الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE DR. YAHIA FARES DE MEDEA

FACULTE DE TECHNOLOGIE

Département du Génie Électrique



Mémoire de Fin d'Études

Présenté pour l'obtention du Diplôme de Master en Électrotechnique
Option : Commande Électrique

THEME

COMMANDE D'UN CONVERTISSEUR ÉLÉVATEUR UTILISÉ DANS UN SYSTEME PHOTOVOLTAIQUE

Proposé et dirigé par,

Dr.KHERKHAR.A

Préparé et présenté par,

MOKADDEM Berkane

REMERCIMENT

Tout d'abord on remercie le bon dieu puissant de la bonne santé, la volonté et de la patience qu'il nous a donnée tout au long de notre étude.

En préambule à ce mémoire, je souhaitais adresser mes remerciements les plus sincères aux personnes qui m'ont apporté leur aide et qui ont contribué à l'élaboration de ce mémoire ainsi qu'à la réussite de cette formidable année universitaire.

Je tiens à remercier sincèrement Dr.A.KHERKHAR, qui, en tant que directrice de mémoire, s'est toujours montré à l'écoute et très disponible tout au long de la réalisation de ce mémoire.

J'exprime ma gratitude à tous les ingénieurs qui ont rencontrés lors des recherches effectuées et qui ont accepté de répondre à mes questions avec gentillesse.

Enfin, j'adresse mes plus sincères remerciements également à tous les enseignants département de GEI

Merci à tous et toutes

Dédicace

Je dédie ce mémoire à:

Ma très chère mère et mon père qui se sont sacrifiés tout au long de mes études.

Mes frères.

Toute la famille ***Mokeddem*** *et* ***Bengherbia***

Ma chéri B.M

Tous mes amis.

Et tous ceux qui me sont chers.

ملخص

يتضمن هذا العمل تصميم أبعاد والتحكم في محول الجهد المنخفض

غير المعزول مع نسبة تحويل عالية لتطبيقات مصادر الطاقة الضوئية. يتكون محول المقترحة من مرحلتين من DC / DC المحولات «BOOST»المتداخلة والمرحلة الثانية هو مزدوج المزدوج غير المعزولة في تتالي. المرحلة الأولى هي DC / DC محول المتشابكة

يعتمد اختيار كل محول على الخسائر والكفاءة الناتجة عن ذلك، مع جهد إخراج عالي وتموج منخفض لتيار الإدخال. يتم توفير وحلقة تيار سريع PI.التحكم في المحول من خلال تحكم ثنائي العروة الذي يحتوي في البداية على حلقة جهد مع وحدة تحكم خطية مع وحدة تحكم في الوضع المنزلق غير الخطية لكل من المحولات المتتالية

Résumé

Ce travail concerne l'étude, le dimensionnement et la commande d'un convertisseur basse tension DC / DC non isolé avec un rapport de transformation élevé pour les applications PV. Le convertisseur proposé se compose de deux étages de convertisseurs non isolés DC / DC en cascade. Le premier étage est un convertisseur élévateur entrelacé et le deuxième est un convertisseur double « dual BOOST »entrelacé.

Le choix de chaque convertisseur est basé sur les pertes et le rendement de celui-ci, avec une tension de sortie élevée et une faible ondulation du courant d'entrée. La commande du convertisseur est assurée par une commande à deux boucles qui contient initialement une boucle de tension avec un régulateur linéaire PI et une boucle rapide de courant avec un régulateur non linéaire par mode glissant pour les deux convertisseurs en cascade .

Abstract

This work involves the design, dimensioning and control of a non-isolated DC / DC low voltage converter with a high transformation ratio for PV applications. The proposed converter consists of two stages of uninsulated DC / DC converters in cascade. The first stage is an interlaced up converter and the second stage is an interlocking double "dual BOOST" converter.

The choice of each converter is based on the losses and efficiency thereof, with a high output voltage and low ripple of the input current. The converter control is provided by a two-loop control, which initially contains a voltage loop with a PI linear controller and a fast current loop with a non-linear sliding mode controller for both cascaded converters.

INTRODUCTION GÉNÉRALE

La demande sur l'énergie électrique ne cesse d'augmenter ces dernières années ainsi que les contraintes liées à sa production, tels que l'effet de pollution et de réchauffement climatique global, conduisent les recherches vers le développement des sources d'énergie renouvelables.

La technologie photovoltaïque (PV) est une solution attrayante comme remplacement ou complément des sources conventionnelles d'approvisionnement en électricité en raison de ses nombreux avantages. Elle est un moyen fiable qui requiert peu d'entretien ; Elle fournit de l'électricité avec l'énergie gratuite et renouvelable du soleil ; Elle ne nécessite aucun combustible ; Elle est silencieuse et non polluante respectueuse de l'environnement ; Elle est polyvalente et peut être ajustée selon les besoins. Généralement, les systèmes de conversion d'énergie renouvelable souffrent d'un manque d'optimisation qui en font des systèmes chers et présentant encore des déficiences importantes en rendement et en fiabilité.

Considérons le cout de production d'électricité a conversion photovoltaïque (PV), il est obligatoire de recherche pour conversion efficace. En relation de l'efficacité de convertisseur statique, les convertisseurs dc-dc non-isolé peut être très efficace par rapport les convertisseurs isolé.

Un convertisseur continu-continu ou hacheur est un convertisseur statique qui permet d'alimenter une charge sous une tension continue réglable, à partir d'une source de tension continue (source photovoltaïque par exemple).

Un convertisseur de puissance peut être caractérisé comme un système périodique, non-linéaire et variant au cours du temps en raison de son fonctionnement basé sur le découpage. La topologie des éléments dynamiques du système dépend de l'état instantané de chaque interrupteur commandé, ce qui rend la modélisation complexe. Toutefois, les modèles analytiques des convertisseurs continu-continu à commande MLI sont essentiels pour la conception et l'analyse dans de nombreuses applications. Telles que l'automobile, l'aéronautique, l'espace, les télécommunications, la marine, les ordinateurs, les équipements médicaux…

En conséquence, un convertisseur DC/DC est un non seulement nécessaire pour élever ou abaisser cette tension jusqu'au niveau de tension du bus DC, mais également pour le conditionnement de la tension de sortie de GPV qui fortement avec la charge et pour la réduction de l'ondulation du courant.

Beaucoup d'efforts ont été faits au cours des dernières années pour contrôler les convertisseurs continu-continu. Nombre de commandes ont été proposés. En effet, il est nécessaire de développer des contrôleurs non-linéaires prenant en charge l'imprécision des modèles mathématique dues en partie aux incertitudes sur les paramètres et leurs éventuelles variations en fonction du temps et des points de fonctionnement. Ces contrôleurs doivent donc être robuste vis-à-vis les incertitudes, des

perturbations introduites et vis- à-vis de les variations des paramètres du système. Pour répondre à ces défis, cette étude propose la conception de contrôleurs robustes.

Le travail est présenté en Cinque chapitres organisés comme suit :

- Dans le premier chapitre, nous nous intéressons aux convertisseurs non-isolés. Apres un rappel sur les caractéristiques idéales de ces convertisseurs.
- Le second chapitre est consacré à des différentes topologies des convertisseurs survolteur non isolé, et nous discutons en détails les modèles des convertisseurs les plus usités en général et la conception d'un convertisseur survolteur IBC-IDDB en particulier.
- Le troisième chapitre introduit la modélisation et la simulation et la synthèse de contrôleur PID conventionnelle numérique et la commande par mode glissant et la commande MLI qu'ils sont appliqués à la topologie choisie dans le second chapitre, pour améliorer la réponse transitoire et de la stabilité dynamique du convertisseur proposé.

CHAPITRE

1

CONVERTISSEURS CONTINU-CONTINU NON-ISOLÉES

I. Convertisseur DC-DC non isolée

I.1 Introduction :

L'utilisation des convertisseurs de puissance pour des différentes applications devient de plus en plus importante grâce à leurs rendements de plus en plus élevés, leurs faibles encombrements ainsi que leurs poids et coûts réduits. Les domaines sont principalement les applications domestiques (téléphone mobile, ordinateurs, électroménager), l'industrie automobile (avec l'apparition de véhicules hybrides et électriques), l'aéronautique (l'avion électrique), le domaine ferroviaire, les énergies renouvelables (panneaux solaires photovoltaïques, éoliennes), les réseaux de transport d'énergie électrique (les liaisons à courant continu), qu` ils sont nécessaire convertir une tension d`entrée CC non régulée en une tension de sortie CC régulée [1-3]

Un convertisseur continu-continu ou hacheur est un convertisseur statique qui permet d'alimenter une charge sous une tension continue réglable, à partir d'une source de tension continue (batterie par exemple) [2].

Depuis le début des années 1970 un grand nombre de circuits convertisseurs cc-cc ont été profondément analysés et conçus [4]. La topologie de ces circuits varie entre une configuration à un transistor unique ; abaisseur (Buck), élévateur (Boost) et abaisseur élévateur (Buck-Boost) et des configurations complexes comportant deux ou quatre interrupteurs et qui emploient commutation douce ou des techniques de résonance pour contrôler les pertes de commutation [3].

Dans le premier chapitre, nous nous intéressons aux convertisseurs non-isolés. Apres un rappel sur les caractéristiques idéales de ces convertisseurs, nous prenons en compte différents éléments parasites.

I.2 Généralité sur les hacheurs :

Le hacheur ou convertisseur statique continu - continu est un dispositif de l'électronique de puissance mettant en œuvre un ou plusieurs interrupteurs commandés et qui permet de délivrer une tension continue variable à partir d'une source de tension continue constante. Ils se composent de condensateurs, d'inductance et d'interrupteurs statiques. Ils consomment moins de puissance. C'est pour cette raison que les hacheurs ont de très bons rendements [5].

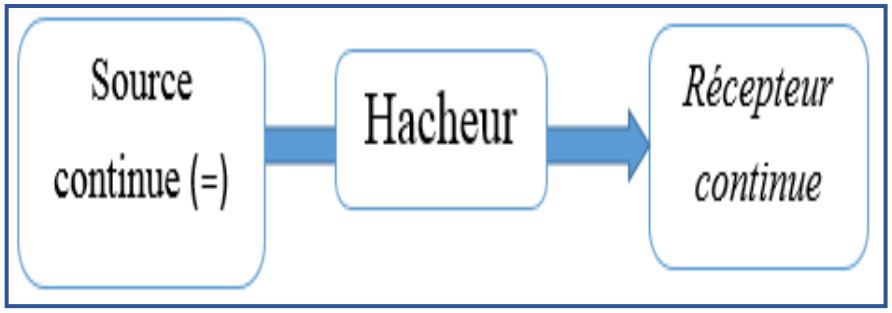


Figure I. 1: Chaine de conversion continue

Le découpage se fait à une fréquence élevée. Cette technique apparue environ dans les années soixante, a apporté une solution au problème du mauvais rendement et de l'encombrement des alimentations séries [6].

La tension d'entrée est "hachée" à une fréquence donnée par un transistor alternativement passant et bloqué. Il en résulte une onde carrée de tension qu'il suffit de lisser pour obtenir finalement une tension continue [7].

Si la tension délivrée en sortie est inférieure à la tension appliquée en entrée, le hacheur est dit dévolteur (ou abaisseur ou Buck). Dans le cas contraire, il est dit survolteur (ou élévateur ou Boost).

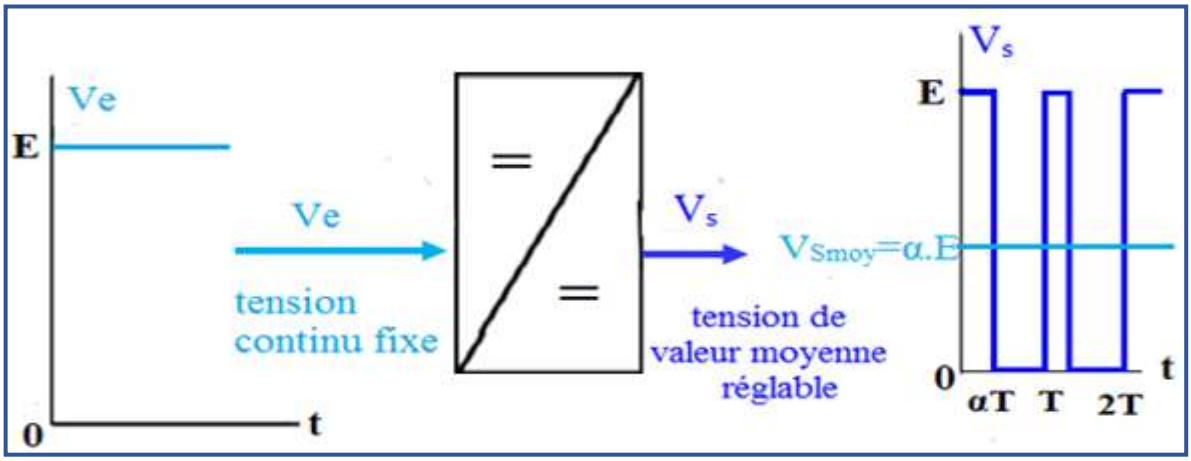


Figure I. 2: Traitement de tension par le hacheur

I.3 Type des convertisseurs DC-DC :

Deux termes souvent associe aux convertisseurs DC-DC sont [8] :

- **Convertisseur isolé :** d'après son nom on remarque qu'il ya une séparation entre les terminaux d'entrée et de sortie. Ces convertisseurs sont une bonne isolation contre la tension, ils peuvent bloquer e bruit et les interférences, cela leur permet de fournir une source continue plus propre. Il existe deux types de base de ce convertisseur :

  - convertisseur a récupération : ce convertisseur fonctionne de manière similaire au convertisseur abaisseur-élévateur de a catégorie non isolé, la différence est qu'il utilise un transformateur pour stocker l'énergie au lieu d'un inducteur.

  - convertisseur direct : il est très diffèrent, il utilise le transformateur pour envoyer l'énergie entre l'entrée et la sortie en une seule étape.

- **Convertisseur non isolé :** Comme leur nom l'indique' il n'a pas d'isolation entre l'entrée et la sortie, ils souvent utilisées quand le changement de la tension est peu important. Ces types de convertisseurs sont très répondus et constituent généralement une solution moins couteuse pour la plupart des appareils. L'inconvénient principal des convertisseurs non-isolés est le fait qu'ils n'ont pas beaucoup de protection contre les hautes tensions électriques. Cinq types de convertisseurs appartiennent à cette catégorie.

I.4 Convertisseurs non isolé :

Il existe cinq structures principales de convertisseurs continu-continu non isolés dont les schémas sont représentés [9] :

A- Convertisseur Boost (hacheur élévateur) : C'est un convertisseur qui donne en sortie une tension plus grande que celle de l'entrée. La structure du convertisseur élévateur est présentée sur la Figure I.3.

B- Convertisseur Buck (hacheur abaisseur) : Le hacheur série est un convertisseur direct *DC–DC*. La source d'entrée est de type tension continue et la charge de sortie continue de type source de courant.

C- Convertisseur Buck-Boost (hacheur à stockage inductif) : Le hacheur inverseur est un convertisseur indirect DC–DC à stockage inductif. La source d'entrée est de type tension continue (filtrage capacitif en parallèle avec une source de tension) et la charge de sortie continue de type source de tension (condensateur en parallèle avec la charge résistive).

D- Convertisseur Cuk : Les convertisseurs Cuk sont dérivés de la cascade des convertisseurs abaisseurs et élévateurs. Tous les convertisseurs mentionnés précédemment transfèrent l'énergie entre l'entrée et la sortie à l'aide d'une inductance et

l'analyse est basée sur l'équilibre de la tension aux bornes de l'inductance, par contre Le convertisseur Cuk utilise le transfert d'énergie capacitif et l'analyse est basée sur l'équilibre du courant du condensateur. La figure.1.3 montrée la topologie de circuit du convertisseur Cuk [2].

E- Convertisseur Sepic (hacheur capacitif abaisseur-élévateur) : Le convertisseur SEPIC est un convertisseur de puissance continu-continu (DC-DC) qui peut fournir une tension de sortie supérieure, inférieure ou égale à une tension d'entrée continue et constante [10].

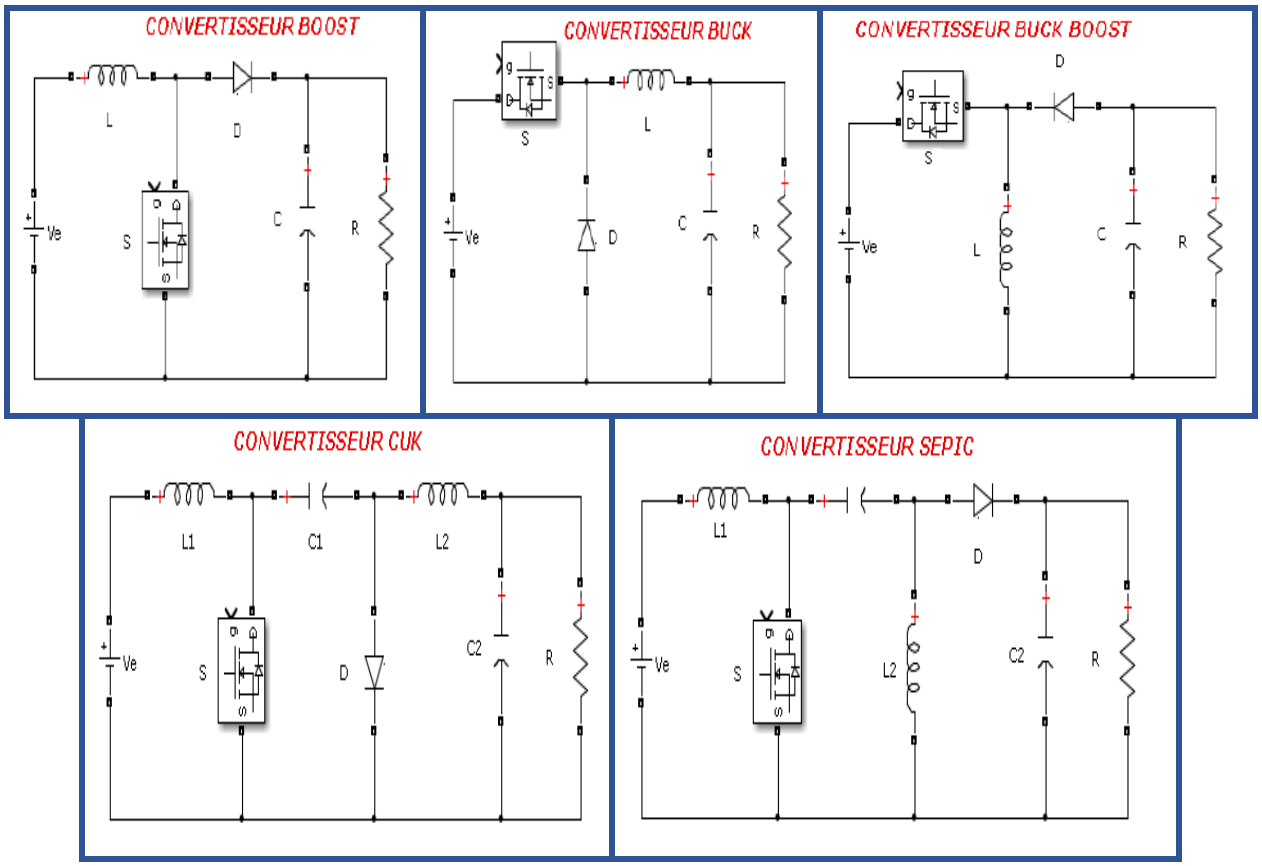


Figure I. 3: Les convertisseurs non-isolés

I.4.1 Convertisseur BOOST

Le fonctionnement de ce convertisseur peut être divisé en deux phases suivant l'état de l'interrupteur S [9].

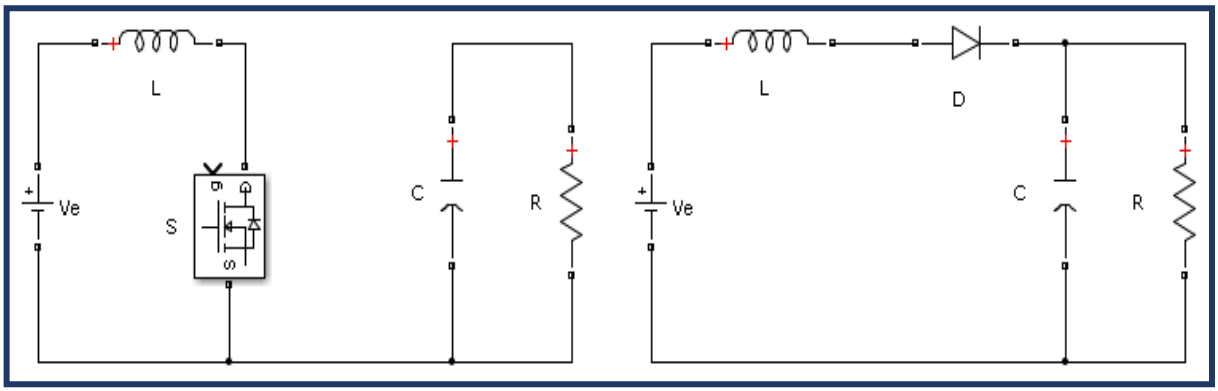


Figure I. 4: Fonctionnement de convertisseur Boost

- **La première période (*0 ≤ t ≤ αT)*** : Le transistor est à l'état ON et la diode OFF. Pour cette période d'exploitation, le V_C tension de sortie et le courant dans l'inducteur i_L satisfait les équations suivantes :

$$\begin{cases} \dfrac{di_L}{dt} = \dfrac{(V_e)}{L} \\ \dfrac{dV_C}{dt} = \dfrac{1}{C}\left(\dfrac{V_C}{R}\right) \end{cases} \quad \text{(I.1)}$$

- **La deuxième période (*αT≤ t ≤ T)*** : le transistor OFF et la diode ON. Pour cette période d'exploitation, le *VC* tension de sortie et le courant dans l'inducteur i_L satisfont les équations suivantes :

$$\begin{cases} \dfrac{di_L}{dt} = \dfrac{(V_e - V_s)}{L} \\ \dfrac{dV_C}{dt} = \dfrac{1}{C}\left(i_L - \dfrac{V_C}{R}\right) \end{cases} \quad \text{(I.2)}$$

À partir de l'équation (I.1) et (I.2) on obtient le modèle moyenne de convertisseur à la condition continue CCM comme suit :

$$\begin{cases} \dfrac{di_L}{dt} = \dfrac{1}{L}V_e - (1-u) \\ \dfrac{dV_C}{dt} = \dfrac{1}{C}\left((1-u) - \dfrac{V_C}{R}\right) \end{cases} \quad \text{(I.3)}$$

En mode de conduction continue, on a les formes d'ondes de courant et de tension :

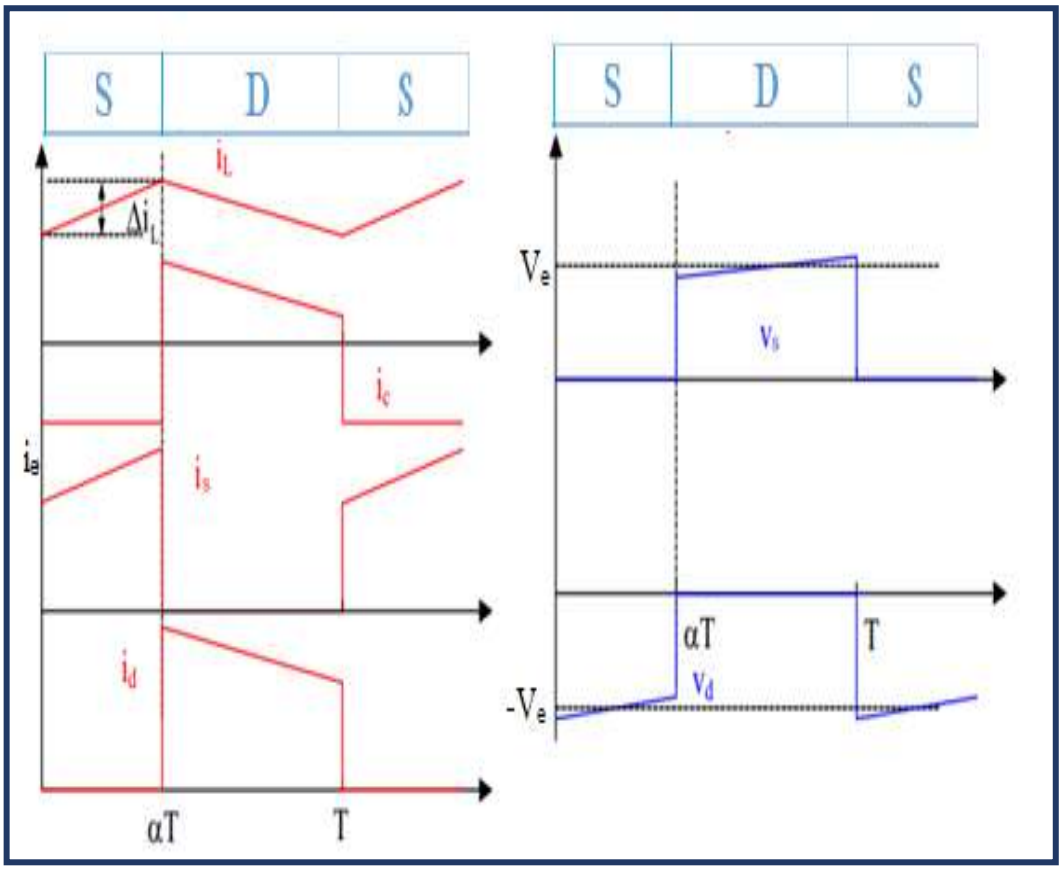


Figure I. 5: Forme d'onde de courant et de tension de convertisseur Boost

On en déduit la tension de sortie en valeur moyenne :

$$V_S = \frac{1}{1-\alpha} V_e \tag{I.4}$$

- **Modèle mathématique du convertisseur Boost**

Soit *x1 = iL* et *x2= V0* alors les équations d'état deviennent :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = \frac{1}{L} V_e - \frac{x_2}{L}(1-\alpha) \\ \dot{x}_2 = \frac{x_1}{C}(1-\alpha) - \frac{x_2}{RC} \end{cases} \tag{I.5}$$

Alors, la représentation classique en espace d'état *x´=Ax+Bu* de (1.5) se transforme en :

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1-\alpha}{L} \\ \frac{1-\alpha}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{R} \\ 0 \end{bmatrix} V_e \tag{I.6}$$

Le modèle de convertisseur sous logiciel Simulink/Matlab est présenté dans la figure suivante :

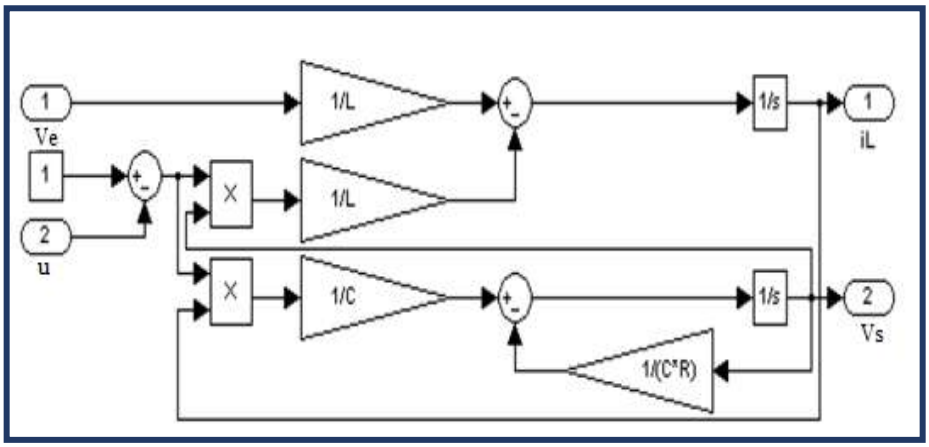


Figure I. 6: Modèle de convertisseur Boost

I.4.2 Convertisseur BUCK

L'interrupteur *S* peut être remplacé par un transistor puisque le courant est toujours positif et que les commutations doivent être commandées (au blocage et à l'amorçage) [9].

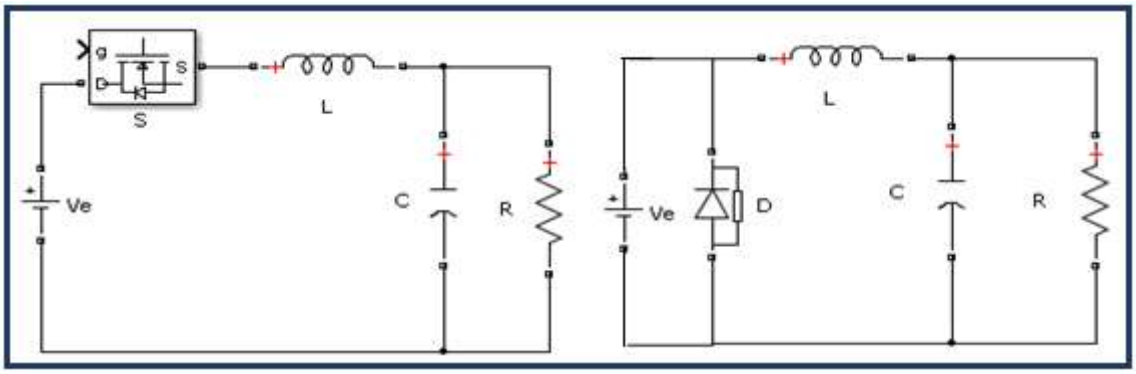


Figure I. 7: Fonctionnement de convertisseur Buck

- **La première période ($0 < t \leq \alpha T$)** : Le transistor est à l'état **ON** et la diode **OF.** L'équation d'état résultante écrit comme suit :

$$\begin{cases} \dfrac{di_L}{dt} = \dfrac{(V_e - V_s)}{L} \\ \dfrac{dV_C}{dt} = \dfrac{1}{C}\left(i_L - \dfrac{V_C}{R}\right) \end{cases} \quad (I.7)$$

- **La deuxième période ($\alpha T \leq t < T$)** : le transistor OF et la diode ON. Pour cette période de fonctionnement, la tension de sortie V_C et le courant dans l'inducteur i_L satisfont les équations suivantes :

$$\begin{cases} \dfrac{di_L}{dt} = \dfrac{(V_e + \alpha V_s)}{L} \\ \dfrac{dV_C}{dt} = \dfrac{1}{C}\left(i_L - \dfrac{V_C}{R}\right) \end{cases} \quad (I.8)$$

À partir de l'équation (I.7) et (I.8) on obtient le modèle moyenne de convertisseur à la condition continue CCM comme suit :

$$\begin{cases} \dfrac{di_L}{dt} = \dfrac{(V_C + \alpha V_e)}{L} \\ \dfrac{dV_C}{dt} = \dfrac{1}{C}\left(i_L - \dfrac{V_C}{R}\right) \end{cases} \quad \text{(I.9)}$$

Lorsque ce convertisseur fonctionne en mode de conduction continue, on a les formes d'ondes de courant et de tension de la figure :

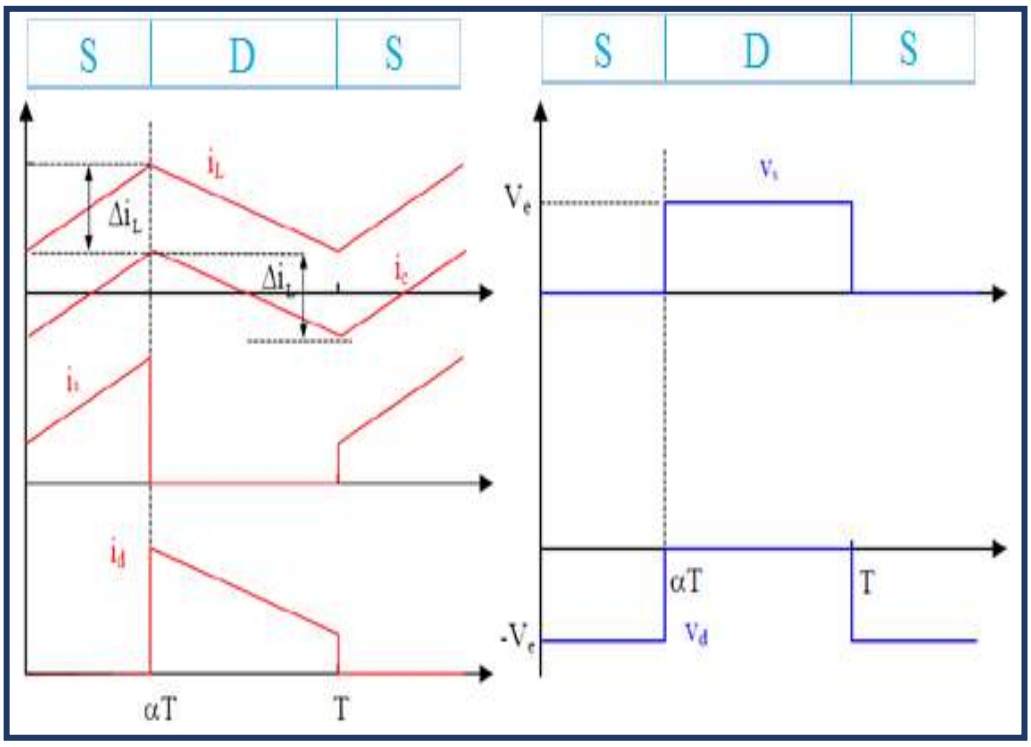


Figure I. 8: Forme d'onde de courant et tension de convertisseur Buck

La tension de sortie en valeur moyenne et l'ondulation de courant dans l'inductance peuvent être déduite de cette figure : $V_S = \alpha V_e$ (I.10)

- **Modèle mathématique du convertisseur Buck :**

Soit *x1* = *iL* et *x2*= *Vs* alors les équations d'état deviennent :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = \dfrac{(-x_2 + \alpha V_e)}{L} \\ \dot{x}_2 = \dfrac{\left(x_1 - \dfrac{x_2}{R}\right)}{C} \end{cases} \quad \text{(I.11)}$$

I.4.3 Convertisseur BUCK-BOOST

L'interrupteur S peut être remplacé par un transistor puisque le courant est toujours positif et que les commutations doivent être commandées (au blocage et à l'amorçage) [9].

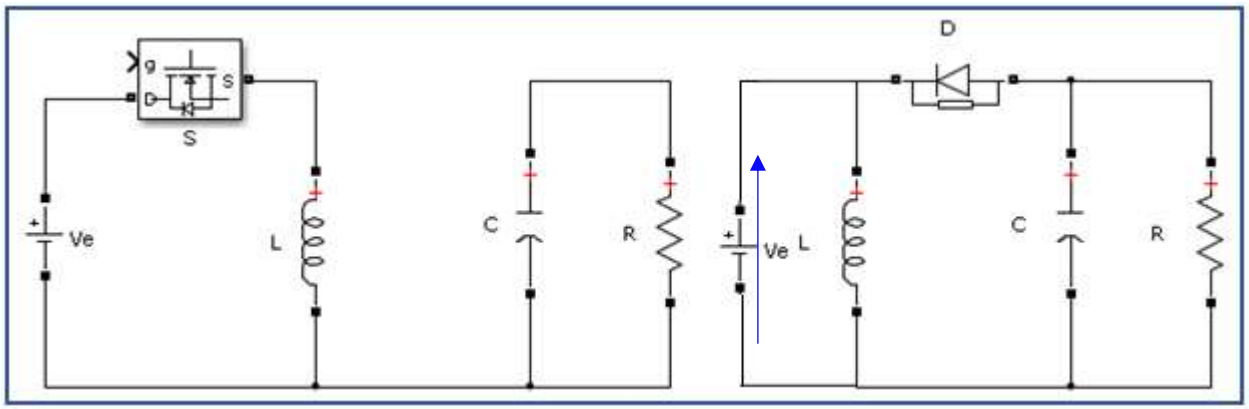


Figure I. 9: Fonctionnement de convertisseur Buck-Boost

- **La première période ($0 \le t \le \alpha T$)** : Le transistor est à l'état ON et la diode OFF. Pour cette période d'exploitation, le *VC* tension de sortie et le courant dans l'inducteur i_L satisfont les équations suivantes :

$$\begin{cases} \dfrac{di_L}{dt} = \dfrac{V_e}{L} \\ \dfrac{dV_C}{dt} = \dfrac{1}{C}\left(\dfrac{V_C}{R}\right) \end{cases} \quad \text{(I.12)}$$

- **La deuxième période ($\alpha T \le t < T$)** : le transistor OF et la diode ON. Pour cette période d'exploitation, le *VC* tension de sortie et le courant dans l'inducteur *iL* satisfont les équations suivantes :

$$\begin{cases} \dfrac{di_L}{dt} = \dfrac{(V_e - V_C)}{L} \\ \dfrac{dV_C}{dt} = \dfrac{1}{C}\left(i_L - \dfrac{V_C}{R}\right) \end{cases} \quad \text{(I.13)}$$

À partir de l'équation (I.12) et (I.13) on obtient le modèle moyenne de convertisseur à la condition continue CCM comme suit :

$$\begin{cases} \dfrac{di_L}{dt} = \dfrac{(V_e + V_C(1-\alpha))}{L} \\ \dfrac{dV_C}{dt} = \dfrac{1}{C}\left(-(1-\alpha)i_L - \dfrac{V_C}{R}\right) \end{cases} \quad \text{(I.14)}$$

Lorsque ce convertisseur fonctionne en mode de conduction continue, on a les formes d'ondes de courant et de tension de la figure :

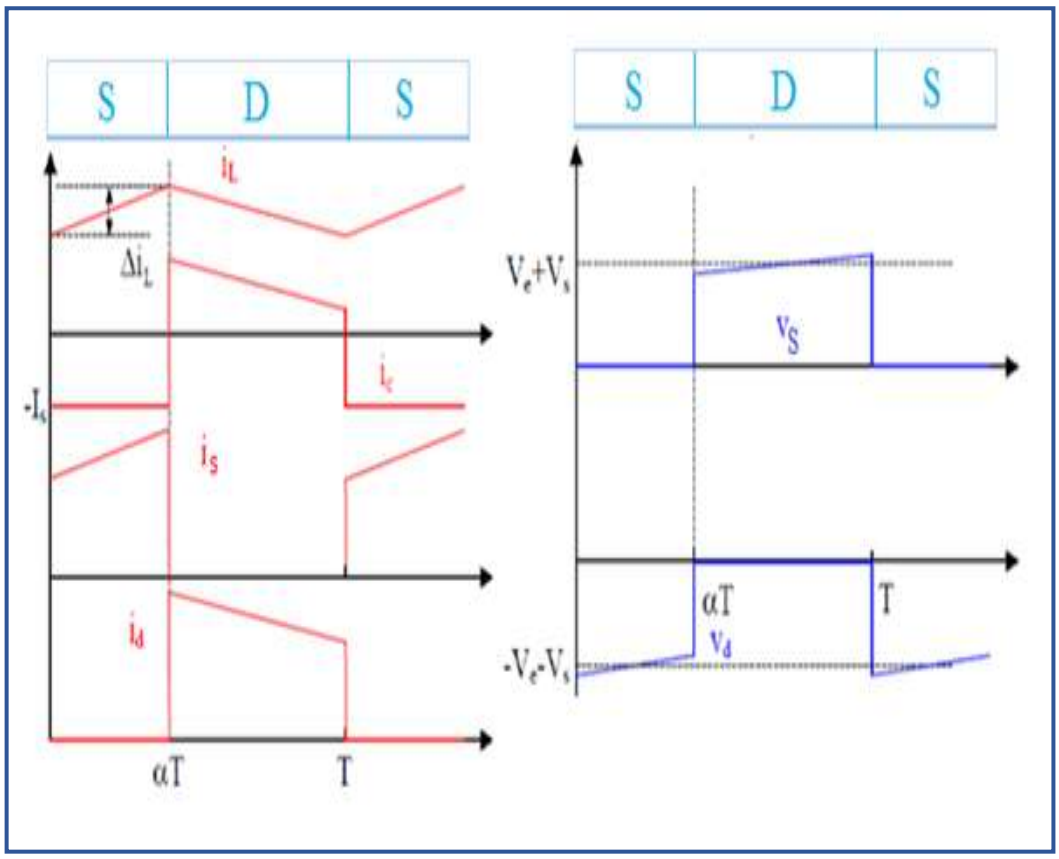


Figure I. 10: Forme d'onde de courant et de tension de convertisseur Buck-Boost

On en déduit la tension de sortie moyenne :

$$Vs = \frac{\alpha}{1-\alpha} Ve \qquad (I.15)$$

- **Modèle mathématique du convertisseur Buck- Boost :**

Soit $x_1 = i_L$ et $x_2 = Vs$ alors les équations d'état deviennent :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = \dfrac{dVe}{L} + \dfrac{x_2(1-\alpha)}{L} \\ \dot{x}_2 = -\dfrac{x_2(1-\alpha)}{C} - \dfrac{x_2}{RC} \end{cases} \qquad (I.16)$$

Alors, la représentation classique en espace d'état $x' = Ax + Bu$ se transforme en :

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \dfrac{(1-\alpha)}{L} \\ \dfrac{-(1-\alpha)}{C} & -\dfrac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \dfrac{\alpha}{L} \\ 0 \end{bmatrix} Ve \qquad (I.17)$$

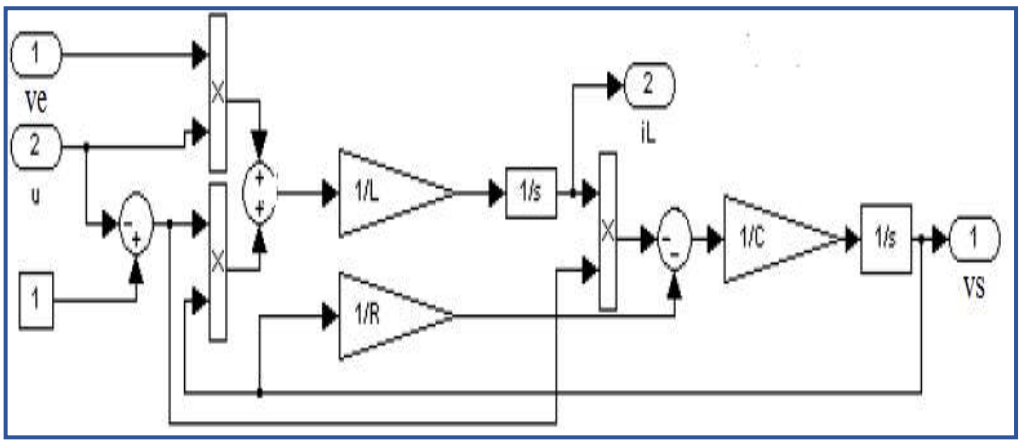


Figure I. 11: Modèle de convertisseur Buck-Boost

I.4.4 Convertisseur CUK

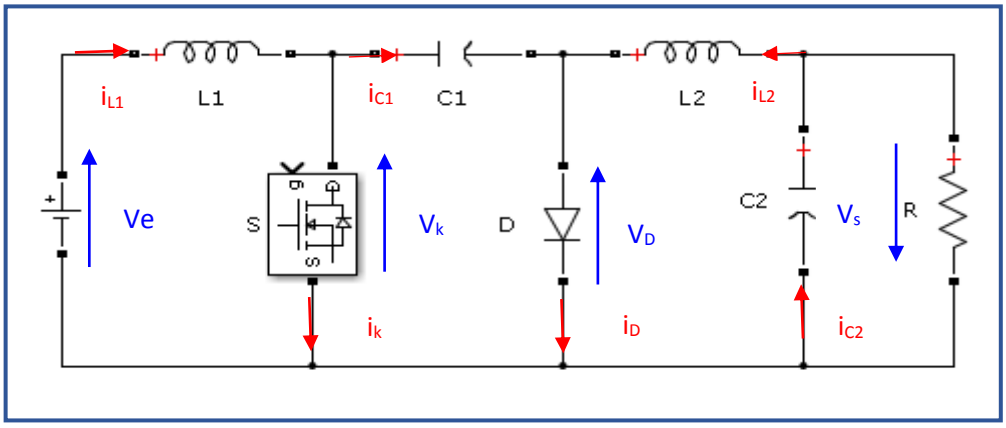


Fig (1.12) : Fonctionnement de convertisseur Cuk

La relation entre les courants moyens est :

$$i_{L1} = \frac{\alpha}{1-\alpha} i_{L2} = \frac{\alpha}{1-\alpha} i_s \qquad \text{(I.18)}$$

Les ondulations de courant dans les inductances L_1 et L_2 s`écrivent :

$$\begin{cases} \Delta i_{L_1} = \dfrac{dVe}{L_1 \times f} \\ \Delta i_{L_2} = \dfrac{dVe}{L_2 \times f} \end{cases} \qquad \text{(I.19)}$$

Et les ondulations de la tension de sortie et de la tension aux bornes de C_2 :

$$\begin{cases} \Delta Vs = \dfrac{\Delta i_{L_2}}{8 \times C_1 \times f} = \dfrac{dVe}{8 \times C_1 \times L_2 \times f} \\ \Delta V_{C_2} = \dfrac{(1-\alpha) i_{L1}}{C_2 \times f} = \dfrac{\alpha^2}{(1-\alpha) \times R \times C_2 \times f} \end{cases} \qquad \text{(I. 20)}$$

Les contraintes sur l`interrupteur commandé et la diode sont :

$$\begin{cases} V_{K,\max} = \left|V_{d,\max}\right| = \dfrac{Ve}{1-\alpha} + \dfrac{\Delta V_{C1}}{2} \\ i_{d,\max} = i_{L1} + i_{L2} + \dfrac{\Delta i_{L1} + \Delta i_{L2}}{2} \end{cases} \qquad \text{(I.21)}$$

Lorsque ce convertisseur fonctionne en mode de conduction continue, on a les formes d'ondes de courant et de tension de la figure :

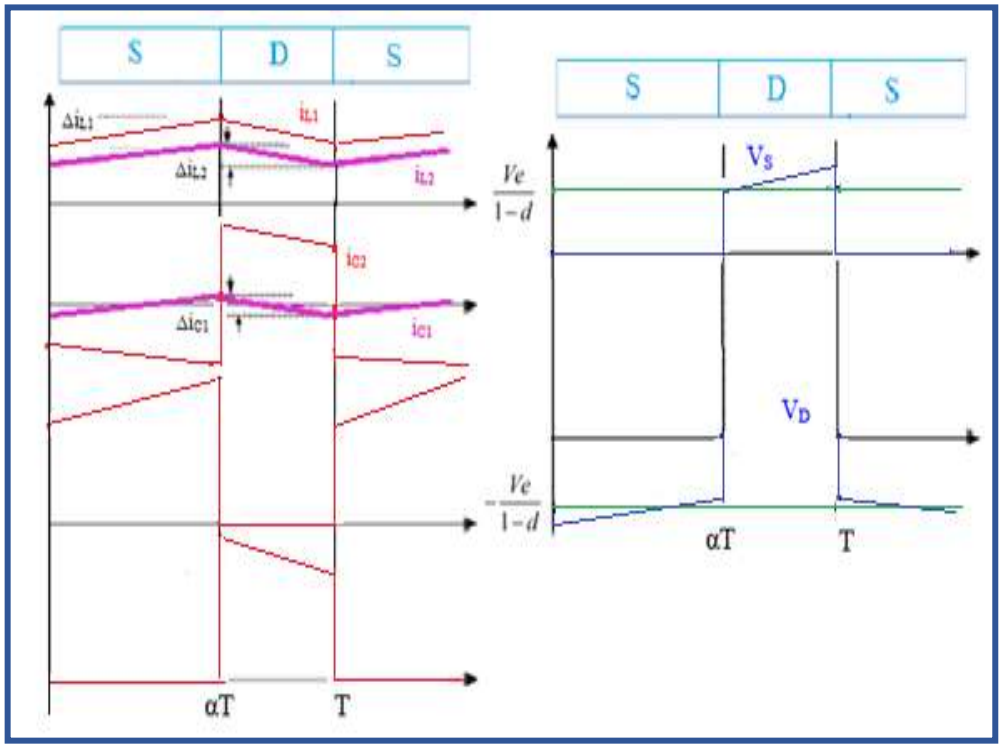


Figure I. 12: Forme d'onde de convertisseur Cuk

A partir du calcul des tensions moyennes aux bornes des inductances L et L', on obtient :

$$\begin{cases} V_{C_1} = \left(\dfrac{1}{1-\alpha}\right) Ve \\ Vs = \left(\dfrac{\alpha}{1-2}\right) Ve \end{cases} \qquad \text{(I.22)}$$

I.4.5 Convertisseur SEPIC :

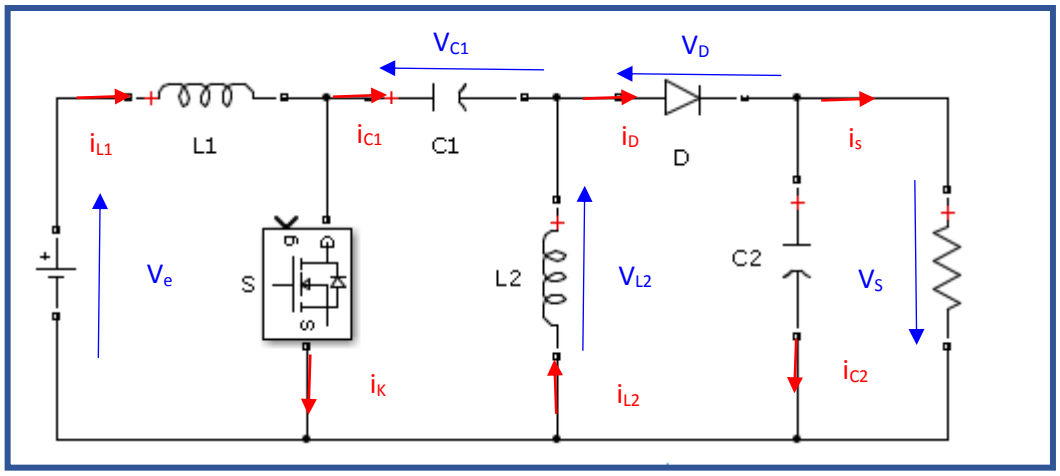


Figure I. 13: Fonctionnement de convertisseur Sepic

La tension de sortie moyenne est donnée par :

$$Vs = \frac{\alpha}{1-\alpha} Ve \tag{I.23}$$

L'expression reliant les valeurs moyennes des courants est :

$$i_{L1} = \left(\frac{\alpha}{1-\alpha}\right) i_{L_2} = \left(\frac{\alpha}{1-\alpha}\right) i_s \tag{I.24}$$

Les ondulations de courant dans les deux inductances :

$$\begin{cases} \Delta i_{L_1} = \dfrac{dVe}{L_1 \times f} \\ \Delta i_{L_1} = \dfrac{dVe}{L_2 \times f} \end{cases} \tag{I.25}$$

L'ondulation de la tension de sortie :

$$\Delta V_S = \frac{\alpha^2}{(1-\alpha)} \frac{Ve}{RC_1 \times f} \tag{I.26}$$

L'ondulation de la tension aux bornes de C_2 :

$$\Delta V_{C2} = \frac{(1-\alpha) i_{L1}}{C_2 \times f} = \frac{\alpha^2}{(1-\alpha)} \frac{Ve}{RC_2 \times f} \tag{I.27}$$

Les contraintes sur l'interrupteur commandé et la diode sont :

$$\begin{cases} V_{k,\max} = \left|V_{D,\max}\right| = V_{C_2,\max} + V_{s,\max} = \dfrac{Ve}{1-\alpha} + \dfrac{V_{C_2} + \Delta V_S}{2} \\ i_{k.\max} = i_{D,\max} = i_{L_1} + i_{L_2} + \dfrac{\Delta i_{L_1} + \Delta i_{L_2}}{2} \end{cases} \tag{I.28}$$

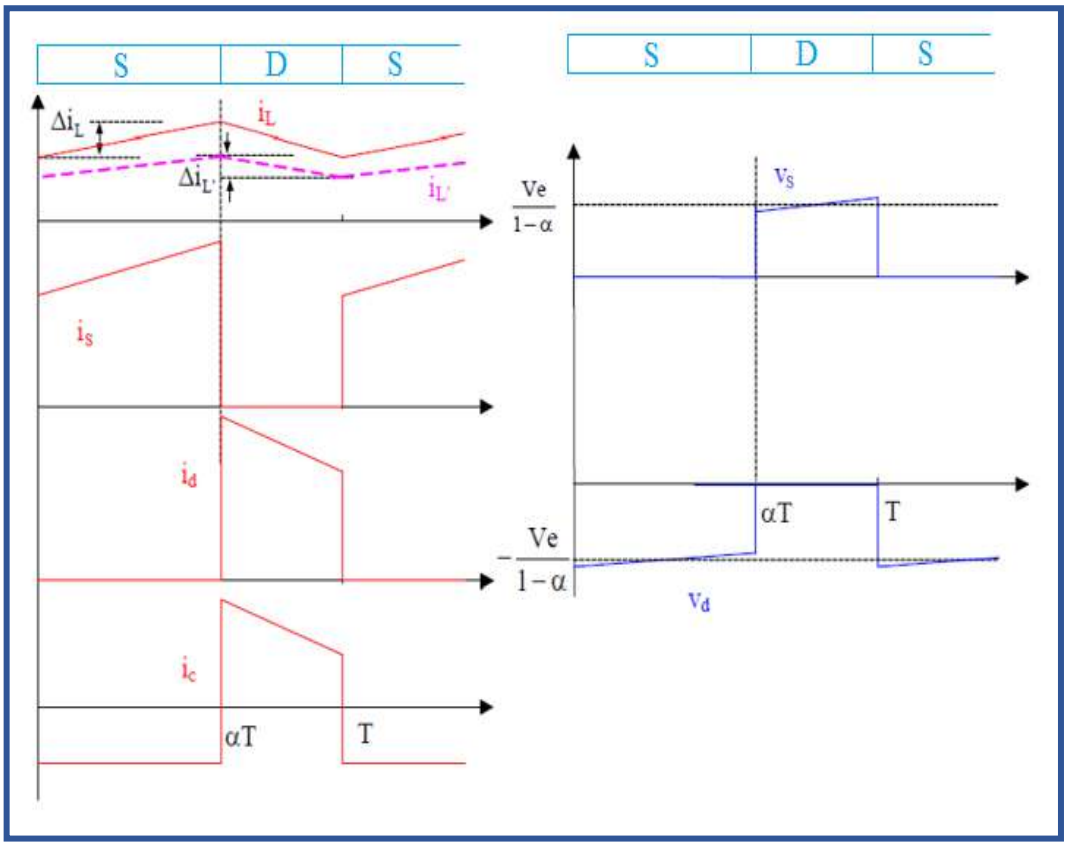


Figure I. 14: Forme d'onde de courant et de tension de convertisseur Sepic

Sa tension de sortie a pour valeur :

$$Vs = \frac{\alpha}{1-\alpha} Ve \tag{I.29}$$

Les équations dynamiques du circuit dans le mode de conduction continu (CCM : continuous conduction mode) sont données par le modèle commuté suivant :

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} i_{L_1} \\ i_{L_2} \\ V_{C_1} \\ Vs \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{-(1-\alpha)}{L_1} & \frac{-(1-\alpha)}{L_1} \\ 0 & 0 & \frac{\alpha}{L_2} & \frac{-(1-\alpha)}{L_2} \\ \frac{(1-\alpha)}{C_2} & \frac{-\alpha}{C_2} & 0 & 0 \\ \frac{(1-\alpha)}{C_1} & \frac{(1-\alpha)}{C_1} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L_1} \\ i_{L_2} \\ V_{C_1} \\ Vs \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} Ve \tag{I.30}$$

- **Modèle mathématique du convertisseur Sepic :**

  Soit $i_{L1}=x_1$ et $i_{L2}=x_2$ et $V_{C1}=x_3$ et $Vs=x_4$ alors les équations d'état deviennent :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = \dfrac{-(1-\alpha)}{L_1} x_3 - \dfrac{(1-\alpha)}{L_1} x_4 + \dfrac{1}{L_1} Ve \\ \dot{x}_2 = \dfrac{\alpha}{L_2} x_3 - \dfrac{(1-\alpha)}{L_2} x_4 \\ \dot{x}_3 = \dfrac{1-\alpha}{C_1} x_1 - \dfrac{\alpha}{C_1} x_2 \\ \dot{x}_4 = \dfrac{1-\alpha}{C_2} x_1 - \dfrac{1-\alpha}{C_2} x_2 - \dfrac{1}{RC_2} x_4 \end{cases} \quad \text{(I.31)}$$

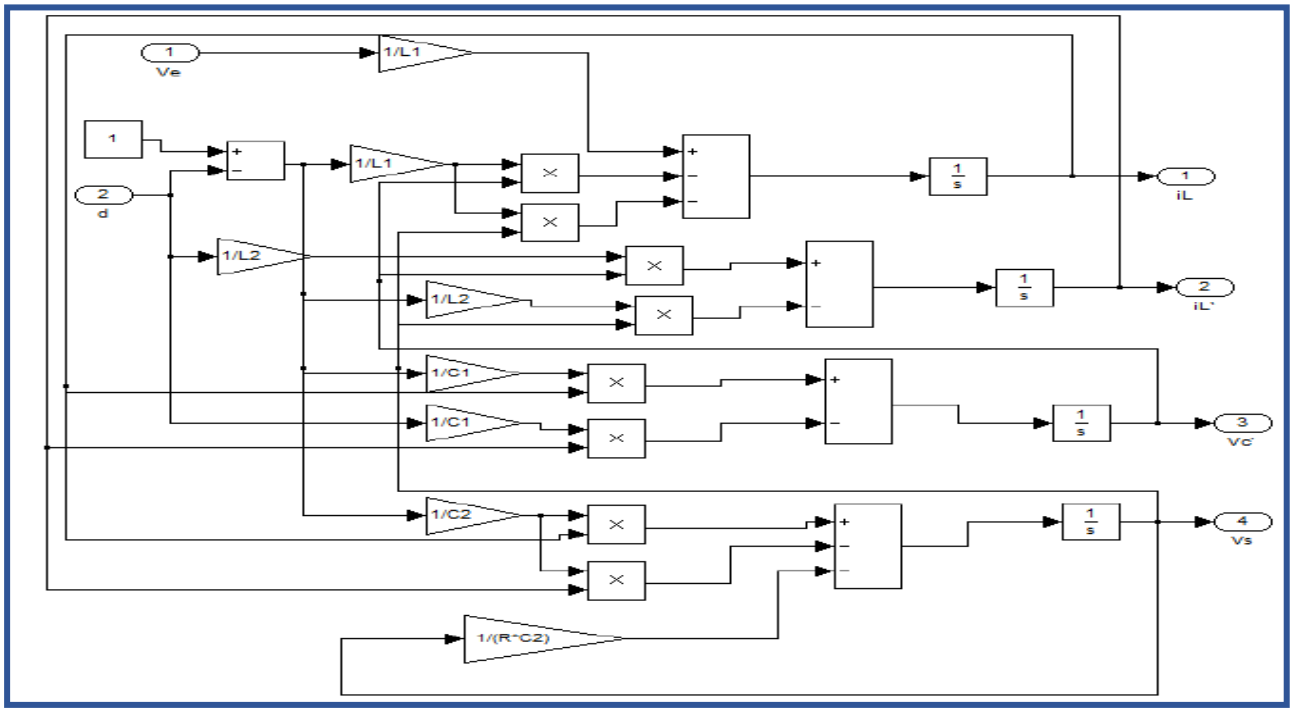


Figure I. 15: Modèle Simulink de convertisseur Sepic

I.5 La commande MPPT des convertisseurs DC-DC :

Le MPPT (Maximum Power Point Tracking) est un principe permettant de suivre le point de puissance maximale d'un générateur électrique non linéaire. Les premières utilisations du MPPT datent de 1968 dans le cadre des applications spatiales ayant pour générateur électrique des panneaux photovoltaïques. Le développement du MPPT a constitué un thème techniquement attrayant, si bien que .finalement, un grand nombre de procédures et techniques ont été développés. Elles varient en complexité, capteurs nécessaires, vitesse de convergence, coût, efficacité, matériel pour la réalisation, etc [10].

Nous pouvons classifier d'une manière générale les commandes du MPPT selon le type d'implémentation électronique : analogique, numérique ou mixte. Il est cependant plus intéressant de les classifier selon le type de recherche qu'elles effectuent et selon les paramètres d'entrée de la commande du MPPT qui peut être plus ou moins compliquée.

La figure (1.16) représente le schéma de principe d'un convertisseur MPPT classique. La commande MPPT fait varier le rapport cyclique du convertisseur statique dc, à l'aide d'un signal électrique approprié, pour tirer le maximum de puissance que le GPV peut fournir [10].

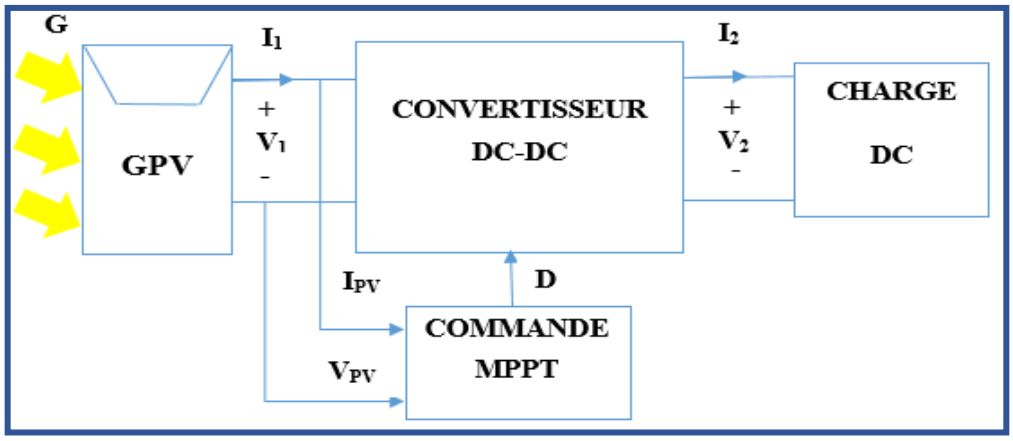


Figure I. 16: Chaine de conversion de système PV

L'algorithme MPPT peut être plus ou moins compliqué pour rechercher le MPP. En général, il est basé sur la variation du rapport cyclique du convertisseur en fonction de l'évolution des paramètres d'entrée de ce dernier (I et V et par conséquent de la puissance du GPV) jusqu'à se placer sur le MPP.

I.5.1 Algorithme d'incrémentation de la conductance :

La méthode basée sur la conductance incrémental est également très utilisée. Cet algorithme est basé sur une considération de la dérivée de la puissance par rapport à la tension. Effectivement, nous savons qu'au point de puissance maximale, cette dérivée est égale à zéro. Dans l'équation :

$$\frac{dP}{dV} = I + V\frac{dI}{dV} \tag{I.32}$$

$$\frac{1}{V}\frac{dP}{dV} = \frac{1}{V} \tag{I.33}$$

On définit la conductance de la source et incrémentation de la conductance puisque la tension V du panneau est toujours positive, la relation de rapport cyclique d'un convertisseur explique que le point de puissance maximale MPP est atteint si la conductance de la source égale incrémentation de la conductance de la source avec un signe moins, et qu'elle est à gauche de ce point lorsque la conductance est supérieure il l'incrémentale conductance et vice-versa [3], comme suit :

$$\frac{dP}{dV} > 0 \text{ si } \frac{1}{V} > -\frac{dI}{dV} \tag{I.34}$$

$$\frac{dP}{dV} = 0 \text{ si } \frac{1}{V} = -\frac{dI}{dV} \tag{I.35}$$

$$\frac{dP}{dV} < 0 \text{ si } \frac{1}{V} < -\frac{dI}{dV} \tag{I.36}$$

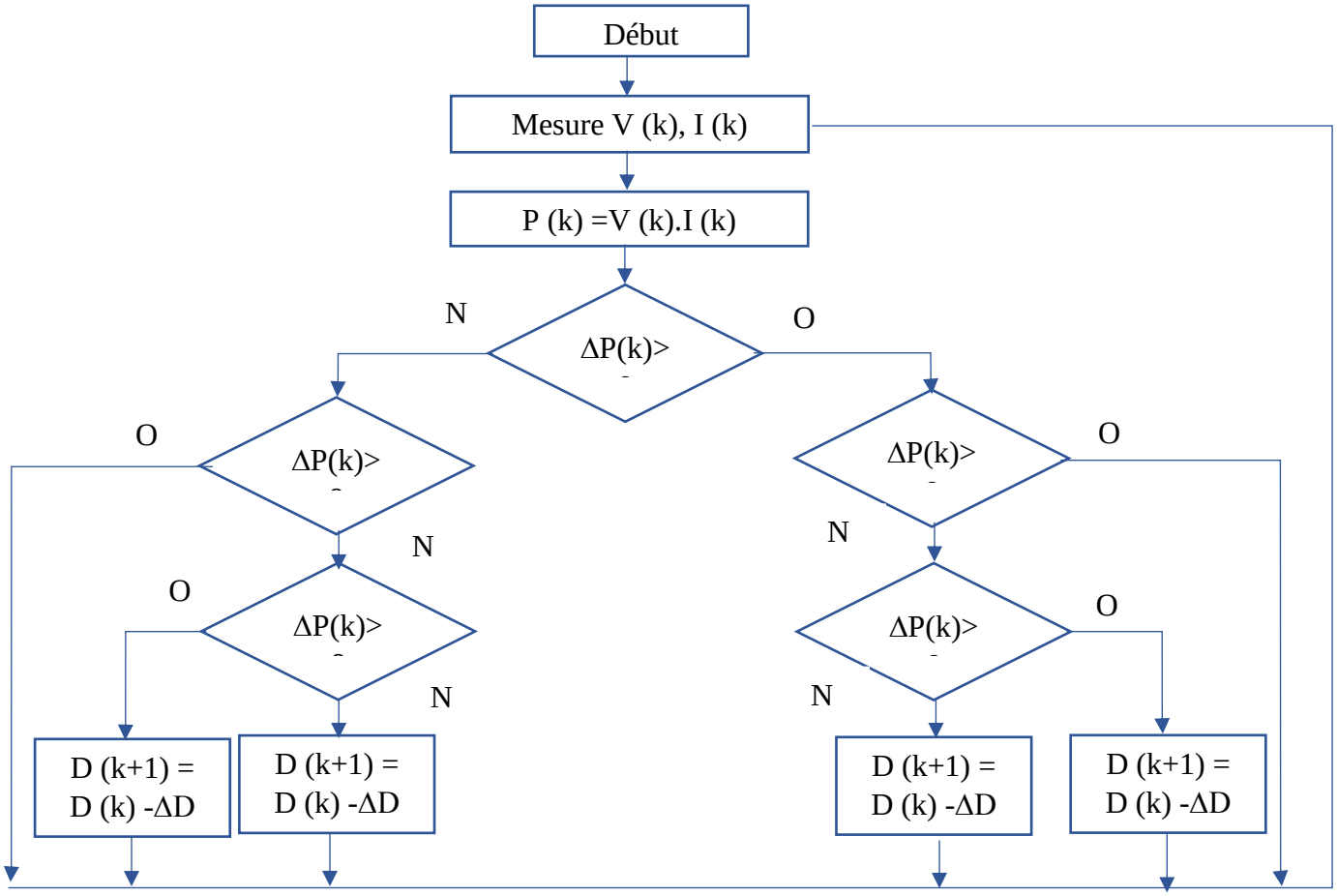


Figure I. 17: Organigramme de l'algorithme incrémentation de la conductance

I.5.2 Algorithme de perturbation & observation :

C'est l'algorithme de poursuite du point de puissance maximale (PPM) le plus utilisé, et comme son nom l'indique il est basé sur la perturbation du système par l'augmentation ou la diminution de Vref ou en agissant directement sur le rapport cyclique du convertisseur DC-DC, puis l'observation de l'effet sur la puissance de sortie en vue d'une éventuelle correction de ce rapport cyclique.
Si la valeur de la puissance actuelle P(k) du générateur est supérieure à la valeur précédente P(k-1) alors on garde la même direction de perturbation précédente sinon on inverse la perturbation du cycle précédent [5]. La figure suivante donne l'organigramme de cet algorithme.

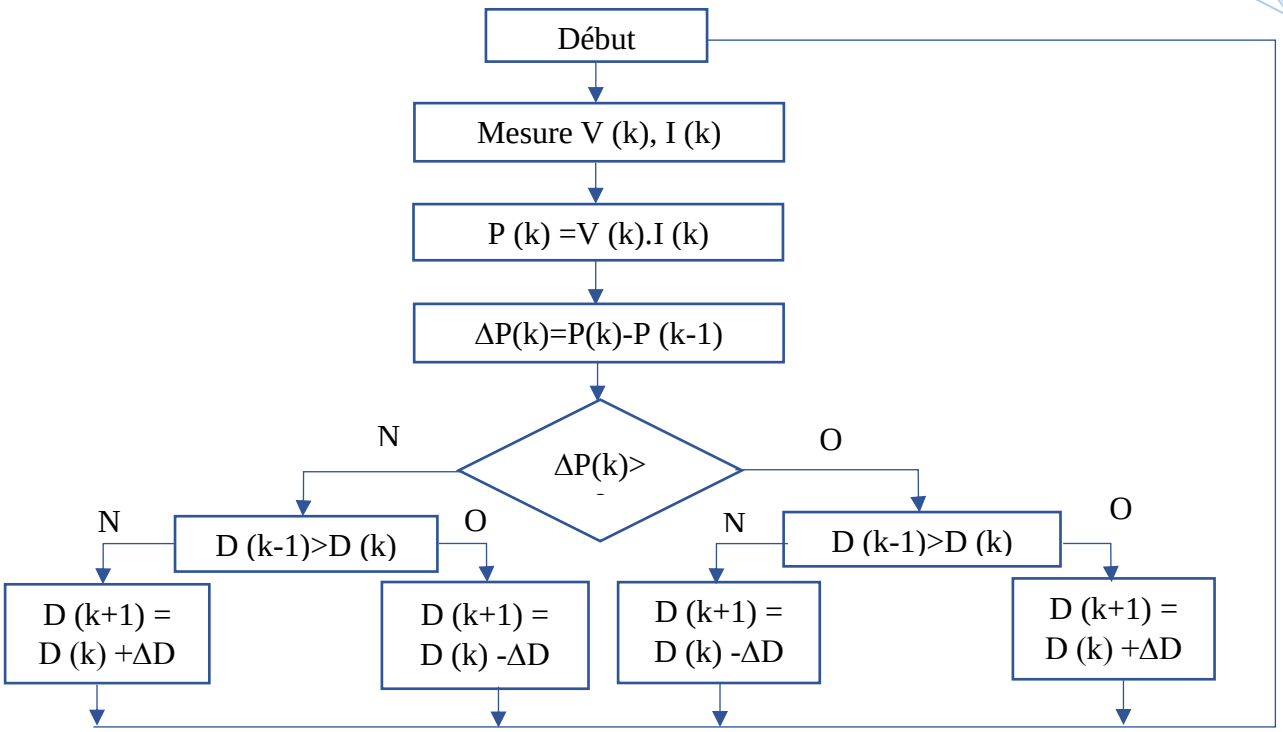


Figure I. 18: organigramme d'algorithme perturbation et observation

I.6 Simulation des convertisseurs :

La figure (1.19) présente le schéma bloc des convertisseurs non isolés à l'aide du logiciel Matlab.

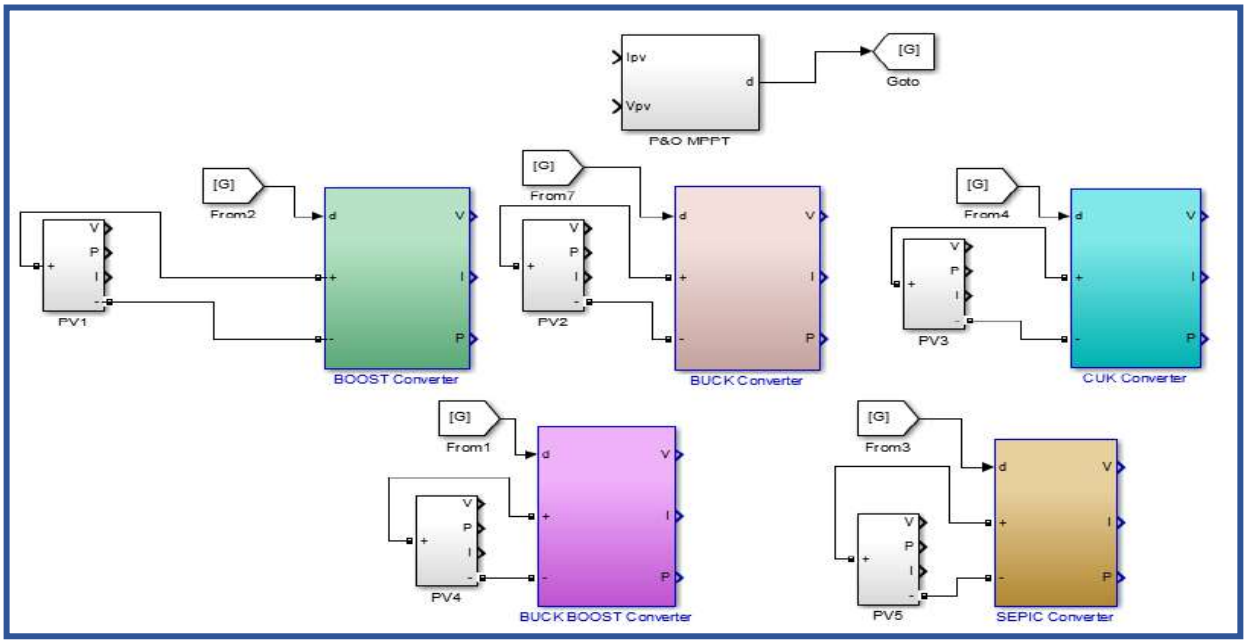


Figure I. 19: Les blocs de convertisseurs non-isolés par Matlab

Pour la simulation, il suffit d'implanter les modèles d'état des convertisseurs sous l'environnement MATLAB/ SIMULINK. Ces convertisseurs sont alimentés par un générateur photovoltaïque.

I.6.1 Interprétation des résultats de simulation :

Le tableau suivant résume les résultats de simulation tel que le courant et la tension de sortie, la puissance, la valeur maximale de diode et de l'interrupteur et le gain de tension de chaque convertisseur pour une tension d'entrée Ve=89.5V et courant d'entrée égale a la valeur 0.1791A

	Is	$V_{d,\,max}$	$V_{k,\,max}$	Vs	Vs/Ve	P
Boost	2.502	-147.6	89.5	147.6	1.615	369.4
Buck	0.000895	0.0528	89.5	0.0528	0.0005885	$4.726e^{-5}$
Buck-Boost	$-1.318e^{-19}$	$-1.443e^{-15}$	89.5	$-1.35e^{-17}$	$-1.5e^{-17}$	$1.791e^{-36}$
Cuk	$6.042e^{-14}$	$3.08e^{-11}$	89.5	$3.592e^{-12}$	$3.562e^{-12}$	$2.152e^{-25}$
Sepic	$5.315e^{-6}$	0.02771	89.5	0.0003136	$3.495e^{-6}$	$1.667e^{-9}$

Tableau (1.1) : Les résultats des courants et des tensions des convertisseurs

La figure (1.20) représente les résultats de simulation des convertisseurs avec un rapport cyclique fixe α=0.5, alors que la figure (1.21) représente les résultats de simulation des convertisseurs avec la commande MPPT par l'algorithme perturbation et observation :

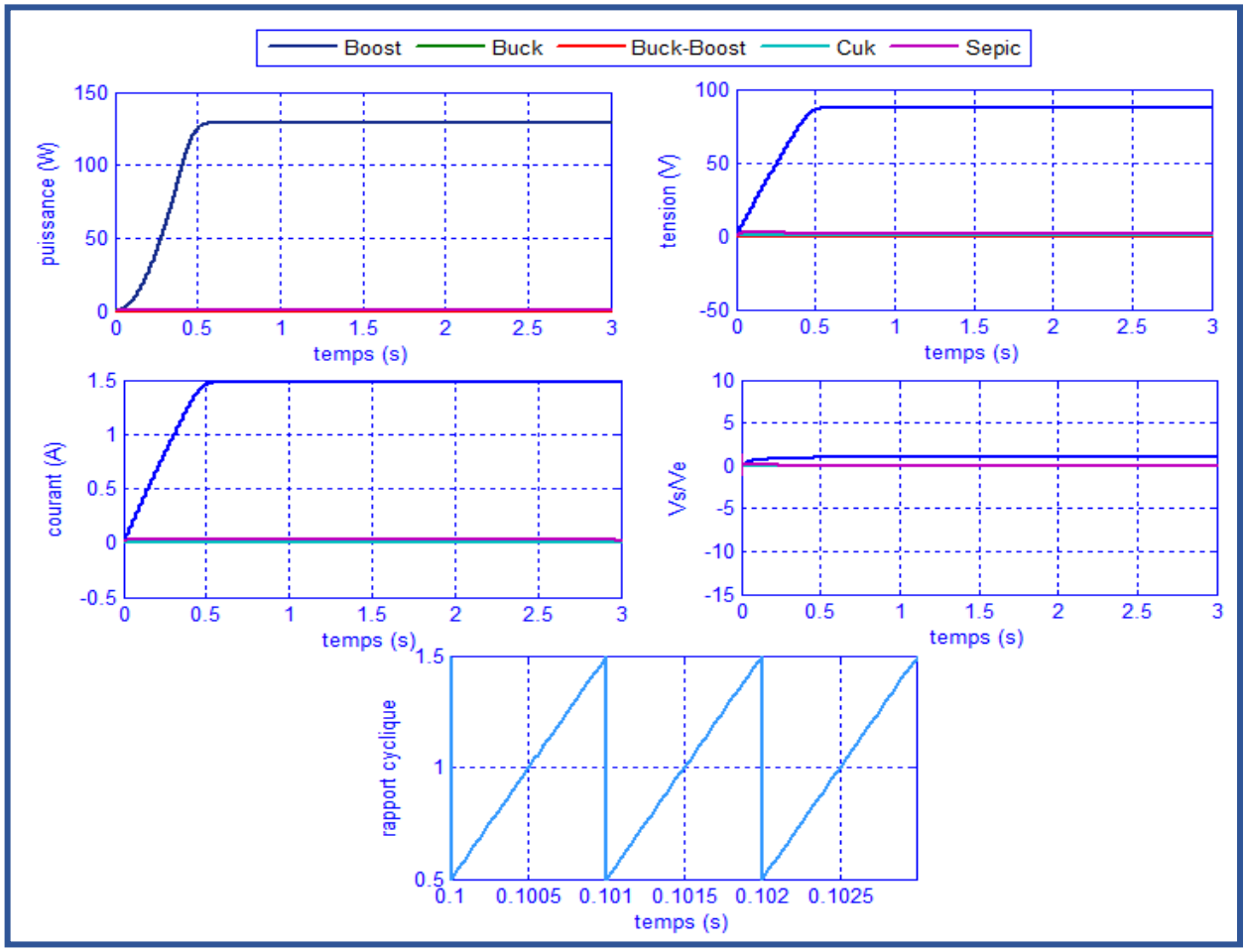


Figure I. 20: Simulation par commande MPPT

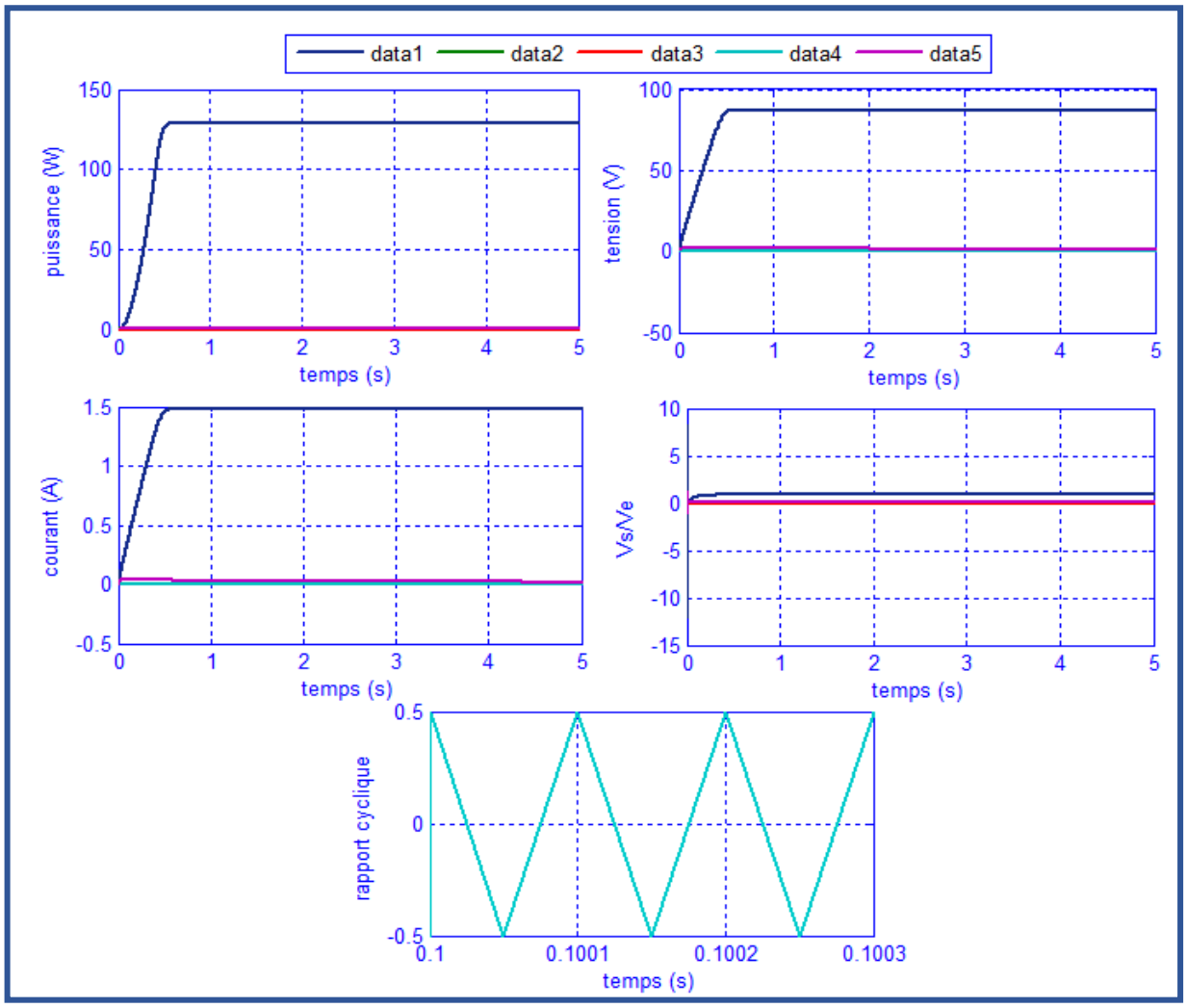


Figure I. 21: Simulation par rapport cyclique fixe

On obtient après comparaison les valeurs des convertisseurs que tous les montages présentent les mêmes contraintes sur les interrupteurs et elles prennent la valeur de tension d'entrée.

On remarque devant les deux figures de simulation le Boost possède une tension de sortie élevé par rapport à la tension d'entrée. Alors que pour les autres montages élévateurs.

Donc, un convertisseur Boost, est une alimentation à découpage permet d'augmenter la tension fournie par les sources de courant continue, il est le convertisseur le plus utilisé dans divers domaines.

I.7 Conclusion :

Dans ce chapitre, on a étudié le convertisseur continu-continu non isolé classique, ainsi que leurs modèles avec la commande MPPT.

Nous avons choisis une topologie de convertisseur continu-continu non-isolé ayant un gain en tension élevé et une ondulation du courant d'entrée faible. Cette topologie sera étudiée en détail dans le chapitre suivant.

CHAPITRE

2

ÉTUDE SYNTHÈSE DE CONVERTISSEUR ÉLÉVATUR (BOOST)

ANNEXE

BIBLIOGRAPHIE

INTRODUCTION GÉNÉRALE

CONCLUSION GÉNÉRALE

II. Etude synthèse des convertisseurs BOOST

II.1 Introduction :

Selon les études réalisées précédemment, le convertisseur Boost est le plus intéressant, car il a une structure simple, et un gain en tension plus élevé que les autres pour un rapport cyclique donné.

Dans le but d'avoir un gain en tension élevé, on a déterminé la structure principale du convertisseur destiné à notre application, structure basée sur la mise en cascade de deux convertisseurs élémentaires. Les convertisseurs élémentaires pourront être de type Boost entrelacé ou à trois niveaux selon la valeur du courant à l'entrée où la tension à la sortie. Le choix entre ces structures élémentaires sera effectué au début de ce chapitre [1].

II.2 Les différentes topologies de convertisseur BOOST :

II.2.1 Convertisseur BOOST additionnel :

Ce circuit additionnel est dérivé du convertisseur boost élémentaire en ajoutant DEC (double enhanced circuit).le circuit est montré le schéma figure II-1. La tension à travers le condensateur C1 et C11 est chargée a V1 et la tension à travers le condensateur C12 est charger a V0=2V1. Le courant IL1 traversant l'inductance L1 augmente avec la tension VIN pendant la période ON (αT) et diminue la tension – (V1 -VIN) pendant la période OFF (1-α) T.

La tension aux bornes de la charge est donnée par :

$$V_S = \frac{2}{1-\alpha} Ve \qquad \text{(II.1)}$$

Le model du circuit additionnel de boost élémentaire est implémentée dans MATLAB/SIMULINK comme la montre la figure II.1 :

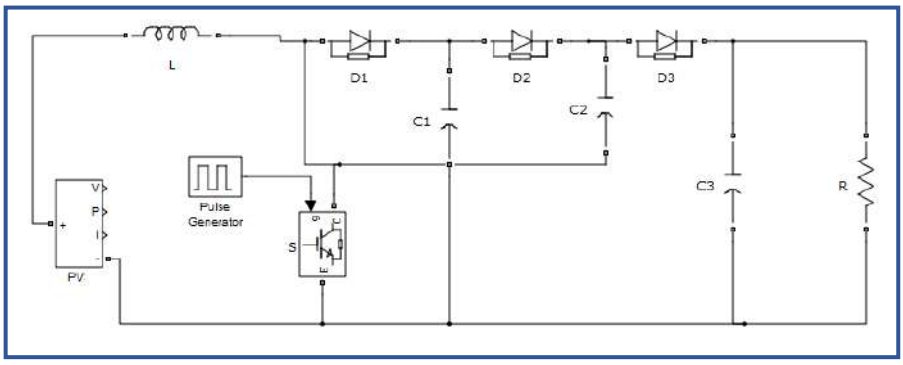


Figure II. 1: Modèle de convertisseur Boost additionnelle

Les résultats de simulation sont présentés dans la figure suivante :

Figure II. 2: Résultats de simulation

Figure II. 3: Résultats de simulation

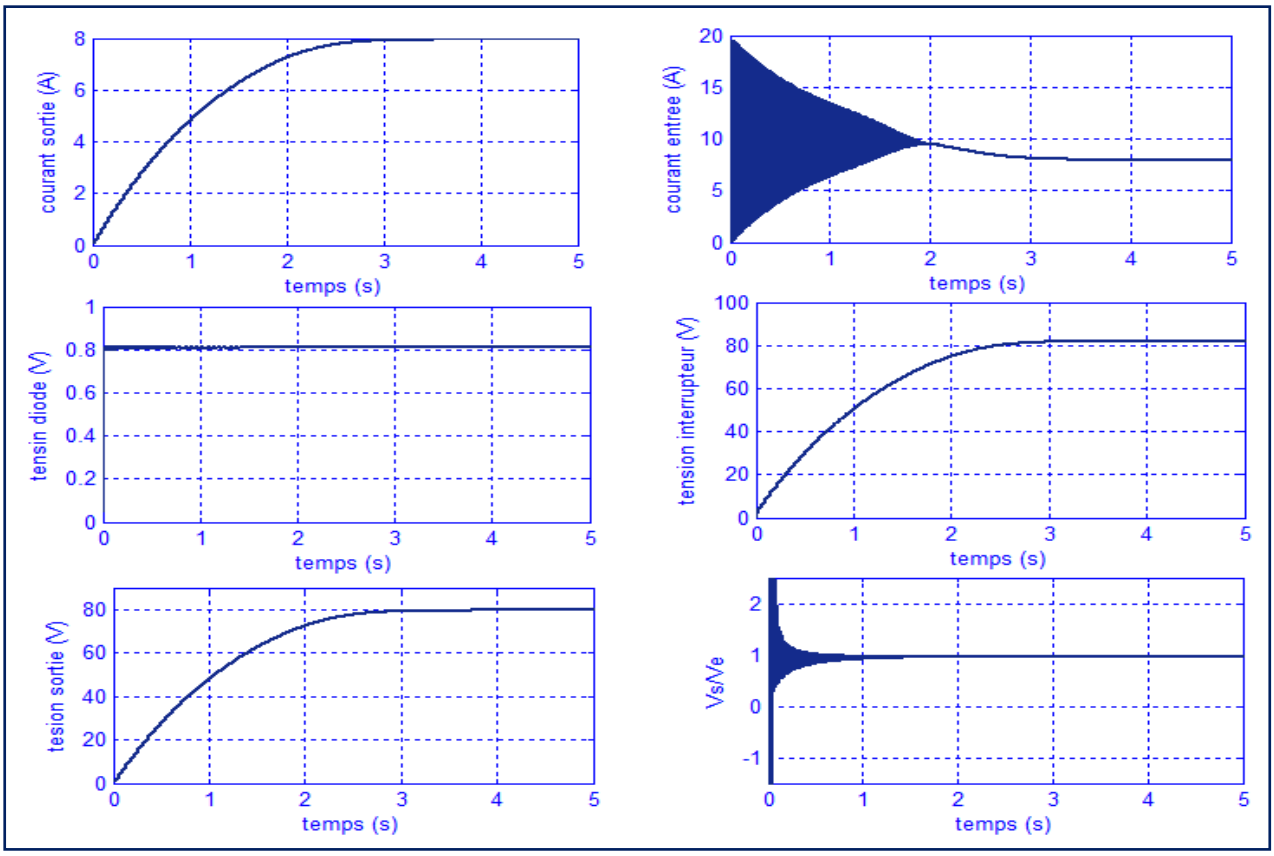


Figure II. 4: Résultats de simulation

Selon les courbes, on peut constater comme suit :

Ce convertisseur a le problème du grand courant d'entrée qui passe par l'inductance (environ 20A) donc cette topologie a cet inconvénient qu'il faut bien trouver une autre topologie qui le minimise.

II.2.2 Convertisseur BOOST en cascade :

La tension intermédiaire est établie entre deux étapes et deux convertisseurs reliés par série partager le grand rapport de tension. Cette structure peut résoudre le grand problème de rapport cyclique. En autre, le transistor a plus basse tension et la diode peuvent être placée dans le convertisseur de première étape ayant pour résultat de réduire les pertes de conduction.

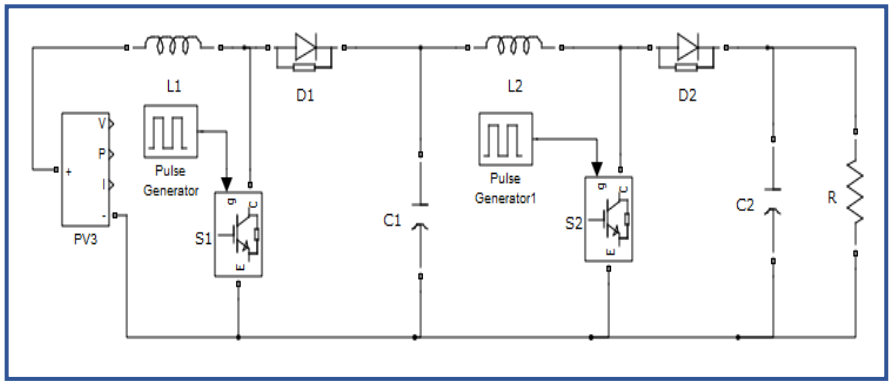


Figure II. 5: Modèle de convertisseur Boost en cascade

La tension aux bornes de la charge est donnée par :

$$Vs = \frac{1}{1-\alpha_1} \times \frac{1}{1-\alpha_2} Ve \qquad \text{(II.2)}$$

Le rapport de transformation peut donc être élevé. Cependant, l'augmentation du nombre de convertisseur en cascade augmente l'ordre du système et augmente la difficulté de contrôle de celui-ci, le rapport de tension théorique ainsi réalisé est défini par la relation suivante :

$$Vs = \prod_{j=1}^{n} \frac{1}{1-\alpha_j} Ve \qquad \text{(II.3)}$$

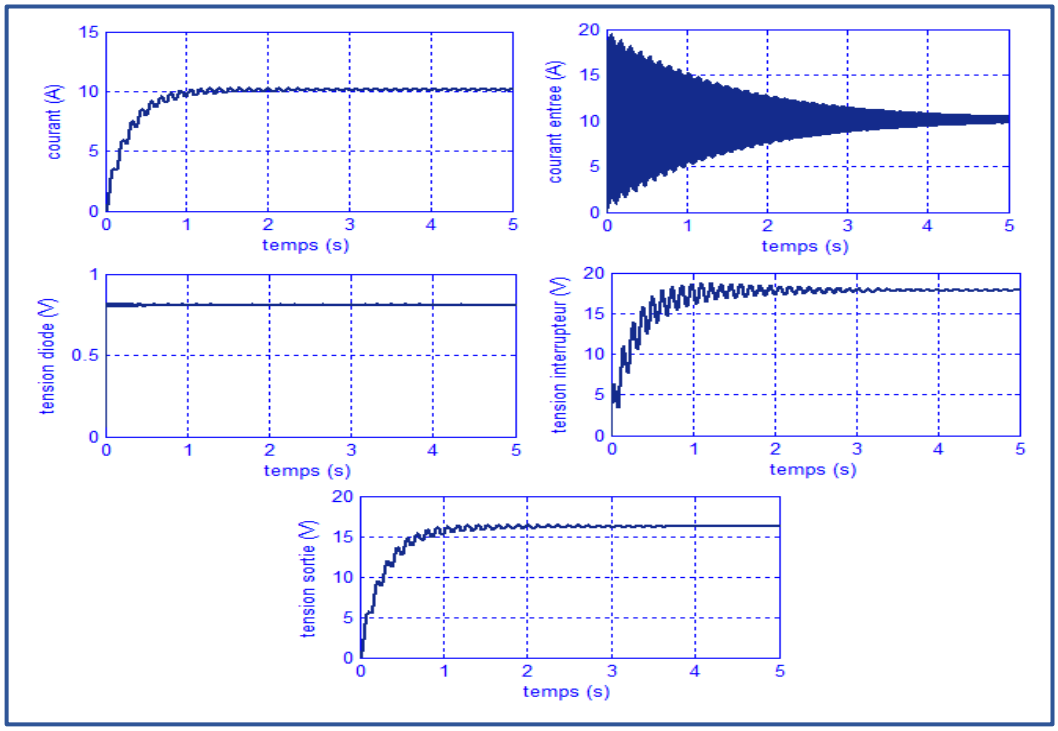


Figure II. 6: Résultats de simulation

Ces résultats de simulation nous permettent de constater que ce convertisseur ne résout non plus le problème du grand courant d'entrée et qu'il est plus compliqué dans sa commande que les autre topologies déjà étudiées ainsi qu'il présente plus d'ondulation de courant.

II.2.3 Convertisseur Boost en parallèle :

L'entrelacement permet de résoudre le problème lie au fort courant des convertisseurs bas tension. IL consiste en la mise en parallèle de cellules «Boost» dont les commandes sont régulièrement décalées entre elles. Ainsi, ce principe permet outre la réduction du courant dans chaque branche d'augmenter la fréquence apparente entrée et sortie.

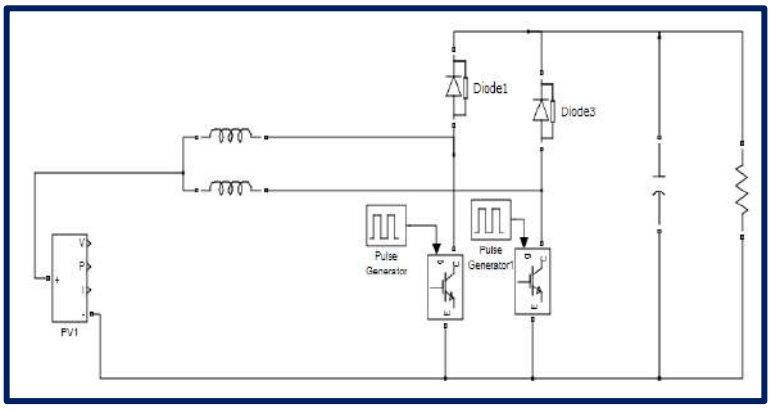


Figure II. 7: Modèle de convertisseur IBC

Le rapport cyclique D et le gain en tension sont :

$$\begin{cases} \alpha = 1 - \dfrac{Ve}{Vs} \\ \dfrac{Vs}{Ve} = \dfrac{1}{1-\alpha} \end{cases} \qquad \text{(II.4)}$$

Les résultats de simulation sont présentés dans la figure suivante :

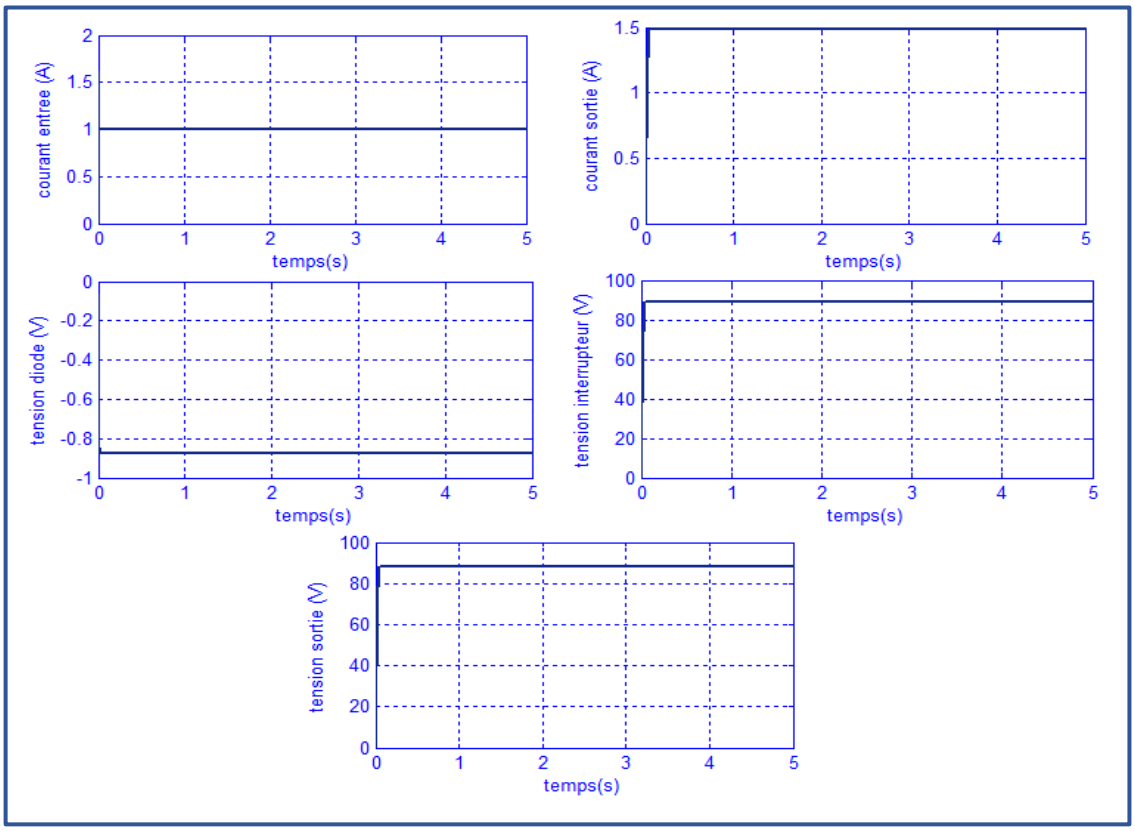


Figure II. 8: Résultat de simulation

La mise en parallèle de plusieurs boost traditionnels peut donc réduire nettement le courant qui passe dans les inductances mais par contre ca engendre un problème les contraintes sur les interrupteur de semi-conducteurs et de la taille de ce convertisseur et de sa commande et même l'efficacité.

II.2.4 Convertisseur double «Boost dual» entrelacé (IDDB) :

Il est nommé aussi Boost flottant entrelacé. IDDB se compose de deux Boost dont les entrées sont communes, mais dont les sorties sont séparées par la charge. Les commandes des interrupteurs sont retardées d'une demi-période de commutation l'une de l'autre.

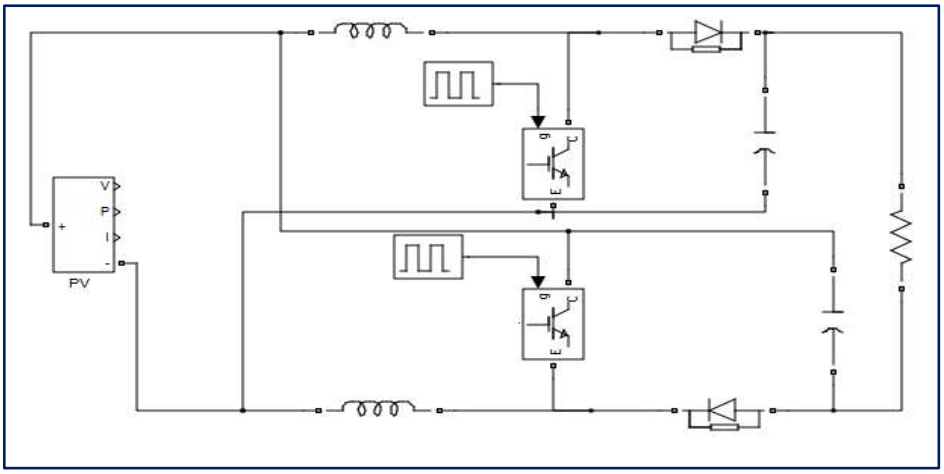


Figure II. 9: Convertisseur IDDB

Le rapport cyclique D et le gain en tension sont :

$$\begin{cases} \alpha = \dfrac{Vs - Ve}{Vs + Ve} \\ \dfrac{Vs}{Ve} = \dfrac{1+\alpha}{1-\alpha} \end{cases} \qquad \text{(II.5)}$$

Les résultats de simulation sont présentés dans la figure suivante :

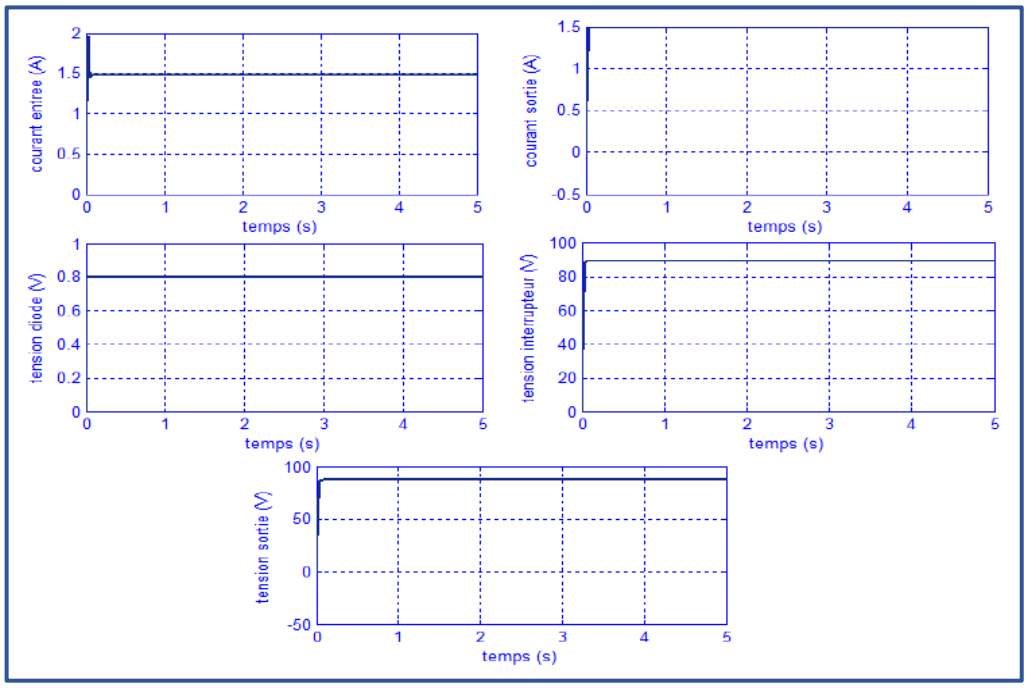


Figure II. 10: Résultat de simulation

Ces résultats de simulation nous permettent de constater que ce convertisseur ne résout non plus le problème du grand courant d'entrée

II.2.5 Convertisseur Boost à deux étages :

Le circuit à deux étages de boost est dérivé du convertisseur boost élémentaire en ajoutant les parties (L2, D2 D3, C2).

La tension aux bornes de la charge est donnée par :

$$\frac{Vs}{Ve} = \left(\frac{1}{1-\alpha}\right)^2 \qquad \text{(II.6)}$$

Le model du circuit additionnel de boost élémentaire est implémentée dans MATLAB/SIMULINK comme la montre la figure II.9 :

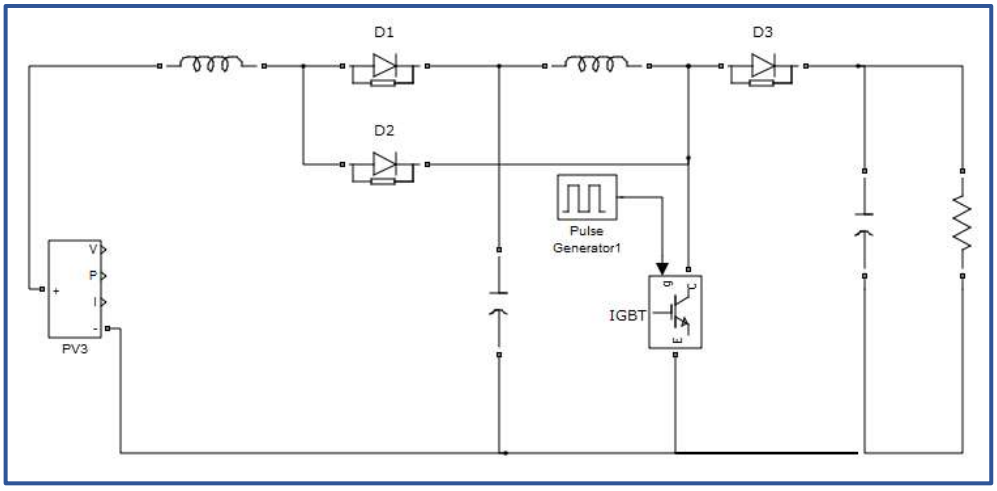


Figure II. 11: Modèle de convertisseur a deux étages

Les résultats de simulation sont présentés dans la figure suivante :

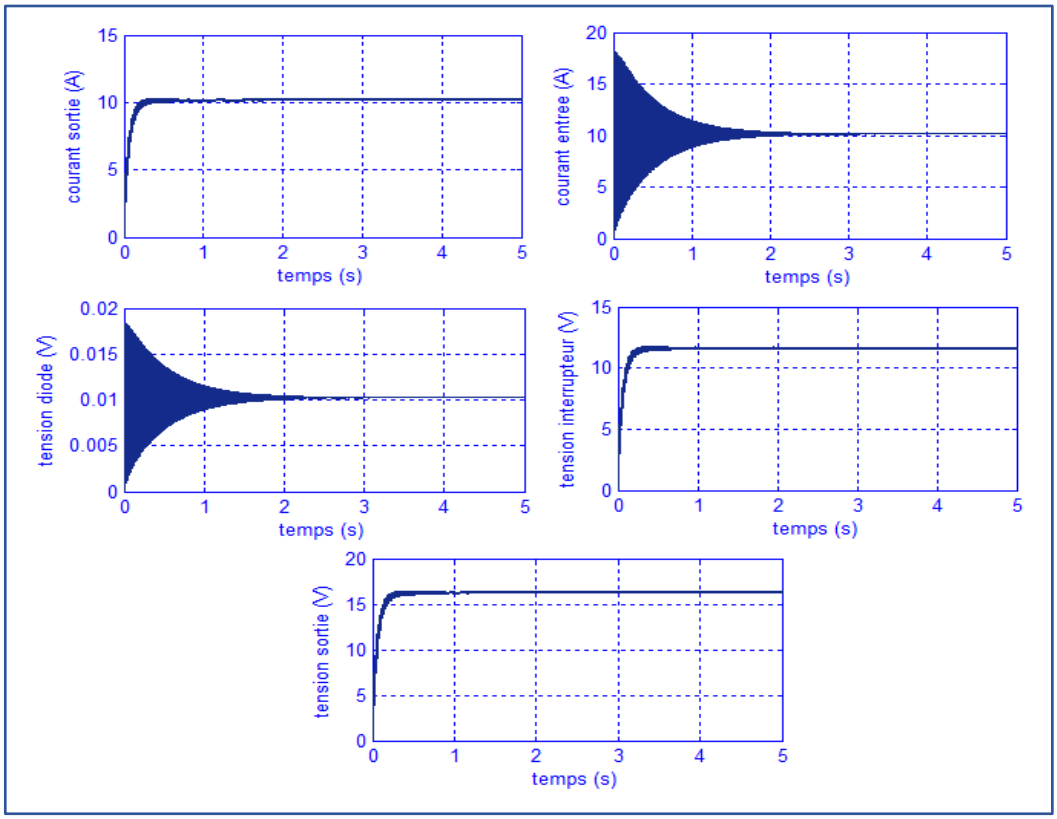


Figure II. 12: Résultat de simulation

Ce convertisseur pose toujours le problème du grand courant d'entrée avec grand tension sur les interrupteurs.

II.2.6 Convertisseur boost à trois étages :

Le circuit du convertisseur boost est donné par la figure ci-dessous.

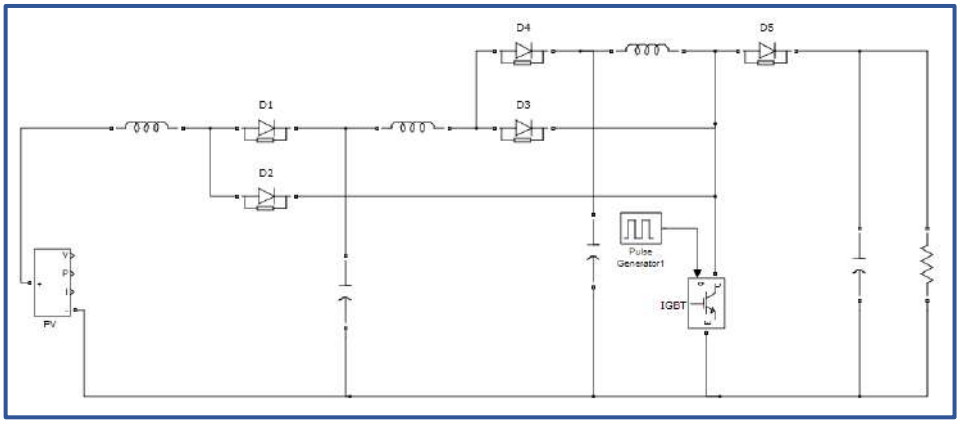


Figure II. 13: Modèle de convertisseur a trois étages

La tension aux bornes de la charge est la même que le convertisseur a deux étages.

Les résultats de simulation sont présentés dans la figure suivante :

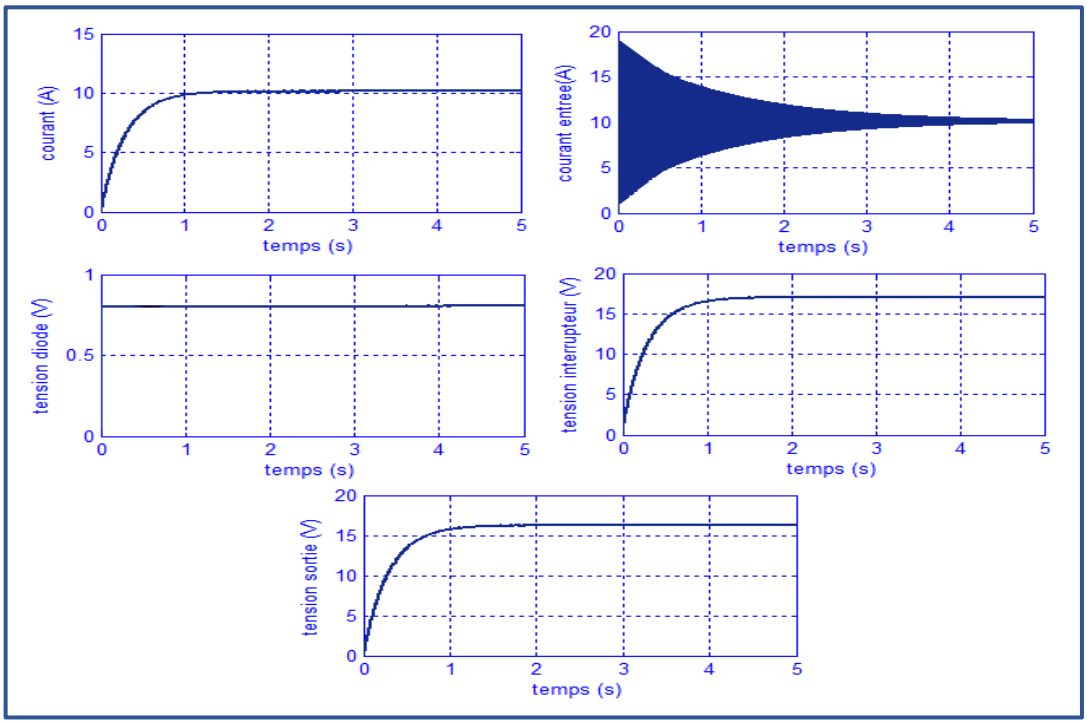


Figure II. 14: Résultat de simulation

Ce convertisseur pose toujours le problème du grand courant d'entrée avec grand tension sur les interrupteurs.

II.2.7 Convertisseur Boost à trois niveaux :

Ce montage est la combinaison de deux Boost ayant les points milieux des transistors et des condensateurs de filtrage relié à la sortie. Ce convertisseur est capable de diminuer par deux la contrainte en tension sur les semi-conducteurs par rapport à la tension de sortie V_S et est imposée par la tension des condensateurs de sortie C_1 et C_2, c'est l'une des caractéristiques les plus intéressantes de cette structure par rapport au Boost entrelacé. Les commandes des transistors étant décalées de T/2.

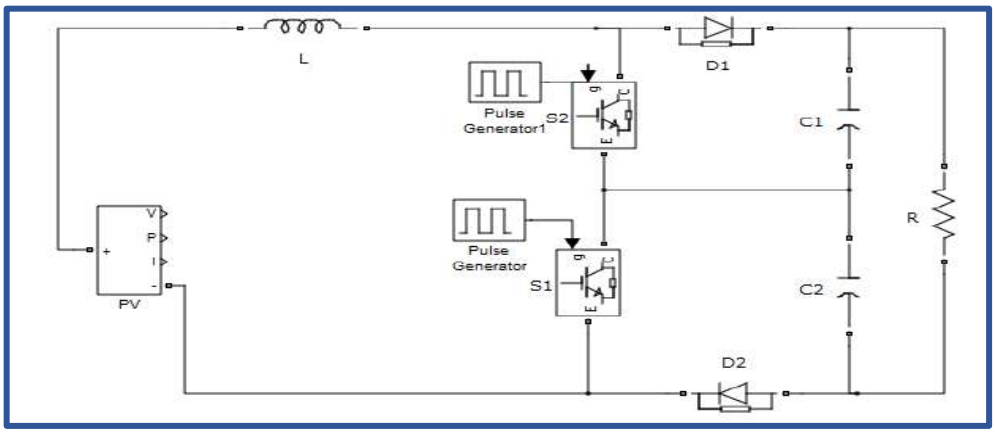


Figure II. 15: Modèle de convertisseur a trois niveaux

Le rapport cyclique α et le gain en tension sont les mêmes que le Boost entrelacé.

En règle générale pour obtenir une tension de n Niveaux, n -1 capacités sont nécessaires. Ainsi la tension modulée sur 3 niveaux nécessite donc 2 sources de tension.

Ces tensions aux bornes des condensateurs sont toutes égales à u_s /2 ; u_s est la tension totale du bus continu.

Les résultats de simulation sont présentés dans la figure suivante :

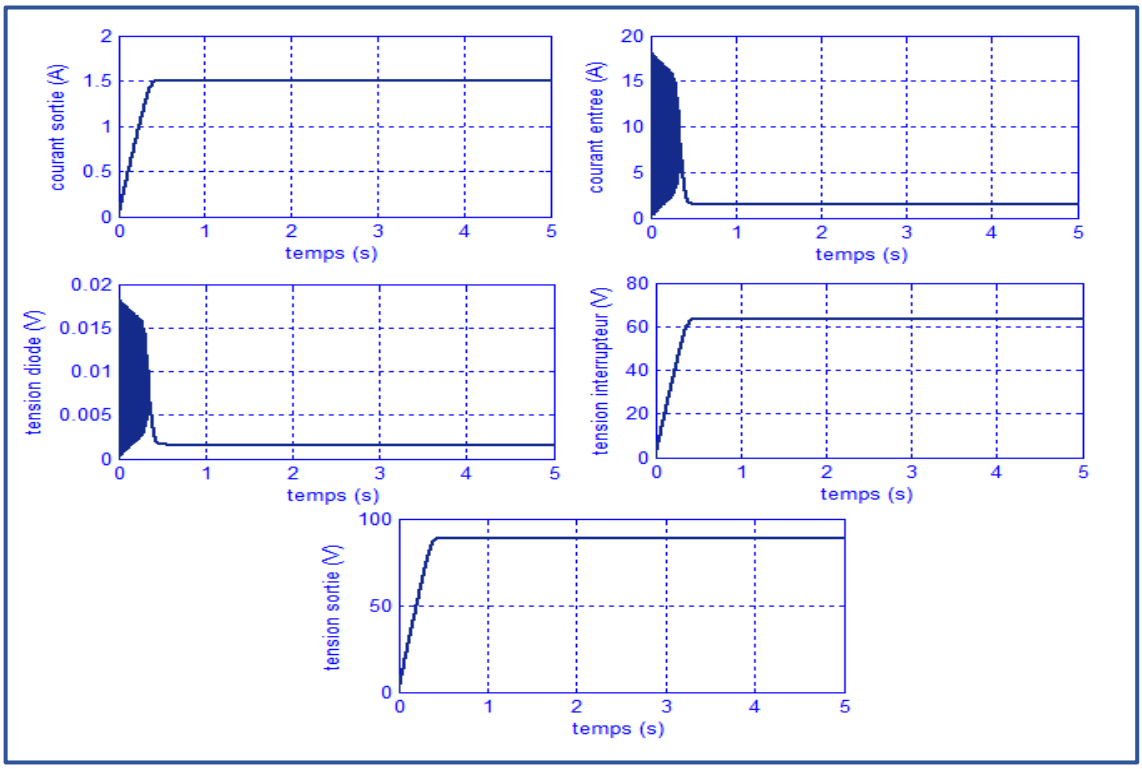


Figure II. 16: Résultat de simulation

De même que les autres topologies du boost , ce convertisseur pose toujours le problème du grand courant de l'entrée qui va passer par l'inductance même s'il présente des courbes de tension et de courant avec des ondulation réduites par rapport au convertisseur boost traditionnel ou les autre.

II.3 Structure de convertisseur propose :

La structure du convertisseur proposé est constituée par la mise en cascade de deux convertisseurs afin d'assurer un haut rapport d'élévation et permettre d'apporter les avantages suivants :

- Limiter les pertes a puissance élevée ;
- Minimises l'ondulation du courant d'entrée et l'ondulation de la tension de sortie ;
- L'augmentation de la fréquence apparente du courant d'entrée.

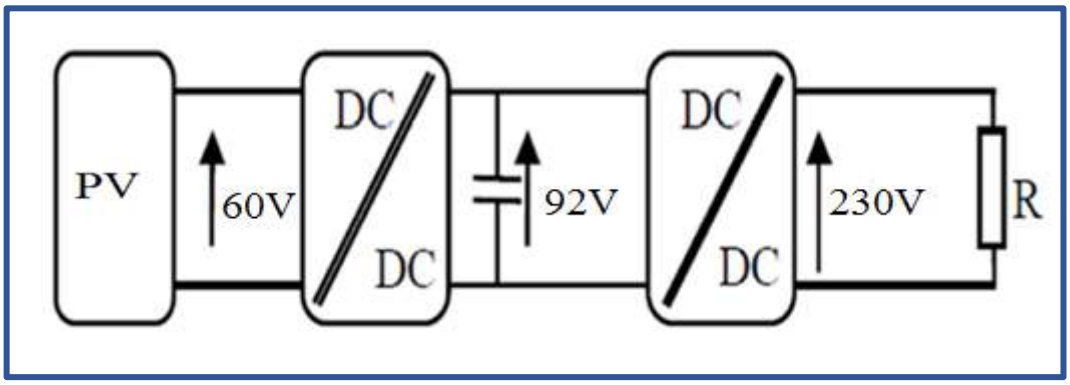


Figure II. 17: Schéma de chaine de conversion avec deux convertisseurs DC-DC

II.4 Choix de structure de convertisseur proposé :

On a choisi d'après les trois topologies de Boost (IBC, a 3 niveaux, IDDB) deux qui représentent le plus d'avantages pour former la structure en cascade proposé.

II.4.1 Calcul des pertes des trois topologies de convertisseur Boost :

Les pertes dans les composants d'un convertisseur ont toujours été l'une des préoccupations majeur des concepteurs lors de la phase de dimensionnement, puisqu'elles effectuent directement le rendement du système. Ces pertes n'affectent pas seulement le rendement, mais aussi les dimensions ; puisque une augmentation de celles-ci se traduit par la mise en place d'un système de refroidissement plus important et donc par une augmentation du volume et du poids.

Les pertes dans le convertisseur que nous allons calculer se divisent en trois parties : es pertes dans les inductances, les pertes dans les composants semi-conducteurs et les pertes dans les capacités [10].

a. Pertes dans le convertisseur «Boost » entrelace IBC :

La tension et le courant nominal d'IBC sont : Vpv et Ipv

- Pertes dans les inductances d'IBC :

$$P_L = r_L\left(I_{pv}^2 + \frac{\Delta I_L^2}{12}\right) \qquad \text{(II.7)}$$

- Pertes dans les interrupteurs :

$$P_k = D.\left(r_k.A + V_s I_{pv}\right) \qquad \text{(II.8)}$$

$$\text{Avec : } A = I_{pv}^2 + \frac{\Delta I_L^2}{12} \qquad \text{(II.9)}$$

- Pertes dans les diodes :

$$P_d = (1-D).\left(r_d.A + V_s.I_{pv}\right) \qquad \text{(II.10)}$$

- Pertes dans le condensateur :

$$P_C = C.A \qquad \text{(II.11)}$$

b. Pertes dans le convertisseur «Boost » a trois niveaux :

La tension et le courant nominal sont : Vpv/2 et Ipv

- Pertes dans les inductances :

$$P_L = r_L\left(I_{pv}^2 + \frac{\Delta I_{pv}^2}{12}\right) \qquad \text{(II.12)}$$

- Pertes dans les interrupteurs :

$$P_k = 2.D\left(r_k\left(I_{pv}^2 + \frac{\Delta I_{pv}^2}{12}\right) + \frac{V_s}{2} I_{pv}\right) \qquad \text{(II.13)}$$

- Pertes dans les diodes :

$$P_d = 2.(1-D).\left(r_d.A + \frac{V_s}{2}.I_{pv}\right) \qquad \text{(II.14)}$$

- Pertes dans le condensateur :

$$P_C = C.I_{eff}^2 \qquad \text{(II.15)}$$

$$\text{Avec : } I_{eff}^2 = I_{pv}^2 + \frac{\Delta I_{pv}^2}{12} \qquad \text{(II.16)}$$

c. Pertes dans le convertisseur double «Boost » entrelace IDDB :

La tension et le courant nominal sont :

$$\frac{V_s}{(D+1)} \text{ et } \frac{2.I_{pv}}{(D+1)}$$

- Pertes dans les inductances :

$$P_L = r_L\left(\frac{4.I_{pv}^2}{(D+1)^2} + \frac{\Delta I_L^2}{12}\right) \qquad \text{(II.17)}$$

- Pertes dans les interrupteurs :

$$P_k = D.\left(r_k.A + V_s.\frac{2.I_{pv}}{(D+1)}\right) \qquad \text{(II.18)}$$

$$\text{Avec : } A = \frac{4\times I_{pv}^2}{(1+D)^2} + \frac{\Delta I_L^2}{12} \qquad \text{(II.19)}$$

- Pertes dans les diodes :

$$P_d = (1-D).\left(r_d.A + V_s.\frac{2.I_{pv}}{(1+D)}\right) \qquad \text{(II.20)}$$

- Pertes dans le condensateur :

$$P_C = C.A \qquad \text{(II.21)}$$

Les courbes de simulation des pertes et le rendement des trois structures en fonction du courent avec une tension de sortie égale 85V sont représentées dans les figures :

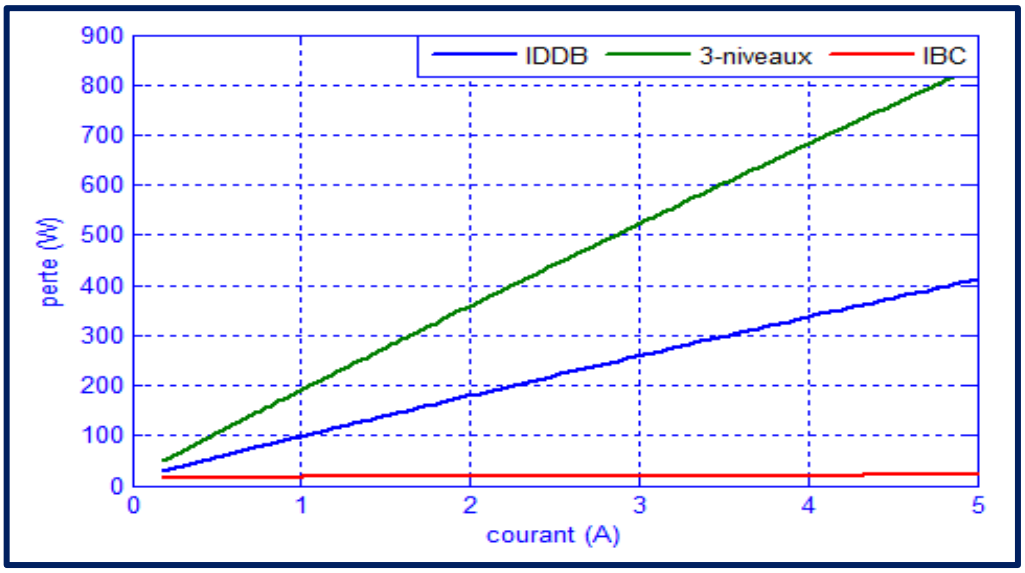


Figure II. 18: Les pertes de 3 convertisseurs

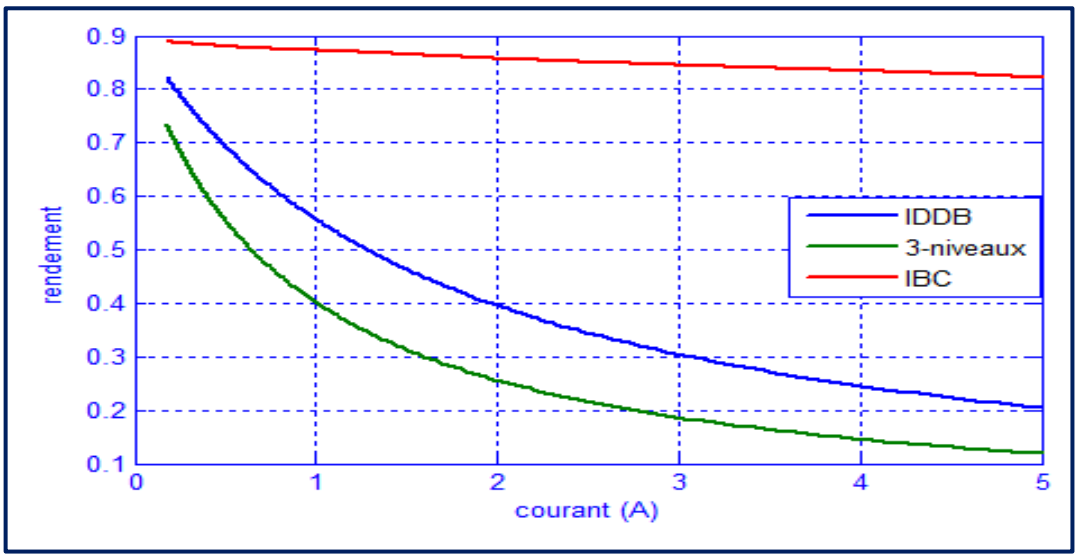


Figure II. 19: Le rendement des 3 convertisseurs

Selon l'étude comparative des pertes de chaque des trois topologies, on résulte que en haute tension, la structure à IDDB possède moins de pertes et le rendement que les autres structure. Par contre, quand le convertisseur à une basse tension, la structure entrelacé qui possède moins de pertes et meilleur rendement.

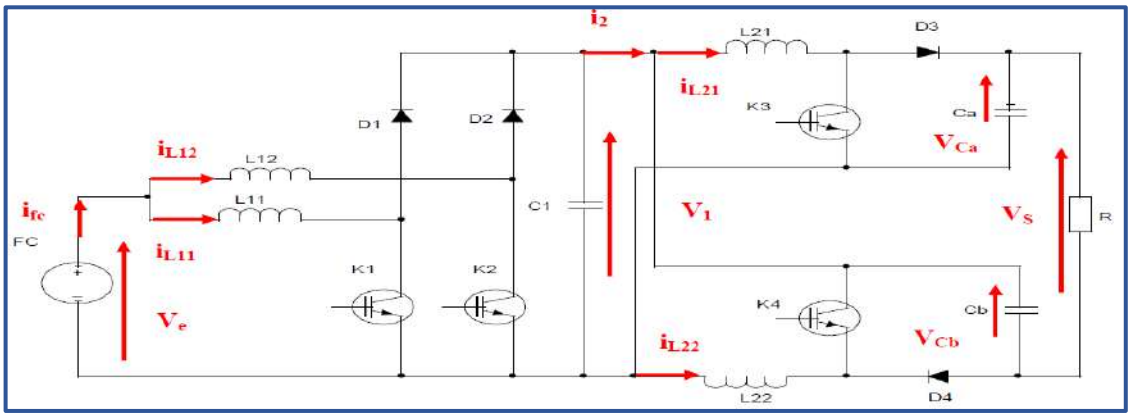


Figure II. 20: Modèle de convertisseur proposé

II.5 Dimensionnement du convertisseur proposé :

Le convertisseur proposé sera dimensionnée selon une source PV de. Les paramètres du convertisseur sont les suivants :

- Tension d'entrée : 60V
- Tension intermédiaire : 92V
- Tension moyenne de sortie : 230V
- Fréquence de découpage des interrupteurs : 10KHz
- Charge résistif : 59Ω

La valeur de la tension intermédiaire a été fixée dans le but de repartir le rapport d'élévation de tension entre les deux étages du convertisseur proposé.

D'après les équations (), les rapports cycliques de chaque étage sont :

D_1=0.5 , D2=0.47

➢ **Pour le premier étage :**

Les valeurs efficaces des courants circulant dans l'interrupteur et dans la diode sont données par :

$$I_{k_{1,2}eff} = \sqrt{D_1.\left(\frac{I_{pv}^2}{2^2} + \frac{\Delta I_{pv}^2}{12}\right)} \qquad \text{(II.21)}$$

$$I_{D_{1,2}eff} = \sqrt{(1-D_1).\left(\frac{I_{pv}^2}{2^2} + \frac{\Delta I_{pv}^2}{12}\right)} \qquad \text{(II.22)}$$

Le courant efficace dans la capacité de sortie C_1 peut s'écrire, si l'on suppose constant le courant de sortie :

$$I_{C_1eff} = I_{pv}.\sqrt{(1-D_1).(D_1-0.5)} \qquad \text{(II.23)}$$

L'ondulation de la tension de sortie s'exprime en fonction de la capacité de sortie C_1 et de la fréquence de découpage f comme suit :

$$\Delta V_1 = \frac{I_2}{C_1.f}.(D_1 - 0.5) \qquad \text{(II.24)}$$

L'ondulation du courant étant donnée en fonction de l'inductance $L=L_{11}=L_{12}$ et de la fréquence de découpage f par :

$$\Delta i_{pv} = \frac{2.D_1 - 1}{D_1}.\frac{D_1.V_e}{L.f} \qquad \text{(II.25)}$$

Numériquement, pour le point de fonctionnement nominal de le panneau PV, a savoir i_{pv}=0.114A et Ve=57V, et une fréquence de découpage de 10KHz, les valeurs suivantes :

Courant de sortie	0.8 A
Rapport cyclique	0.72
Courant efficace de K_1 et K_2	15.93 A
Courant efficace de D_1 et D_2	14.37 A
Courant efficace de C_1	19 A
Valeur de capacité	$488e^{-6}$ F
Valeur maximal de L_{11} et L_{12}	35 A
Valeur d'inductance L_{11} et L_{12}	$308e^{-3}$ H

Tableau (II.1) : Les valeurs de composants de premier étage

➢ Pour le deuxième étage :

Les valeurs efficaces des circulant dans l'interrupteur et dans la diode sont données par :

$$I_{k_{2,3}eff} = \sqrt{D_2\left(\frac{4I_2^2}{4.(D_2+1)^2} + \frac{\Delta I_L^2}{12}\right)} \qquad \text{(II.26)}$$

$$I_{D_{2,3}eff} = \sqrt{(1-D_2)\left(\frac{4I_2^2}{4.(D_2+1)^2} + \frac{\Delta I_L^2}{12}\right)} \qquad \text{(II.27)}$$

Le courant efficace dans la capacité de sortie C_1 peut s'écrire, si l'on suppose constant le courant de sortie :

$$I_{C_{3,4}eff} = I_2.\sqrt{\frac{D_2.(1-D_2)}{(1+D_2)^2}} \qquad \text{(II.28)}$$

L'ondulation de la tension de sortie s'exprime en fonction de la capacité de sortie $C=C_a=C_b$ et de la fréquence de découpage f comme suit :

$$\Delta V_s = \frac{V_s}{R.C.f}.(2.D_2 - 1) \qquad \text{(II.29)}$$

L'ondulation de courant étant donnée en fonction de l'inductance $L=L_{21}=L_{22}$ et de la fréquence de découpage f par :

$$\Delta i_2 = \frac{(2.D_2 - 1)(1 - D_2)}{(1 + D_2)}.\frac{V_s}{L.f} \qquad \text{(II.30)}$$

Numériquement, pour le point de fonctionnement nominal du premier étage, à savoir I_2= 0.8 A et V_1= 92 V et une fréquence de découpage de 10KHz, les valeurs suivantes :

Courant de sortie	1.5A
Rapport cyclique	0.56
Courant efficace de K_3, K_4	50.93 A
Courant efficace de D_3 et D_4	31.76 A
Courant efficace de C_a, C_b	27.78 A
Valeur de capacité C_a, C_b	$189.6e^{-6}$ F
Courant maximal de L_{21}, L_{22}	65 A
Valeur d'inductance	$98.6e^{-3}$ H

Tableau (2.2) : Les valeurs des composants de deuxième étage

II.6 SIMULATION DE CONVERTISSEUR PROPOSEE :

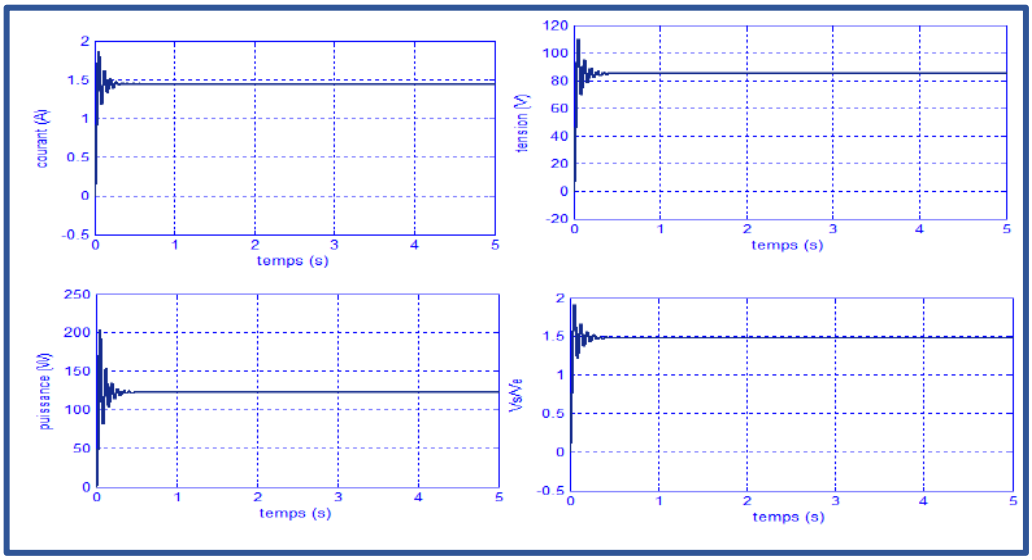


Figure II. 21: Résultats de simulation de Convertisseur proposé avec α=0.5

II.7 Conclusion :

Dams ce chapitre, on a détermine la structure finale du convertisseur proposée. Il s'agit d'une mise en cascade de deux convertisseur DC/DC basse tension non-isolé, dont le premier étage est un BOOST entrelace et le deuxième étage un double Boost dual entrelacé.

Cette structure assure la minimisation de l'ondulation du courant d'entrée, l'ondulation de tension de sortie et gain en tension élevé.

Le choix entre les convertisseurs pour chaque étage est basé sur le calcul des pertes et le rendement pour les différentes tensions de sortie, avec la même tension d'entrée. Ces comparaisons ont conduit à définir la structure de chaque étage du convertisseur proposé.

Finalement on a accompli le dimensionnement global de notre convertisseur ayant un rapport d'élévation, ce qui nous a permis de faire les calculs exacts du courant, de tension et les calculs des valeurs de chaque composant de notre structure proposé, et on fait une simulation de ce convertisseur avec une rapport cyclique fixe et avec une commande mppt.

CHAPITRE

3

STRUCTURE DE COMMANDE DE CONVERTISSEUR PROPOSÉ

III. Structure de commande de convertisseur proposé

III.1 Introduction

L'objectif principal de la commande est de maitriser l'évolution d'une ou plusieurs grandeurs physiques à partir d'une ou plusieurs variables de contrôle et ceci dans un environnement perturbé. Ces perturbations sont de nature externe (perturbation sur la mesure, perturbation sur la commande…) ou interne au système (erreur du modèle, incertitude paramétrique) et généralement non mesurable.

L'électronique de puissance est une partie du génie électrique qui traite la conversion statique de l'énergie électrique d'une forme en une autre forme, adaptée au besoin de l'utilisateur. N'importe quel convertisseur de puissance utilise un système de commande. Par exemple, dans un convertisseur continu/continu, la tension de sortie doit être maintenue constante, indépendante de la tension d'entrée et des variations de la charge.

L'élément clé de cette conversion statique est l'interrupteur [2]. En effet, celui-ci utilisé en commutation, est l'organe de commande des convertisseurs statique. Ceux-ci comportent donc des circuits électriques à changement de structure par commutation d'interrupteurs. Il est donc souhaitable d'appliquer à ces convertisseurs électriques des lois de commande qui s'adaptent mieux au fonctionnement discontinu de ces systèmes.

Ces dernières semblent être des lois bien connues et qui ont prouvées leur efficacité en simulation et en temps réel et conviennent parfaitement à la commande, grâce à leurs caractéristiques de robustesse devant les incertitudes paramétriques et les perturbations.

Dans ce chapitre nous allons présenter plusieurs types de commande robuste appliquée sur les convertisseurs DC-DC, nous avons proposé dans un premier temps on parle sur le régulateur PI, en suite on va discuter sur l'exploitation et l'application de la technique de commande par mode glissant

III.2 La Commande par le régulateur PI :

De très nombreux systèmes possèdent une fonction de transfert qui peut être présentée approximativement par un gain statique et une partie dynamique.

Soit Vref(t) le signal de référence (la consigne) et V (t) le signal de sortie du système à Controller.

Le régulateur PI est connu par une loi de commande.

$$Vs(t) = k_p \times Ve(t) + k_i \times \int Ve(t)dt \qquad (3.1)$$

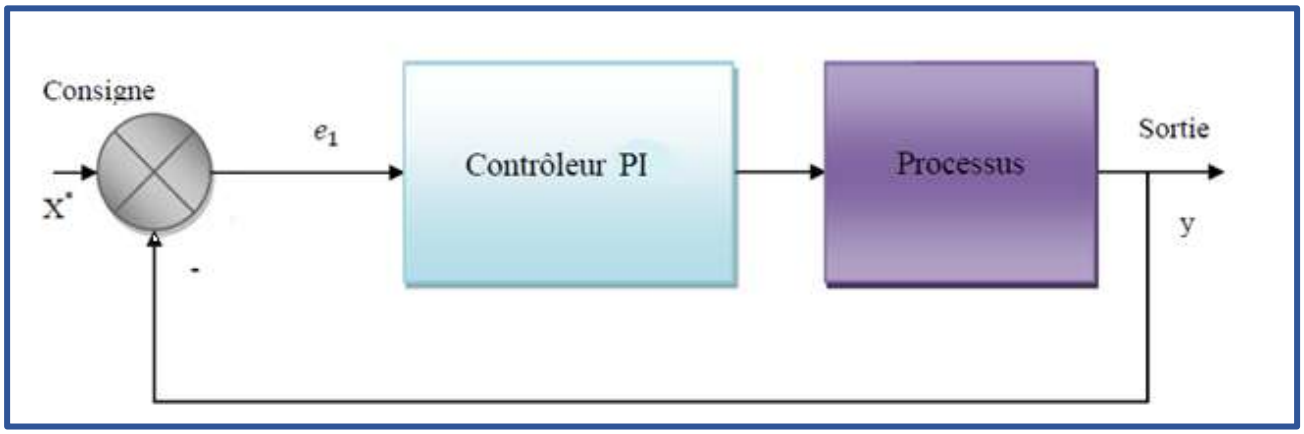


Figure III. 1: Structure de régulateur PI

- **Action proportionnelle :**

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

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

- **Action intégrale :**

L'action intégrale régit, lentement à la variation de l'erreur et assure un rattrapage progressif de la consigne. Tant que l'erreur positive (ou négative) subsiste l'action *u*(t) augmente (ou diminue) jusqu'à ce que l'erreur s'annule.

III.2.1 CARACTIRÉSTIQUES DES RÉGULATEURS :

- **Stabilité**

Un système bouclé doit être stable .Si seulement si les réactions du système de régulation soit énergétique sans être disproportionnées avec l'erreur à corriger. Une correction trop forte ou tardive risque de conduire le système à une instabilité.

- **Précision**

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

- **Rapidité**

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

III.2.2 LE BUT DE LA RÉGULATION :

Le but de la commande est de déterminer la fonction de transfert d'un élément $C(s)$, de façon que le système asservi possède :

– Une erreur faible ou nulle (précision réglable si possible).

– Un temps de réponse fixe (réglable si possible).

– Une allure de réponse acceptable.

III.2.3 Correcteur Proportionnel et Intégral *P.I*

Très répandu, il permet d'obtenir une erreur nulle ($e_0 = 0$) grâce à un intégrateur, ainsi qu'un temps de réponse réglable, en donnant de plus à la réponse l'allure d'une ´évolution en exponentielle [9]. L'action $u(t)$ est proportionnelle à l'erreur $e(t)$ et à l'intégrale de l'erreur.

$$u(t) = K_1 e(t) + K_2 \int_0^t e(t)dt \qquad \text{(III.1)}$$

$$u(t) = K_1 \left[e(t) + \frac{K_2}{K_1} \int_0^t e(t)dt \right] \qquad \text{(III.2)}$$

On peut noter que puisqu'on ajoute $e(t)$ et $\int_0^t e(t)$, le coefficient $A = \frac{K_2}{K_1}$ à n´nécessairement la dimension de l'inverse d'un temps.

On écrira donc, et on posera :

$$\begin{cases} \frac{K_2}{K_1} = \frac{1}{T_i} \\ K_1 = K_p \end{cases} \qquad \text{(III.3)}$$

Avec :

– T_i est la constante de temps d'intégration.

– K_p est le gain de proportionnalité.

D'où : $u(t) = K_p \left[e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t)dt \right]$ (III.4)

Soit en prenant la transformée de *Laplace* :

$$.u(s) = K_p\left[1+\frac{1}{T_i s}\right]e(s) \qquad \text{(III.5)}$$

La fonction de transfert du régulateur Proportionnel Intégral est donc :

$$G_{PI}(s) = K_p\left[1+\frac{1}{T_i s}\right] \qquad \text{(III.6)}$$

K_p est réglable, T_i est réglable et s'´exprime en secondes.

III.2.4 Le réglage du régulateur *proportionnel-intégral P.I* par la m´méthode de *MEPLAT*

La fonction de transfert du convertisseur *Boost* est celle d'un système du deuxième ordre écrit sous la forme suivante :

$$G(s) = \frac{a.s+b}{(1+\tau_1 s)(1+\tau_2 s)} \qquad \text{(III.7)}$$

Tel que :

$$\begin{cases} a = -\dfrac{1}{s_1 s_2}\left(\dfrac{u}{CR_s(1-D)^2}\right) \\ b = \dfrac{u}{s_1 s_2 LC} \end{cases} \qquad \text{(III.8)}$$

Et les pôles du système sont les suivants :

$$\begin{cases} s_1 = \dfrac{1}{2CR_s}\left(-1-\sqrt{1-4\left(\dfrac{CR_s}{L}\right)}(1-D)\right)^2 \\ s_2 = \dfrac{1}{2CR_s}\left(-1-\sqrt{1-4\left(\dfrac{CR_s}{L}\right)}(1-D)\right)^2 \end{cases} \qquad \text{(III.9)}$$

Tandis que les constantes de temps sont :

$$\begin{cases} \tau_1 = -\dfrac{1}{s_1} \\ \tau_2 = -\dfrac{1}{s_2} \end{cases} \qquad \text{(III.10)}$$

Le critère de *MEPLAT* consiste à choisir le temps d'intégration de la façon suivante [9] :

$$T_i = \max(\tau_1, \tau_2)$$

On suppose que τ_2 est supérieur `à τ_1, donc la fonction de transfert du système associé au contrôleur *PI* en boucle ouverte est la suivante :

$$G_{PI}G(s)_{bo} = \frac{K_p\left(a.s+b\right)}{\tau_2 s\left(1+\tau_1 s\right)} \qquad \text{(III.11)}$$

La fonction de transfert du système associé au contrôleur *PI* en boucle fermée s'écrit alors :

$$G_{PI}G(s)_{bf} = \frac{K_p\left(a.s+b\right)}{\tau_1\tau_2 s^2+\tau_2 s\left(1+\tau_1 s\right)+K_p b} \qquad \text{(III.12)}$$

Le système bouclé est un deuxième ordre, dans lequel on ne dispose d'un seul paramètre de réglage K_p. Un second ordre est caractérisé par son amortissement _ et sa pulsation naturelle *!n*, nous utilisons K_p pour obtenir un bon amortissement.

L'équation caractéristique d'un système du deuxième ordre s'écrit comme suit :

$$P(s) = s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2 \qquad \text{(III.14)}$$

En adaptant l'écriture normalisée de l'équation caractéristique :

$$P(s) = s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2 = s^2 + \left(\frac{1}{\tau_1} + \frac{K_p a}{\tau_2\tau_1}\right)s + \frac{K_p b}{\tau_2\tau_1} \qquad \text{(III.15)}$$

Par identification, on écrit les équations des coefficients d'amortissement_ et la pulsation naturelle *!n* en fonction du gain proportionnel K_p :

$$\begin{cases} \zeta = \dfrac{1}{2}\left(\sqrt{\dfrac{\tau_2}{\tau_1 K_p b}} + \sqrt{\dfrac{K_p b}{\tau_2\tau_1}}\right) \\ \omega_n = \sqrt{\dfrac{K_p b}{\tau_2\tau_1}} \end{cases} \qquad \text{(III.16)}$$

Les constantes de temps du système sont égaux pour la raison que les pôles du système en boucle ouverte sont complexe conjugues, nous avons pris seulement la partie réelle.

$$\tau_1 = \tau_2 = T_i \qquad \text{(III.17)}$$

On déduit le gain proportionnel K_p qui assure le bon réglage du contrôleur *Proportionnel Intégral PI*. De l'équation (III.15) on calcule le gain K_p en choisissant le coefficient d'amortissement _ = 0.68 et la pulsation naturelle *!n* = 800 (*rad*/sec) pour obtenir un contrôleur *P.I* de meilleure performance :

$$2\zeta\omega_n = \frac{\tau_2 + K_p a}{\tau_2\tau_1} \qquad \text{(III.18)}$$

D'où l'équation suivante déduit la valeur du gain proportionnel K_p :

$$K_p = \frac{2\zeta\omega_n\tau_2\tau_1 - \tau_2}{a} \qquad \text{(III.19)}$$

III.3 LA COMMANDE PAR MODE GLISSANT :

La commande par mode glissant est un contrôle de type non linéaire. Elle a été introduite initialement pour le contrôle des systèmes à structure variable (SSV). Elle est caractérisée par la discontinuité de la commande aux passages par une surface de commutation appelée : surface de glissement.

Le principe de la commande par modes glissants est de contraindre le système à atteindre une surface donnée appelée surface de glissement et d'y demeurer jusqu'à l'équilibre. Cette commande se fait en deux étapes : la convergence vers la surface et ensuite le glissement le long de celle-ci (Figure III.2)

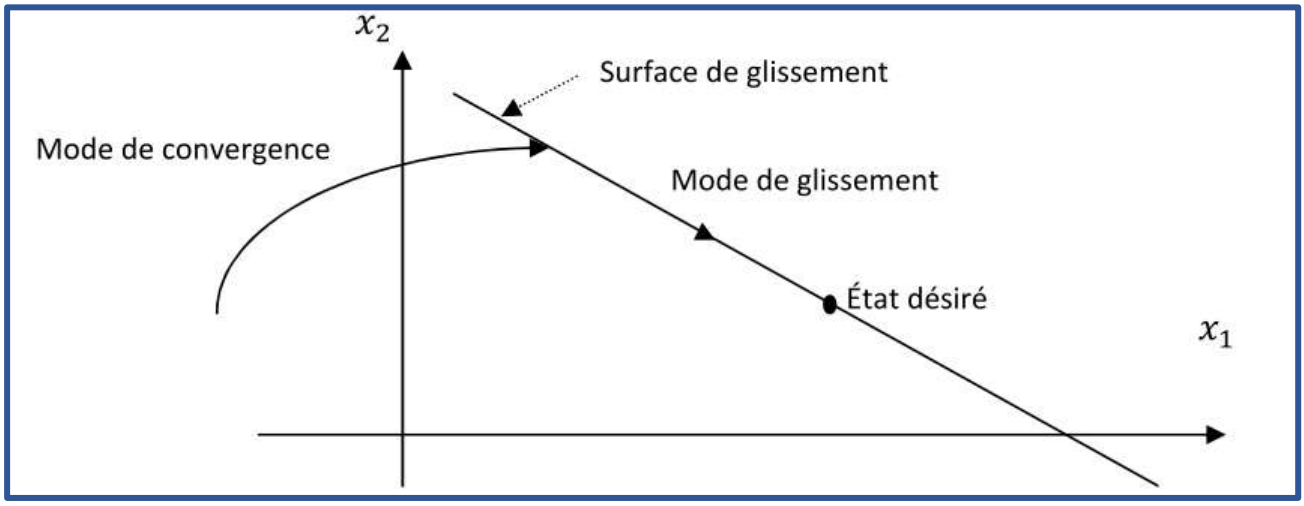


Figure III. 2: différents modes de convergence pour la trajectoire d'état

III.3.1 Synthèse de la loi de commande :

La synthèse de la commande par modes glissants se fait en trois étapes :

- choix de la surface de glissement
- Etablir la condition de convergence
- déterminer la loi de commande qui permet d'atteindre la surface et d'y demeurer.

III.3.2 Choix de la surface de glissement :

Soit le système décrit par l'équation différentielle suivante (III.20) :

$$x^n = f(x,t) + g(x,t)u \quad \text{(III.20)}$$

Où f et g sont des fonctions non linéaires, g est supposée inversible. u : L'entrée du système.

x : état du système.

Soit xd la consigne désirée et e l'erreur de poursuite définie par :

$$e = x - x_d \quad \text{(III.21)}$$

La formule générale de la surface de glissement est définie en fonction de l'ordre du système

comme suit :

$$s(x)=\left(\frac{\partial}{\partial t}+\lambda\right)^{n-1} e(x) \quad \text{(III.22)}$$

Où n : le degré relatif du système par rapport à la sortie y(t).Il représente le nombre minimum de fois qu'il faut dériver la sortie y(t) par rapport au temps, pour y voir apparaître l'entrée.

III.3.3 Condition d'existence du mode de glissement :

Le choix de la fonction de glissement étant fait, la deuxième étape consiste à concevoir une loi de commande qui puisse amener le vecteur d'état à converger vers la surface et y demeurer (S=O). Pour cela, il faut que la loi de commande soit conçue de telle manière à ce que S soit attractive.

Pour déterminer la condition d'attractivité, considérons la fonction de lyapounov suivante :

$$\upsilon(s)=\frac{1}{2}s^2 \qquad \text{(III.23)}$$

Une condition nécessaire et suffisante, appelée condition d'attractivité, pour qu'une variable de glissement s(x, t) tende vers 0 est que la dérivée temporelle de v soit définie négative :

$\dot{s}.s<0$ (III.24)

Si la condition (III.24) est vérifiée, alors la variable de glissement et sa dérivée sont de signe contraire quel que soit le temps et que 0 est un centre attracteur pour S.

Le temps de convergence, ou le temps d'atteinte « reaching time » tr dépend directement du choix de S.

Pour une convergence en temps fini, la condition (III.24) qui ne garantit qu'une convergence asymptotique vers la surface de glissement est remplacée par une condition plus restrictive dite de η-attractivité et donnée par :

$\dot{s}.s\le-\eta|s| \quad ,\eta>0$ (III.25)

III.3.4 Calcul de la commande :

Dans notre cas, la méthode choisie est celle de la commande équivalente, schématisée sur la figure (III.3).

La commande équivalente est une fonction continue qui sert à maintenir la variable à contrôler sur la surface de glissement $\{s=0\}$. Elle est obtenue grâce aux conditions d'invariance de la surface :

$$\begin{matrix} s=0 \\ \dot{s}=0 \end{matrix} \qquad \text{(III.26)}$$

Où u_{eq} est déduite de la relation $\dot{s}=0$

Physiquement la commande équivalente présente la valeur moyenne de la commande u.

Cependant, cette commande ne force pas les trajectoires du système à converger vers la surface de glissement. Ainsi, la commande u est la somme de la commande équivalente et d'une composante discontinue (figure ll.3) assurant une convergence et un régime glissant.

$u = u_{eq} + u_d$ avec $u_d = -\alpha \text{sign}(s)$ (III.27)

α est une constante positive, sign est la fonction signe et u_d est la commande discontinue.

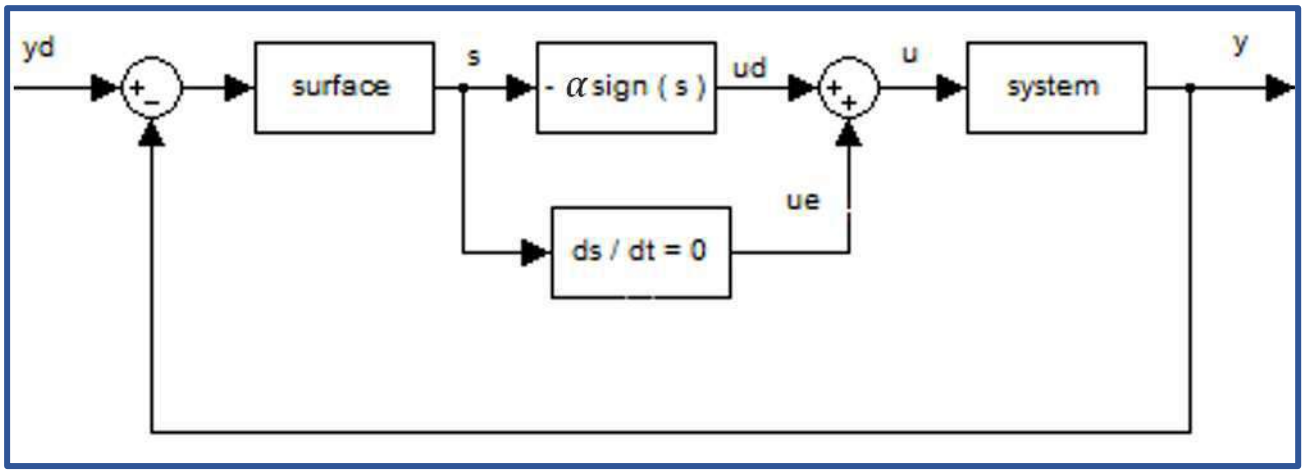


Figure III. 3: Principe de la commande en mode glissant avec commande équivalent

III.3.5 Objectif de la commande par mode glissant :

L'objectif de la commande par mode glissant se résume en deux points essentiels :

- Synthétiser une surface telle que toutes les trajectoires du système obéissent à un comportement désiré de poursuite, régulation et stabilité ;
- Déterminer une loi de commande (commutation) qui est capable d'attirer toutes les trajectoires d'état vers la surface de glissement et les maintenir sur cette surface.

III.4 Commande par modulation de largeur d'impulsions

L'électronique de régulation et commande détermine, à partir des consignes imposées de l'extérieur et des mesures prélevées sur le générateur et la charge, la séquence de conduction et de blocage de l'interrupteur et élabore les signaux logiques nécessaires à sa commande en fonction du type de convertisseur utilisé.

La modulation de largeur d'impulsions (MLI ; en anglais : pulse width modulation, soit PWM), est une technique couramment utilisée pour synthétiser des signaux continus à l'aide de circuit à fonctionnement tout ou rien, ou plus généralement à états discrets.

Le principe général est qu'en appliquant une succession d'états discrets pendant des durées bien choisies, on peut obtenir en moyenne sur une certaine durée n'importe quelle valeur intermédiaire. Le principe donc est de générer un signal logique (valant 0 ou 1), à fréquence fixe mais dont le

rapport cyclique est contrôlé numériquement. La moyenne du signal de sortie est égale au rapport cyclique [14].

Dans le cas de la commande MLI, on fait varier l'état des interrupteurs à une cadence qui ne dépend pas de la manière dont évoluent les grandeurs relatives aux systèmes interconnectés par le convertisseur électronique de puissance, cette cadence étant fixée essentiellement en fonction de la vitesse de commutation des interrupteurs.

Comme toute commutation revient à modifier le potentiel d'une borne d'accès du système à caractère de source de courant en la connectant d'une borne à une autre du système à caractère de source de tension. La commande par modulation en largeur d'impulsions ou commande MLI consiste à choisir une fréquence de commutation pour les interrupteurs et à fixer à l'intérieur de la période de commutation les intervalles de conduction des interrupteurs connectées à une borne de la « source de courant » en fonction d'un signal de référence qui correspond au potentiel souhaité pour cette borne [15].

Sous forme analogique ce type de commande est réalisé en comparant le signal de référence avec une ou plusieurs porteuses triangulaires (ou en dent de scie) dont la fréquence correspond à la cadence à laquelle on veut faire varier l'état des interrupteurs.

Le comparateur permet de générer à sa sortie une tension rectangulaire modulée en largeur (rapport cyclique variable : signal MLI). Ceci est le résultat de la comparaison entre le signal à la sortie de l'intégrateur (Vref) et celui généré par un générateur triangulaire, ou en dent de scie, de fréquence fixée par le fonctionnement du convertisseur.

Lorsque la tension Vref augmente (diminue), le rapport cyclique α augmente (diminue). Les variations de la tension Vref induisent, pour un éclairement et une température donnés, le déplacement du point de fonctionnement sur la caractéristique puissance – tension.

Un driver est inséré entre la sortie du comparateur et le convertisseur DC-DC, et son rôle est de transmettre, sans déformation, le signal modulé en largeur à l'interrupteur (transistor Mosfet) commandant le convertisseur d'énergie.

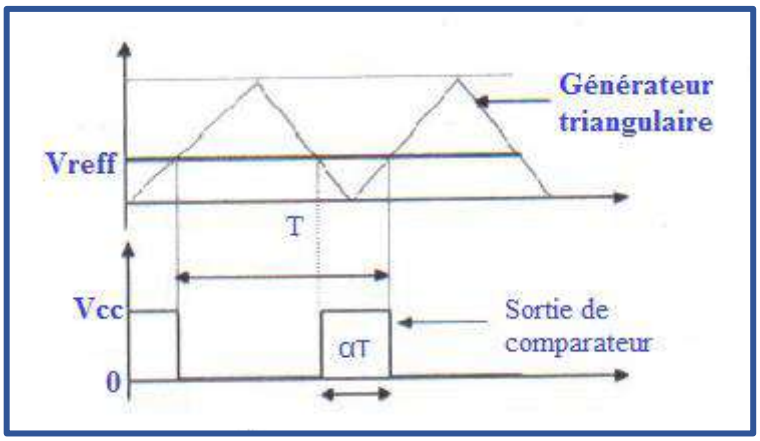


Figure III. 4: Signal de MLI

III.5 Stratégie de commande du convertisseur proposé :

Pour choisir et concevoir correctement les correcteurs, il est essentiel d'établir les objectifs de contrôle, qui peuvent être formulés comme suit :

- La tension de sortie de chaque étage du convertisseur doit être régulée à chaque instant, lors des variations de charge et de conditions de fonctionnement de le GPV.
- Le courant d'entrée pour chaque étage du convertisseur propose, doit être réparti équitablement entre les différentes phases des convertisseurs, afin d'éviter une surcharge sur l'une des phases, particulièrement pour des valeurs de charge élevées. En outre, les courants de phase doivent être correctement décales les uns par rapports aux autres afin de minimiser l'ondulation du courant d'entrée.
- Garantir la stabilité et les performances dynamiques, quand le système fonctionne en boucle fermée.

III.5.1 La commande avec deux boucles :

Les deux étages du convertisseur propose sont commandes par deux boucles qui continent une boucle externe utilisant un régulateur linéaire de type proportionnel intégrateur (PI) ou boucle de tension, qui compare la référence de tension de sortie avec la tension de sortie mesurée de chaque étage du convertisseur proposé.

Par conséquent, la référence du courant total, est obtenue à partir du régulateur PI, et ensuite cette référence été partagée équitablement entre chaque phase des deux étages du convertisseur proposé. Pour les deux structures IBC et IDDB, le courant total est divisé par 2 (nombre de phase de chaque topologie). Ensuite, la boucle interne (boucle de courant) permet d'obtenir les rapports cycliques (α_1, α_2, α_3, α_4) à partir des régulateurs non linéaires de type mode glissant.

Ensuite, les rapports cycliques sont comparés à des signaux PWM à la fréquence de commutation f et ensuite les signaux sont décales les uns par rapport aux autres afin de constituer les signaux de commande des interrupteurs de puissance (K_1, K_2, K_3, K_4).

L'architecture de la stratégie de contrôle à deux boucles du convertisseur en cascade proposé est représentée sur la figure suivante :

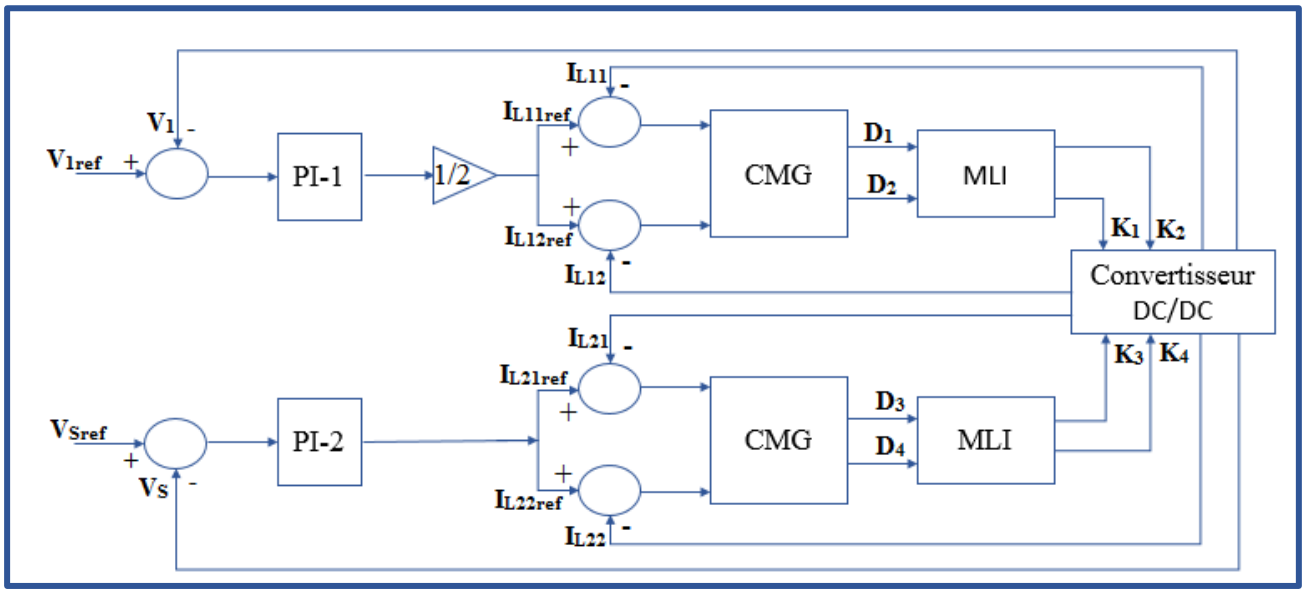


Figure III. 5: Structure de commande

Les régulateurs PI sont définis comme suit :

$$PI_1 = K_P\left(1+K_i\frac{1}{s}\right)$$
$$PI_2 = K_P\left(1+K_i\frac{1}{s}\right) \qquad \text{(III.20)}$$

Les paramètres des correcteurs que nous avons déterminés,

- Boucle de tension pour l'IBC : K_p= 60 et K_i=0.5
- Boucle de tension pour l'IDDB : K_p=200 et K_i=0.7

- Régulateur de courant par mode glissant :

Pour commander le courant inductif de chaque phase du convertisseur est utilisé. La commande par mode glissant est une methode de commande bien adaptée aux convertisseurs statiques. En effet, sa stabilité n'est pas effectuée par les variations autour du point de fonctionnement, elle permet d'améliorer les performances globales du contrôleur.

Les équations suivantes définissent respectivement le modèle moyen de l'IBC et IDDB :

$$\begin{cases} L_{11}.\dfrac{dI_{L_{11}}}{dt} = V_e - (1-D_1).V_1 - r_{L_{11}}.I_{L_{11}} \\ L_{11}.\dfrac{dI_{L_{12}}}{dt} = V_e - (1-D_2).V_1 - r_{L_{12}}.I_{L_{12}} \\ C_1.\dfrac{dV_1}{dt} = -I_2 + (1-D_1).I_{L_{11}} + (1-D_2).I_{L_{12}} \end{cases} \qquad \text{(III.21)}$$

$$\begin{cases} 2.L_{21}.\dfrac{dI_{L_{21}}}{dt} = (D_3+1).V_e + (D_3-1).V_s - 2r_{L_{21}}.I_{L_{21}} \\ 2.L_{22}.\dfrac{dI_{L_{22}}}{dt} = (D_4-1).V_e + (D_4-1).V_s - 2r_{L_{22}}.I_{L_{22}} \\ C_a.\dfrac{dV_{C_a}}{dt} = -I_s + (1-D_3).I_{L_{21}} \\ C_b.\dfrac{dV_{C_a}}{dt} = -I_s + (1-D_4).I_{L_{22}} \end{cases} \qquad \text{(III.22)}$$

Les surfaces de glissement d'IBC et IDDB peuvent être définis par les expressions suivantes :

$$S_{I_{L_{1i}}} = \left(I_{L_{1i}} - I_{L_{1iref}}\right) + k_{I_{L_1}} \int_0^t \left(I_{L_{1i}} - I_{L_{1iref}}\right) dt \qquad \text{(III.23)}$$

$$S_{I_{L_{2i}}} = \left(I_{L_{2i}} - I_{L_{2iref}}\right) + k_{I_{L_2}} \int_0^t \left(I_{L_{2i}} - I_{L_{2iref}}\right) dt \qquad \text{(III.24)}$$

Avec $i = [1,2]$

Le coefficient K_{iL} définit la dynamique avec laquelle l'erreur statique converge vers zéro.

La dynamique de convergence des surfaces de glissement à zéro est définie comme suit :

$$\dot{S}_{I_{L_{1i}}} = -\lambda_{I_{L_1}} S_{I_{L_{1i}}} \qquad \text{(III.25)}$$

$$\dot{S}_{I_{L_{2i}}} = -\lambda_{I_{L_2}} S_{I_{L_{2i}}} \qquad \text{(III.26)}$$

Où $\lambda_{I_{L_2}}$ et $\lambda_{I_{L_2}}$ sont des nombres réels positifs appelés les facteurs de convergence. Sans oublier que les surfaces tendent vers zéro uniquement lorsqu'on connait les paramètres exacts du système.

A l'aide des relations (III.21), (III.23) et (III.25) pour l'IBC (III.22), (III.24) et (III.26) on peut exprimer les rapports cycliques (D_1, D_2, D_3, D_4) comme suit :

$$D_{1,2} = 1 - \frac{V_e - r_{1i}.I_{L_{1i}} + L_{1i}\left(\lambda_{I_{L_1}} S_{I_{L_{1i}}} - \dot{I}_{L_{1i,ref}} + k_{I_{L_1}}\left(I_{L_{1i}} - I_{L_{1i,ref}}\right)\right)}{V_1} \qquad \text{(III.27)}$$

$$D_{3,4} = 1 - \frac{2.\left(-V_1 + r_{2i}.I_{L_{2i}} + L_{2i}\left(-\lambda_{I_{L_2}} S_{I_{L_{2i}}} - \dot{I}_{L_{2i,ref}} + k_{I_{L_2}}\left(I_{L_{2i}} - I_{L_{2i,ref}}\right)\right)\right)}{V_1 + V_s} \qquad \text{(III.28)}$$

Les équations (III.27) et (III.28) montrent que les commandes ne dépendent pas de la valeur de la charge R. Par conséquent, ce régulateur ne sera pas perturbé par les variations de cette charge. Lequel appuie que le contrôleur fonctionne en mode dégrade (conditions défectueuses), une caractéristique très importante pour l'amélioration de la fiabilité dans les applications de véhicules électriques.

En remplaçant (III.27) dans (III.21) et (3.28) dans (III.22), nous obtenons la dynamique de l'erreur du courant :

$$\begin{cases} \dot{y}_{1i} + \left(\lambda_{I_{L_1}} + k_{I_{L_1}}\right).y_{1i} + \lambda_{I_{L_1}}.k_{I_{L_1}}.\int y_{1i}d\tau = 0 \\ \dot{y}_{2i} + \left(\lambda_{I_{L_2}} + k_{I_{L_2}}\right).y_{2i} + \lambda_{I_{L_2}}.k_{I_{L_2}}.\int y_{2i}d\tau = 0 \end{cases} \quad \text{(III.29)}$$

Avec $y_{1i} = I_{L_{1i}} - I_{L_{1i,ref}}$ et $y_{2i} = I_{L_{2i}} - I_{L_{2i,ref}}$

Le système peut représenter après dérivation par l'équation suivante :

$$\begin{cases} \ddot{y}_{1i} + \left(\lambda_{I_{L_1}} + k_{I_{L_1}}\right).\dot{y}_{1i} + \lambda_{I_{L_1}}.k_{I_{L_1}}.y_{1i} \\ \ddot{y}_{2i} + \left(\lambda_{I_{L_2}} + k_{I_{L_2}}\right).\dot{y}_{2i} + \lambda_{I_{L_2}}.k_{I_{L_2}}.y_{2i} \end{cases} \quad \text{(III.30)}$$

Ces équations sont utilisées pour définir les coefficients et les facteurs de convergence pour assurer les performances souhaitées. Les coefficients sont positifs. Ce qui signifie que toutes les racines du système ont certainement une partie réelle négative. Donc la stabilité du régulateur est assurée. Ensuite, des procédures basées sur la conception du système de second ordre peuvent être utilisées pour définir les coefficients K_{iL}, et les facteurs de convergence λ pour obtenir les performances souhaités.

III.6 Simulation et interprétation :

Les figure (III.4) et (III.5) illustrent la réponse de la tension et le courant d'entrée et de sortie du convertisseur proposé ainsi que son puissance et son gain de tension contrôlé par le contrôleur classique Proportionnel Intégral P.I et par le régulateur PI-CMG

- On remarque que la réponse de nous résultats dans la simulation par régulateur PI-CMG plus rapide que le régulateur PI.

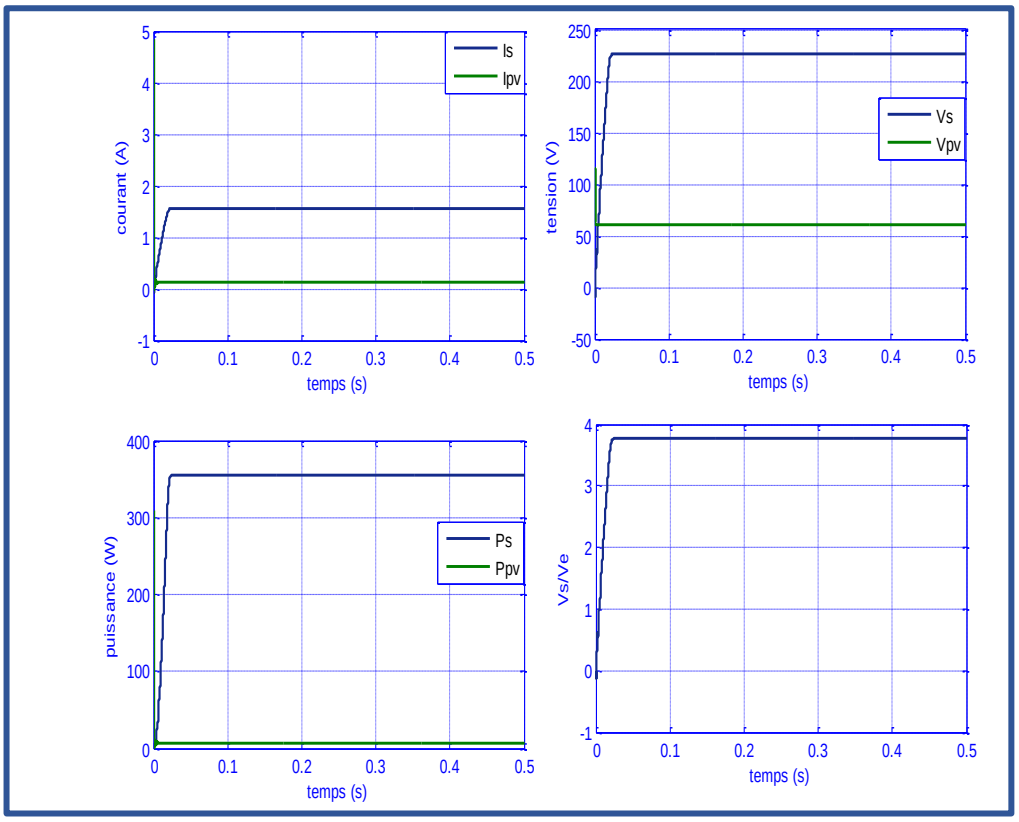


Figure III. 6: La commande de convertisseur par régulateur PI

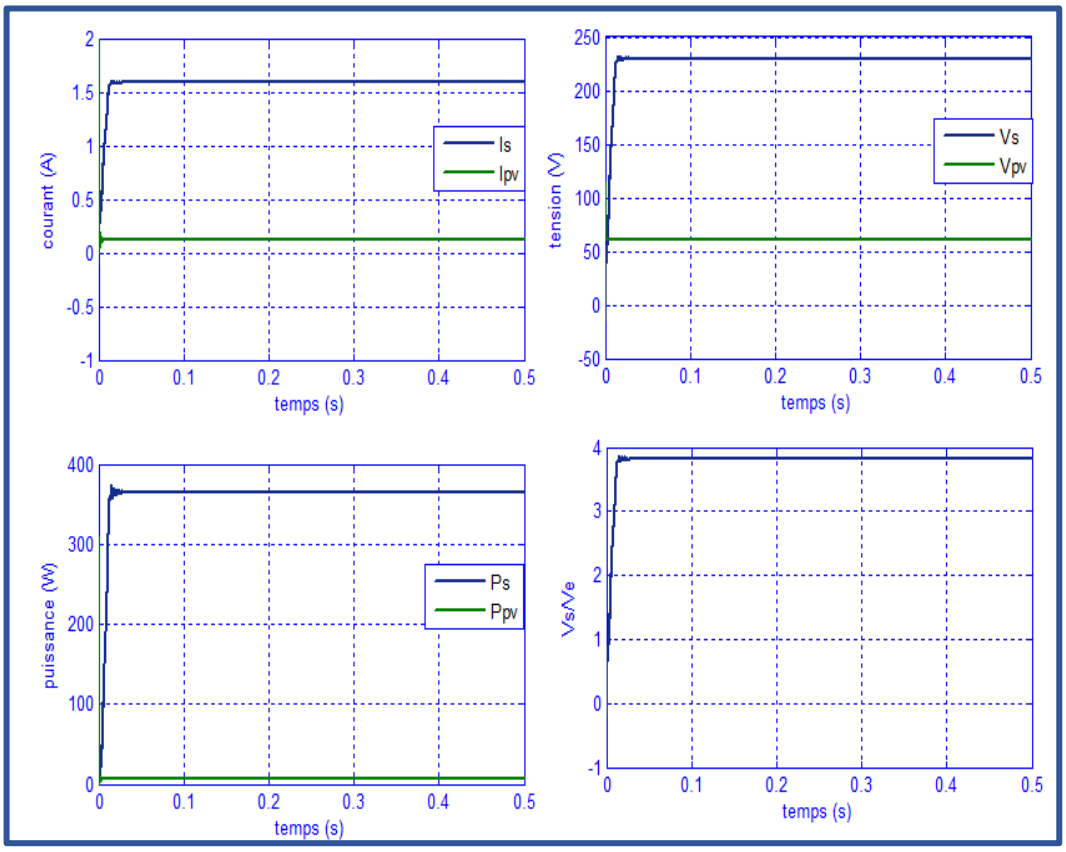


Figure III. 7: la commande de convertisseur par régulateur PI-CMG

La figure (III.8) illustre les résultats de comparaison de la commande mppt et les commande de PI et PI-CMG, on remarque que la commande PI-CMG répond au même temps avec la commande mppt alors que la commande PI elle est décalée avec t_{rep} =0.02s

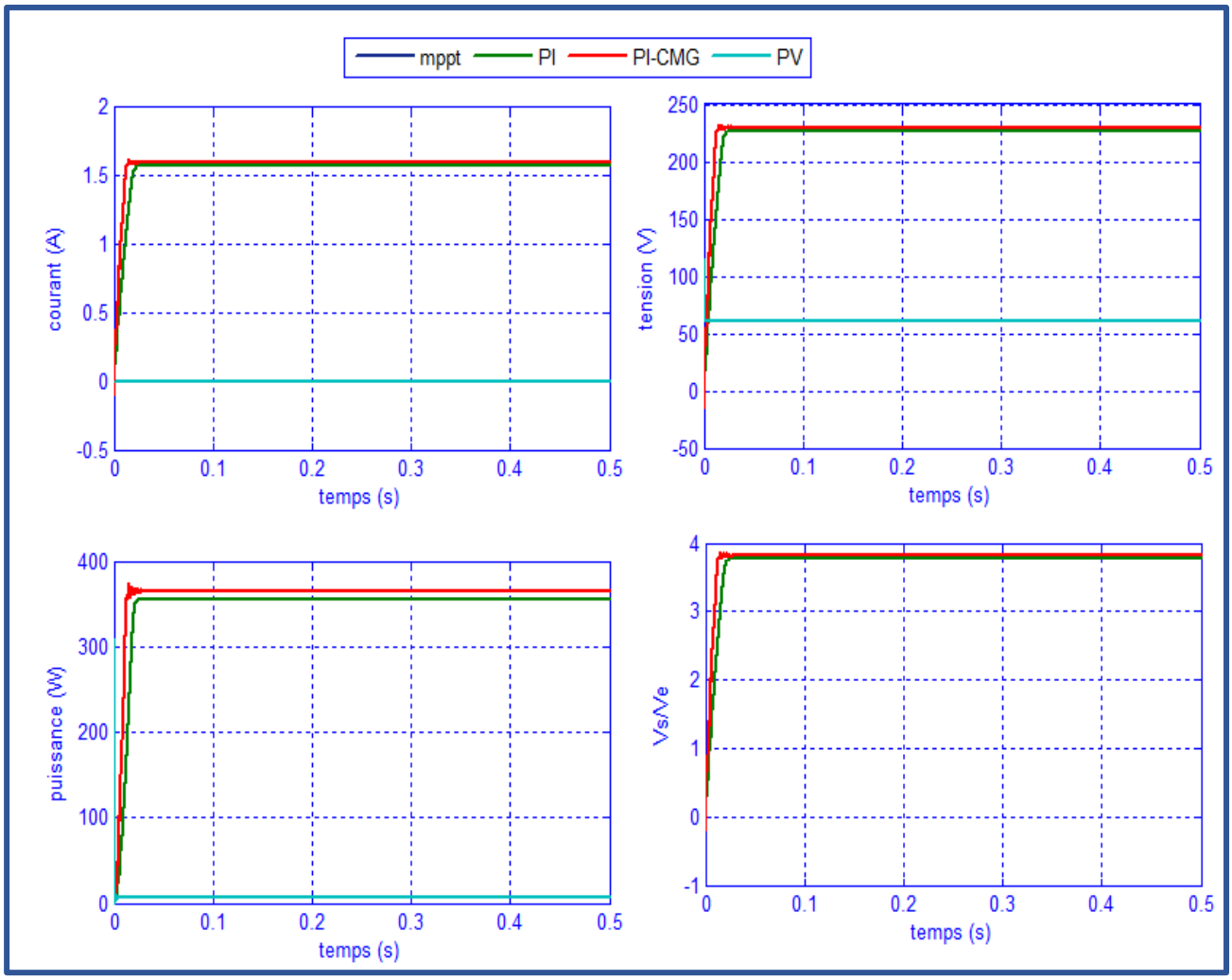


Figure III. 8: Résultats de comparaison entre les commandes

	D	T_p	T_m	T_e
PI-M LI	-	-	0.025 s	0.25 s
PI-CMG-MLI	16 V	0.016 s	0.014 s	0.04 s

Tableau (III.1) : Comparaison entre les commandes

III.7 Conclusion :

On a obtenons après la comparaison de commandes de convertisseur IBC-IDDB que la commande par PI-CMG donne la meilleure performance que la commande PI et elle suit parfaitement à la commande MPPT.

CONCLUSION GÉNÉRALE

L'objectif principal de cette thèse était de proposer une structure de convertisseur basse tension (230V) continu-continu et son contrôle, qui jouent le rôle d'interface entre une source de type moyenne tension non linéaire, mais faible courant. La source choisie pour l'étude est un générateur PV.

Apres avoir généralités sur les convertisseurs non isolés et la commande MPPT pour les applications de système photovoltaïque dans le premier chapitre, une étude synthèse des convertisseurs de type élévateurs (Boost). Pour le convertisseur, nous avons opté pour un convertisseur non isolé, sachant que ceux non-isolés présentent un inconvénient majeur au niveau des pertes dans le transformateur de puissance. Après étude, une structure avec mise en cascade a été retenue.

Pour cette structure en cascade, trois topologies non-isolés ont été présentées afin d'en choisir parmi elles, deux adéquates. Le choix entre ces trois structures est basé sur le calcul des pertes et le rendement de chacune d'elles (Annexe B), pour différentes valeurs de tensions de sorties. Avec la même tension d'entrée. Les résultats du calcul des pertes et rendement, nous ont menés à choisir, pour le premier étage, la structure «Boost » entrelacée, et pour le deuxième étage, la structure double «Boost dual» entrelacée. Après la sélection de la structure finale de notre convertisseur, nous avons présenté le dimensionnement des différents éléments du convertisseur en cascade avec une source photovoltaïque.

Pour une conception optimale du contrôle de notre convertisseur ; nous avons proposé deux stratégies de contrôle. La première stratégie est basée sur une structure de contrôle à deux stratégies de contrôle. La première stratégie est basé sur une structure de contrôle a deux boucles avec une boucle externe de tension munie d'un correcteur linéaire de type PI et une boucle interne de courant basée sur un correcteur non linéaire par mode glissant, pour le deux étages du convertisseur.

La simulation sous Matlab-Simulink a montré que les résultats de la stratégie de commande avec deux boucles présentées de bonnes performances dynamiques.

Le régulateur de courant glissant possède une grande performance et un temps de réponse rapide avec un très faible dépassement.

Enfin, certains développements de ce travail peuvent être envisages pour un future proche dont nous citons :

- Évaluation d'un prototype expérimental avec une source de pile ;
- proposer d'autres commandes robustes et en faire une comparaison.

TABLE DE MATIÈRE

Introduction……..1

CHAPITRE I.Convertisseur Dc-Dc non isolee.....3

I.1 Introduction : 3

I.2 Généralité sur les hacheurs : 4

I.3 Type des convertisseurs DC-DC : 5

I.4 Convertisseurs non isolé : 5

I.4.1 Convertisseur BOOST 6

I.4.2 Convertisseur BUCK 9

I.4.3 Convertisseur BUCK-BOOST 11

I.4.4 Convertisseur CUK 13

I.4.5 Convertisseur SEPIC : 15

I.5 La commande MPPT des convertisseurs DC-DC : 17

I.5.1 Algorithme d'incrémentation de la conductance : 18

I.5.2 Algorithme de perturbation & observation : 19

I.6 Simulation des convertisseurs : 20

I.6.1 Interprétation des résultats de simulation : 21

I.7 Conclusion : 22

CHAPITRE II. Etude synthese des convertisseurs Boost 23

II.1 Introduction : 23

II.2 Les différentes topologies de convertisseur BOOST : 23

II.2.1 Convertisseur BOOST additionnel : 23

II.2.2 Convertisseur BOOST en cascade : 24

II.2.3 Convertisseur Boost en parallèle : 25

II.2.4 Convertisseur double «Boost dual» entrelacé (IDDB) : 27

II.2.5 Convertisseur Boost à deux étages : 28

II.2.6 Convertisseur boost à trois étages : 29

II.2.7 Convertisseur Boost à trois niveaux : 30

II.3 Structure de convertisseur propose : 31

II.4 Choix de structure de convertisseur proposé : 32

II.4.1 Calcul des pertes des trois topologies de convertisseur Boost : 32

II.5 Dimensionnement du convertisseur proposé : 35
II.6 SIMULATION DE CONVERTISSEUR PROPOSEE : 38
II.7 Conclusion : 38
CHAPITRE III. Structure de commande de convertisseur propose 39
III.1 Introduction 39
III.2 La Commande par le régulateur PI : 40
III.2.1 CARACTIRÉSTIQUES DES RÉGULATEURS : 40
III.2.2 LE BUT DE LA RÉGULATION : 41
III.2.3 Correcteur Proportionnel et Intégral *P.I* 41
III.2.4 Le réglage du régulateur *proportionnel-intégral P.I* par la m´méthode de *MEPLAT* 42
III.3 LA COMMANDE PAR MODE GLISSANT : 44
III.3.1 Synthèse de la loi de commande : 44
III.3.2 Choix de la surface de glissement : 44
III.3.3 Condition d'existence du mode de glissement : 45
III.3.4 Calcul de la commande : 45
III.3.5 Objectif de la commande par mode glissant : 46
III.4 Commande par modulation de largeur d'impulsions 46
III.5 Stratégie de commande du convertisseur proposé : 48
III.5.1 La commande avec deux boucles : 48
III.6 Simulation et interprétation : 51
III.7 Conclusion : 53

CHAPITRE I :

Figure I. 1: Chaine de conversion continue....4
Figure I. 2: Traitement de tension par le hacheur....4
Figure I. 3: Les convertisseurs non-isolés....6
Figure I. 4: Fonctionnement de convertisseur Boost....7
Figure I. 5: Forme d'onde de courant et de tension de convertisseur Boost....8
Figure I. 6: Modèle de convertisseur Boost....9
Figure I. 7: Fonctionnement de convertisseur Buck....9
Figure I. 8: Forme d'onde de courant et tension de convertisseur Buck....10
Figure I. 9: Fonctionnement de convertisseur Buck-Boost....11
Figure I. 10: Forme d'onde de courant et de tension de convertisseur Buck-Boost....12
Figure I. 11: Modèle de convertisseur Buck-Boost....13
Figure I. 12: Forme d'onde de convertisseur Cuk....14
Figure I. 13: Fonctionnement de convertisseur Sepic....15
Figure I. 14: Forme d'onde de courant et de tension de convertisseur Sepic....16
Figure I. 15: Modèle Simulink de convertisseur Sepic....17
Figure I. 16: Chaine de conversion de système PV....18
Figure I. 17: Organigramme de l'algorithme incrémentation de la conductance....19
Figure I. 18: organigramme d'algorithme perturbation et observation....20
Figure I. 19: Les blocs de convertisseurs non-isolés par Matlab....20
Figure I. 20: Simulation par commande MPPT....21
Figure I. 21: Simulation par rapport cyclique fixe....22

CHAPITRE II :

Figure II. 1: Modèle de convertisseur Boost additionnelle....23
Figure II. 2: Résultats de simulation....23
Figure II. 2: Résultats de simulation....23
Figure II. 2: Résultats de simulation....24
Figure II. 3: Modèle de convertisseur Boost en cascade....24
Figure II. 4: Résultats de simulation....25
Figure II. 5: Modèle de convertisseur IBC....26
Figure II. 6: Résultat de simulation....26
Figure II. 7: Convertisseur IDDB....27
Figure II. 8: Résultat de simulation....27
Figure II. 9: Modèle de convertisseur a deux étages....28
Figure II. 10: Résultat de simulation....29
Figure II. 11: Modèle de convertisseur a trois étages....29
Figure II. 12: Résultat de simulation....30
Figure II. 13: Modèle de convertisseur a trois niveaux....30
Figure II. 14: Résultat de simulation....31
Figure II. 15: Schéma de chaine de conversion avec deux convertisseurs DC-DC....32
Figure II. 16: Les pertes de 3 convertisseurs....34
Figure II. 17: Le rendement des 3 convertisseurs....34
Figure II. 18: Modèle de convertisseur proposé....35
Figure II. 19: Résultats de simulation de Convertisseur proposé avec α=0.5....38

CHAPITRE III :

Figure III. 1: Structure de régulateur PI 40
Figure III. 2: différents modes de convergence pour la trajectoire d'état 44
Figure III. 3: Principe de la commande en mode glissant avec commande équivalent.....46
Figure III. 4: Signal de MLI 47
Figure III. 5: Structure de commande 49
Figure III. 6: La commande de convertisseur par régulateur PI.....52
Figure III. 7: la commande de convertisseur par régulateur PI-CMG.....52
Figure III. 8: Résultats de comparaison entre les commandes 53

[1] Damien Guilbert « comparaison de topologies de convertisseurs dc/dc entrelacer en cas de défauts d'interrupteurs de puissances pour véhicule électrique a pile à combustible «Fédération de Recherche CNRS FCLab (FR CNRS 3539), Rue Thierry Mieg, 90010 BELFORT 2013

[2] Keyvan Yari, Mojtaba Forouzesh, Alfred Baghramian « A Novel High Voltage Gain DC-DC Converter With Reduced Components Voltage Stress « The 6th International Power Electronics Drive Systems and Technologies Conference IEEE : PEDSTC2015

[3] Paulo P. Praça; Gustavo A. L. Henn; Raphael A. da Câmara; Ranoyca N. A. L. S.; Demercil S. Oliveira; Luiz H. S. C. Barreto « A Single Stage High Voltage Gain ZVS Boost Converter Feasible to Photovoltaic Battery Charger Systems « IEEE 2010.

[4] Cabal Cédric « optimisation énergétique de l'étage d'adaptation électronique dédié à la conversion photovoltaïque « thèse doctorat 2008 Université de Toulouse.

[5] Q. Zhao, "*Performance Improvement of Power Conversion by Utilizing Coupled Inductors*". MSc Dissertation - Faculty of the Virginia Polytechnic Institute and State University, Blacksburg, Virginia, February 2003.

[6] Dylan Dah-Chuan Lu, David Ki-Wai Cheng, and Yim-Shu Lee « A Single-Switch Continuous-Conduction-Mode Boost Converter With Reduced Reverse-Recovery and Switching Losses « IEEE 2003.

[7] Jung-Min Kwon, Woo-Young Choi, and Bong-Hwan Kwon" Cost-Effective Boost Converter With Reverse-Recovery Reduction and Power Factor Correction" IEEE 2008

[8] Mohammad Rouhollah Yazdani , Maryam Alirezaei, Hosein Farzanehfard « Conducted EMI Reduction of a Soft-Single-Switched Boost Converter Using Heat-sink Capacitance Cancellation « The 6th International Power Electronics Drive Systems and Technologies Conference IEEE : PEDSTC 2015.

[9] Alfred Hesener « Electromagnetic Interference (EMI) in Power Supplies « IEEE 2010-2011.

[10] D.Jeba Sundari Newlin, R.Ramalakshmi, Mr .S. Rajasekaran « A Performance Comparison of Interleaved Boost Converter and Conventional Boost Converter for Renewable Energy Application « Proceedings of 2013 International Conference on Green High Performance Computing IEEE.

[11] M. Meddah *, M. Bourahla et N. Bouchetata « Synthèse des convertisseurs statiques DC/AC pour les systèmes photovoltaïques « Revue des Energies Renouvelables ICESD'11 Adrar 2011.

[12] Geoffrey R. Walker, and Paul C. Sernia « Cascaded DC–DC Converter Connection of Photovoltaic Modules « IEEE 2004.

[13] D.Jeba Sundari Newlin , R.Ramalakshmi, Mr .S. Rajasekaran « A Performance Comparison of Interleaved Boost Converter and Conventional Boost Converter for Renewable Energy Application « Proceedings of 2013 International Conference on Green High Performance Computing IEEE 2013.

[14] Felinto S. F. Silva1, Antônio A. A Freitas2, Sérgio Daher2, Saulo C. Ximenes2, Sarah K. A. Sousa2, Edilson M. S. Jr.3 , Fernando L. M. Antunes2, Cícero M. T. Cruz2. « HIGH GAIN DC-DC BOOST CONVERTER WITH A COUPLING INDUCTOR « IEEE 2009.

[15] Dylan Dah-Chuan Lu , David Ki-Wai Cheng, Yim-Shu Lee « A Single-Switch Continuous-Conduction-Mode Boost Converter With Reduced Reverse-Recovery and Switching Losses « IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, VOL. 50, NO. 4, AUGUST 2003.

[16] R.J. Wai and R.Y. Duan « High-efficiency DC/DC converter with high voltage gain « IEE, 2005.

[17] Rong-Jong Wai, Chung-You Lin, Rou-Yong Duan, and Yung-Ruei Chang « High-Efficiency DC-DC Converter With High Voltage Gain and Reduced Switch Stress « IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, VOL. 54, NO. 1, FEBRUARY 2007.

[18] Robert S. Balog, *Senior Member, IEEE*, and Philip T. Krein « Coupled-Inductor Filter: A Basic Filter Building Block «IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL. 28, NO. 1, JANUARY 2013 .

[19] Saad Ul Hasan, Liu Jinjun, Liu Fangcheng, Zhang Haodong « Practical Design Considerations for Coupled Inductor Based Bi-directional Converters of High Voltage Ratio « 2013 IEEE.

[20] Keyvan Yari, Mojtaba Forouzesh, Alfred Baghramian « A Novel High Voltage Gain DC-DC Converter With Reduced Components Voltage Stress «The 6th International Power Electronics Drive Systems and Technologies Conference (PEDSTC2015) IEEE.

Cahier de charge:

- La tension d'entrée fournier par un PV V_e= 60 V ;
- Le courant d'entree I_e= 0.208 A ;
- La puissance d'entree P_e= 12.48 W ;
- La tension intermediaire V_1= 92 V ;
- La tension de sortie V_s= 230 V ;
- Le courant de sortie I_s= 1.5 A ;
- La puissance de sortie P_s= 368 W ;
- La frequence de decoupage f= 10KHz ;
- La charge R= 59Ω ;
- Le gain de tension V_s/V_e= 3.83.