représente le schéma bloc de simulation du hacheur boost pour deux niveaux en MATLAB-SIMULINK.

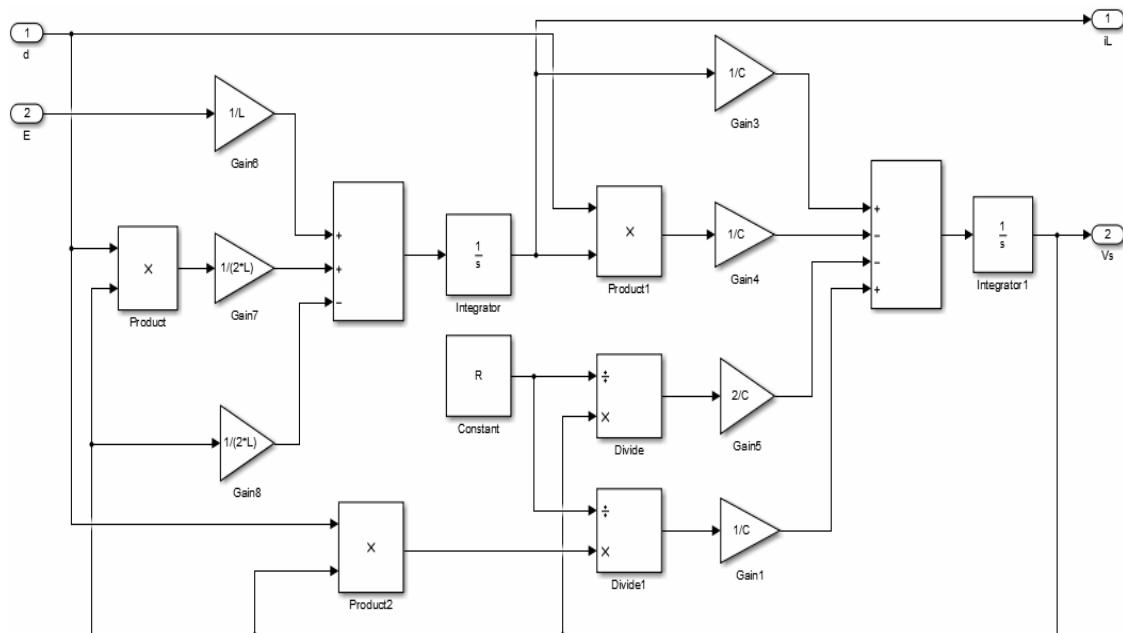


Figure II.11: Le schéma bloc de simulation du hacheur boost de deux niveaux

La figure (II.12) représente les résultats de simulation pour la modélisation de hacheur boost pour deux niveaux

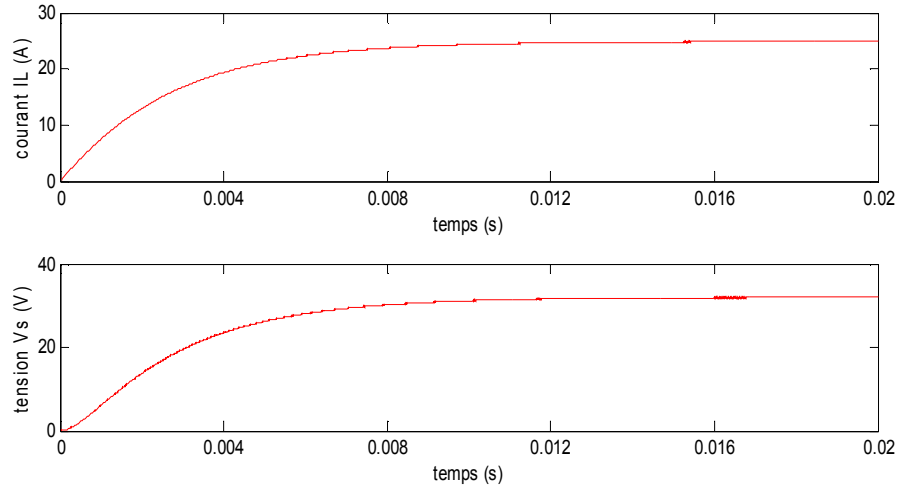


Figure II.12: allure de courant d'entrée, de la tension de sortie pour le hacheur boost de deux niveaux

La figure (II.12) montre que la valeur moyenne de la tension de sortie est égale à 32.01V.

D'autre part on a

$$V_s = \frac{2}{1-\alpha} E = \frac{2}{1-0.25} 12 = 32 \approx 32.01V.$$

On conclut que pour une fréquence de 500KHz, la valeur moyenne de la tension de sortie obtenue par la simulation s'accorde parfaitement avec la valeur moyenne de la théorie.

II.2.4 Modélisation de hacheur boost de trois niveaux:[3]

II.2.4.1 La structure: la figure (II.13) représente le principe d'un convertisseur boost de trois niveaux.

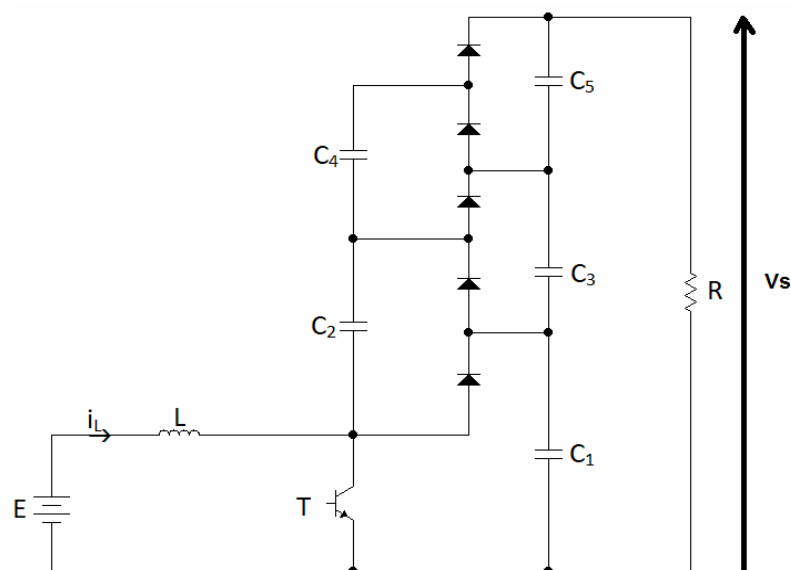


Figure II.13 : Schéma du hacheur boost (niveau 3)

Etat 1: L'interrupteur est fermé (figure II.14)

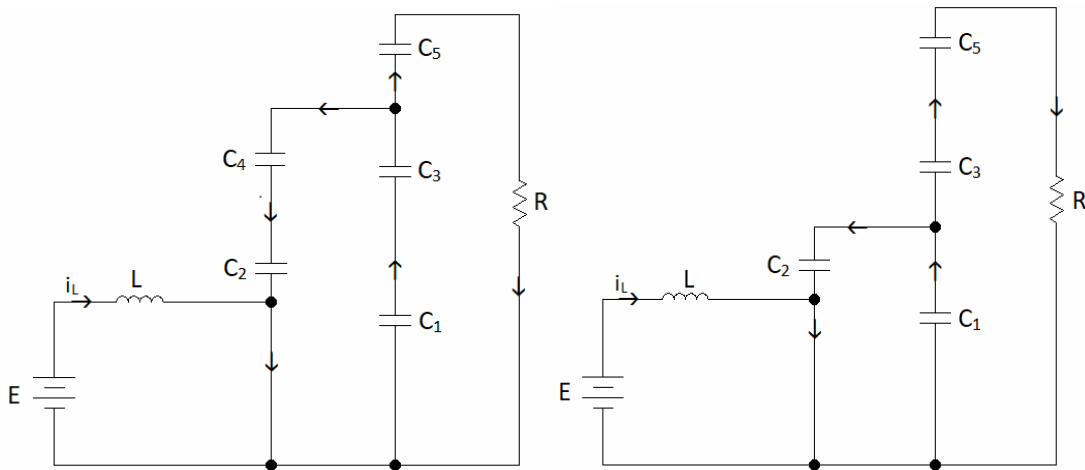


Figure II.14 : Schéma du hacheur boost (niveau 3) quand l'interrupteur est fermé

Etat 2: L'interrupteur est ouvert (figure II.15)

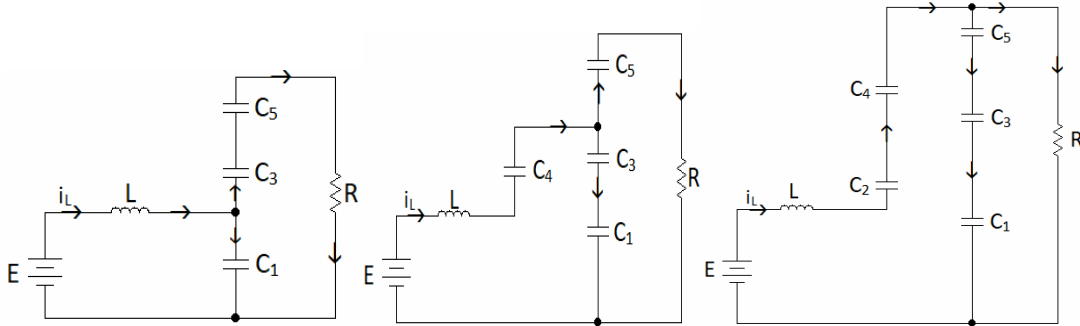


Figure II.15 : Schéma du hacheur boost (niveau 3) quand l'interrupteur est ouvert

Dans le but de réduire l'ordre de système on considère les deux circuits équivalent quand l'interrupteur est fermé (II.16) et ouvert (II.17)

Dans ces deux topologies on considère que :

$$C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = C_5 = C \quad (II.38)$$

$$C_{eq1} = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} + \frac{C_3 C_4}{C_3 + C_4} = C \quad (II.39)$$

$$C_{eq2} = C_1 = C \quad (II.40)$$

$$C_{eq3} = \frac{C_2 C_3}{C_2 + C_3} + \frac{C_4 C_5}{C_4 + C_5} = C \quad (II.41)$$

De plus, la tension dans chaque sortie de condensateur C_1 , C_2 et C_3 est égale à la tiers du la tension de sortie V_S :

$$V_1 = V_2 = V_3 = \frac{V_S}{3} \quad (II.42)$$

La figure II.16 : illustre le schéma réduit du hacheur boost (niveau 3) quand l'interrupteur est fermé.

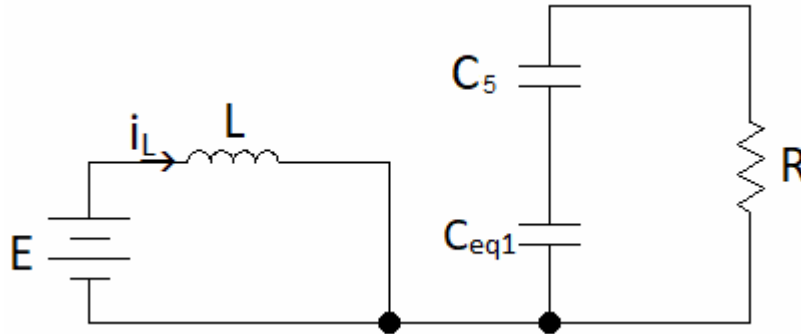


Figure II.16 : Schéma réduit du hacheur boost (niveau 3) quand l'interrupteur est fermé

On pose le vecteur d'état

$$x = \begin{bmatrix} i_l \\ v_s \end{bmatrix} \quad (\text{II.43})$$

On obtient alors les relations suivantes :

$$\frac{di_l}{dt} = \frac{E}{L} \quad (\text{II.44})$$

$$\frac{dv_s}{dt} = -\frac{3v_s}{RC_{eq1}} \quad (\text{II.45})$$

On peut réécrire ce système d'équations sous la forme d'une équation d'état :

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{3}{RC_{eq1}} \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} E = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{3}{RC} \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} E = A_1 x + B_1 E \quad (\text{II.46})$$

La figure II.17 présente le schéma réduit du hacheur boost (niveau 3) quand l'interrupteur est ouvert.

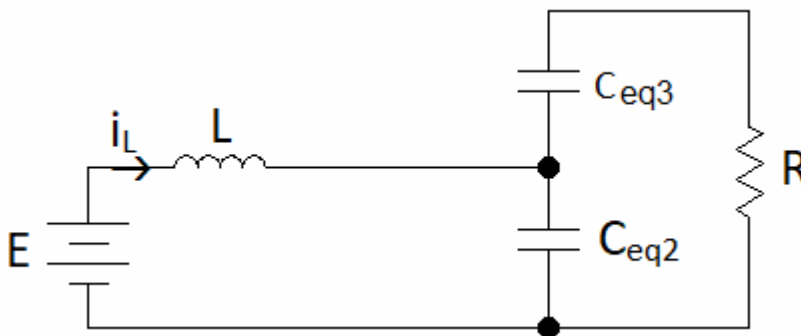


Figure II.17 : Schéma réduit du hacheur boost (niveau 3) quand l'interrupteur est ouvert

On a alors les relations suivantes :

$$\frac{di_1}{dt} = \frac{E}{L} - \frac{v_s}{3L} \quad (\text{II.47})$$

$$\frac{dv_s}{dt} = \frac{i_1}{C_{eq2}} - \frac{3v_s}{RC_{eq2}} \quad (\text{II.48})$$

On obtient l'équation d'état suivante :

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{3L} \\ \frac{1}{C_{eq2}} & -\frac{3}{RC_{eq2}} \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} E = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{3L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{3}{RC} \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} E = A_2 x + B_2 E \quad (\text{II.49})$$

II.2.4.2 Obtention du modèle d'état instantané:

Le modèle d'état instantané, est donné par la combinaison des équations (II.46) et (II.49) :

$$(\text{II. 46}) \times \alpha + (\text{II. 49}) \times (1 - \alpha)$$

$$\Rightarrow \dot{x} = (A_1 \alpha + A_2 (1 - \alpha))x + (B_1 \alpha + B_2 (1 - \alpha))E \quad (\text{II.50})$$

Après le calcul on obtient le modèle suivant :

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{(1-\alpha)}{3L} \\ \frac{(1-\alpha)}{C} & -\frac{3}{RC} \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} E = Ax + BE \quad (\text{II.51})$$

II.2.4.3 Le model moyen:

Comme le convertisseur boost de niveau 1, on pose les grandeurs moyennes :

$$\begin{cases} \alpha = \alpha_e + \tilde{\alpha} \\ x = x_e + \tilde{x} \end{cases} \quad (\text{II.52})$$

II.2.4.4 Etude de l'état d'équilibre:

Le point d'équilibre X_e est obtenu lorsque $\dot{x} = 0$ ce qui donne le résultat suivante :

$$\begin{cases} i_{1e} = \frac{9E}{R(1-\alpha_e)^2} \\ v_{se} = \frac{3E}{(1-\alpha_e)} \end{cases} = X_e \quad (\text{II.53})$$

II.2.4.5 Linéarisation autour de l'état d'équilibre ($x_e ; \alpha_e$):

Pour obtenir le modèle d'état petit signaux du hacheur, nous allons linéariser le modèle d'état moyen autour de l'état d'équilibre ($x_e ; \alpha_e$). Dans ce cas le système d'état linéaire est exprimé comme suit :

$$\dot{\tilde{X}} = A\tilde{X} + B\tilde{\alpha} \quad (\text{II.54})$$

Tel que :

$$A = A_1 \alpha_e + A_2 (1 - \alpha_e) \quad (\text{II.55})$$

$$B = (A_1 - A_2)X_e$$

On obtient alors l'équation d'état :

$$\dot{\tilde{X}} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{(1-\alpha_e)}{3L} \\ \frac{(1-\alpha_e)}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \tilde{X} + \begin{bmatrix} \frac{E}{L(1-\alpha_e)} \\ \frac{9E}{RC(1-\alpha_e)^2} \end{bmatrix} \tilde{\alpha} \quad (\text{II.56})$$

II.2.4.6 Simulation et résultat:

La simulation se fait avec les mêmes grandeurs précédentes. A cet effet, la figure (II.18) représente le schéma bloc de la simulation du hacheur boost à trois niveaux en MATLAB-SIMULINK

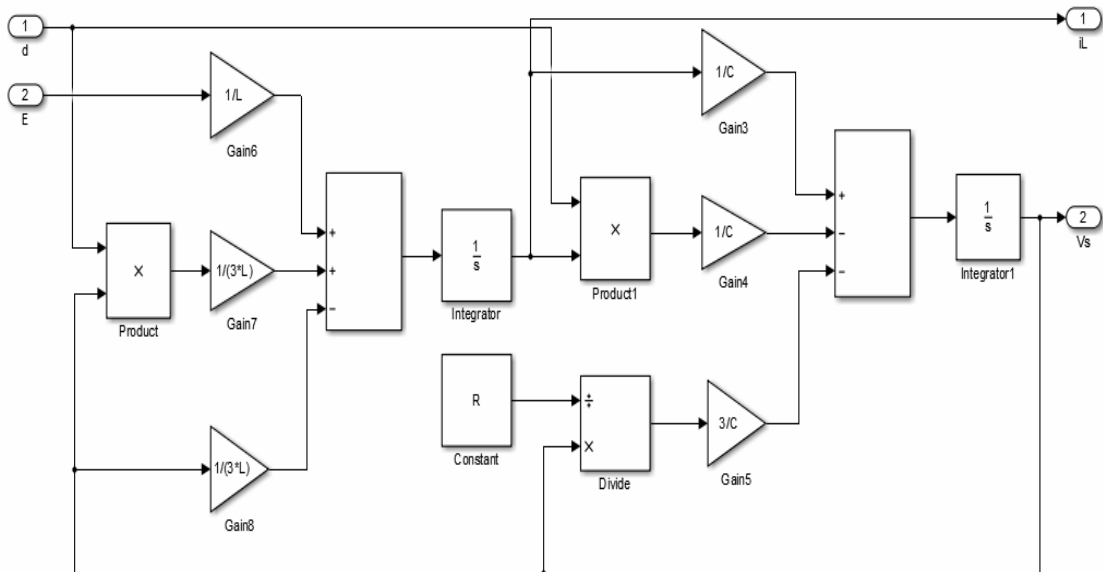


Figure II.18: Le schéma bloc de simulation du hacheur boost de trois niveaux

La figure (II.19) représente les résultats de simulation pour la modélisation de hacheur boost pour trois niveaux

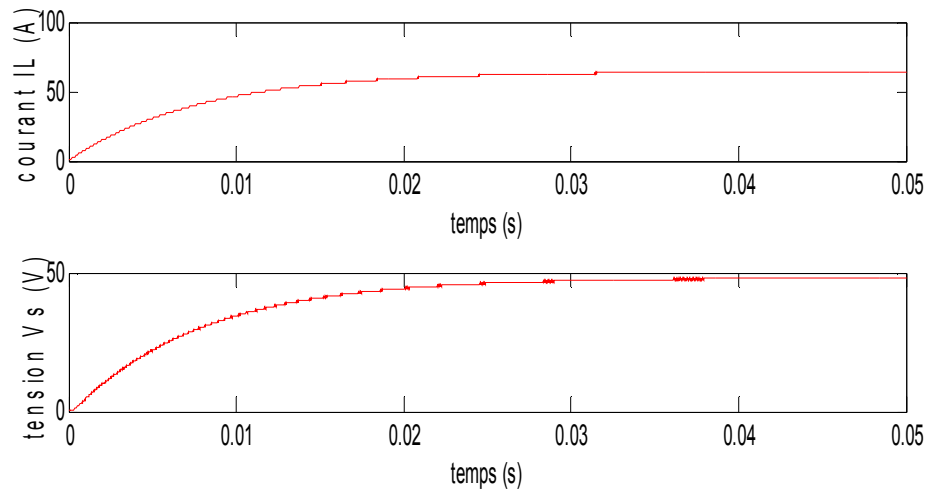


Figure II.19: allure de courant d'entrée, du la tension de sortie pour le hacheur boost de trois niveaux

La figure (II.19) montre que la valeur moyenne de la tension de sortie est égale à 48.05V.

D'autre part on a :

$$V_s = \frac{3}{1-\alpha} E = \frac{3}{1-0.25} 12 = 48 \approx 48.05V.$$

On conclut que pour une fréquence de 500KHz, la valeur moyenne de la tension de sortie obtenue par la simulation est égale à la valeur moyenne de la théorie.

II.3 Conclusion:

Dans ce chapitre nous avons présenté la modélisation et la simulation sous Matlab/Simulink des convertisseurs dc-dc de type élévateur pour les niveaux un, deux et trois.

Le chapitre qui suit présente la commande de convertisseur dc-dc dédié pour un système photovoltaïque.

Bibliographie:

- [1] ACHOUR Abderraouf, Analyse et commande d ' un hacheur Buck- boost, mémoire de master:Université Mohamed Khider de Biskra, 2018.
- [2] J. C. Mayo-maldonado, State Space Modeling and Control of the DC-DC Multilevel Boost Converter, article, 2010.
- [3] M.Tech in Industrial Electronics, SJCE, Mysore, Modeling and Analysis of Three Level DC- DC Boost Converter for High Gain Applications: International Journal of Engineering Science and Innovative Technology (IJESIT), 2014.
- [4] HANANOU FATIHA ROUABAH AICHA, Modélisation et simulation d ' un système photovoltaïque, Mémoire de master académique, université KASDI MERBAH OUARGLA, 2014

Chapitre III :
La commande du
hacheur boost de
trois niveaux

III.1 Introduction :

L'objectif principal de la commande est de maîtriser l'évolution d'une ou plusieurs grandeurs physiques à partir d'une ou plusieurs variables de contrôle en présence de perturbations. Les perturbations peuvent venir de l'extérieur (perturbation sur la mesure, perturbation sur la commande...) ou à l'intérieur du système (erreur du modèle, incertitude paramétrique) et généralement non mesurable [5]. Ce chapitre va être consacré à la commande MPPT et PI classique du hacheur boost de 3 niveaux du système photovoltaïque.

III.2 Modélisation et simulation d'un champ photovoltaïque :

III.2.1 Modélisation du champ PV :

Le champ PV est constitué de modules composés de cellules, connectés en série et en parallèle pour obtenir la puissance souhaitée. [1].

Les connections en série de plusieurs cellules augmentent la tension pour un même courant, tandis que la mise en parallèle accroît le courant en conservant la tension. Ces cellules sont protégées de l'humidité par encapsulation dans un polymère EVA (éthylène-vinylacétate), et protégées sur la surface avant d'un verre, caractérisé par une bonne transmission optique et une bonne résistance mécanique. il existe plusieurs modèles qui représentent le circuit équivalent d'une cellule photovoltaïque parmi eux d'une et 2 diodes

La figure suivante représente le circuit équivalent d'une cellule photovoltaïque à deux diodes (III.1). [1]

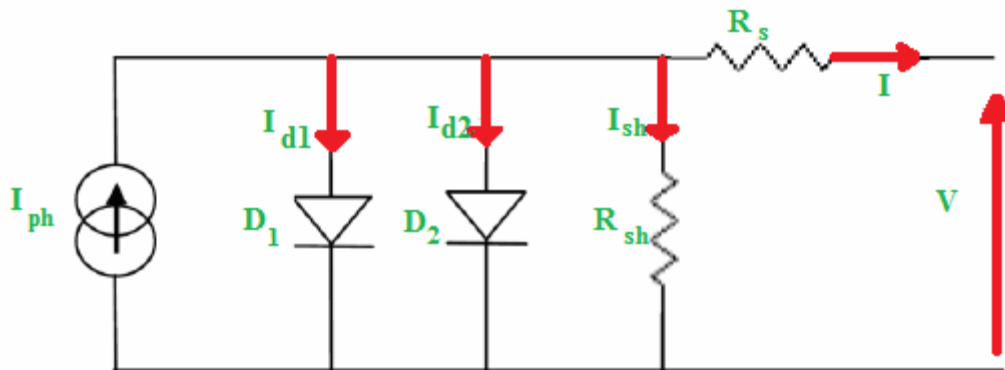


Figure III.1 : Circuit équivalent d'une cellule photovoltaïque a deux diodes [2]

Il faut noter que le modèle simplifié d'une cellule photovoltaïque est un système à une diode. Ce dernier offre un bon compromis entre simplicité et précision. Ce modèle est constitué de photo-courant, de diode, de résistance parallèle, et de résistance série comme l'indique la Figure (III.2) [1].

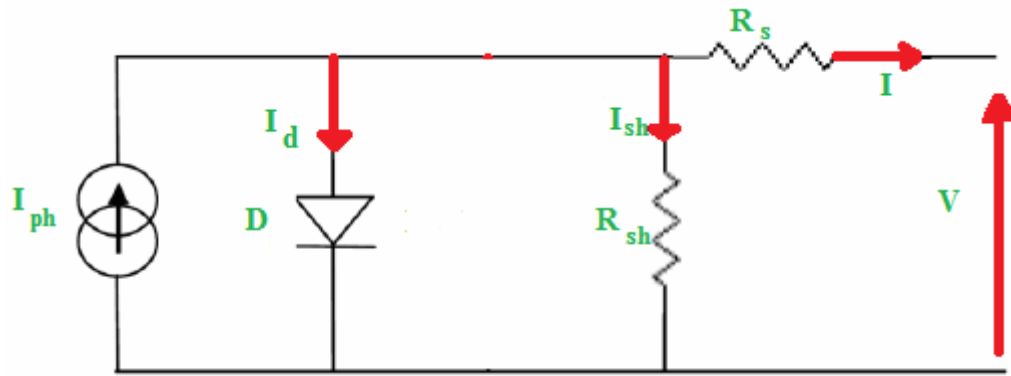


Figure III.2 : Circuit équivalent d'une cellule photovoltaïque a une diode. [2]

III.2.1.1 Modélisation d'une cellule photovoltaïque réelle :

Le schéma équivalent de la cellule photovoltaïque réelle tient compte des effets résistifs parasites dues à la fabrication. Il est représenté sur la figure (III.3). Ce schéma équivalent est constitué d'une diode (D), caractérisé par une jonction, une source de courant (I_{sc}) une résistance série (R_s) et une résistance parallèle R_p . [2]

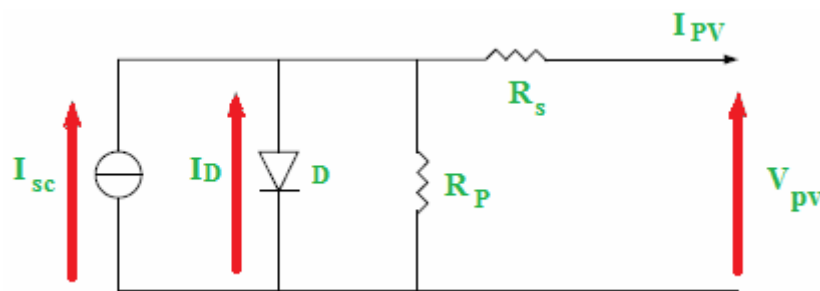


Figure III.3 : Schéma équivalent d'une cellule photovoltaïque réelle. [2]

Pour modéliser la cellule, on exprime les grandeurs électriques relatives à la représentation de la cellule sous forme d'équation du courant circulant dans la diode, comme suit :

$$I_D = I_0 \left(e^{\frac{V_D}{V_T}} - 1 \right) = I_0 \left(e^{\frac{V_{pv} + R_s I_{pv}}{V_T}} - 1 \right) \quad (III.1)$$

Avec :

I_0 : Courant de polarisation inverse de saturation de la diode

$$V_D = V_{pv} + R_s I_{pv} \quad (III.2)$$

V_T : La tension thermique défini par :

$$V_T = \frac{kT}{q} \quad (III.3)$$

Avec :

K : la constante de Boltzman ($1.3806503 \times 10^{-23}$ J/K.)

T : la température de fonctionnement de la cellule en degré Kelvin.

q : la charge d'électrons.

Où la tension V_{pv} est défini par la relation III.4 :

$$V_{pv} = V_D - R_s I_{pv} \quad (III.4)$$

Et :

$$I_p = \frac{V_D}{R_p} = \frac{V_{pv} + R_s I_{pv}}{R_p} \quad (III.5)$$

On obtient alors l'expression d' I_{pv} pour une cellule :

$$I_{pv} = I_{sc} - I_D - I_p = I_{sc} - I_0 \left(e^{\frac{V_{pv} + R_s I_{pv}}{V_T}} - 1 \right) - \frac{V_{pv}}{R_p} - \frac{R_s}{R_p} I_{pv} \quad (III.6)$$

Il faut noter que la cellule photovoltaïque seule ne peut pas fournir suffisamment de puissance pour alimenter la charge ou le réseau électrique. Il convient donc d'associer ces cellules entre elles dans le but de fournir plus de puissance. Une association en série augmentera la tension de sortie du panneau solaire tandis qu'une association en parallèles augmentera le courant fournit à la charge. Il est donc nécessaire d'introduire deux nouveaux paramètres N_p et N_s représentant respectivement le nombre de cellules en parallèles et en série. L'expression de I_{pv} devient :

$$I_{pv} = N_p I_{sc} - N_p I_0 \left(e^{\frac{V_{pv} + R_s I_{pv}}{N_s V_T}} - 1 \right) - \frac{V_{pv}}{R_p} - \frac{R_s}{R_p} I_{pv} \quad (III.7)$$

Avec :

I_{sc} : Courant de court-circuit d'une cellule;

- R_p : Résistance caractérisant les pertes par recombinaison des porteurs dues aux défauts structurales du matériau;
- R_s : Résistance caractérisant les pertes par effets Joule dans le semi-conducteur et les pertes à travers les grilles de collectes et les mauvais contacts ohmiques de la cellule.

La quantité du rayonnement solaire affecte considérablement la production de porteurs de charges dans le module photovoltaïque et conséquent elle affecte le courant généré I_{pv} . Ce

dernier peut être exprimé par la relation III.8, qui décrit l'influence de la température sur la cellule,

$$I_{pv} = I_{sct} - N_P I_{0s} \left(e^{\frac{V_{pv} + R_s I_{pv}}{N_s} \frac{1}{V_T}} - 1 \right) - \frac{V_{pv}}{R_P} - \frac{R_s}{R_P} I_{pv} \quad (III.8)$$

Avec :

$$I_{0s} = I_{0r} \left[\left(\frac{T}{T_r} \right)^3 e^{\frac{q E_{G0}}{Bk} \left(\frac{1}{T_r} - \frac{1}{T} \right)} - 1 \right] \quad (III.9)$$

$$I_{sct} = [I_{sc} + K_I (T - T_r)] \frac{G}{1000} \quad (III.10)$$

T_r : La température de référence égale à 298.18 K

E_{G0} : La largeur de bande du silicium = 1.12 eV,

B : le facteur d'idéalité égal à 1740.

K_I : Le coefficient de température.

I_{0s} : Le courant de saturation inverse de la cellule

I_{0r} : Le courant de saturation de la cellule.

III.2.1.2 Caractéristiques d'un module :

Une cellule photovoltaïque est présentée par sa courbe caractéristique électrique (courant tension). suivant la Figure III.4. [2]

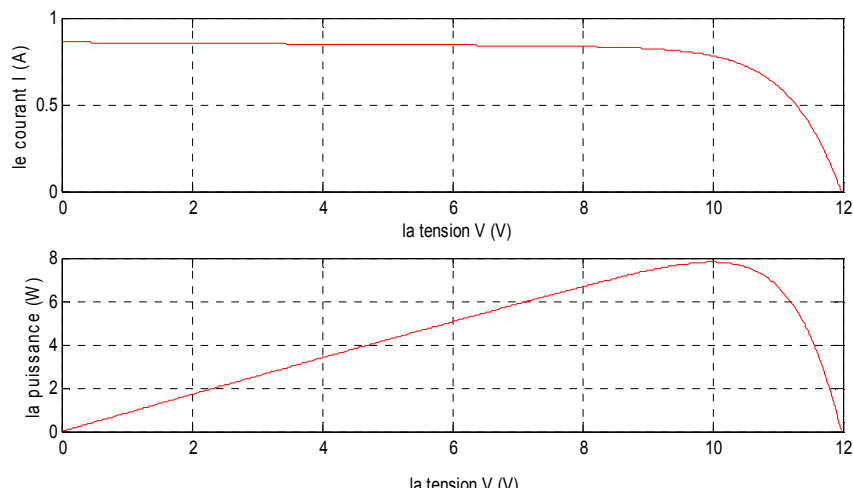


Figure III.4 : Caractéristiques I(V) et P(V) d'une cellule photovoltaïque

Les paramètres électriques spécifiques de chaque cellule sont :

- le courant de court-circuit (I_{CC}) correspondant au courant de la cellule lorsque la tension à ses bornes est nulle.
- la tension du circuit ouvert (V_{CO}) représente la tension aux bornes de la cellule sous éclairement et sans circuit de charge ($V = V_{CO}, I = 0$).
- la puissance maximale délivrée la cellule (P_{Pm}) est le produit du I_{mp} et V_{mp}
- Le Facteur de forme FF est donné par l'expression suivante

$$FF = \frac{P_{mp}}{V_{CO}I_{CC}} = \frac{V_{mp}I_{mp}}{V_{CO}I_{CC}} \quad (III.11)$$

- Le rendement de conversion:

$$\eta = \frac{V_{CO}I_{CC}}{P_i} FF \quad (III.12)$$

Où:

P_i : La puissance lumineuse incidente définie par :

$$P_i = G \times S$$

Avec

G : étant l'éclairement incident global (W/m²); S la surface active de la cellule (m²)

III.3 la commande du l'hacheur boost :

III.3.1 la commande MPPT :

Un générateur photovoltaïque peut fonctionner dans une large gamme de tension et de courant de sortie, mais il ne peut délivrer une puissance maximale que pour des valeurs particulières du courant et de la tension. En effet la caractéristique I(V) du générateur dépend de l'éclairement solaire et de la température. Ces variations climatiques entraînent la fluctuation du point de la puissance maximale. A cause de cette fluctuation, on intercale souvent entre le générateur et le récepteur, un ou plusieurs convertisseurs statiques commandés permettant de poursuivre le point de puissance maximale. Ces commandes sont connues sous le nom de MPPT "Maximum Power Point Tracking" associées au hacheur, lequel assure le couplage entre le générateur PV et le récepteur en forçant le premier à délivrer sa puissance maximale [3].

III.3.1.1 Principe de fonctionnement de MPPT :

Un MPPT, de l'anglais « Maximum Power Point Tracking » est un principe permettant de

suivi, comme son nom l'indique, le point de puissance maximale d'un générateur électrique est non linéaire. En conséquence, pour un même éclairement, la puissance délivrée sera différente selon la charge. A cet effet, un contrôleur MPPT permet de piloter le convertisseur statique reliant la charge (une batterie par exemple) et le panneau photovoltaïque de manière à fournir en permanence le maximum de puissance à la charge à chaque instant, [2].

La Figure (III.5) présente le schéma du principe d'un module photovoltaïque doté d'étage d'adaptation DC-DC entre le GPV et la charge de sortie. Cette structure correspond à un système plus communément appelé système autonome. Il permet le plus souvent d'alimenter une batterie servant de stocker l'énergie pour une charge qui ne supporte pas les fluctuations de tension, [2]. Cet étage d'adaptation dispose d'une commande MPPT (Maximum Power Point Tracking) qui lui permet de rechercher le PPM que peut fournir un panneau solaire photovoltaïque. L'algorithme de recherche MPPT peut être plus ou moins complexe en fonction du type d'implantation choisi et des performances recherchées.

Cependant au final, tous les algorithmes performants doivent jouer sur la variation du rapport cyclique du convertisseur de puissance associé. [2]

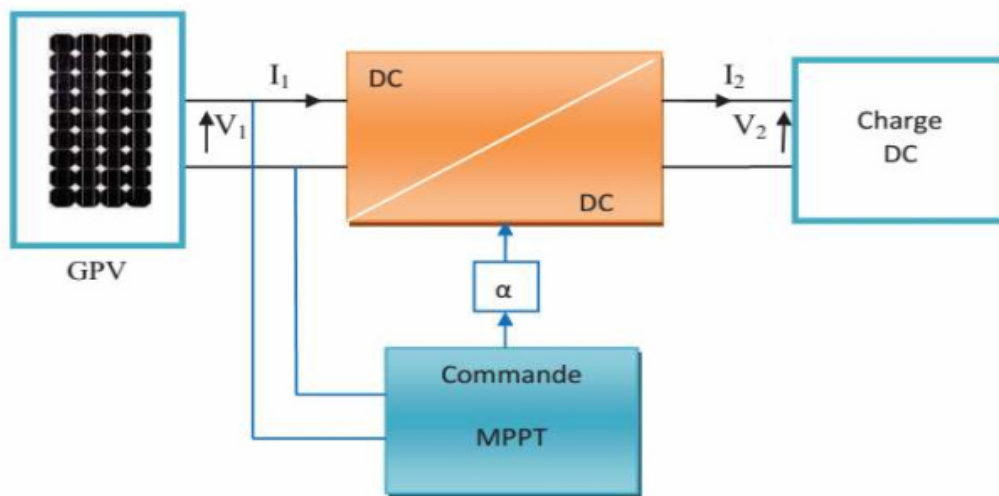


Figure III.5 : Chaîne élémentaire de conversion photovoltaïque. [2]

Nous pouvons citer trois cas de perturbations dans la figure (III.6). Cette dernière nous montre le basculement du fonctionnement du point de la puissance maximal PPM1 vers un nouveau point P1 de fonctionnement plus ou moins éloigné de l'optimum, par rapport au type de la perturbation.

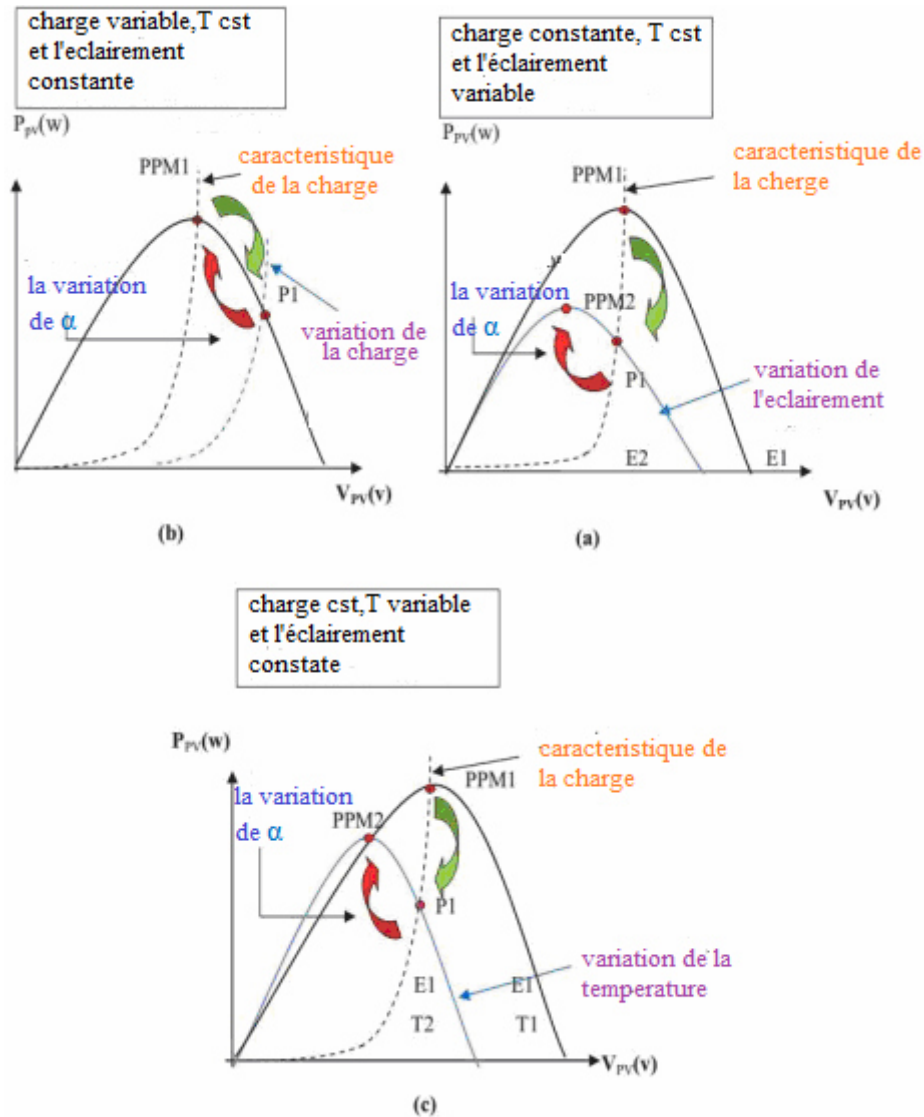


Figure III.6: Recherche et recouvrement du Point Puissance Maximale. [2]

Nous avons dans le premier cas le réajustement de la valeur du rapport cyclique entraîne la variation de l'ensoleillement, et ceci mène à la convergence vers le nouveau point de puissance maximum PPM2. Dans le cas b grâce à l'action de commande une nouvelle position optimale peut être détectée par la modification du point de fonctionnement entraînée par une variation de charge. Dans le dernier cas c, le changement de température de fonctionnement du GPV peut varier point de fonctionnement. Bien qu'il faut également agir au niveau de la commande [2].

III.3.1.2 Les différents algorithmes de contrôle MPPT :

Il existe plusieurs algorithmes de contrôle MPPT, les deux méthodes suivantes sont les méthodes les plus reconnues ; et pour notre étude nous allons utiliser la première méthode.

III.3.1.2.1 Méthode de perturbation et observation (P&O):

Le principe des commandes 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, suivant la figure (III.7), on peut déduire que pour une incrémentation positive de la tension V_{pv} qui engendre un accroissement de la puissance P_{pv} , cela signifie que le point de fonctionnement se trouve à gauche du PPM. En revanche, si la puissance décroît, cela implique que le système a dépassé le PPM, [2]. Il faut noter qu'on peut avoir un même raisonnement pour une tension décroissante.

A partir de ces diverses analyses sur les conséquences d'une variation de la tension sur la caractéristique (P_{pv} - V_{pv}), on peut grâce à l'action de la commande facilement déterminer le point de fonctionnement par rapport au PPM, et de le faire converger vers le maximum de puissance [2].

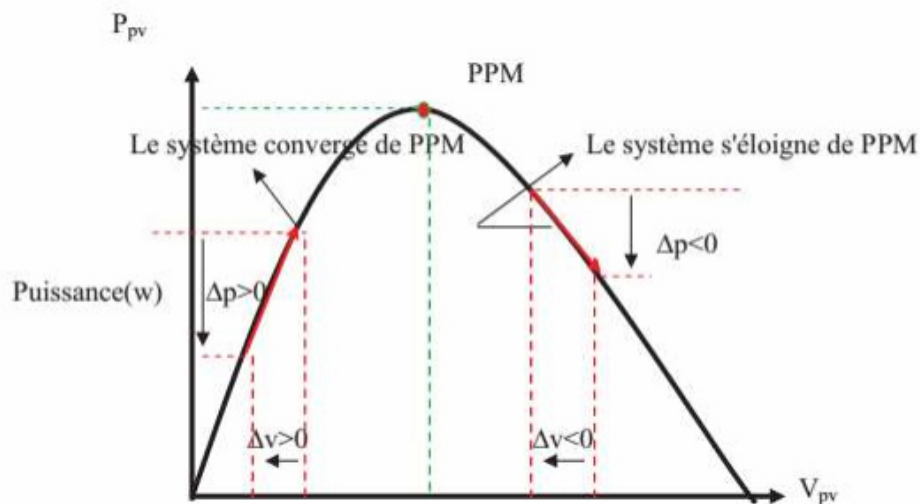


Figure III.7: Schéma de convergence vers le PPM par P&O [2]

La figure (III.8) 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.

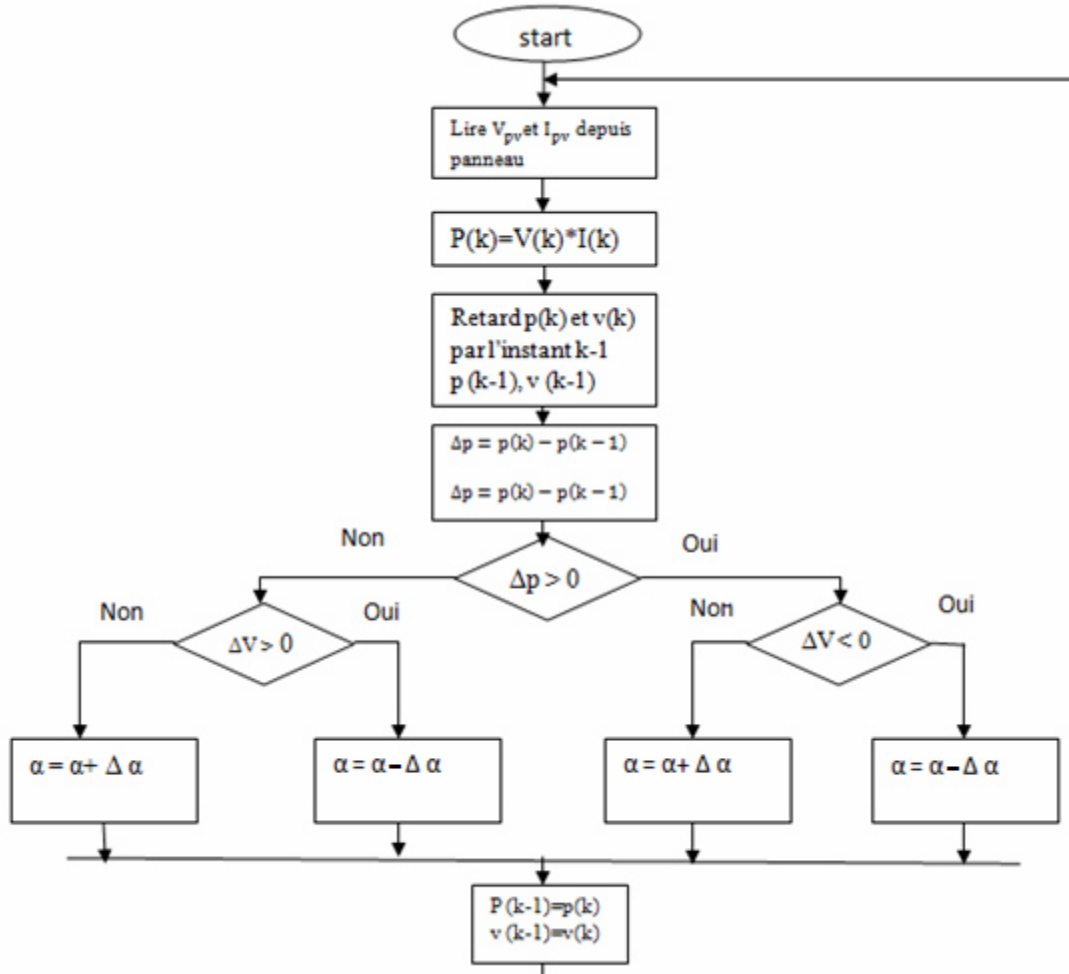


Figure III.8 : Algorithme de MPPT a base de la méthode P&O

Pour ce type de commande, deux capteurs (courant et tension du GPV) sont nécessaires pour déterminer la puissance du PV à chaque instant [2].

- $P_{PV_{n-1}}$: L'enceint puissance dans le temps (t-1)
- P_{PV_n} : La nouvelle puissance dans le temps (t)

$$\Delta V = V_{pv_n} - V_{pv_{n-1}} \quad (III.13)$$

$$\Delta P = P_{pv_n} - P_{pv_{n-1}} \quad (III.14)$$

La méthode P&O est aujourd'hui largement utilisée à cause sa simplicité, cependant elle présente quelques problèmes liés aux oscillations autour du PPM qu'elle engendre en régime établi. Cette procédure de recherche du PPM doit être répétée périodiquement, obligeant le système à osciller en permanence autour du PPM, une fois ce dernier atteint. Ces oscillations peuvent être minimisées en réduisant la perturbation. Il faut noter que si la valeur incrémentée

est faible on doit avoir un ralentissement dans la recherche du PPM. Autrement dit, il faut trouver un compromis entre la précision et la rapidité. Ce qui rend cette commande difficile à optimiser [2].

III.3.1.2.2 Algorithme d'incrémentacion de la conductance :

Cette méthode est utilisée pour éviter tous les problèmes rencontrés dans la méthode P&O. Elle consiste à établir une relation qui lie directement la variation de la puissance en fonction de la tension. Ainsi, la recherche du PPM sera établie indépendamment des caractéristiques du panneau solaire et des composants électroniques, ce qui confère à cette méthode une plus grande fiabilité, [4]. L'avantage de cet algorithme est la vitesse de recherche du point de puissance maximale quand les conditions atmosphériques changent brusquement. La description de l'algorithme sera présentée par la suite [2].

La puissance produite par le générateur PV peut être exprimée par:

$$P_{pv_n} = I_{pv} V_{pv} \quad (III.15)$$

La conductance et l'incrémentacion de la conductance peuvent être identifiées en dérivant l'équation par rapport à la tension P_{pv} :

$$\frac{1}{V} \frac{dP_{pv}}{dV_{pv}} = \frac{I_{pv}}{V_{pv}} + \frac{dI_{pv}}{dV_{pv}} \quad (III.16)$$

La conductance G est une grandeur physique relativement connue, il s'agit du quotient de l'intensité par la tension :

$$G = \frac{I_{pv}}{V_{pv}} \quad (III.17)$$

La conductance incrémentielle est beaucoup plus rarement définie, il s'agit du quotient de la variation, entre deux instants, de l'intensité par celle de la tension :

$$\Delta G = \frac{dI_{pv}}{dV_{pv}} \quad (III.18)$$

Le maximum de la puissance ($P = VI$) est obtenu lorsque :

$$\frac{dP_{pv}}{dV_{pv}} = 0 \quad (III.19)$$

Le calcul différentiel donne :

$$dP = V_{pv} dI_{pv} + I_{pv} dV_{pv} \quad (III.20)$$

À partir des équations précédentes, on obtient :

$$\frac{1}{V} \frac{dP_{pv}}{dV_{pv}} = G + \Delta G \quad (III.21)$$

L'algorithme d'incrémentatation de la conductance est représenté dans la figure (III.9)

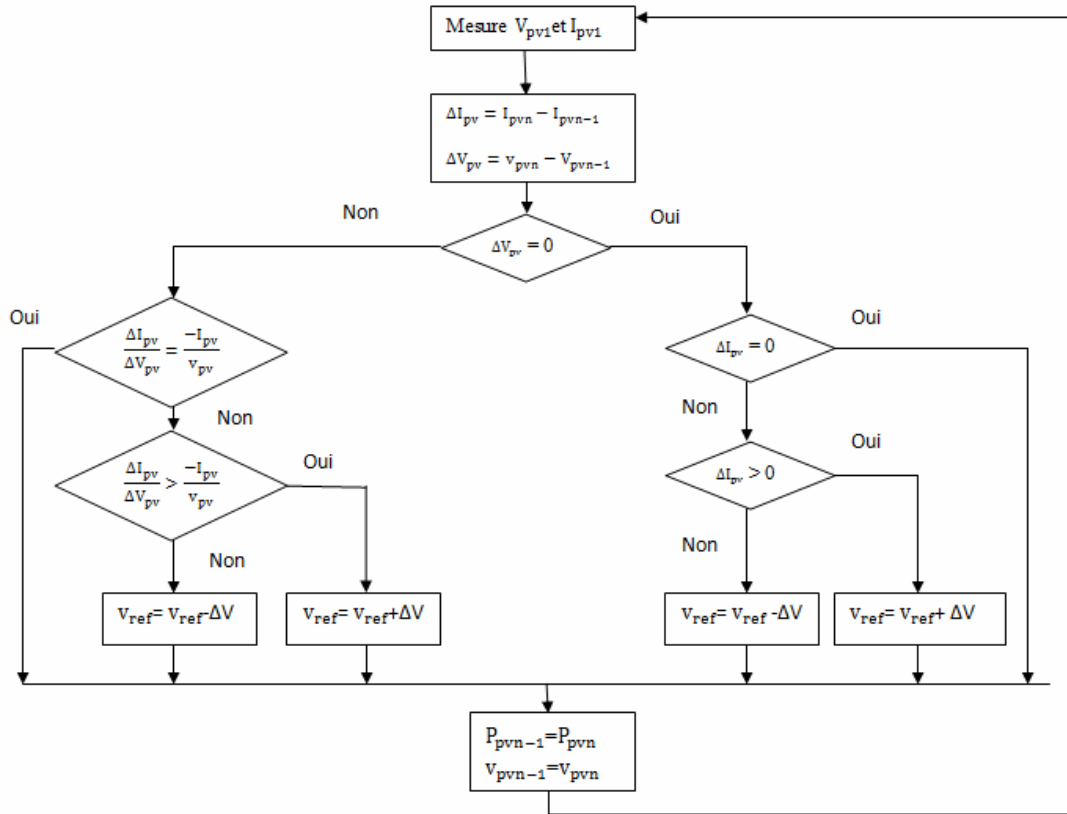


Figure III.9 : Algorithme d'incrémentatation de la conductance

Ceci mène à l'ensemble d'équations suivantes :

- Si $\frac{dI_{pv}}{dV_{pv}} < 0$, Le point de fonctionnement est à gauche du PPM.
- Si $\frac{dI_{pv}}{dV_{pv}} = 0$, Le point de fonctionnement sur le PPM.
- Si $\frac{dI_{pv}}{dV_{pv}} > 0$, Le point de fonctionnement est droit de PPM.

En comparant la conductance G à la conductance incrémentielle ΔG nous allons chercher le maximum de la courbe (Figure III.10) en employant les équations ci-dessus pour chercher le point d'annulation de la dérivée de la puissance.

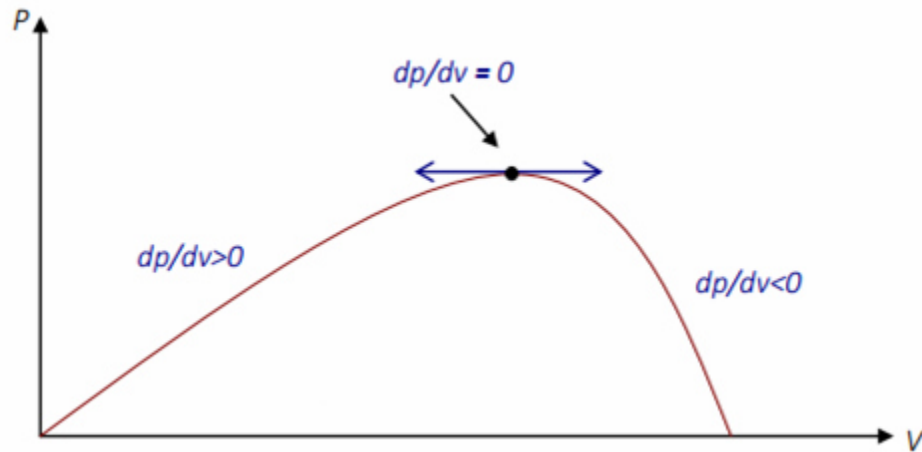


Figure III.10: Evolution de la puissance en fonction de la tension. [4]

Numériquement, il est possible de calculer G et ΔG à partir des mesures des paramètres suivants : $I_{pv}(k)$, $I_{pv}(k-1)$, $V_{pv}(k)$ et $V_{pv}(k-1)$

En supposant que :

$$dI_{pv} \approx \Delta I_{pv} = I_{pv}(k) - I_{pv}(k-1) \quad (III.22)$$

$$dV_{pv} \approx \Delta V_{pv} = V_{pv}(k) - V_{pv}(k-1) \quad (III.23)$$

L'avantage de cette méthode par rapport à la technique P&O présentée précédemment, est que la direction de convergence est parfaitement connue dans le cas de la variation brusque de l'ensoleillement, [4].

III.3.1.3. résultats de simulation de la commande MPPT :

La simulation se fait avec les caractéristiques de panneau solaire suivants :

Nombre de cellules en série $N_s = 20$

La tension au circuit ouvert $V_{co} = 12V$

Le courant de court circuit $I_{cc} = 0.86A$

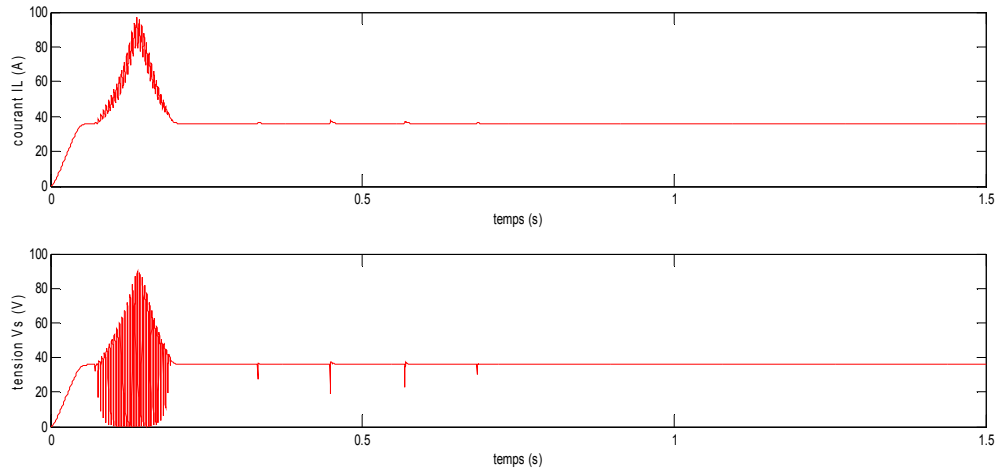
La résistance série $R_s = 0.18\Omega$

La résistance parallèle $R_p = 360\Omega$

Nombre de modules en série $S_s = 1$

Nombre de module en parallèle $P_{ar} = 1$

La figure (III.11) ci-dessous représente les résultats de simulation de la commande MPPT (P&O) pour un hacheur boost de trois niveaux dédiés à la production solaire en MATLAB-SIMULINK.



La figure III.11 : allure de courant d'entrée, du la tension de sortie pour le hacheur boost (3 niveaux)

Les simulations faites permettent d'obtenir les courbes I_L et V_s .

La Figure (III.11) montre que les courbes de I_L et V_s prend la même forme. En effet, le graphe commence par un régime transitoire puis se stabilise à une valeur fixe pour un régime permanent. Sachant que:

- $I_L = \frac{N^2 V_C}{(1-\alpha)R} = 36A$
- $V_s = \frac{EN}{1-\alpha} = 36V$
- Avec : $E=12 V$

III.3.2 la commande PI du hacheur boost (3 niveaux) :

Ce type de contrôle est très répandu dans l'industrie. Il rentre dans la classe des commandes linéaires qui se base sur un modèle du système linéaire.

Soit $V_{ref}(t)$ le signal de référence et $V(t)$ le signal de sortie du système à contrôler. Le schéma synoptique de la commande PI est représenté dans la figure (III.12).

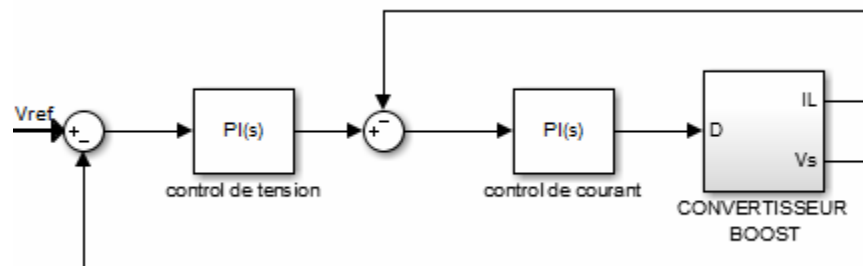


Figure III.12: schéma synoptique de la commande PI

III.3.2.1 La Boucle de courant :

Le schéma de la boucle de courant est donné par la figure (III.13)

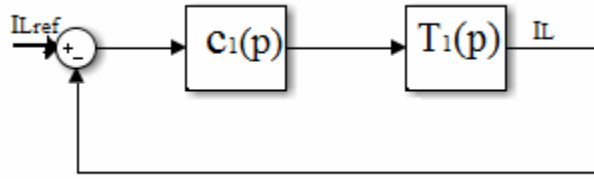


Figure III.13: Schéma de la régulation en courant

Tel que :

$T_{p1}(p)$: La fonction de transfert de la variation de courant

$C_1(p)$: la fonction de transfert du correcteur PI

Notre but est de calculer la fonction de transfert $T_{p1}(p)$:

On rappelle que l'équation d'état du hacheur boost à trois niveaux est donnée par l'équation II.41 du chapitre 2 comme suit :

:

$$\begin{bmatrix} L \frac{di_L}{dt} \\ C \frac{dV_s}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1-\alpha}{3} \\ 1-\alpha & -\frac{3}{R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ V_s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} E \\ 0 \end{bmatrix} \quad (III.24)$$

Pour déterminer la fonction de transfert, on considère les grandeurs \hat{i}_L , $\hat{\alpha}$, \hat{V}_s , \hat{E} qui représentent respectivement le courant dans l'inductance, le rapport cyclique, la tension de sortie et la tension d'entrée dans le cas des petits signaux, comme suit.

$$I_L = I_L + \hat{I}_L \quad (III.25)$$

$$\alpha = D + \hat{\alpha} \quad (III.26)$$

$$V_s = V_s + \hat{V}_s \quad (III.27)$$

$$E = E + \hat{E} \quad (III.28)$$

On remplace l'ensemble des équations (III.25), (III.26), (III.27) et (III.28) dans l'équation (III.24), on aboutit au système d'équations II.29 :

$$\begin{cases} L \frac{d(i_L + \hat{i}_L)}{dt} = -\frac{(1-D-\hat{\alpha})}{3} (V_s + \hat{V}_s) + (E + \hat{E}) \\ C \frac{d(V_s + \hat{V}_s)}{dt} = (1-D-\hat{\alpha})(i_L + \hat{i}_L) - \frac{3}{R} (V_s + \hat{V}_s) \end{cases} \quad (III.29)$$

Donc :

$$\begin{cases} L \frac{d\hat{i}_L}{dt} = -\frac{(1-D)}{3} \hat{V}_s + V_s \hat{\alpha} + \hat{E} \\ C \frac{d\hat{V}_s}{dt} = (1-D)\hat{i}_L - i_L \hat{\alpha} - \frac{3}{R} \hat{V}_s \end{cases} \quad (\text{III.30})$$

$$\begin{bmatrix} Lp & \frac{1-D}{3} \\ 1-D & -Cp - \frac{3}{R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_L \\ \hat{V}_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_s \\ i_L \end{bmatrix} \hat{\alpha} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \hat{E} \quad (\text{III.31})$$

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_L \\ \hat{V}_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Lp & \frac{1-D}{3} \\ 1-D & -Cp - \frac{3}{R} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} V_s \\ i_L \end{bmatrix} \hat{\alpha} + \begin{bmatrix} Lp & \frac{1-D}{3} \\ 1-D & -Cp - \frac{3}{R} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \hat{E} \quad (\text{III.32})$$

D'où :

$$\frac{\hat{i}_L}{\hat{\alpha}} = \frac{\left(Cp + \frac{3}{R}\right)V_s + \frac{1-D}{3}i_L}{LCp^2 + \frac{3L}{R}p + \frac{(1-D)^2}{3}} \quad (\text{III.33})$$

Avec :

$$V_s = \frac{3E}{1-D}$$

$$i_L = \frac{9E}{(1-D)^2 R}$$

Alors la fonction de transfert s'écrit comme suit :

$$T_{p1}(p) = \frac{\hat{i}_L}{\hat{\alpha}} = \frac{9E}{1-D} \frac{(RCp+4)}{3RLCp^2 + 9Lp + (1-D)^2 R} \quad (\text{III.34})$$

On calcule maintenant les paramètres du correcteur PI :

La fonction de régulateur PI est :

$$C_1 = K_p + \frac{K_i}{p}$$

La fonction de transfert en boucle fermée est donné par :

$$F_{BF1} = \frac{C_1 T_{p1}}{1 + C_1 T_{p1}} \quad (\text{III.35})$$

Le calcul se fait avec les valeurs suivantes : $R = 100\Omega$, $L = 1.15mH$, $C = 216\mu F$

Ce qui donne :

$$F_{BF1} = \frac{4.64K_p P^2 + (864K_p + 4.64K_i)P + 864K_i}{7.48 \times 10^{-5} P^3 + (0.01 + 4.64K_p)P^2 + (25 + 864K_p + 4.64K_i)P + 864K_i} \quad (III.36)$$

Sachant que l'équation caractéristique est exprimée comme suit

$$P^3 + \frac{0.01 + 4.64K_p}{7.48 \times 10^{-5}} P^2 + \frac{25 + 864K_p + 4.64K_i}{7.48 \times 10^{-5}} P + \frac{864K_i}{7.48 \times 10^{-5}} \quad (III.37)$$

Comme le polynôme caractéristique est du troisième ordre, nous imposons trois pôles réels négatifs pour assurer la stabilité en boucle fermée.

Le polynôme caractéristique s'écrit comme suit :

$$(P + a)^3 = P^3 + 3aP^2 + 3a^2P + a^3 \quad (III.38)$$

Avec identification entre (III.37) et (III.38) on trouve les paramètres de régulateur qui sont donnée par :

$$\begin{cases} K_i = \frac{7.48 \times 10^{-5} a^3}{864} \\ K_p = \frac{2.24 \times 10^{-4} a - 0.01}{4.64} \end{cases} \quad (III.39)$$

Les paramètres des régulateurs PI utilisés au schéma de principe sont :

$$\begin{cases} K_i = 7.526 \\ K_p = 0.019 \end{cases} \quad (III.40)$$

III.3.2.2 La Boucle de tension :

Le schéma de la boucle de courant est donné par la figure (III.14)

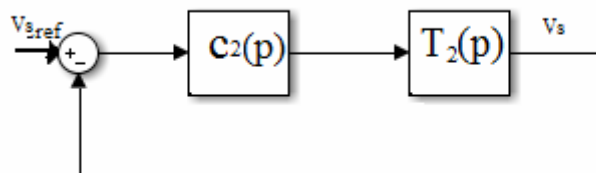


Figure III.14: Schéma de la régulation en tension

Tel que :

$T_{p2}(p)$: La fonction de transfert de la variation de tension

$C2(p)$: la fonction de transfert du correcteur PI

On calcule de la fonction de transfert $T_{p2}(p)$:

D'après l'équation (III.32) on trouve :

$$\frac{\bar{V}_s}{\hat{\alpha}} = \frac{(1-D)V_s - Lp i_L}{LCp^2 + \frac{3L}{R}p + \frac{(1-D)^2}{3}} \quad (\text{III.41})$$

Avec :

$$V_s = \frac{3E}{1-D}$$

$$i_L = \frac{9E}{(1-d)^2 R}$$

Ce qui donne :

$$\frac{\bar{V}_s}{\hat{\alpha}} = \frac{9E}{(1-D)^2} \frac{(1-D)^2 - 3Lp}{3RLCp^2 + 9Lp + (1-D)^2 R} \quad (\text{III.42})$$

Ainsi, la fonction de transfert $T_{p2}(p)$ est exprimée comme suit :

$$T_{p2}(p) = \frac{\bar{V}_s}{\hat{i}_L} = \frac{1}{1-D} \frac{(1-D)^2 R - 3Lp}{RCp + 4} \quad (\text{III.43})$$

On calcule maintenant les paramètres du correcteur PI :

La fonction de régulateur PI est :

$$C_2 = K_{p2} + \frac{K_{i2}}{p}$$

La fonction de transfert en boucle fermé est donné par :

$$F_{BF2} = \frac{C_2 T_{p2}}{1 + C_2 T_{p2}} \quad (\text{III.44})$$

Pour le calcul, on introduit les valeurs suivantes: $R = 100\Omega$, $L = 1.15mH$, $C = 216\mu F$

Ce qui donne :

$$F_{BF2} = \frac{-3.45 \times 10^{-3} K_{p2} p^2 + (25K_{p2} - 3.45 \times 10^{-3} K_{i2}) p + 25K_{i2}}{(0.01 - 3.45 \times 10^{-3} K_{p2}) p^2 + (25K_{p2} - 3.45 \times 10^{-3} K_{i2} + 2) p + 25K_{i2}} \quad (\text{III.45})$$

Après calcul, on arrive à l'équation caractéristique représentée comme suit

$$p^2 + \frac{25K_{p2} - 3.45 \times 10^{-3} K_{i2} + 2}{0.01 - 3.45 \times 10^{-3} K_{p2}} p + \frac{25K_{i2}}{0.01 - 3.45 \times 10^{-3} K_{p2}} \quad (\text{III.46})$$

Il faut noter que le polynôme caractéristique est du deuxième ordre. A cet effet on impose deux pôles réels négatifs pour assurer la stabilité en boucle fermée. Ainsi on déduit le polynôme caractéristique sous la forme suivante:

$$(P + a)^2 = P^2 + 2aP + a^2 \quad (\text{III.47})$$

Avec identification entre (III.46) et (III.47) on trouve les paramètres de régulateur qui sont donnée par :

$$\begin{cases} K_{i2} = \frac{6.4225a^2}{15625+4.31a+2.9 \times 10^{-4}a^2} \\ K_{p2} = \frac{3.45 \times 10^{-5}a^2 + 0.5a - 50}{625+0.1725a+1.19 \times 10^{-5}a^2} \end{cases} \quad (\text{III.48})$$

Ainsi les paramètres des régulateurs PI utilisés dans le schéma ont des valeurs suivant

$$\begin{cases} K_{i2} = 14.674 \\ K_{p2} = 0.073 \end{cases} \quad (\text{III.49})$$

III.3.2.3 Résultats et discussion:

Afin de valider les performances de la commande étudiée dans ce chapitre, on va faire une série de tests. La simulation du panneau photovoltaïque se fait avec les mêmes valeurs de la simulation PV sous l'action de la commande MPPT.

La figure (III.15) représente les résultats de simulation avec une valeur de la tension d'entrée fixe

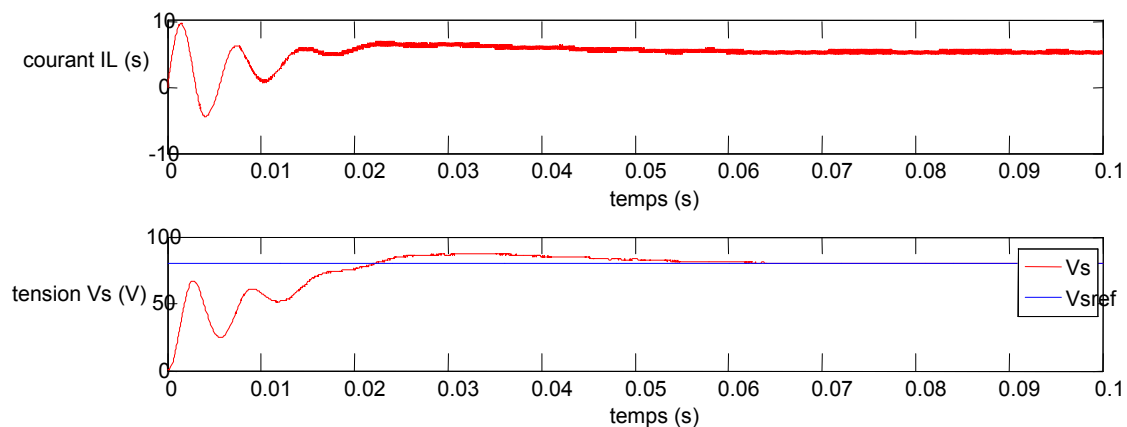


Figure III.15 : allure de courant et du la tension de sortie pour une tension d'entrée fixe

Dans la figure (III.15), on constate que la tension de sortie suit la référence qui égale à 80v.

Test de robustesse:

Pour tester la robustesse de notre commande vis-à-vis des perturbations, on vérifie la réponse du processus pour une entrée constante et une sortie variable ainsi que de l'influence de la variation de la tension d'entrée. La figure (III.16) représente les résultats de la simulation avec un changement de la valeur de la tension de sortie de 80 v-140v :

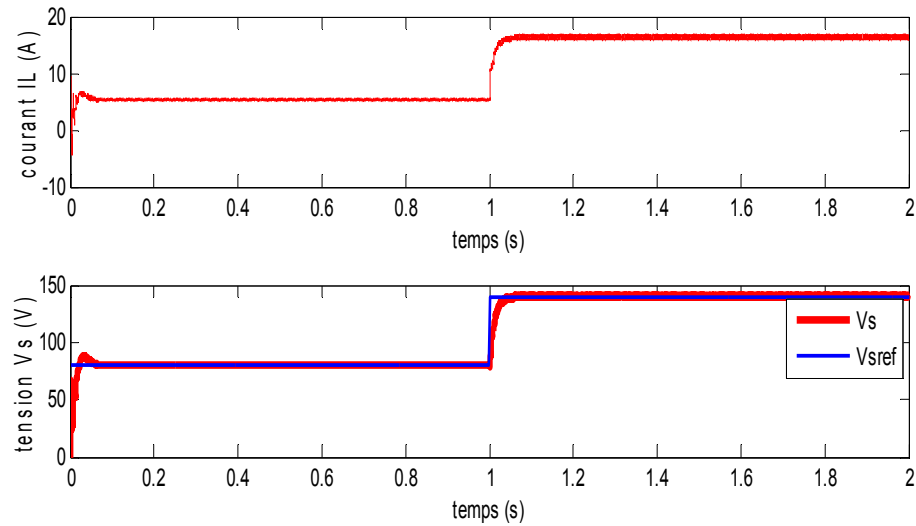


Figure III.16 allure de courant d'entrée, du la tension de sortie pour une tension de sortie variable

D'après les résultats obtenus, nous constatons que la tension de sortie suit sa référence.

La figure (III.17) représente les résultats de simulation avec un changement de la valeur de la tension d'entrée de 12 V a 9V a l'instant $t = 0.5s$ puis de 9V a 12V a l'instant $t=1s$

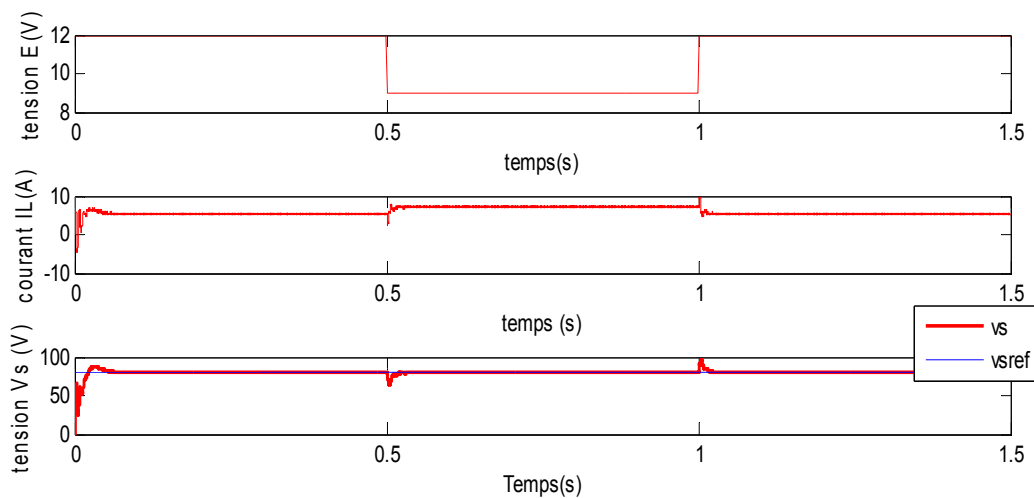


Figure III.17 : allure de courant d'entré, du la tension de sortie pour une tension d'entrée variable

A travers la figure III.16, nous observons que la variation de la tension d'entrée n'a pas d'influence sur la tension de sortie mais une augmentation au niveau du courant

III.4 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté en premier lieu une généralité sur les systèmes photovoltaïques. Ensuite on a appliqué une commande MPPT sur notre hacheur. Dans le deuxième lieu, nous avons appliqué la commande PI pour assurer la poursuite de la tension de référence. Les résultats de simulation et les tests de robustesse nous donnent une idée des performances de cette loi de commande appliquée au boost.

Bibliographies:

- [1] T.T. Guingane, Z. Koalaga, E. Simonguy, F. Zougmore, D. Bonkougou, modélisation et simulation d'un champ photovoltaïque utilisant un convertisseur élévateur de tension (boost) avec le logiciel matlab/simulink, journal international de technologie, de l'innovation, de la physique, de l'énergie et de l'environnement, issn, 2016.
- [2] Touil Nacer Eddine, Ghenbazi Slimane, Lammouchi zakaria, modélisation et simulation d'un système photovoltaïque, master académique : université echahid hama lakhder d'el-oued faculté des sciences et de la technologie, el-oued, 2015
- [3] R. Merahi, R. Chenni, amélioration de la commande p&o par une détection synchrone du courant de batterie, université des frères mentouri route de Ain el bey de Constantine, 2011
- [4] Alayat Mahmoud, Boucetta Issam, kelaiaia Mounia Samira, maximisation de la production d'un système photovoltaïque à base de mppt soumis à des éclaircissements différents, 2017, université badji mokhtar Annaba, faculté sciences de l'ingénierat, département d'électrotechnique, master académique, Annaba.
- [5] N. Aouchiche, M.S. Aït Cheikh, A. Malek, poursuite du point de puissance maximale d'un système photovoltaïque par les méthodes de l'incrémentation de conductance et la perturbation & observation, division énergie solaire photovoltaïque centre de développement des énergies renouvelables, Alger, 2013

***Conclusion
générale***

Conclusion générale

Dans ce travail nous avons présenté l'étude de la modélisation et la simulation d'une chaîne photovoltaïque. Notre dispositif est composé d'un générateur photovoltaïque, un étage d'adaptation (convertisseur DC -DC Boost de trois niveaux) et un étage de commande. Ce dernier permet de piloter le convertisseur par la commande MPPT de type P&O en premier lieu et par la commande PI en second lieu. Notre application porte sur le choix d'un hacheur Boost multi-niveaux sans intégrer un transformateur afin d'obtenir une tension élevée à la sortie pour une faible tension à l'entrée, qui est la solution la plus recommandée.

Nous avons développée en premier lieu la modélisation d'un convertisseur DC-DC de type élévateur multi-niveaux pour les niveaux un, deux et trois (sans tenant compte de niveaux 0) se basant sur la méthode de modèle moyen. En second lieu, nous avons présenté la modélisation et la simulation d'un hacheur boost à trois niveaux alimentés par le système photovoltaïque et régulé par deux types de commandes, MPPT et PI. Les résultats obtenus, ont traité le problème de la commande de la tension d'entrée et de la tension de sortie du hacheur Boost à trois niveaux.

Enfin comme perspective, nous projetons de développer notre système pour des puissances assez élevées, afin d'utiliser des techniques de commande plus robuste telle que : mode glissant, l'intelligence artificielle et les réseaux de neurones artificiels pour la commande du convertisseur. On ajoutera aussi, l'implémentation du système étudié en temps réel sur une maquette expérimentale.

Résumé :

Notre travail consiste à développer la commande MPPT (Maximum Power Point Tracking) en cherchant le point de fonctionnement de la puissance maximale, ainsi que l'utilisation de la commande classique PI afin d'assurer la poursuite de la tension de référence. Notre application est portée sur le choix d'un hacheur boost à trois niveaux.

Ce type de convertisseurs présente plusieurs avantages par rapport aux convertisseurs élévateurs classiques. Parmi ces avantages, il y a moins de composants, un auto-équilibre de tension et un gain de tension élevé sans utiliser de transformateur. De plus, on peut intégrer dans le système plusieurs niveaux sans modifier le circuit principal.

Abstract:

Our work is to develop the Maximum Power Point Tracking (MPPT) command by looking for the operating point of the maximum power, as well as the use of the classical PI control to ensure the continuation of the reference voltage. Our application is focused on the choice of a three-level Boost converter

This type of converter has several advantages over conventional step-up converters. Among these advantages, there are fewer components, a self-balancing voltage and a high voltage gain without using a transformer. In addition, several levels can be integrated in the system without modifying the main circuit

ملخص :

يتمثل عملنا في تطوير أمر MPPT (الحد الأقصى لتتبع نقطة الطاقة) من خلال البحث عن نقطة التشغيل لأقصى طاقة بالإضافة إلى استخدام التحكم PI الكلاسيكي لضمان استمرار الجهد المرجعي ويركز طلبنا على اختيار المروحية دفعة ثلاثة مستويات.

هذا النوع من المحولات له العديد من المزايا على محولات الخطوة التقليدية من بين هذه المزايا، هناك عدد أقل من المكونات، والجهد الذاتي لتحقيق التوازن وزيادة الجهد العالي دون استخدام محول بالإضافة إلى ذلك، يمكن دمج عدة مستويات في النظام دون تعديل الدائرة الرئيسية