

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET

DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE



UNIVERSITE AMAR TELIDJI - LAGHOUAT

Faculté de Technologie

Département d'Electronique

**MEMOIRE DE MASTER**

Présenté par :

Rahmoune Khadidja

**DOMAINE** : technologie

**FILIERE** : Automatique

**OPTION** : Automatique et Informatique Industrielle

Thème

**Étude d'un convertisseur dc-dc « Tapped-Inductor »  
utilisé pour les systèmes photovoltaïques**

**Jury de soutenance :**

M. Ben Miloud Mohamed	MCB	Président
M. Abo Chabana Nabil	MAA	Examineur
M. AMEUR Khaled	MCB	Rapporteur
M. HADJAISSA Aboubakar	MCA	Co-Rapporteur

Promotion : 2021-2022

---

## Remerciement

J'adresse en premier lieu ma reconnaissance à mon **DIEU** tout puissant, de m'avoir permis d'arriver là, car sans lui rien n'est possible.

Je tiens tout d'abord à remercier Messieurs **AMEUR Khaled** et **HADJAISSA Aboubakar**, en tant qu'encadrant et Co-encadrant de ce mémoire, pour tout le soutien, l'aide et l'orientation qu'ils m'apportés durant la préparation de ce travail, ainsi que pour leurs précieux conseils et leurs encouragements.

Sans oublier mes parents pour leur contribution, leur soutien et leur patience.

Enfin, J'adresse mes plus sincères remerciements à tous mes proches et amis, qui m'ont toujours soutenu et encouragé tout au long de la réalisation de ce mémoire.

Merci à tous et à toutes.

---

## **Dédicaces**

Je dédie ce modeste travail à :

Mes très chers parents pour leur soutien infailible durant toutes mes années d'études.

Mes frères et mes sœurs.

Toute ma famille sans exception.

Tous ceux qui m'aiment.

Mes amis et mes collègues de la promotion Automatique 2021-2022

يهدف هذا العمل إلى تحسين أداء الأنظمة الكهروضوئية المنعزلة عن الشبكة الكهربائية من خلال استعمال محولات ساكنة مستمر-مستمر ذات بنية تركيبية تسمح برفع جهد الخرج أو خفضه إلى مستويات أعلى أو أدنى من تلك التي تسمح بها المحولات الساكنة التقليدية العادية، وبمردودية أحسن. في البداية تم عرض بنية المحولات التقليدية وطريقة عملها ثم استخراج دالة التحويل التي تربط جهد الخرج مع جهد الدخل. ومن أجل تسهيل استخراج هذه الدالة وكذا مردودية المحول، تم الاعتماد على نموذج المحول المستمر (DC transformer Modeling). ثم تم التطرق للبنية المقترحة حيث تم اتباع نفس الخطوات السابقة من أجل إيجاد دالة التحويل وكذا المردودية ومقارنتهما بتلك الخاصة بالبنية السابقة. تم الاعتماد في المقارنة بين البنيتين على البرنامج ماتلاب Matlab، حيث تم عرض منحنيات دوال التحويل والمردودية ثم التحقق منها باستعمال سيميلنك Simulink. النتائج كانت جد مرضية وقد أظهرت مدى التحسينات التي كانت على مستوى مردودية النظام وكذا جهد الخرج نتيجة استعمال البنية المقترحة.

**الكلمات المفتاحية:** المحول الساكن مستمر-مستمر التقليدي المحول الساكن مستمر-مستمر ذو وشيعة بثلاث أقطاب، دالة تحويل الجهد، المردودية.

## Résumé

Ce travail vise à améliorer les performances des systèmes photovoltaïques isolés grâce à l'utilisation de Hacheurs à structures améliorées qui permet d'élever ou d'abaisser la tension de sortie à des niveaux supérieurs ou inférieurs à ceux obtenus par les Hacheurs conventionnels ordinaires, et avec un bon rendement.

Au début, les structures des hacheurs traditionnels et leur mode de fonctionnement ont été présentées, puis, la fonction de conversion qui relie la tension de sortie à la tension d'entrée a été développée. Afin de faciliter l'obtention de cette fonction ainsi que le rendement du Hacheur, on s'est appuyé sur une modélisation utilisant le transformateur DC. Ensuite, la structure proposée a été analysée. Les mêmes étapes précédentes ont été suivies afin de trouver la fonction de transfert ainsi que le rendement et de les comparer avec ceux de la structure précédente.

La comparaison entre les deux structures a été faite sur le programme Matlab, où les courbes de fonction de transfert et de rendement ont été présentées puis vérifiées à l'aide de Simulink. Les résultats ont été très satisfaisants et ont montré les améliorations apportées à l'efficacité du système, ainsi qu'à la tension de sortie résultant de l'utilisation de la structure proposée

**Mots clés :** Hacheurs conventionnel, Hacheurs à bobine tripolaire, Gain en tension, Rendement, système PV.

## Abstract

This work aims to improve the performance of standalone photovoltaic systems through the use of dc-dc Tapped-Inductor converters that allows raising or lowering the output voltage to levels higher or lower than those achieved by conventional converters, and with better efficiency.

In the beginning, the structure of conventional dc-dc converters and their working method were presented, then the voltage transfer function is developed. In order to facilitate the finding of this function as well as the efficiency of the converter, the DC transformer Modeling was adopted. Then the proposed structure was tackled, as the same previous steps were followed in order to find the conversion function as well as the profitability and compare them with those of the previous structure.

The comparison between the two structures was performed under Matlab, where voltage gain and efficiency curves were presented and then verified using Simulink. The results were very satisfactory and showed how the PV system is improved in terms of efficiency and voltage gain as a result of using the proposed structure.

**Keywords:** Conventional dc-dc converter, Tapped-Inductor dc-dc converter, Voltage gain, Efficiency, PV system.

---

## Notations

L	Inductance de la bobine L
L <sub>m</sub>	Inductance magnétique
D	Rapport cyclique
F	Fréquence
R	Résistance
R <sub>l</sub>	Résistance interne de la bobine
R <sub>on</sub>	Résistance interne du transistor
R <sub>d</sub>	Résistance interne de la diode
C	Capacité du condensateur C
V <sub>g</sub>	Tension d'entrée
V <sub>o</sub>	Tension de sortie
V <sub>d</sub>	Tension aux bornes de la diode
V <sub>L</sub>	Tension de la bobine
$\frac{V_o}{V_g}$	Gain en tension
P <sub>in</sub>	La puissance d'entrée
P <sub>out</sub>	La puissance de sortie
$\eta$	Rendement
$\langle V_L \rangle$	Tension moyenne de la bobine
$\langle V_m \rangle$	Tension moyenne de la bobine magnétique
$\langle i_c \rangle$	Courant moyenne du condensateur
i <sub>g</sub>	Courant d'entrée
i <sub>o</sub>	Courant de sortie
i <sub>c</sub>	Courant de condensateur
i <sub>L</sub>	Courant de la bobine
i <sub>m</sub>	Courant de la bobine magnétique
GPV	Générateur photovoltaïque.
PV	Photovoltaïque
PWM	Pulse Width Modulation
MOS	Metal-Oxide-Semiconductor
IGBT	Insulated-Gate Bipolar Transistor

---

# TABLE DE MATIERES

<b>Introduction générale .....</b>	<b>II</b>
<b>CHAPITRE I:.....</b>	<b>13</b>
I.1 Introduction : .....	14
I.2 Définition du problème :.....	14
I.3 Générateur photovoltaïque : .....	14
I.3.1 Cellules photovoltaïques :.....	15
I.3.2 Modèle électrique d'une cellule PV .....	15
I.3.3 Recherche du point de puissance maximale (MPPT) :.....	16
I.4 Les différents types des convertisseurs :.....	17
I.4.1 Convertisseur abaisseur/Buck :.....	17
I.4.2 Convertisseur élévateur/Boost :.....	17
I.4.3 Convertisseur Buck-Boost :.....	18
I.5 Les batteries :.....	18
I.6 Régulateur de charge / décharge.....	19
I.7 Conclusion :.....	19
<b>CHAPITRE II: .....</b>	<b>20</b>
II.1 Introduction :.....	21
II.2 Modélisation du convertisseur abaisseur :.....	21
II.2.1 Cas idéal : .....	21
II.2.2 Inclusion des pertes dans les semi-conducteurs :.....	24
II.2.3 Le rendement : .....	26
II.3 Modélisation du convertisseur Boost : .....	27
II.3.1 Concept :.....	27
II.3.1 Cas idéal : .....	28
II.3.2 Inclusion des pertes dans les semi-conducteurs :.....	29
II.4 Conclusion : .....	32
<b>CHAPITRE III:.....</b>	<b>33</b>
III.1 Introduction :.....	34
III.2 Analyse du convertisseur TI :.....	35

---

III.3 Modélisation du convertisseur TI abaisseur: .....	36
III.3.1 Cas idéal: .....	36
III.3.2 Insertion des pertes de cuivre dans l'inductance :.....	39
III.3.3 Inclusion des pertes de cuivre du semi-conducteur :.....	42
III.4 Modélisation de convertisseur TI éleveur :.....	45
III.4.1 Cas idéal: .....	46
III.4.2 Insertion de perte de cuivre dans l'inductance :.....	48
III.4.3 Inclusion des pertes de cuivre du semi-conducteur :.....	51
III.5 Conclusion :.....	54
<b>CHAPITRE IV: .....</b>	<b>34</b>
IV.1 Introduction : .....	35
IV.2 SIMULATION DE CONVERTISSEUR Boost :.....	36
IV.2.1 Boost classique :.....	36
IV.2.2 Tapped inductor Boost :.....	39
IV.3 SIMULATION DE CONVERTISSEUR Buck:.....	44
IV.3.1 Buck classique :.....	44
IV.3.2 Tapped inductor Buck:.....	47
IV.3.3 Conclusion : .....	50
<b>Conclusion générale.....</b>	<b>51</b>
<b>bibliographie.....</b>	<b>53</b>

---

# TABLE DE FIGURES

Figure I-1 Modèle électrique de la cellule .....	15
Figure I-2 Topologie fondamentale du convertisseur DC/DC abaisseur ou Buck.....	17
Figure I-3 Topologie fondamentale d'un convertisseur DC/DC Boost. ....	18
Figure I-4 Topologie typique d'un convertisseur DC/DC Buck-Boost.....	18
Figure I-5 Topologie typique d'un convertisseur DC/DC Cuk .....	18
Figure II-1 convertisseur Buck idéal .....	21
Figure II-2 Circuit convertisseur abaisseur pendant que le transistor est fermé .....	22
Figure II-3 Le gain en tension, rapport cyclique, convertisseur abaisseur idéal.....	23
Figure II-4 Le modèle de transformateur DC .....	23
Figure II-5 Circuit convertisseur abaisseur, inclusion des pertes dans les semi-conducteurs .....	24
Figure II-6 Circuit convertisseur abaisseur pendant que le transistor est fermé .....	24
Figure II-7 Circuit convertisseur abaisseur pendant que le transistor est ouvert .....	25
Figure II-8 Un circuit dont l'équation toroïdale correspond à l'équation (15) obtenu en mettant à zéro la tension d'inductance moyenne $V_L$ .....	25
Figure II-9 DC Transformer model .....	26
Figure II-10 état final Après avoir utilisé les propriétés du transformateur .....	26
Figure II-11 Le gain en tension en termes de rapport cyclique, Rendement du convertisseur .....	27
Figure II-12 Convertisseur Boost idéal .....	28
Figure II-13 Circuit convertisseur élévateur pendant que le transistor est fermé .....	28
Figure II-14 Circuit convertisseur élévateur pendant que le transistor est ouvert .....	28
Figure II-15 Circuit convertisseur élévateur pendant que le transistor est fermé .....	29
Figure II-16 Circuit convertisseur élévateur pendant que le transistor est ouvert .....	29
Figure II-17 Dépendent source.....	30
Figure II-18 Circuit équivalent de transformateur parfait .....	30
Figure II-19 état final Après avoir utilisé les propriétés du transformateur .....	31
Figure II-20 Le gain en tension et le rendement, convertisseur Boost classique. ....	32
Figure III-1 les différents types de convertisseur TI .....	34
Figure III-2 La bobine magnétique .....	35
Figure III-3 Tapped inductor Buck Converter .....	36
Figure III-4 Circuit équivalent « Tapped inductor » .....	36
Figure III-5 TI Buck Durant la fermeture du switch .....	36

---

Figure III-6 TI Buck durant l'ouverture du switch .....	37
Figure III-7 Le gain en tension, rapport cyclique.....	38
Figure III-8 Modèle des sources dépendantes.....	38
Figure III-9 Modèle de transformateur DC.....	39
Figure III-10 Représentation théorique pour les résistances internes .....	39
Figure III-11 TI Buck durant la fermeture du switch .....	39
Figure III-12 TI Buck durant l'ouverture du switch.....	40
Figure III-13 Modèle des sources dépendantes.....	41
Figure III-14 Modèle de transformateur DC.....	41
Figure III-15 Circuit simplifié du modèle du transformateur DC.....	41
Figure III-16 Le gain en tension, le rendement, rapport cyclique.....	42
Figure III-17 TI Buck durant la fermeture du switch .....	42
Figure III-18 TI Buck durant l'ouverture du switch.....	43
Figure III-19 Modèle des sources dépendantes.....	43
Figure III-20 Modèle du transformateur DC .....	43
Figure III-21 simplification de modèle du transformateur DC .....	44
Figure III-22 Circuit simplifié de modèle du transformateur DC .....	44
Figure III-23 Gain en tension et le rendement en fonction du rapport cyclique .....	45
Figure III-24 Convertisseur TI Boost .....	45
Figure III-25 circuit équivalent .....	45
Figure III-26 TI Boost pendant que le transistor est ouvert.....	46
Figure III-27 TI Boost pendant que le transistor est ferme.....	46
Figure III-28 Le gain en tension.....	47
Figure III-29 modèle des sources dépendantes .....	48
Figure III-30 Modèle du transformateur DC .....	48
Figure III-31 TI Boost durant la fermeture du switch .....	48
Figure III-32 TI Boost durant l'ouverture du switch.....	49
Figure III-34 Modèle des sources dépendantes.....	49
Figure III-35 Modèle du transformateur DC .....	49
Figure III-36 Circuit simplifié du modèle de transformateur DC .....	50
Figure III-37 Le gain en tension, le rendement du convertisseur en fonction du rapport cyclique .....	50
Figure III-38 TI Boost durant la fermeture du switch .....	51
Figure III-39 TI Boost durant l'ouverture du switch.....	51
Figure III-40 Modèle des sources dépendantes.....	52

---

Figure III-41 Modèle du transformateur DC .....	52
Figure III-42 Circuit simplifié du modèle du transformateur DC.....	52
Figure III-43 Le gain en tension et le rendement en fonction du rapport cyclique.....	53
Figure IV-1 Convertisseur classique, Boost sur Matlab.....	36
Figure IV-2 Le courant d'entrée et de sortie. De convertisseur Boost classique.....	37
Figure IV-3 La tension de sortie de convertisseur Boost classique .....	38
Figure IV-4 la puissance d'entrée et la puissance de sortie successivement. De convertisseur Boost classique.....	38
Figure IV-5 La puissance d'entrée et la puissance de sortie, en régime permanent.....	39
Figure IV-6 Transformer idéal.....	39
Figure IV-7 Flux additifs ( $m > 0$ ).....	40
Figure IV-8 Flux soustractifs ( $m < 0$ ).....	40
Figure IV-9 Tapped inductor Boost converter, Boost sur Matlab .....	40
Figure IV-10 Le courant d'entrée et de sortie. Tapped inductor Boost converter .....	41
Figure IV-11 La tension de sortie de convertisseur « Tapped inductor » .....	41
Figure IV-12 Le gain en tension, rendement, rapport cyclique .....	42
Figure IV-13 La puissance d'entrée de celle de sortie de Tapped inductor Boost converter.....	42
Figure IV-14 la puissance d'entrée, la puissance de sortie. En régime permanent.....	43
Figure IV-15 La tension d'entrée et celle de sortie Affilié du convertisseur classique, et la tension de sortie Affilié du Tapped inductor .....	44
Figure IV-16 Convertisseur classique Buck, sur Matlab.....	44
Figure IV-17 Le courant d'entrée et de sortie de convertisseur Buck classique.....	45
Figure IV-18 La tension de sortie de convertisseur Buck classique .....	45
Figure IV-19 La puissance d'entrée et de sortie de convertisseur Buck classique. ....	46
Figure IV-20 La puissance d'entrée, la puissance de sortie en régime permanent .....	46
Figure IV-21 Tapped inductor Buck converter, Buck sur Matlab .....	47
Figure IV-22 Le courant d'entrée et de sortie.....	48
Figure IV-23 La tension de sortie du Tapped inductor Buck convertisseur.....	48
Figure IV-24 La puissance d'entrée et de sortie du Tapped inductor Buck convertisseur.....	49
Figure IV-25 La puissance d'entrée et de sortie en régime permanent du Tapped inductor Buck convertisseur. ....	49

---

# **INTRODUCTION GENERALE**

---

Ces dernières années, la consommation en énergie électrique mondiale ne cesse d'accroître, et une grande partie de cette énergie vient des sources fossiles polluantes et non renouvelables. La recherche d'autres sources d'énergie durable propre et renouvelable est devenue incontournable. Une énergie dite renouvelable doit se régénérer naturellement et infiniment, l'énergie solaire une des sources d'énergie qui répond actuellement à ces critères à la fois d'abondance à la surface terrestre et de régénération illimitée à notre échelle.

Afin d'exploiter cette énergie solaire, une des solutions disponibles est d'utiliser les générateurs photovoltaïques qui sont capables de convertir le rayonnement solaire en énergie électrique. Mais outre un coût souvent excessif dans les conditions actuelles, ce développement est encore freiné par de nombreux problèmes techniques, tels que le faible rendement de conversion, ainsi que l'adaptation de cette source.

Lorsque on parle de l'adaptation des sources d'énergie on parle des convertisseurs de l'électronique de puissance qui ont généralement non seulement la tâche de contrôler la fluence de l'énergie, mais ils doivent souvent convertir le genre de courant (alternatif en continu ou vice-versa) .puisque cette conversion se fait par des moyens statiques, on parle de convertisseurs statiques.

Un convertisseur statique est un circuit permettant d'adapter la source d'énergie électrique à un récepteur donné. Il peut être caractérisé comme un système périodique, non-linéaire et variant au cours du temps en raison de son fonctionnement basé sur le découpage. On distingue plusieurs familles de convertisseurs statiques : Continu-Continu (Hacheur), Continu-Alternatif (Onduleur), Alternatif-Alternatif (Gradateur) et Alternatif-Continu (Redresseur).

Vu que les générateurs photovoltaïques se comportent comme des sources de courant continu variable, et comme les charges, dans les systèmes PV isolé, sont généralement des charges DC, des batteries ou bien un bus DC (condensateur), l'utilisation des convertisseurs DC-DC apparait comme une meilleure solution qui assure l'adaptation entre la source et la charge. Même dans le cas où il y a des charges AC, un onduleur est ajouté au système pour alimenter ces charges. La stabilité de ces tensions est assurée dans ce cas-là par les batteries ou bien le bus DC.

Au début de l'exploitation d'énergie photovoltaïque, les hacheurs conventionnels sont utilisés afin d'assurer le transfert d'énergie de la source vers la charge. Le contrôle de ces hacheurs est assuré par des algorithmes qui servent à poursuivre la puissance maximale du générateur photovoltaïque sous la variation continue des conditions météorologiques ou/et de la charge.

La poursuite se base sur la variation continue du rapport cyclique du convertisseur. La plage de variation du rapport cyclique peut, selon les cas, s'étendre de 0% jusqu'à 100% de sa période. Faire fonctionner un interrupteur statique, l'élément essentiel du convertisseur dc-dc, avec un

---

rapport cyclique qui est inférieur à 10% ou bien supérieur à 90% affecte considérablement son rendement de puissance, et par conséquent le rendement de la chaîne photovoltaïque.

On rencontre ce cas aussi lorsqu'il y a des charges AC triphasés dans le système. Pour aller du continu à l'alternatif triphasé, un onduleur triphasé est utilisé. La tension du bus continu doit être au moins 500 Volts. Les panneaux PV sont généralement raccordés d'une façon à générer des puissances sous des tensions faibles (de 35V à 80V, si deux panneaux sont raccordés en série). Elever ces tensions vers des tensions supérieures à 500V nécessite des hacheurs performants qui peuvent satisfaire cette condition avec un rendement élevé.

Quand tenu les pertes ohmiques et les chute de tension au niveau des bobines et des interrupteurs statiques, diodes et transistors, le convertisseur parallèle (Boost) conventionnel est limité en terme de gain en tension. Il ne peut pas atteindre les tensions désirées.

Les travaux présentés dans ce mémoire viennent comme solution aux problèmes précités. Ce mémoire est organisé en quatre chapitres :

Le premier chapitre est consacré aux définitions du générateur photovoltaïque. Ainsi, nous décrivons brièvement la structure et le fonctionnement des cellules PV. Par ailleurs, nous montrons quelques types de convertisseurs traditionnels et leur rendement conventionnel.

Le deuxième chapitre est consacré à l'étude de convertisseurs DC/DC classiques, deux types de convertisseurs DC/DC sont étudiés et le hacheur abaisseur (Buck) et le hacheur élévateur (Boost).

Le troisième chapitre concerne également l'étude de convertisseurs "Tapped inductor" étude théorique de la performance et le gain.

Le dernier chapitre traite la simulation et la comparaison entre le convertisseur classique et le convertisseur Tapped.

Enfin une conclusion générale résume les principaux résultats auxquels nous avons abouti et les futures perspectives de ce travail.

---

---

**CHAPITRE I:**  
**Les convertisseurs DC-DC utilisés pour les systèmes  
photovoltaïques**

---

## **I.1 Introduction :**

La facilité d'installation et le faible coût de la technologie solaire photovoltaïque ont fait l'une des principales sources d'énergie renouvelable. La production d'électricité solaire photovoltaïque a augmenté de 30% par an au cours des dernières décennies. Les installations solaires photovoltaïques prennent différentes formes, y compris les centrales électriques liées au réseau, les applications de transport, les dispositifs autonomes, l'électrification rurale et les opérations par satellite [1].

Dans ce chapitre, nous donnons des brèves définitions sur les principales composantes qui constituent un système photovoltaïque isolé.

## **I.2 Définition du problème :**

Comme mentionné ci-dessus, l'installation de systèmes photovoltaïques continue d'évoluer vers une production d'énergie PV à grande échelle.

Cette gestion de l'installation remettra en question la structure du système photovoltaïque actuel en exigeant des convertisseurs de puissances à rendement plus élevées.

Pour les études des convertisseurs, nous avons un cas où les composants sont considérés parfaits, et un autre cas où les pertes en puissance sont tenues en considération.

Idéalement, les condensateurs d'entrée et de sortie ont une capacité suffisante pour bien filtrer la tension et la rendre constante. Pendant sa durée de travail, la chute de tension aux bornes de l'interrupteur électronique (MOSFET, IGBT ou diode) est considérée nulle. La bobine a une résistance interne nulle. Cette hypothèse est particulièrement loin de la réalité, car les imperfections des composants peuvent avoir des influences importantes sur le fonctionnement du convertisseur.

Donc les problèmes causés par ces imperfections réduisent la valeur énergétique du système. Afin de remédier ce problème, nous avons utilisé le nouveau convertisseur à inductance taraudée (Tapped inductor), qui en quelque sorte a un rendement énergie mieux que le convertisseur classique.

Maintenant nous allons présenter les principales composantes d'un système photovoltaïque isolé.

## **I.3 Générateur photovoltaïque :**

Le soleil est une source d'énergie inépuisable capable de fournir de grandes quantités d'énergie. La quantité totale d'énergie solaire exposée à la région désertique en six heures est similaire à la consommation totale d'énergie mondiale en une année complète.

La technologie PV convertit cette énergie en énergie électrique. L'élément central de la technologie photovoltaïque est la cellule solaire. La cellule solaire se compose d'une jonction p-n faite dans une surface mince d'une couche de semi-conducteur semblable à une diode. Lorsqu'ils sont exposés à la lumière, les photons bombardant la cellule PV font agités les électrons ce qui génère une DDP.

Afin d'obtenir une tension de sortie suffisante, les photovoltaïques sont connectés en série pour former une unité photovoltaïque. Ces unités photovoltaïques peuvent être connectées et/ou combinées pour former des matrices photovoltaïques qui produisent l'énergie de sortie désirée [2].

### I.3.1 Cellules photovoltaïques :

Les cellules photovoltaïques sont des dispositifs à semi-conducteurs, elles sont généralement faites du silicium sous ses différentes formes. Elles ne mettent en œuvre aucun fluide et ne contiennent pas de substances corrosives, ni aucune pièce mobile. Elles produisent de l'électricité du moment qu'elles sont exposées au rayonnement solaire. Elles ne nécessitent pratiquement aucun entretien ; elles ne polluent pas et ne produisent aucun bruit. Les cellules photovoltaïques sont donc la façon la plus sûre et la plus écologique de produire de l'énergie.[3]

### I.3.2 Modèle électrique d'une cellule PV

Dans la littérature, il ya beaucoup de modèles qui caractérisent l'effet de la cellule photovoltaïque. Dans cette étude on a choisi le modèle électrique le plus proche du générateur photovoltaïque, qui est le modèle à deux diodes (double exponentielle) où la cellule est présentée comme un générateur de courant électrique dont le comportement est équivalent à une source de courant shuntée par deux diodes en parallèles. Et pour tenir compte des phénomènes physiques au niveau de la cellule, le modèle est complété par deux résistances : série  $R_s$  et shunt ou parallèle  $R_p$  comme le montre le schéma électrique équivalent de la Figure :[3]

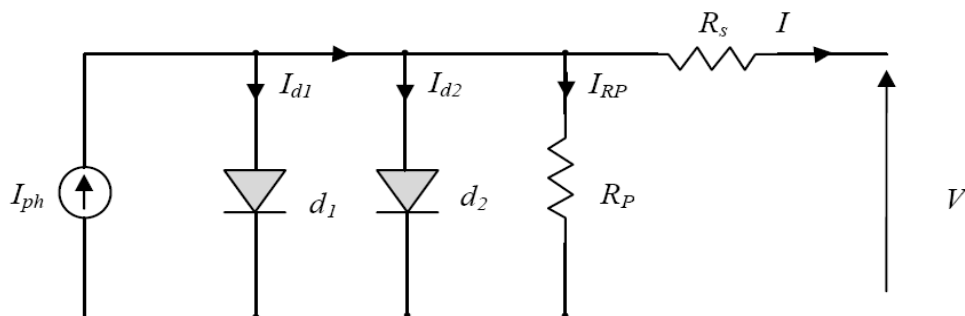


Figure I-1 Modèle électrique de la cellule

### I.3.3 Recherche du point de puissance maximale (MPPT) :

#### I.3.3.1 Principe :

Pour que le système photovoltaïque fonctionne à des points de puissance maximums de leurs caractéristiques, il existe des lois de commande spécifiques qui répondent à ce besoin. Cette commande est nommée dans la littérature « Recherche du Point de Puissance Maximum » ou « Maximum Power Point Tracking » en Anglais (MPPT). Le principe de ces commandes est de chercher le point de puissance maximale (PPM) en gardant une bonne adaptation entre le générateur et sa charge pour assurer le transfert de la puissance maximale. La figure (I-2) représente une chaîne de conversion photovoltaïque élémentaire associée à une commande MPPT. La commande MPPT est associée à un convertisseur statique permettant de faire une adaptation entre le GPV et la charge de telle sorte que la puissance générée correspond à sa valeur maximale et qu'elle soit transférée directement à la charge.

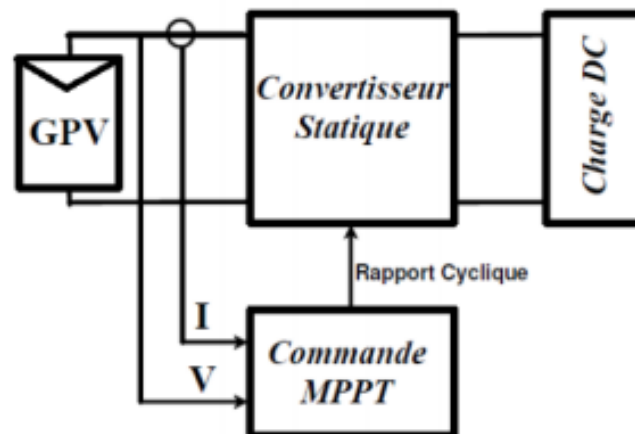


Figure I-3 Chaîne de conversion photovoltaïque avec convertisseur statique contrôlé par une commande MPPT.

#### I.3.3.2 Les techniques de commandes MPPT

Il existe de nombreuses méthodes et techniques de commande MPPT disponibles dans la littérature dont on cite trois méthodes classiques: Perturbe and Observe (P&O), l'incrémentation de conductance (IncCon) et la méthode Hill Climbing. Actuellement il existe des méthodes basées sur l'intelligence artificielles à savoir : logique floue, et réseau de neurones et les algorithmes génétiques.

## I.4 Les différents types des convertisseurs :

Par nature, un convertisseur DC /DC ou un régulateur de commutation est un circuit qui utilise un interrupteur d'alimentation, un inducteur, une diode et un condensateur pour transférer l'énergie de l'entrée vers la sortie. Ces éléments peuvent être disposés de différentes manières pour obtenir les convertisseurs Buck, Boost ou Buck-Boost (inverseurs). [4]

Tout d'abord, nous connaissons certains des concepts de convertisseur :

- Tension d'entrée :

Avoir une entrée supportant la tension à partir de la batterie ou celle du générateur (ex. panneaux solaires). Cette tension correspond à la tension de la source d'alimentation.

- Tension de sortie :

Elle doit correspondre à la tension utile à nos besoins (en général 5/12/24 Volts continue), qui doit être régulée, malgré les variations aux niveaux de l'entrée ou la sortie (tant que la batterie reste dans une plage de tension acceptable).

- Rendement :

Le rendement s'exprime en % et correspond au rapport entre la puissance utile et la puissance absorbée du convertisseur. Plus le rendement est élevé moins les pertes seront importantes et plus l'appareil sera considéré comme performant. [5]

### I.4.1 Convertisseur abaisseur/Buck :

Dans un convertisseur d'abaissement ou Buck non isolé typique, la tension de sortie  $V_{OUT}$  dépend de la tension d'entrée  $V_{IN}$  et du cycle de service de commutation  $D$  de l'interrupteur d'alimentation. [6]

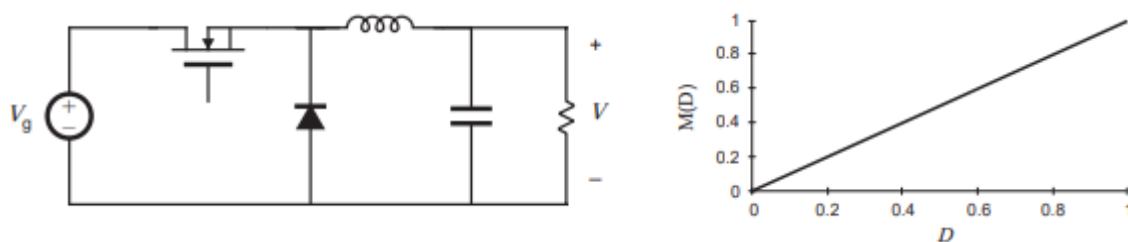


Figure I-4 Topologie fondamentale du convertisseur DC/DC abaisseur ou Buck.

### I.4.2 Convertisseur élévateur/Boost :

Un convertisseur DC/DC Boost fondamental utilise le même nombre de composants passifs, mais agencés pour élever la tension d'entrée de telle façon que la sortie soit plus élevée que l'entrée. [6]

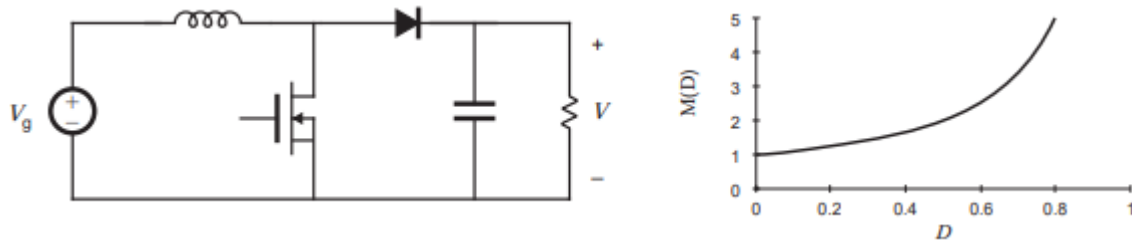


Figure I-5 Topologie fondamentale d'un convertisseur DC/DC Boost.

**I.4.3 Convertisseur Buck-Boost :**

Un circuit DC/DC Buck-Boost typique permet d'élever ou d'abaisser la tension CC d'entrée, en fonction du cycle de service. La tension de sortie est exprimée comme suit :

$$V_{OUT} = -V_{IN} *D / (1-D)$$

Comme le montre l'équation ci-dessus, la polarité de la tension de sortie est toujours inversée par rapport à celle de la tension d'entrée. C'est pourquoi un convertisseur Buck-Boost est également appelé un inverseur de tension.

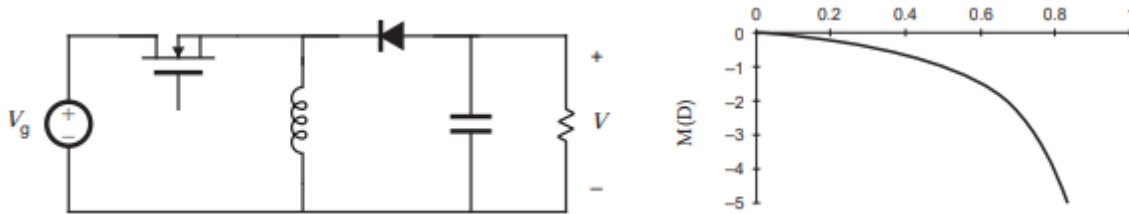


Figure I-6 Topologie typique d'un convertisseur DC/DC Buck-Boost

En pratique, il peut être remplacé par "Cuk", qui offre une correspondance entre l'entrée et la sortie.[6]

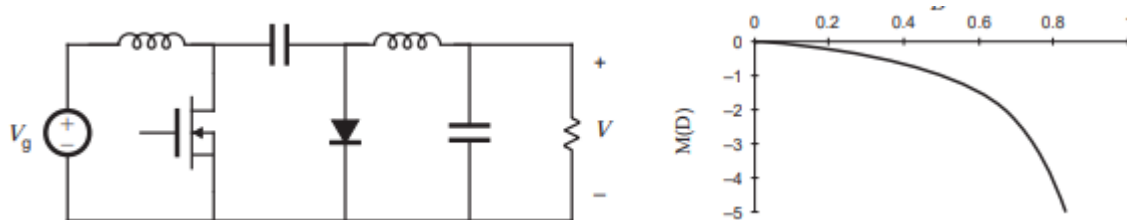


Figure I-7 Topologie typique d'un convertisseur DC/DC Cuk

**I.5 Les batteries :**

A cause de la non-disponibilité permanente de l'énergie solaire, pour diverses raisons, l'utilisation des batteries pour le stockage d'énergie est nécessaire pour garantir une disponibilité permanente et constante de l'énergie quelles que soient les variations d'ensoleillement et de température.

Une batterie électrique est un composant électrochimique. Elle comporte des électrodes positives et négatives composées d'alliages dissemblables plongées dans un électrolyte (acide). L'ensemble est encapsulé dans un bac scellé ou muni d'un bouchon de remplissage et d'un

évent. Les réactions d'oxydoréduction qui gouvernent le fonctionnement d'une batterie sont réversibles, dans la mesure où celle-ci n'a pas été longtemps ni complètement déchargée ni trop surchargée. Un fonctionnement prolongé dans l'un ou l'autre de ces états aboutirait à la destruction définitive de la batterie.

Dans la chaîne photovoltaïque isolée, la batterie peut être vue comme une charge à tension presque constante. Elle est utilisée pour stabiliser la tension du système PV à la sortie du convertisseur. Les charges DC (lampe, pompes, ...) sont alimentées à partir de cette batterie. S'il y a des charges AC l'onduleur est alimenté aussi par cet élément de stockage.

### **I.6 Régulateur de charge / décharge**

Les installations PV stationnaires sont pratiquement toujours équipées par des batteries au plomb, pour stocker l'électricité solaire. Ces batteries doivent impérativement être protégées contre les surcharges et les décharges profondes, aussi est nécessaire d'y adjoindre un régulateur.

Sa fonction principale est de contrôler l'état de la batterie. Il autorise la charge complète de celle-ci en éliminant tout risque de surcharge et interrompt l'alimentation des destinataires si l'état de charge de la batterie devient inférieur au seuil de déclenchement de la sécurité anti décharge profonde. Prolongeant ainsi la durée de vie de la batterie qui est le seul composant fragile du système photovoltaïque. Il existe plusieurs types de régulateurs, soit programmés ou bien des circuits électriques.

### **I.7 Conclusion :**

Dans ce chapitre, nous avons défini et présenté les principaux composants constituant un système photovoltaïque stationnaires afin de bien comprendre le travail qui se suit.

Dans le prochain chapitre, une étude détaillée sur les convertisseurs conventionnels sera présentée. La modélisation et les courbes de gain et de rendement seront aussi illustrées afin de nous permettre de faire une comparaison avec la structure proposée.

---

**CHAPITRE II:**  
**Étude, analyse et modélisation des convertisseurs**  
**classique**

---

## II.1 Introduction :

Un convertisseur statique est un système permettant d'adapter la source d'énergie électrique à un récepteur donné en la convertissant. Les premiers convertisseurs de puissance électrique ont été réalisés avec des machines électriques couplées mécaniquement. Avec l'apparition des semi-conducteurs et de l'électronique de puissance, avec les diodes, les transistors, thyristors etc., les systèmes de conversion deviennent de plus en plus élaborés et ne nécessitent plus de machines tournantes. C'est l'ère des convertisseurs statiques.

Considérons maintenant les fonctions de base assurées par un transformateur à découpage, et essayons de représenter ces fonctions par un circuit équivalent simple, Le concepteur de l'étage de puissance du transformateur doit calculer la tension et les courants du réseau, et sélectionner les composants de puissance adéquat. Les pertes et l'efficacité sont d'une importance primordiale. L'utilisation de circuits équivalents est une approche physique et intuitive qui permet l'utilisation de techniques bien connues pour l'analyse des circuits. Comme indiqué dans le chapitre précédent, tout on altérant au maximum les ondulations résiduels .[7]

## II.2 Modélisation du convertisseur abaisseur :

### II.2.1 Cas idéal :

La figure (1) représenté le cas idéal pour le convertisseur buck.

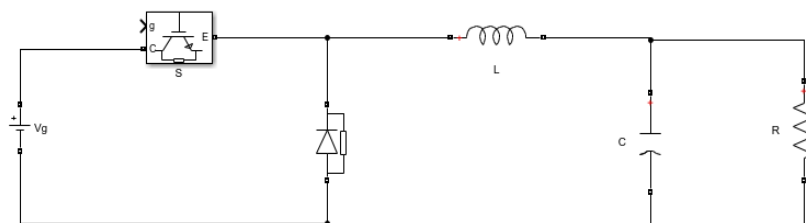


Figure II-1 convertisseur Buck idéal

Nous supposons dans cette étude théorique les hypothèses suivantes :

Courant périodique de période T

Tension de sortie  $V_o$  continue.

Tension à l'entrée  $V_g$  continue et constante.

Les interrupteurs (semi-conducteur) idéaux. Etat ON ( $V_k, I_D$ ) = 0, état OFF ( $V_D, I_k$ ) = 0

**Le rapport cyclique D:** est défini comme étant le rapport entre la durée de conduction de l'interrupteur K et la période de commutation ;

Le fonctionnement de cette alimentation se décompose en deux temps :

Premier temps :

- la diode D1 est bloquée,

- le transistor Q1 sature. Un courant s'établit dans la self,
- ce courant se décompose pour charger C2 et alimenter la charge.

$$0 \leq t \leq DT$$

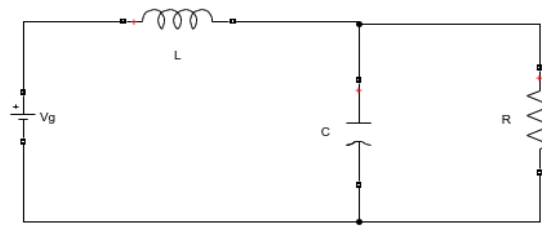


Figure II-2 Circuit convertisseur abaisseur pendant que le transistor est fermé

La tension aux bornes de l'inductance idéale L est donnée par :

$$Vg - Vl - Vo = 0 \tag{Éq II-1}$$

$$Vl = Vg - Vo \tag{Éq II-2}$$

Avec Vo la Tension aux bornes R

Et le courant de condensateur ic est :

$$ic = I - \frac{Vo}{R} \tag{Éq II-3}$$

Avec  $il = ig = I$

Deuxième temps :

- le transistor Q1 est bloqué,
- la self va restituer l'énergie qu'elle a emmagasinée lors du premier temps.
- remarque : la polarité de la self s'inverse lors du blocage de Q1.
- un courant s'établit, via la D1 et L1, pour alimenter la charge.

En-dessous d'un certain seuil de déchargement du condensateur C2,

L'alimentation repasse en phase premier temps.

$$DT \leq t \leq T$$

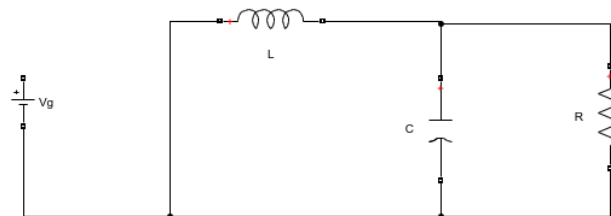


Figure II.3 Circuit convertisseur abaisseur pendant que le transistor est ouvert

Le courant d'inductance et la tension du condensateur sont alors donnés par :

$$Vl + Vo = 0 \tag{Éq II-4}$$

$$Vl = -Vo \tag{Éq II-5}$$

$$i_c = I - \frac{V_o}{R} \tag{Éq II-6}$$

La composante continue, ou valeur moyenne, de la tension d'inductance, est :

$$\langle V_l \rangle = 0 \Rightarrow D[V_g - V_o] + D'[-V_o] = 0 \tag{Éq II-7}$$

$$DV_g - V_o = 0 \Rightarrow V_o/V_g = D \tag{Éq II-8}$$

Ainsi, la valeur du rapport de conversion est égale au rapport cyclique.

La composante DC, ou valeur moyenne, de la forme d'onde de courant d'un condensateur est :

$$\langle i_c \rangle = 0 \Rightarrow D \left[ I - \frac{V_o}{R} \right] + D' \left[ I - \frac{V_o}{R} \right] = 0 \tag{Éq II-9}$$

$$\langle i_g \rangle = DI \tag{Éq II-10}$$

Avec D le rapport cyclique et D'=1-D.

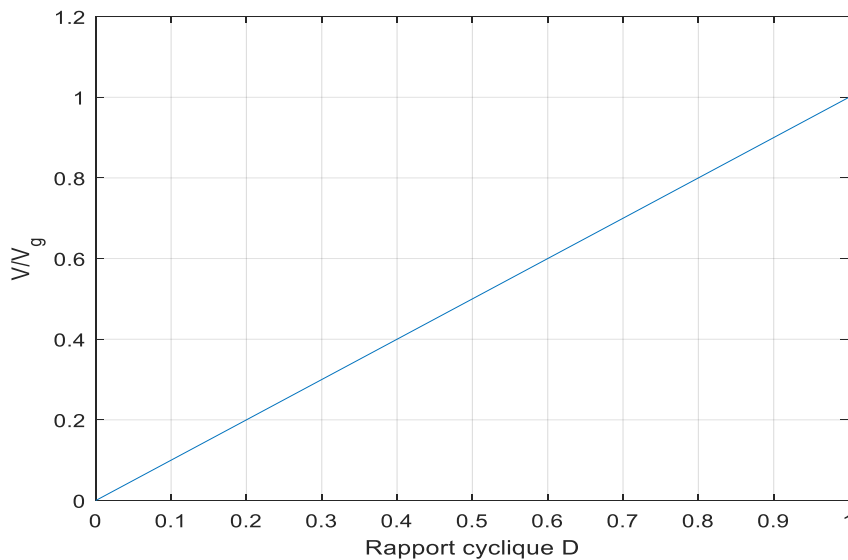


Figure II-3 Le gain en tension, rapport cyclique, convertisseur abaisseur idéal

### II.2.1.1 Le modèle de transformateur DC pour le convertisseur abaisseur idéal :

Le modèle de transformateur DC est un modèle théorique utilisé pour simplifier l'obtention d'un modèle pour le convertisseur en question. Depuis les équations (7), (9) et (10) nous apportons :

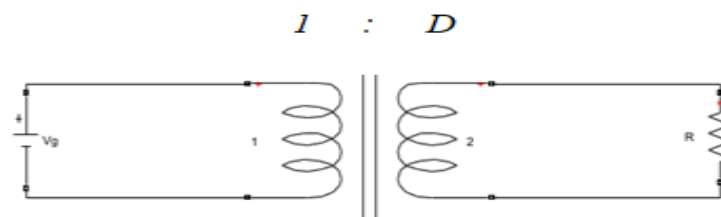


Figure II-4 Le modèle de transformateur DC

Le rapport de conversion de ce convertisseur est  $m = \frac{D}{1} = D$ .

### II.2.2 Inclusion des pertes dans les semi-conducteurs :

Considérons la modélisation des pertes de conduction du semi-conducteur dans le convertisseur Buck de la figure (II.5). Une autre source majeure de perte de puissance est la perte de conduction due à la chute de tension directe du dispositif semi-conducteur. La tension directe d'un MOSFET ou d'un transistor bipolaire (BJT) peut être modélisée avec une précision raisonnable comme une résistance dans le cas d'une diode ou d'un transistor bipolaire à grille isolée (IGBT).

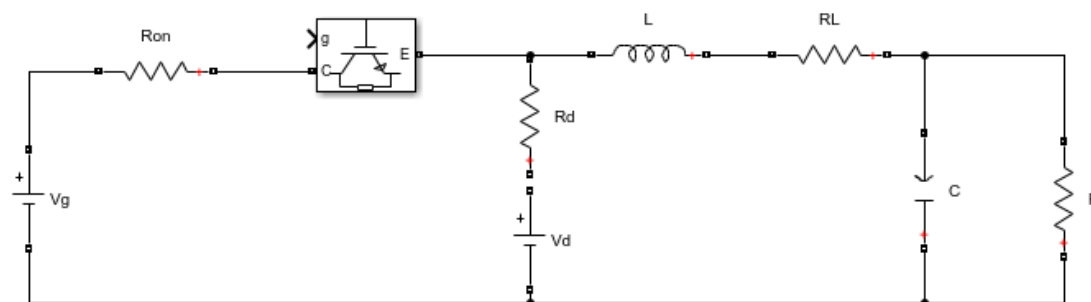


Figure II-5 Circuit convertisseur abaisseur, inclusion des pertes dans les semi-conducteurs

De la même manière, On calcule le rapport de conversion :

**Pour  $0 \leq t \leq DT$**

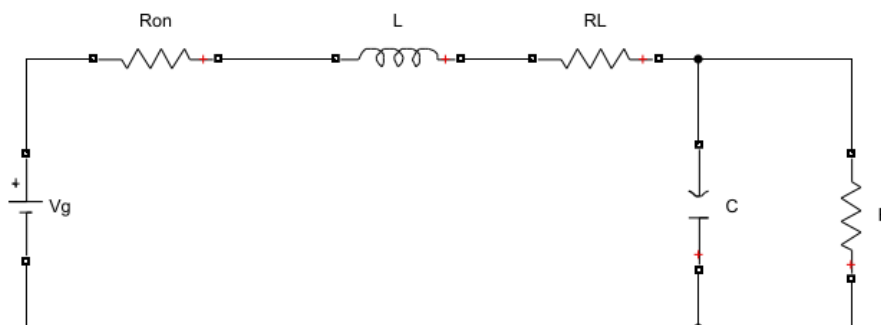


Figure II-6 Circuit convertisseur abaisseur pendant que le transistor est fermé

Le courant d'inductance et la tension du condensateur ont été approximés par les composants DC.

$$Vl = Vg - (Ron + RL)I - Vo \tag{Eq II-11}$$

Avec  $I=ig=il$

Le courant de condensateur  $ic$  est :

$$ic = I - \frac{Vo}{R} \tag{Eq II-12}$$

**Pour  $DT \leq t \leq T$**

Lorsque le signal de commande de grille est bas, le MOSFET est désactivé, La diode dans cet exemple est modélisée par la tension et la résistance de la source.

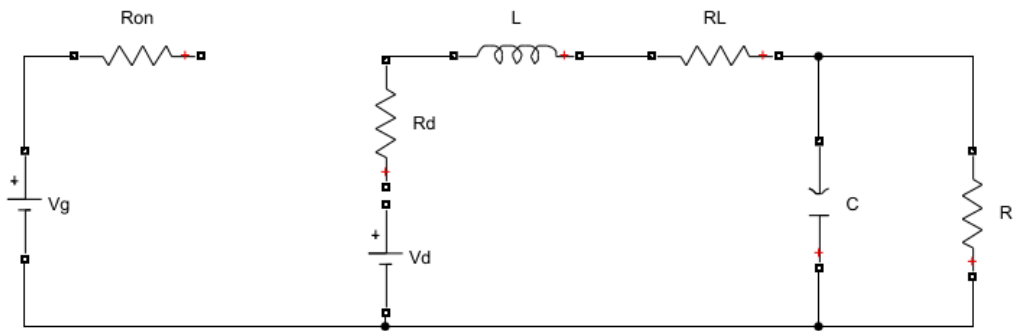


Figure II-7 Circuit convertisseur abaisseur pendant que le transistor est ouvert

$$Vl = -Vd - Vo - (Rd + Rl)I \quad \text{Éq II-13}$$

$$ic = I - \frac{Vo}{R} \quad \text{Éq II-14}$$

Avec  $ig=0$

La composante continue de la tension d'inductance est donnée par :

$$\langle Vl \rangle = D[Vg - (Ron + Rl)I - Vo] - D'[Vd + Vo + (Rd + Rl)I] \quad \text{Éq II-15}$$

Les résultats ont été moyennés et mis à zéro ;

$$DVg - [DRon + D'Rd + Rl]I - D'Vd - Vo = 0 \quad \text{Éq II-16}$$

La fonction de transfert est la suivante :

$$\frac{Vo}{Vg} = \frac{1}{1 + \frac{Rl + D'Rd + DRon}{RD^2}} \left[ D - \frac{D'Vd}{Vg} \right] \quad \text{Éq II-17}$$

Et la composante DC, ou valeur moyenne, de la forme d'onde de courant d'un condensateur est :

$$\langle ic \rangle = I - Vo/R \quad \text{Éq II-18}$$

$$\langle ig \rangle = DI \quad \text{Éq II-19}$$

### II.2.2.1 Le modèle de transformateur cc pour le convertisseur abaisseur non idéal :

Depuis les équations (18) et (21), (22) nous apportons :

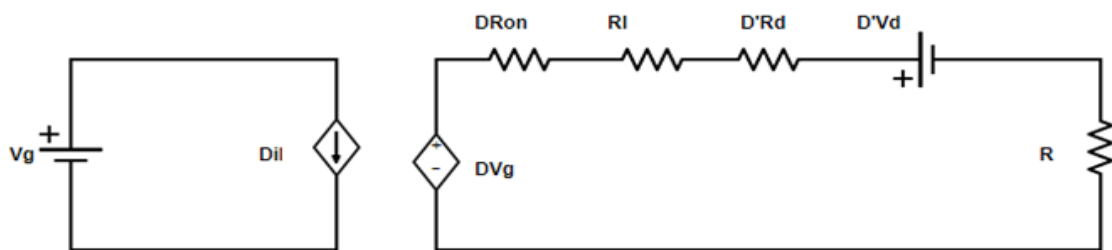


Figure II-8 Un circuit dont l'équation toroidale correspond à l'équation (15) obtenu en mettant à zéro la tension d'inductance moyenne VL

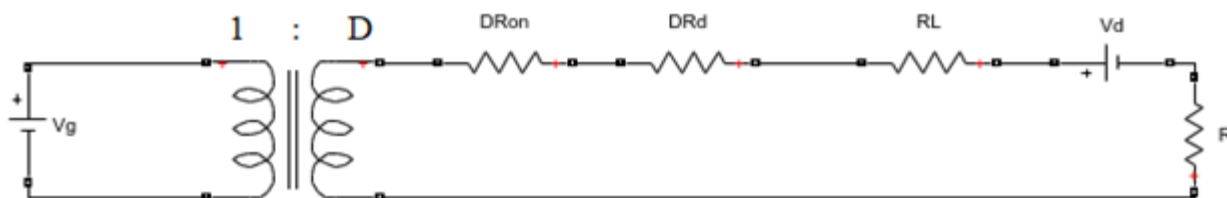


Figure II-9 DC Transformer model

### II.2.2.2 Caractéristiques du transformateur :

Ce qui nous permet de transférer les impédances de primaire au secondaire par la méthode suivante:

On multiplie l'impédance au mètre carré pour la faire passer du primaire au secondaire pour TP.

Remarque : Les résultats permettant de ramener une résistance, une capacité et une inductance restent valables en régime instantané.[8]

Dans ce cas  $m = \frac{1}{D}$  ;

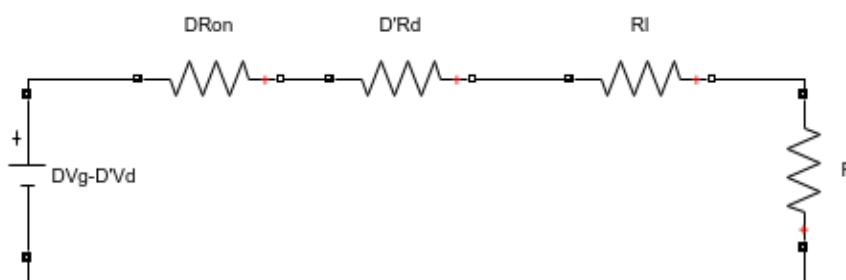


Figure II-10 état final Après avoir utilisé les propriétés du transformateur

Utilisation d'un diviseur de tension, nous trouvons la même valeur pour Vo :

$$\frac{V_o}{V_g} = \frac{1}{1 + \frac{RI + D'RD + DRon}{RD^2}} \left[ D - \frac{D'V_d}{V_g} \right] \quad \text{Éq II-20}$$

### II.2.3 Le rendement :

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{V_o I_o}{V_g I_g} \quad \text{Éq II-21}$$

Avec  $I_g = DI$   $I_o = I$

$$\eta = \frac{V_o}{V_g D} \quad \text{donc } \eta = \frac{\text{gain}}{D} \times 100 \quad \text{Éq II-22}$$

La Figure (11) représente la fonction de transmission et efficacité, Ils sont simulés en Matlab.

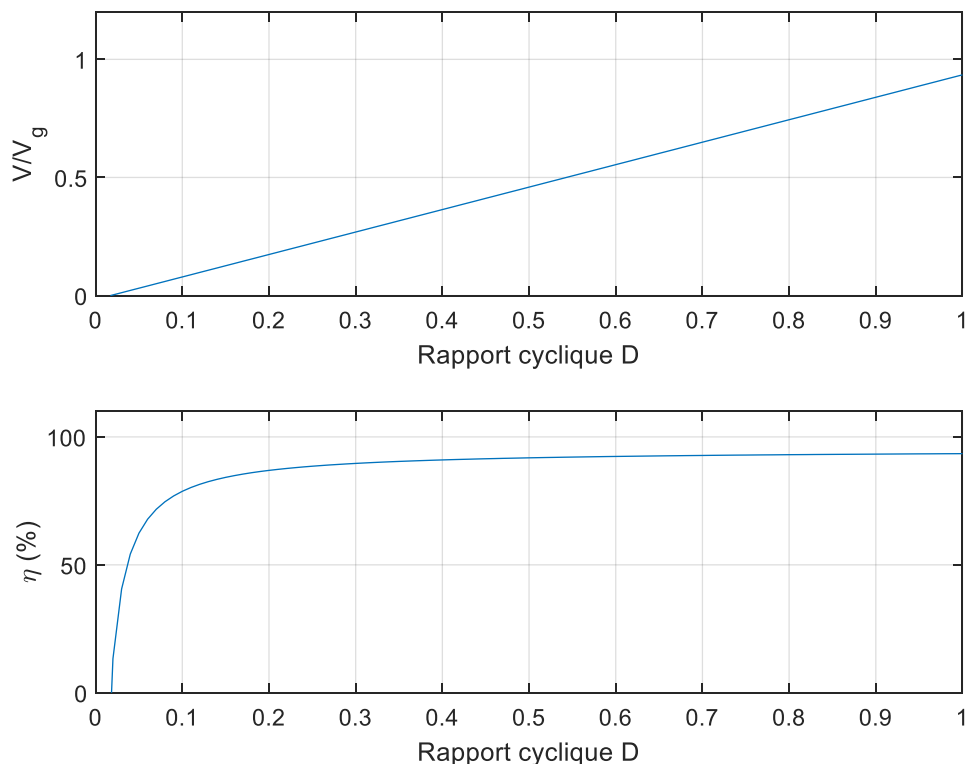


Figure II-11 Le gain en tension en termes de rapport cyclique, Rendement du convertisseur

D'après la Figure II-11, on remarque que le convertisseur Buck ne commence à abaisser la tension qu'après  $D \approx 3\%$  et avec un rendement très faible. Son rendement dépasse 80% lorsque le rapport cyclique est environ 20%. Un rendement maximale est atteint à  $D=100\%$ .

## II.3 Modélisation du convertisseur Boost :

### II.3.1 Concept :

Le fonctionnement du switch Boost peut être divisé en deux phases distinctes selon l'état du switch S :

Phase d'accumulation d'énergie : Lorsque l'interrupteur S est fermé (dans le cas), cela augmente le courant dans l'inductance et stocke ainsi une quantité d'énergie sous forme d'énergie magnétique. La diode D est alors bloquée et la charge est déconnectée de l'alimentation.

Lorsque l'interrupteur est ouvert, l'inductance est en série avec l'alternateur et la f.e.m. Ajouté au générateur (effet booster). Le courant traversant l'inductance traverse alors la diode D, le condensateur C et la charge R. Il en résulte un transfert d'énergie accumulée dans l'inductance vers le condensateur.

II.3.1 Cas idéal :

La figure (12) représente le cas idéal pour le convertisseur boost.

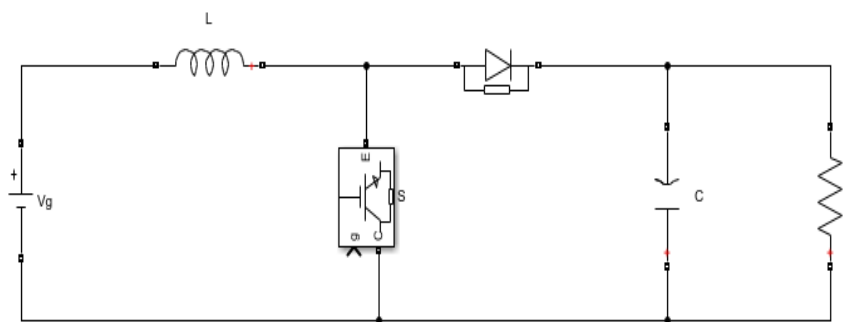


Figure II-12 Convertisseur Boost idéal

Pour  $0 \leq t \leq DT$

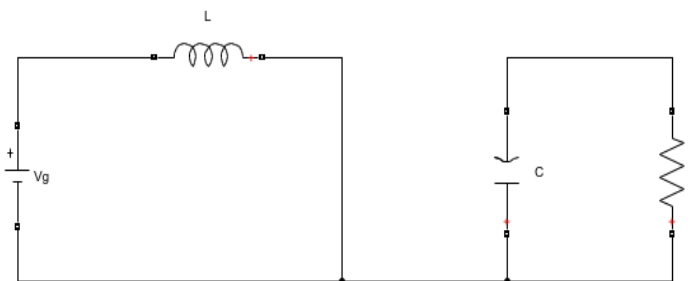


Figure II-13 Circuit convertisseur élévateur pendant que le transistor est fermé

Tension aux bornes de l'inductance est :

$$V_l = V_g$$

Éq II-23

Et le courant de condensateur  $i_c$  est :

$$i_c = -\frac{V_o}{R}$$

Éq II-24

Avec  $V_o$  la tension à la borne de R

Pour  $DT \leq t \leq T$

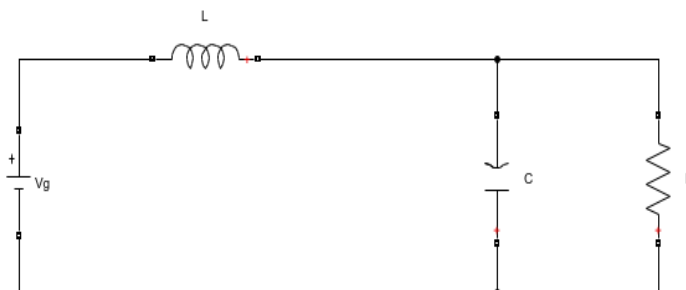


Figure II-14 Circuit convertisseur élévateur pendant que le transistor est ouvert

$i_g = i_l = I$  Et tension aux bornes de l'inductance est :

$$V_l = V_g - V_o$$

Éq II-25

Et le courant de condensateur  $i_c$  est :

$$i_c = I - \frac{V_o}{R} \quad \text{Éq II-26}$$

La valeur moyenne, de la tension d'inductance, est :

$$\langle V_l \rangle = D[V_g] + D'[V_g - V_o] = 0 \quad \text{Éq II-27}$$

$$\langle V_l \rangle = V_g - D'V_o = 0 \quad \text{Éq II-28}$$

La valeur moyenne, pour la forme d'onde actuelle du condensateur est :

$$\langle i_c \rangle = D \left[ -\frac{V_o}{R} \right] + D' \left[ I - \frac{V_o}{R} \right] \quad \text{Éq II-29}$$

$$\langle i_c \rangle = -\frac{V_o}{R} + D'I \quad \text{Éq II-30}$$

À partir de l'équation (27), nous trouvons que le gain en tension est le suivant :

$$\frac{V_o}{V_g} = \frac{1}{1-D} \quad \text{Éq II-31}$$

Et le rendement est égal à 100% car nous sommes dans le cas idéal.

### II.3.2 Inclusion des pertes dans les semi-conducteurs :

**Pour  $0 \leq t \leq DT$**

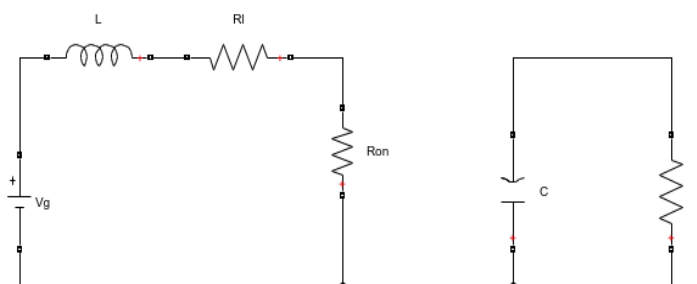


Figure II-15 Circuit convertisseur élévateur pendant que le transistor est fermé

La tension aux bornes de l'inductance est :

$$V_l = V_g - (R_{on} + R_l)I \quad \text{Éq II-32}$$

Et le courant de condensateur  $i_c$  est :

$$i_c = -\frac{V_o}{R} \quad \text{Éq II-33}$$

**Pour  $DT \leq t \leq T$**

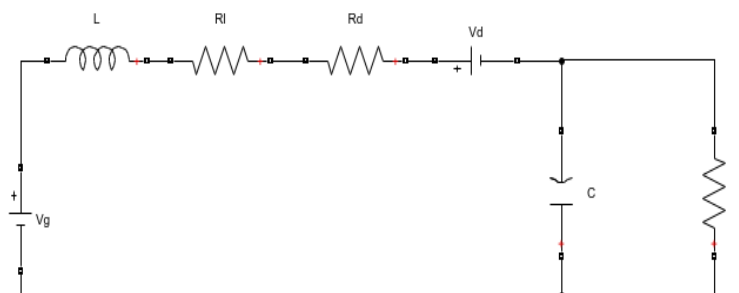


Figure II-16 Circuit convertisseur élévateur pendant que le transistor est ouvert

La tension aux bornes de l'inductance est :

$$Vl = Vg - Vd - Vo - (RL + Rd)I \quad \text{Éq II-34}$$

$$\text{Et } ic = I - \frac{Vo}{R} \quad \text{Éq II-35}$$

La valeur moyenne, de la tension d'inductance, est :

$$\langle Vl \rangle = 0 \Rightarrow D[Vg - (RL + Ron)I] - [Vg + Vd + Vo + (Rl + Rd)I] \quad \text{Éq II-36}$$

$$Vg - (DRon + D'Rd + +Rl)I - D'Vd - D'Vo = 0 \quad \text{Éq II-37}$$

La valeur moyenne, pour la forme d'onde actuelle du condensateur est :

$$\langle ic \rangle = D'I - \frac{Vo}{R} \quad \text{Éq II-38}$$

### II.3.2.1 Le modèle de transformateur DC pour le convertisseur élévateur non idéal :

À travers les deux équations équation (40) et l'équation (41), Un circuit équivalent qui conçoit des composants DC pour les formes d'onde du transformateur élévateur peut maintenant être construit.

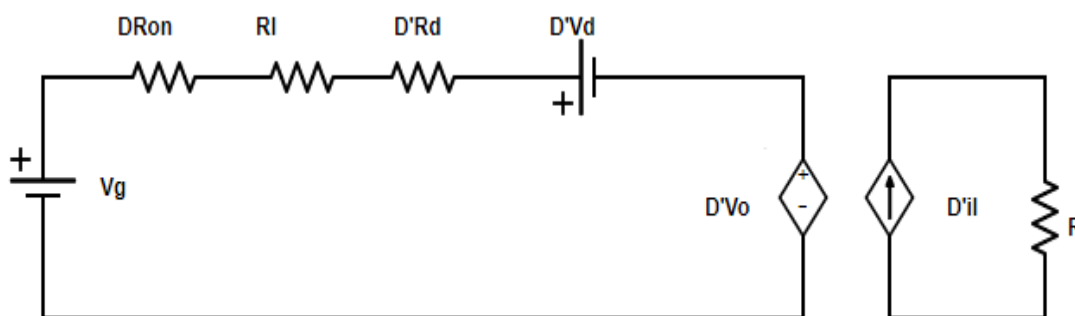


Figure II-17 Dépendent source

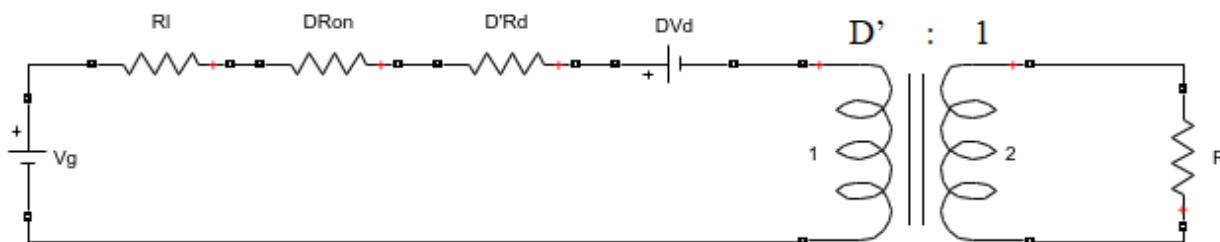


Figure II-18 Circuit équivalent de transformateur parfait

La figure (18) présente le modèle du transformateur théorique :

En utilisant les propriétés de transformateur on a :

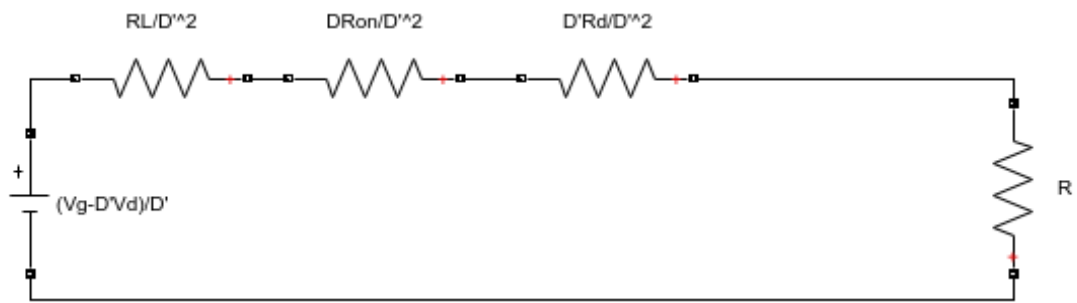


Figure II-19 état final Après avoir utilisé les propriétés du transformateur

En mettant l'équation (45) à zéro, ou à l'aide d'un diviseur de tension depuis la figure (20) on obtient la valeur de gain en tension :

$$V_o = \frac{R}{R + RL + DRon + D'Rd/D'^2} \left(\frac{1}{D'}\right) (Vg - D'Vd) \quad \text{Éq II-39}$$

$$G_v = \frac{V_o}{V_g} = \frac{1}{D'} \frac{1 - Vd/Vg}{1 + RL + DRon + D'Rd/RD'^2} \quad \text{Éq II-40}$$

### II.3.2.2 Le rendement :

Le rendement est donné par :

$$\eta = P_{out}/P_{in} \quad \text{Éq II-41}$$

$\eta = V_o D' I / V_g I$  Après simplification on a :

$$\eta = G_v \cdot D' \quad \text{Éq II-42}$$

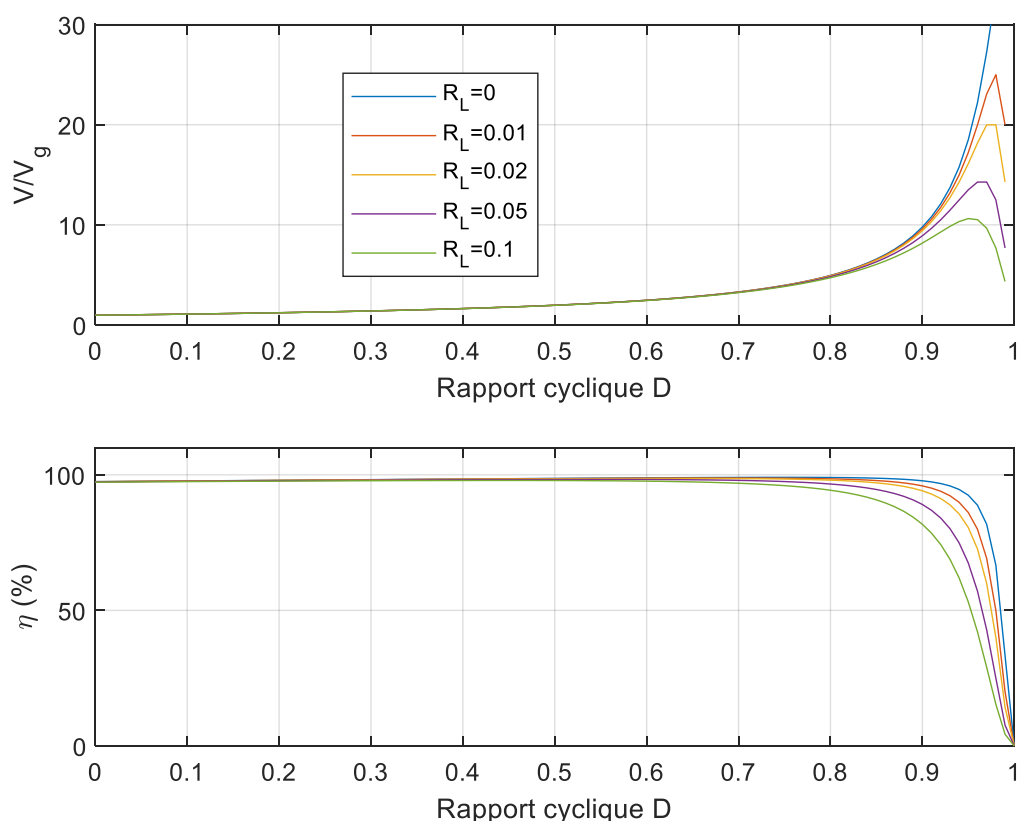


Figure II-20 Le gain en tension et le rendement, convertisseur Boost classique.

Dans la figure (20), on remarque que lorsque le rapport cyclique dépasse 90%, les pertes dues à la résistance de la bobine affectent plus sévèrement le gain et le rendement par rapport aux autres pertes ( $R_{on}$ ,  $R_d$  et  $V_d$ ).

L'effet de la résistance de bobine est relatif par rapport à la résistance de charge. Plus  $R_L$  est faible devant  $R$ , plus le gain en tension est élevé et plus le rendement est amélioré.

#### II.4 Conclusion :

Dans ce chapitre on a analysé le fonctionnement des deux convertisseurs classique Buck et Boost. L'analyse a été faite dans le cas idéal et lorsque les pertes sont prises en compte. Pour chaque cas un modèle est élaboré pour le convertisseur en utilisant la modélisation par le transformateur DC. Cette technique de modélisation a facilité l'obtention des expressions du gain en tension et du rendement.

Dans le chapitre suivant, on va s'intéresser à l'analyse et la modélisation de la structure proposée.

---

**CHAPITRE III:**  
**Tapped inductor convertisseur**

---

### III.1 Introduction :

Les convertisseurs conventionnels utilisés dans les applications d'énergie renouvelable, telles que les systèmes de production d'énergie solaire et les piles à combustible, convertissent l'énergie électrique avec un faible apport en tension continue. Pour relever le défi, un certain nombre des convertisseurs à gain élevé ont été développés et rapportés dans la littérature récente.

Les convertisseurs à bobines couplées sont une classe de convertisseurs bien connue et sont très communs pour les applications d'énergie renouvelable qui utilisent un dispositif magnétique couplé pour avoir des gains plus élevés. Ces convertisseurs peuvent atteindre un rapport de conversion plus large grâce à la sélection correcte du rapport de rotation et de polarité de l'enroulement.

Dans cette famille on trouve les convertisseurs à bobine à trois pôles ou bien en anglais Tapped-Inductor converters (TI converter). La bobine est divisée par le biais du troisième pôle en deux enroulements couplés. Le rapport de conversion de cette bobine «  $m$  » est défini par le rapport de nombre de spire de l'enroulement secondaire «  $n2$  » par celui de l'enroulement primaire «  $n1$  ». Selon l'élément connecté au troisième pôle de la bobine, on trouve trois structures différentes comme illustré ci-dessous [10] :

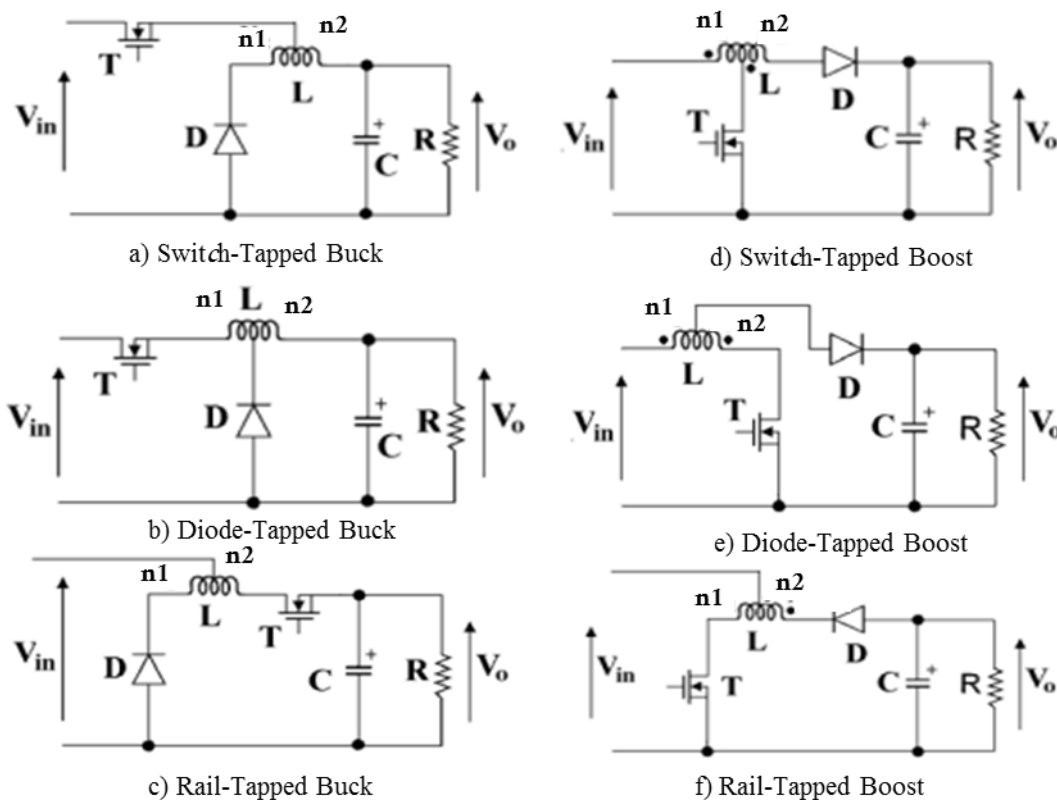


Figure III-1 les différents types de convertisseur TI

### III.2 Analyse du convertisseur TI :

Afin d'étudier le convertisseur TI, on doit remplacer la sa bobine L par son circuit équivalent, comme illustré dans Figure III-2.  $L_m$  représente l'inductance mutuelle. Le nombre de spire total de la bobine L vaut  $n=n1+n2$ .

$L_m$  est calculer de tel sort que l'inductance vue entre la borne a et c, avec la borne b ouverte, soit égale à L.

Mesure de l'inductance entre la borne a et c :

On Injecte une source tension alternative «  $v_L$  » et on mesure le courant «  $i_L$  ». L'impédance vaut:

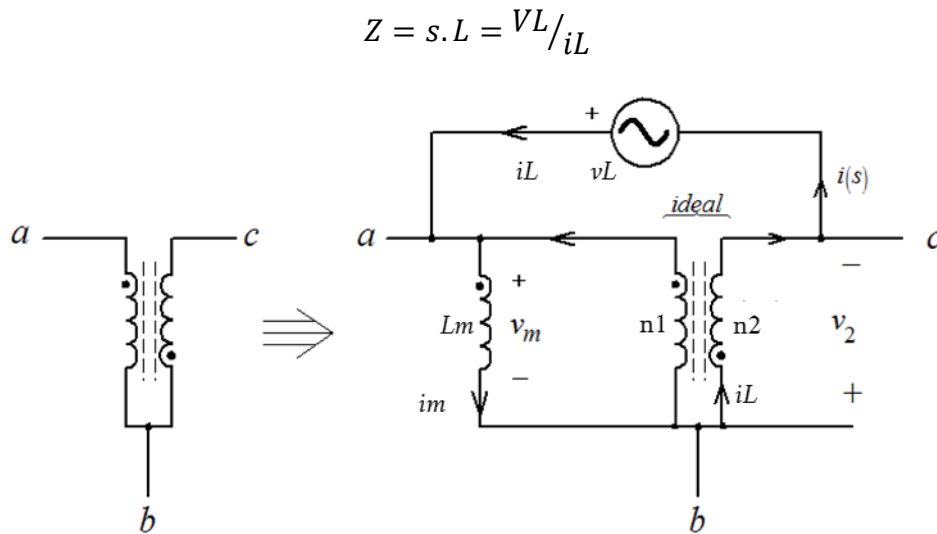


Figure III-2 La bobine magnétique

Le courant dans la bobine n2 est ( $i_L$ ) :  $i_2 = i_L$

Et le courant dans la bobine n1 est  $\frac{n_2}{n_1} \times i_L$ , sortant du point.

L'équation nodale pour le courant magnétisant  $I_m$  est :

$$i_m = i_L + \frac{n_2}{n_1} i_L \Rightarrow i_m = \frac{(n_1+n_2)}{n_1} i_L \quad \text{Éq III-1}$$

La tension aux bornes de l'inductance vaut:

$$V_m = S \times L_m \times i_m \Rightarrow V_m = S \times L_m \times \left(\frac{n_1+n_2}{n_1}\right) i \quad \text{Éq III-2}$$

Avec S est l'opérateur de transformer de la place

La tension aux bornes de la bobine n2 est :

$$V_2 = \frac{n_2}{n_1} V_m \quad \text{Éq III-3}$$

L'équation du nœud est :  $V_m = V_L - V_2$

$$V_m = V_L - \frac{n_2}{n_1} V_m \Rightarrow V_L = \left(1 + \frac{n_2}{n_1}\right) V_m \quad \text{Éq III-4}$$

$$V_L = \left(\frac{n_1+n_2}{n_1}\right) V_m \Rightarrow V_m = \left(\frac{n_1}{n_1+n_2}\right) V_L \quad \text{Éq III-5}$$

la tension VL est :

$$VL = S \left( \frac{n1+n2}{n1} \right) Lm \times iL \tag{Éq III-6}$$

donc l'inductance entre les bornes a et c vaut :

$$\boxed{L = \left( \frac{n1+n2}{n1} \right)^2 Lm} \Rightarrow \boxed{Lm = \left( \frac{n1}{n1+n2} \right)^2 L} \tag{Éq III-7}$$

### III.3 Modélisation du convertisseur TI abaisseur:

Le montage du convertisseur TI abaisseur utilisé dans notre étude est illustré dans la Figure III-3. Son schéma équivalent est représenté dans la Figure III-4

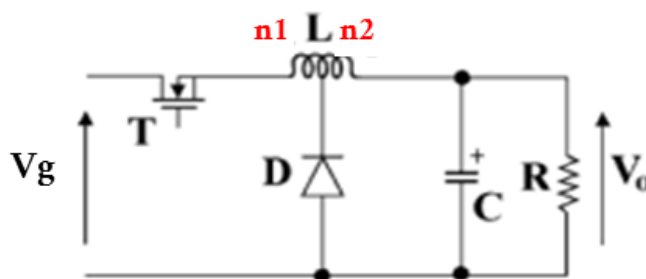


Figure III-3 Tapped inductor Buck Converter

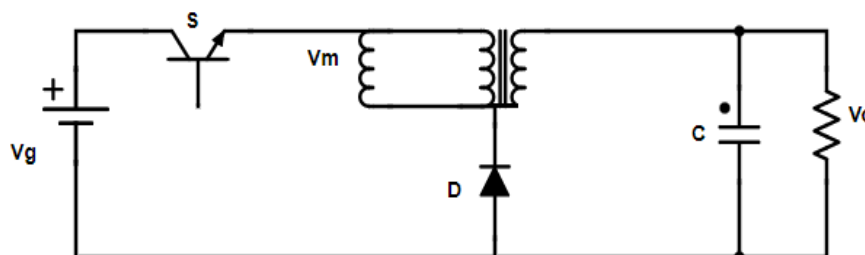


Figure III-4 Circuit équivalent « Tapped inductor »

#### III.3.1 Cas idéal:

Dans cette partie, tous les composants sont supposés parfaits.

Pour  $0 \leq t \leq DT$

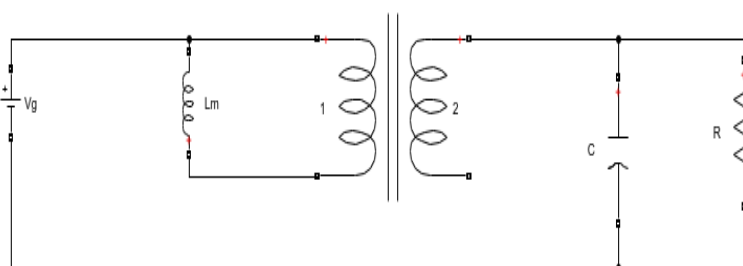


Figure III-5 TI Buck Durant la fermeture du switch

$$Vg - Vo - Vl = 0 \tag{Éq III-8}$$

$$Vl = \frac{n1+n2}{n1} Vm \tag{Éq III-9}$$

$$Vl = Vg - Vo \tag{Éq III-10}$$

$$\text{Et (2)} \quad Vm = \frac{n1}{n1+n2} (Vg - Vo)$$

$$\text{Éq III-11}$$

Pour  $DT \leq t \leq T$

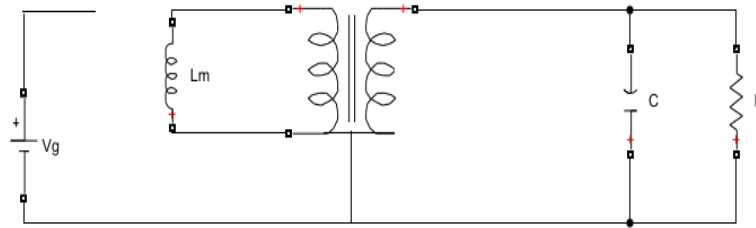


Figure III-6 TI Buck durant l'ouverture du switch

$$V2 = \frac{n2}{n1} V1 = \frac{n2}{n1} Vm = -Vo$$

$$\text{Éq III-12}$$

$$Vm = -\frac{n1}{n2} Vo$$

$$\text{Éq III-13}$$

Au sens des valeurs moyennes, on trouve :

$$\langle Vm \rangle = D \left[ \frac{n1}{n1+n2} (Vg - Vo) \right] + D' \left[ -\frac{n1}{n2} Vo \right] = 0$$

$$\text{Éq III-14}$$

$$\langle Vm \rangle = \frac{n1}{n1+n2} DVg - \frac{n1}{n1+n2} DVo - \frac{n1}{n2} D'Vo = 0$$

$$\text{Éq III-15}$$

$$\frac{n1}{n1+n2} DVg = \frac{n1}{n1+n2} DVo + \frac{n1}{n2} D'Vo$$

$$\text{Éq III-16}$$

Le gain en tension est donné comme suit :

$$\frac{Vo}{Vg} = \frac{D^{n1/n1+n2}}{D^{n1/n1+n2} + D'^{n1/n2}}$$

$$\text{Éq III-17}$$

$$\frac{Vo}{Vg} = \frac{D}{D + D'ny}$$

$$\text{Éq III-18}$$

$$\text{Avec } nx = \frac{n1+n2}{n1} \quad \text{Et} \quad ny = \frac{n1+n2}{n2}$$

Pour les différents courants dans le circuit, on trouve :

$$\text{Pour } 0 \leq t \leq DT$$

$$\text{pour } DT \leq t \leq T$$

$$io = iL = ig$$

$$ig = 0 \quad im = \frac{n1+n2}{n1} iL$$

$$ic = \frac{n1+n2}{n2} il - \frac{Vo}{R}$$

$$ic = il - \frac{Vo}{R}$$

$$io = i2 = \frac{n1}{n2} i1 \quad \text{Avec} \quad i1 = im$$

$$io = \frac{n1}{n2} \frac{n1+n2}{n1} iL \quad \Leftrightarrow \quad io = \frac{n1+n2}{n2} iL$$

La valeur moyenne de chaque courant est donné par :

$$\langle io \rangle = Dil + D' \frac{n1+n2}{n2} iL$$

$$\text{Éq III-19}$$

$$\langle ig \rangle = 0 \Rightarrow DiL = 0$$

$$\text{Éq III-20}$$

$$\langle ic \rangle = D \left[ il - \frac{Vo}{R} \right] + D' \left[ \frac{n1+n2}{n2} il - \frac{Vo}{R} \right] = 0$$

$$\text{Éq III-21}$$

Le gain en courant est donné par :

$$\frac{i_o}{i_g} = 1 + \frac{D' n_1 + n_2}{D n_2} \Rightarrow \frac{i_o}{i_g} = \frac{D + D' n y}{D} \quad \text{Éq III-22}$$

Maintenant, on peut calculer le rendement du convertisseur. Il est donné par:

$$\eta = \frac{V_o i_o}{V_g i_g} = 1 \quad \text{Éq III-23}$$

La Figure III-7 représente la fonction de transfert ou bien le gain en tension.

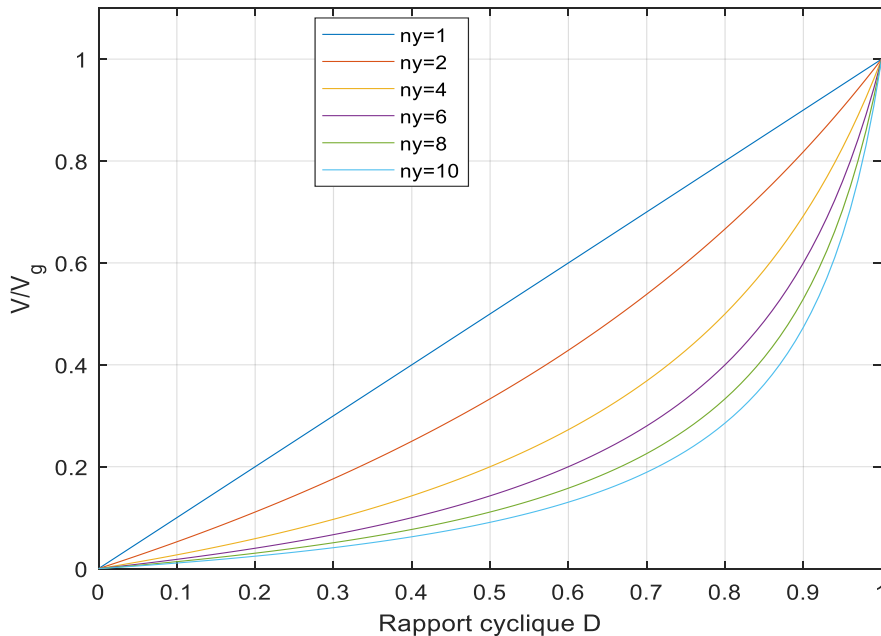


Figure III-7 Le gain en tension, rapport cyclique

D’après La Figure III-7, on remarque que la courbe du gain en tension change sa forme selon la valeur du rapport  $ny$ . Lorsque  $ny=10$ , on peut avoir à la sortie du convertisseur une tension de valeur égale à 10% par rapport à la tension d’entrée et avec un rapport cyclique  $D=0.5$ . Cette propriété permet un fonctionnement aisé du switch. Faire fonctionner le switch à des rapports cycliques inférieurs à 10% ou bien supérieurs à 90% va entraîner des pertes excessives dues aux commutations ON et OFF durant des intervalles trop petites.

### III.3.1.1 Le modèle du transformateur DC pour le convertisseur TI abaisseur (cas idéal) :

On se basant sur les équations les équations III.15, III.20 et III.21 on peut développer le modèle du transformateur DC comme indiquées les Figure III-8 et Figure III-9.

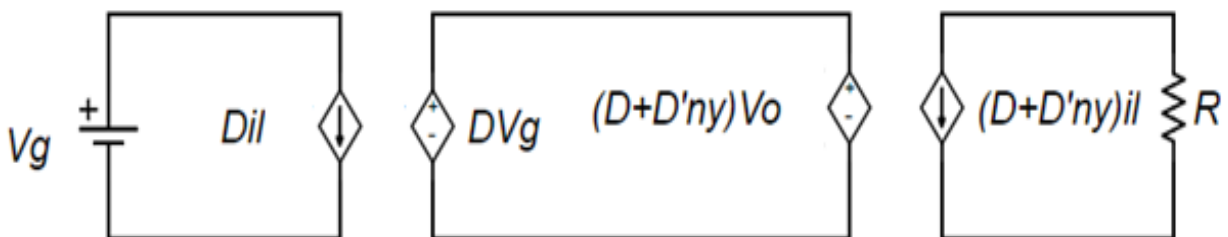


Figure III-8 Modèle des sources dépendantes

Modèle de circuit équivalent du convertisseur abaisseur, forme de transformateur DC dans la Figure III-9:

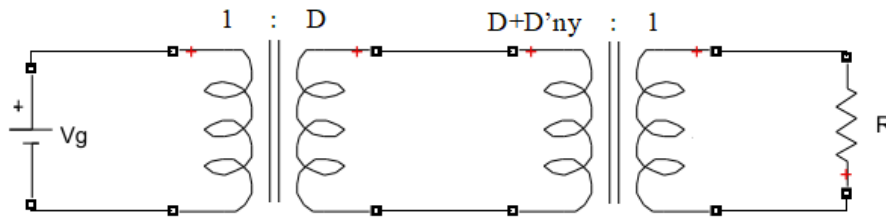


Figure III-9 Modèle de transformateur DC

### III.3.2 Insertion des pertes de cuivre dans l'inductance :

Le modèle de transformateur DC peut être étendu pour modéliser d'autres caractéristiques du convertisseur, telles que les sources de pertes de puissance, en entrant la valeur de résistance indésirable dans le calcul.

Les inducteurs pratiques présentent des pertes d'énergie de deux types : (1) perte de cuivre, résultant de la résistance du fil, et (2) perte de noyau, due à l'hystérésis et aux pertes par courants de Foucault dans le noyau magnétique. Un modèle pratique décrivant la perte de cuivre dans une inductance est illustré dans la figure suivante, où deux résistances sont placées en série avec l'inductance. L'un à côté de la bobine  $n_1$  et l'autre à la bobine  $n_2$ , l'inductance réelle consiste en une inductance idéale,  $L$ , en série avec la résistance de perte de cuivre.[11]

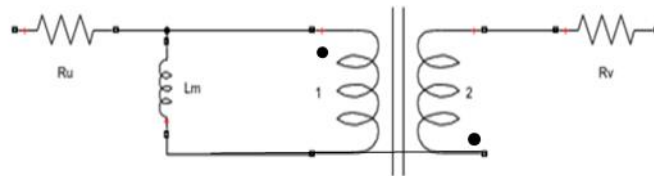


Figure III-10 Représentation théorique pour les résistances internes

Le modèle d'inductance donné dans la Figure III-10 est utilisé dans le circuit du convertisseur TI élévateur. Le circuit peut maintenant être analysé de la même manière que dans le cas sans perte, en utilisant les principes de l'équilibre volt-seconde de l'inductance, de l'équilibre de charge du condensateur et de l'approximation des petites ondulations.

**Pour  $0 \leq t \leq DT$**

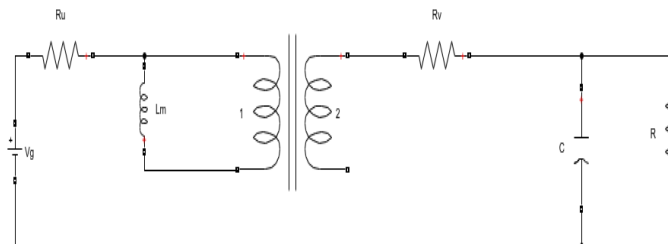


Figure III-11 TI Buck durant la fermeture du switch

$$ig = iL = io$$

$$VL = Vg - (Rv + Ru)iL \quad \text{Éq III-24}$$

$$VL = Vg - RL \cdot iL \quad \text{Éq III-25}$$

$$ic = io - \frac{Vo}{R} \Rightarrow ic = iL - \frac{Vo}{R} \quad \text{Éq III-26}$$

**Pour  $DT \leq t \leq T$**

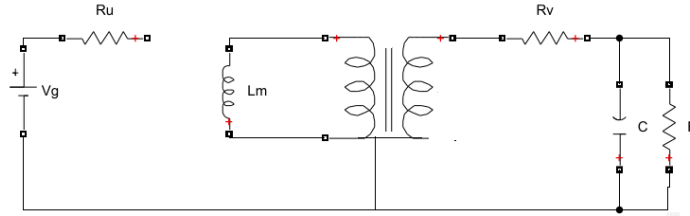


Figure III-12 TI Buck durant l'ouverture du switch

$$Vg = 0$$

$$V2 = -Vo - Rv io \quad \text{Éq III-27}$$

$$\text{Avec } Rv = RL \frac{n2}{n1+n2} = \frac{Rl}{ny} \quad \text{Et } Ru = \frac{n1}{n1+n2} = \frac{RL}{nx} \quad \text{Et } io = ny iL$$

$$V2 = -Vo - RL iL \quad \text{Éq III-28}$$

$$\text{Avec } V2 = \frac{n2}{n1} V1 \quad V1 = Vm \quad \text{Et } Vm = \frac{VL}{nx}$$

$$\text{donc } V2 = \frac{n2}{n1+n2} VL = \frac{VL}{ny} \quad \text{Éq III-30}$$

$$VL = -ny Vo - RL iL ny \quad \text{Éq III-31}$$

La valeur moyenne, de la tension d'inductance, est :

$$\langle VL \rangle = D[Vg - Vo - RL iL] - D'[ny Vo + ny RL iL] = 0 \quad \text{Éq III-32}$$

$$D Vg - [D + D'ny]Vo - [D + D'ny]RL iL = 0 \quad \text{Éq III-33}$$

La valeur moyenne, pour la forme d'onde actuelle du condensateur est

$$\langle ic \rangle = \left[ iL - \frac{Vo}{R} \right] D + D' \left[ ny iL - \frac{Vo}{R} \right] = 0 \quad \text{Éq III-34}$$

$$[D + D'ny]iL - \frac{Vo}{R} = 0 \quad \text{Éq III-35}$$

$$\langle ig \rangle = D iL = 0 \quad \text{Éq III-36}$$

$$\langle io \rangle = D[iL] + D'[ny iL] = 0 \Rightarrow [D + D'ny]iL = 0 \quad \text{Éq III-37}$$

Le modèle de transformateur DC pour le convertisseur TI abaisseur non idéal :

À partir des équations (33) (35) et (37) on a :

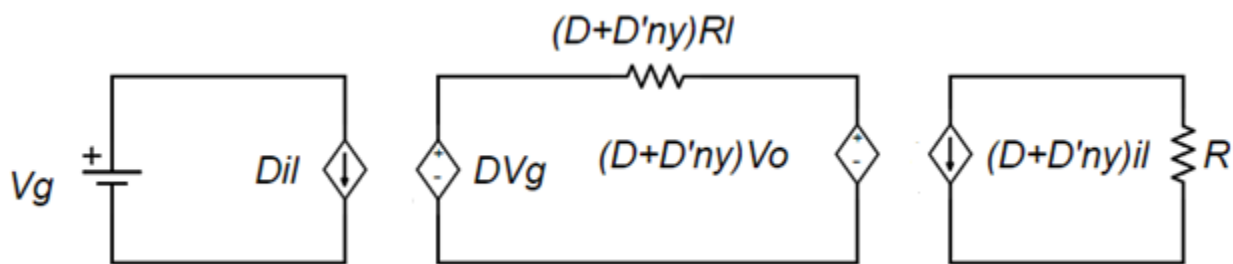


Figure III-13 Modèle des sources dépendantes

Modèle de circuit équivalent du convertisseur abaisseur, forme de transformateur DC :



Figure III-14 Modèle de transformateur DC

Après avoir appliqué les propriétés ci-dessus des transformateurs :

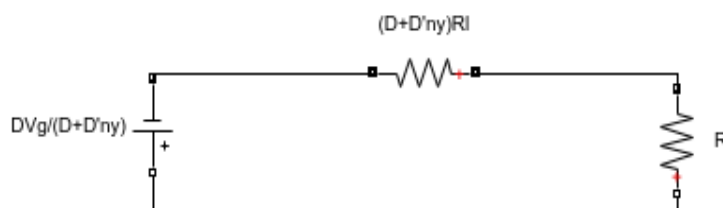


Figure III-15 Circuit simplifié du modèle du transformateur DC

Vo la tension aux borne de la résistance R :

$$\frac{V_o}{V_g} = \frac{1}{1 + \frac{Rl}{(D+D'ny)R}} \frac{D}{D+D'ny} \tag{Eq III-38}$$

Le rendement du convertisseur est :

$$\eta = \frac{V_o I_o}{V_g I_g} \Rightarrow \eta = \frac{1}{1 + \frac{Rl}{(D+D'ny)R}} \tag{Eq III-39}$$

La figure (16) représenté le gain en tension et le rendement de Tapped inductor pour  $ny = 8$  :

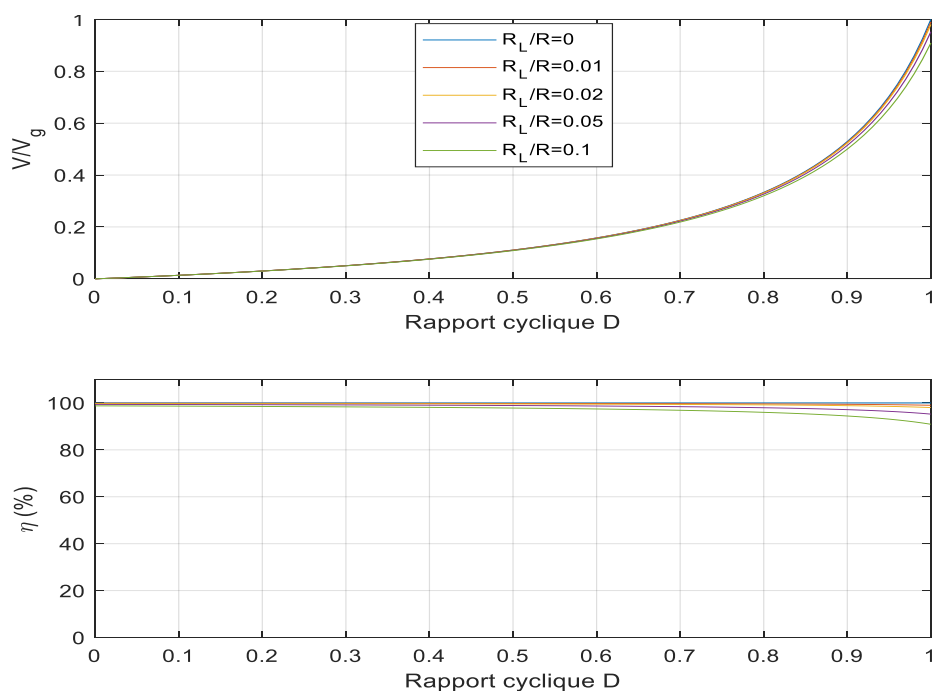


Figure III-16 Le gain en tension, le rendement, rapport cyclique

### III.3.3 Inclusion des pertes de cuivre du semi-conducteur :

Une autre source importante de perte de puissance est la perte de conductibilité due au dispositif semi-conducteur.

Tension directe du transistor à effet de champ (mosfet) (R<sub>DS(on)</sub>). Ou transistor bipolaire (BJt) peut être modélisé avec une précision raisonnable  $R_{on}$ . Et quand la diode est polariser en directe, nous la représentons avec une résistance  $R_D$  et tension  $V_D$ .

De la même manière nous analysons le circuit dans les deux cas :

**Pour  $0 \leq t \leq DT$**

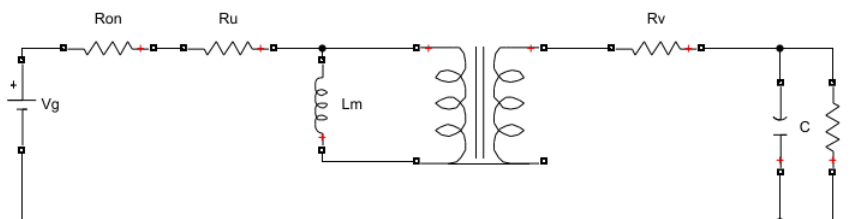


Figure III-17 TI Buck durant la fermeture du switch

$$i_g = i_o = i_l$$

La tension aux bornes de l'inductance est :

$$V_l = V_g - V_o - (R_{on} + R_l)i_l \tag{Éq III-40}$$

Et le courant de condensateur  $i_c$  est :

$$i_c = i_l - \frac{V_o}{R} \tag{Éq III-41}$$

Pour  $DT \leq t \leq T$

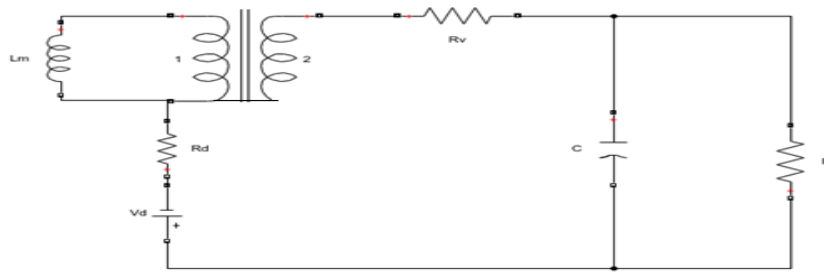


Figure III-18 TI Buck durant l'ouverture du switch

$$i1 = im \quad \text{et} \quad i2 = io$$

Et comme nous l'avons mentionné plus tôt :

$$im = \frac{n1+n2}{n1} \cdot il \tag{Éq III-42}$$

$$\text{Nous avons } ic = \frac{n1}{n2} \cdot im - \frac{Vo}{R}$$

$$ic = ny \cdot il - \frac{Vo}{R}$$

La valeur moyenne, de la tension d'inductance:

$$\langle Vl \rangle = D[Vg - Vo - (Ron + Rl)il] - D'[nyVd + nyVo + (Rlny + Rdny^2)il] \tag{Éq III-43}$$

Donc

$$-Vg \cdot D - (D + D' \cdot ny) - D'ny \cdot Vd - [(D + D' \cdot ny)Rl + D \cdot Ron - D' \cdot Rd \cdot ny^2]il = 0 \tag{Éq III-44}$$

La valeur moyenne, pour la forme d'onde actuelle du condensateur est :

$$\langle ic \rangle = D \left[ il - \frac{Vo}{R} \right] + D' \left[ ny \cdot il - \frac{Vo}{R} \right] \Rightarrow (D + D' \cdot ny)il - \frac{Vo}{R} \tag{Éq III-45}$$

$$\langle ig \rangle = D \cdot il \tag{Éq III-46}$$

Le modèle de transformateur DC pour le convertisseur « Tapped » abaisseur non idéal :

À partir des équations (45) (46) (47) on a :

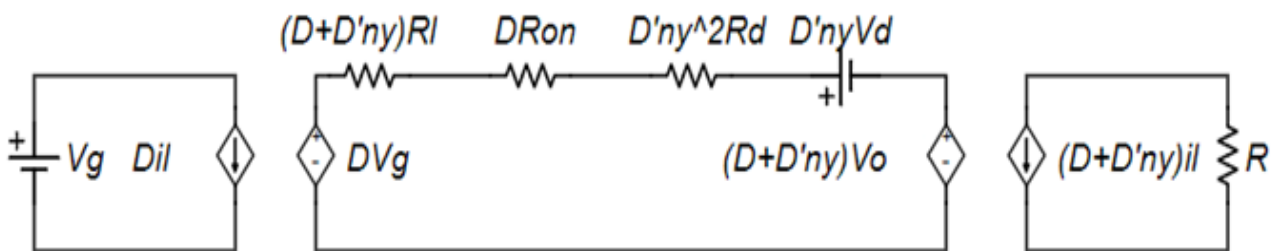


Figure III-19 Modèle des sources dépendantes

Modèle de circuit équivalent du convertisseur abaisseur, forme de transformateur DC :

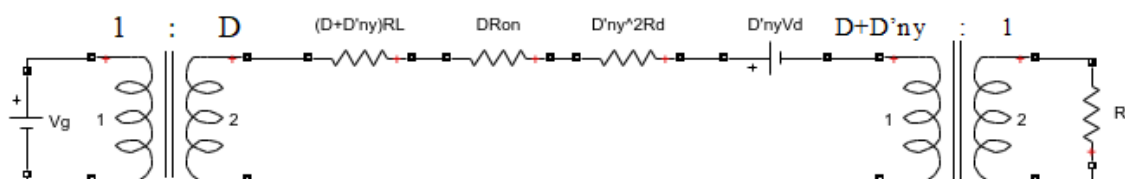


Figure III-20 Modèle du transformateur DC

Nous appliquons les propriétés idéales du transformateur :

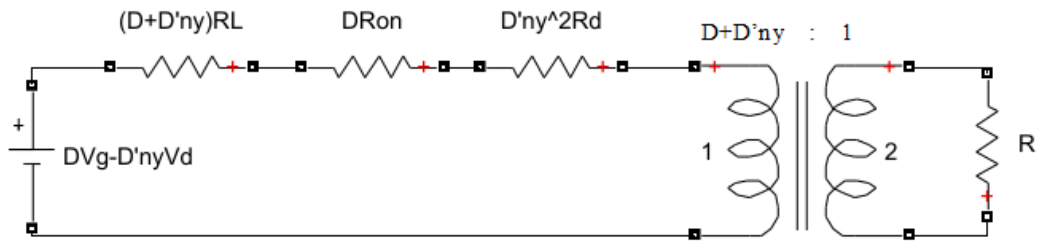


Figure III-21 simplification de modèle du transformateur DC

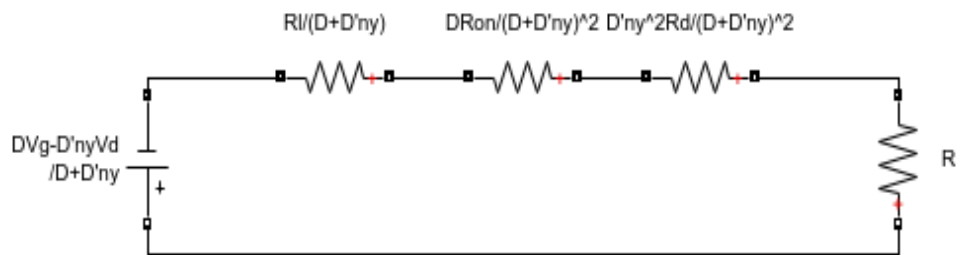


Figure III-22 Circuit simplifié de modèle du transformateur DC

En utilisant un diviseur de tension :

$$V_o = \frac{R}{R + \frac{R_L}{D+D'ny} + \frac{D R_{on}}{(D+D'ny)^2} + \frac{D'^2 ny^2 R_d}{(D+D'ny)^2}} \frac{D V_g - D' ny V_d}{D+D'ny} \quad \text{Éq III-47}$$

On obtient le rapport de conversion :

$$\frac{v_o}{V_g} = \frac{D}{D+D'ny} \left[ 1 - \frac{D' ny}{D} \frac{V_d}{V_g} \right] \quad \text{Éq III-48}$$

$$\text{Avec } A = 1 + \frac{R_L}{(D+D'ny)R} + \frac{D R_{on}}{R(D+D'ny)^2} + \frac{D'^2 ny^2 R_d}{R(D+D'ny)^2} \quad \text{Éq III-49}$$

### III.3.3.1 Le rendement :

$$\text{On a } \frac{i_o}{i_g} = \frac{D+D'ny}{D} \quad \text{Éq III-50}$$

Donc

$$\eta = \frac{1}{1+A} \left[ 1 - \frac{D}{D'} ny \frac{V_d}{V_g} \right] \quad \text{Éq III-51}$$

La figure (23) représente le gain en tension et le rendement du convertisseur en question.

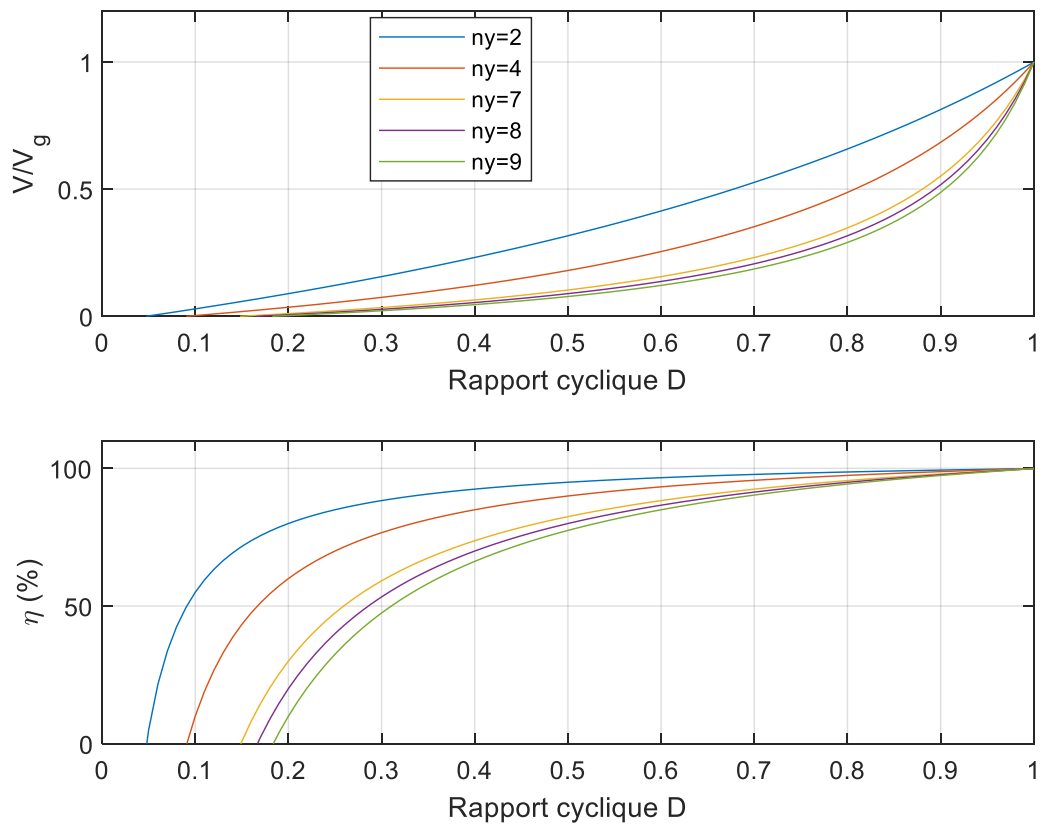


Figure III-23 Gain en tension et le rendement en fonction du rapport cyclique

### III.4 Modélisation de convertisseur TI éleveur :

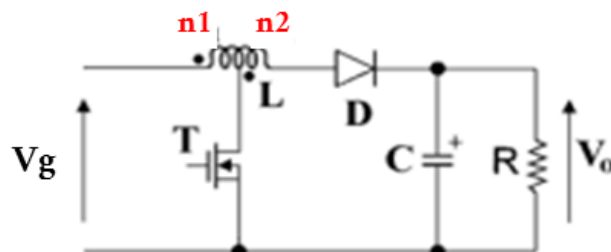


Figure III-24 Convertisseur TI Boost

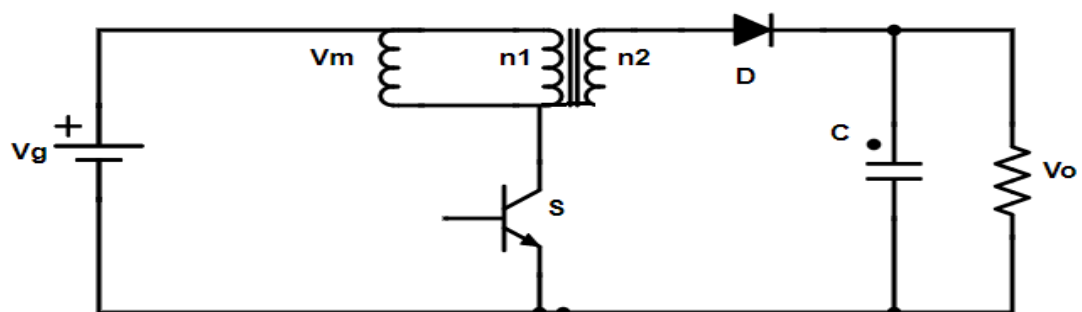


Figure III-25 circuit équivalent

III.4.1 Cas idéal:

Pour  $0 \leq t \leq DT$

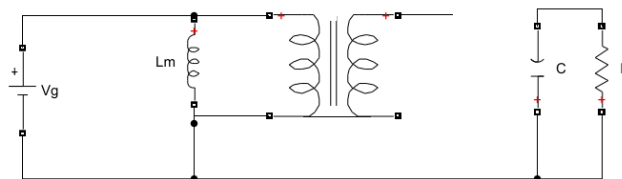


Figure III-26 TI Boost pendant que le transistor est fermé

$$V_m = V_g$$

$$\text{Avec } V_m = \frac{n_1}{n_1+n_2} V_l \tag{Éq III-52}$$

Donc la tension d'inductance est :

$$V_l = \frac{n_1+n_2}{n_1} V_g \tag{Éq III-53}$$

Pour  $DT \leq t \leq T$

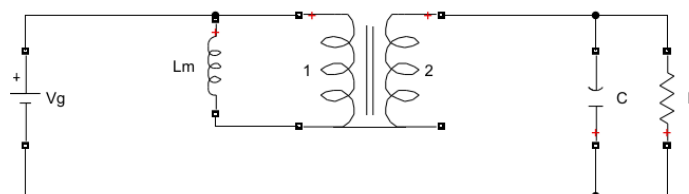


Figure III-27 TI Boost pendant que le transistor est ouvert

$$V_g - V_l - V_o = 0 \tag{Éq III-54}$$

La tension d'inductance est :

$$V_l = V_g - V_o \tag{Éq III-55}$$

Et la tension aux bornes la bobine Lm est :

$$V_m = \frac{n_1}{n_1+n_2} (V_g - V_o) \tag{Éq III-56}$$

La valeur moyenne, est :

$$\langle V_m \rangle = 0 \Rightarrow DV_g + D' \left[ \frac{n_1}{n_1+n_2} (V_g - V_o) \right] \tag{Éq III-57}$$

$$\Rightarrow DV_g + D' \frac{n_1}{n_1+n_2} V_g = D' \frac{n_1}{n_1+n_2} V_o \tag{Éq III-58}$$

Donc la valeur de gain en tension est :

$$\frac{V_o}{V_g} = 1 + \frac{D}{D'} nx \tag{Éq III-59}$$

$$\text{Avec } nx = \frac{n_1+n_2}{n_1} \tag{Éq III-60}$$

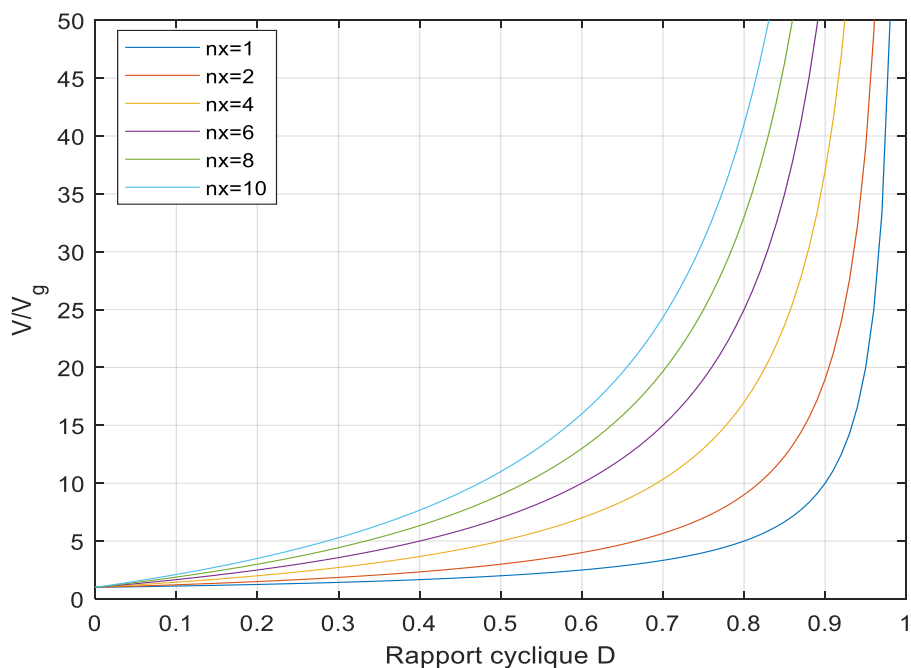


Figure III-28 Le gain en tension

Forme d'onde actuelle

Rappel :

$$Lm = \left(\frac{n_1}{n_1+n_2}\right)^2 L ; \quad Vl = \frac{n_1+n_2}{n_1} Vm ; \quad il = \frac{n_1}{n_1+n_2} im$$

Pour  $0 \leq t \leq DT$

pour  $DT \leq t \leq T$

$$ig = im = \frac{n_1+n_2}{n_1} il$$

$$ig = io = il$$

Et  $io = 0$

$$ic = il - \frac{Vo}{R}$$

$$ic = -\frac{Vo}{R}$$

La valeur moyenne :

$$\langle ig \rangle = D \left[ \frac{n_1+n_2}{n_1} il \right] + D' [il] \tag{Éq III-61}$$

$$\langle io \rangle = D' [il] \tag{Éq III-62}$$

$$\text{Et } \langle ic \rangle = D' il - \frac{Vo}{R} \tag{Éq III-63}$$

$$\frac{io}{ig} = \frac{D'}{D'+Dnx} \quad \text{Donc} \quad \frac{io}{ig} = \frac{1}{1+\frac{D}{D'nx}} \tag{Éq III-64}$$

### III.4.1.1 Le rendement :

$$\eta = \frac{VoIo}{VgIg} = 1 \quad \text{Pour le cas idéal ;}$$

III.4.1.2 Modèle de transformateur dc pour le convertisseur TI élévateur idéal:

A partir Des deux équations (62) (64) la valeur moyenne de l'inductance est :

$$\langle Vl \rangle = (Dnx + D')Vg + D'Vo \tag{Eq III-65}$$

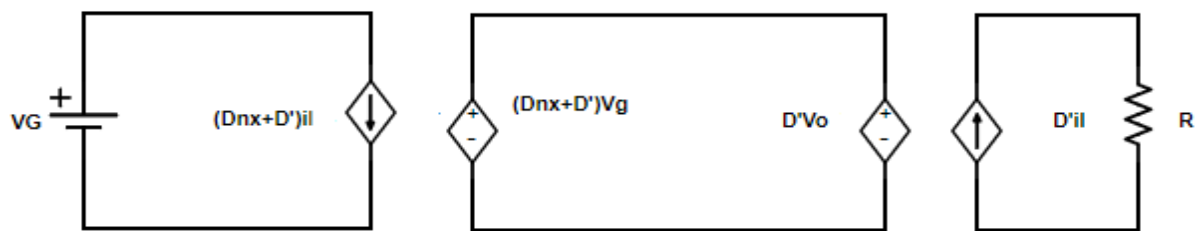


Figure III-29 modèle des sources dépendantes

Circuit équivalent du convertisseur élévateur :

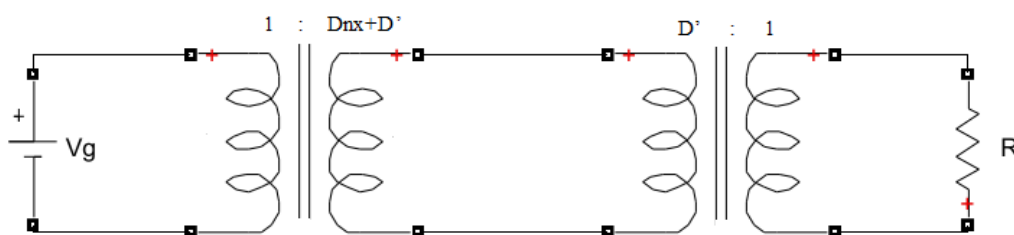


Figure III-30 Modèle du transformateur DC

III.4.2 Insertion de perte de cuivre dans l'inductance :

Rappel :

$$Rl = Rv + Ru$$

$$\text{Avec } Rv = \frac{n2^2}{n1+n2} Rl \text{ Et } Ru = \frac{n1^2}{n1+n2} Rl \tag{Eq III-66}$$

$$\text{Et } Vl = nxVm ; im = nxil$$

**Pour  $0 \leq t \leq DT$**

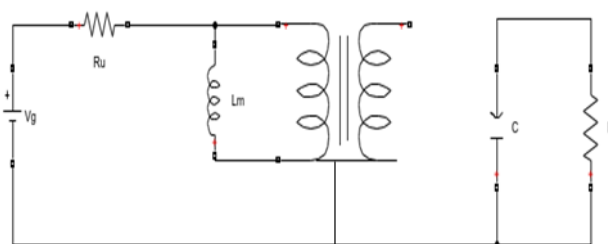


Figure III-31 TI Boost durant la fermeture du switch

$$Vm = Vg - Ruig \text{ Avec } ig = im, \text{ donc } ig = nxil$$

$$Vl = nxVg - nx^2ilRu \tag{Eq III-67}$$

$$\text{Finalement } Vl = nxVg - nxRlil$$

Le courant de condensateur :

$$ic = -Vo/R \tag{Eq III-68}$$

**Et pour  $DT \leq t \leq T$**

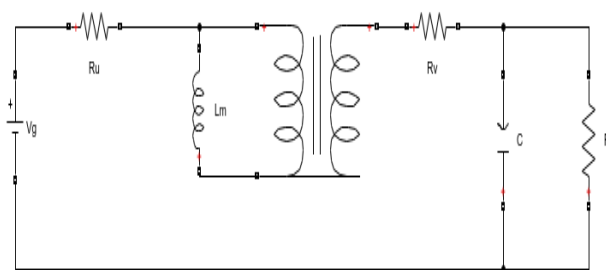


Figure III-32 TI Boost durant l'ouverture du switch

$$Vl = Vg - Rlil - Vo \tag{Éq III-69}$$

$$ig = io = il \tag{Éq III-70}$$

Et le courant de condensateur  $ic$  est :

$$ic = il - \frac{Vo}{R} \tag{Éq III-71}$$

La valeur moyenne, est :

$$\langle VL \rangle = 0 \Rightarrow D[nx Vg - nx RL iL] + D'[Vg - RL iL - Vo] \tag{Éq III-72}$$

$$[Dnx + D']Vg - [Dnx]iL RL + D'Vo = 0 \tag{Éq III-73}$$

$$\langle ic \rangle = 0 \Rightarrow D \left[ \frac{Vo}{R} \right] + D' \left[ il - \frac{Vo}{R} \right] \tag{Éq III-74}$$

$$-\frac{Vo}{R} + D'il = 0 \tag{Éq III-75}$$

$$\langle ig \rangle = 0 \Rightarrow [Dnx + D']il \tag{Éq III-76}$$

### III.4.2.1 Modèle de transformateur dc pour le convertisseur TI élévateur non idéal:

A partir du les équations suivant ; (73) (75) (77) on a :

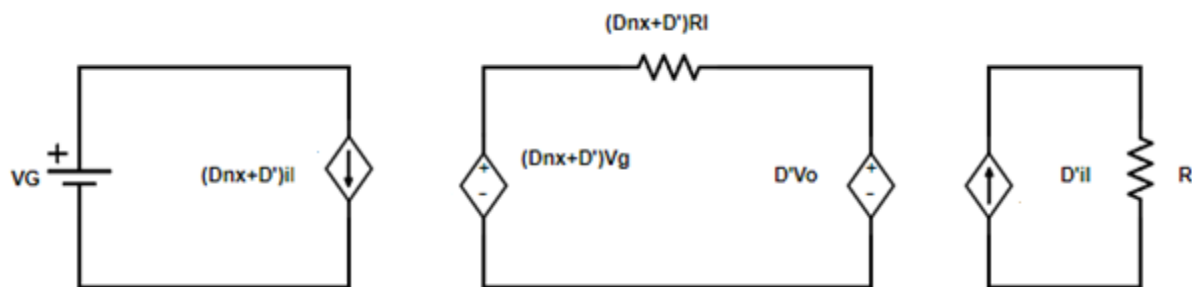


Figure III-33 Modèle des sources dépendantes

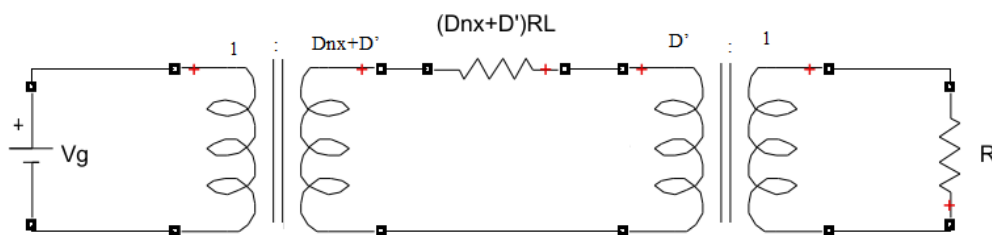


Figure III-34 Modèle du transformateur DC

Après avoir appliqué les propriétés on a :



Figure III-35 Circuit simplifié du modèle de transformateur DC

Basé sur la figure (42) On applique la loi du diviseur de tension :

$$Vo = \frac{R}{R + (Dnx + D')Rl/D'^2} \frac{Dnx + D'}{D'} Vg \tag{Éq III-77}$$

Donc le gain est :

$$\frac{Vo}{Vg} = \frac{1}{1 + Dnx + D'/D'^2 \frac{Rl}{R}} \frac{Dnx + D'}{D'} \tag{Éq III-78}$$

Le rendement :

On a le courant de sortie  $Io = D'il$

Et le courant d'entrée  $Ig = (Dnx + D')il$

Donc  $\frac{Io}{Ig} = \frac{D'}{D' + Dnx}$  Éq III-79

$$\eta = \frac{Vo Io}{Vg Ig} = \frac{1}{1 + Dnx + D'/D'^2 \frac{Rl}{R}} \tag{Éq III-80}$$

D'après les équations (79) et (81) on va dessiner pour nx=9 :

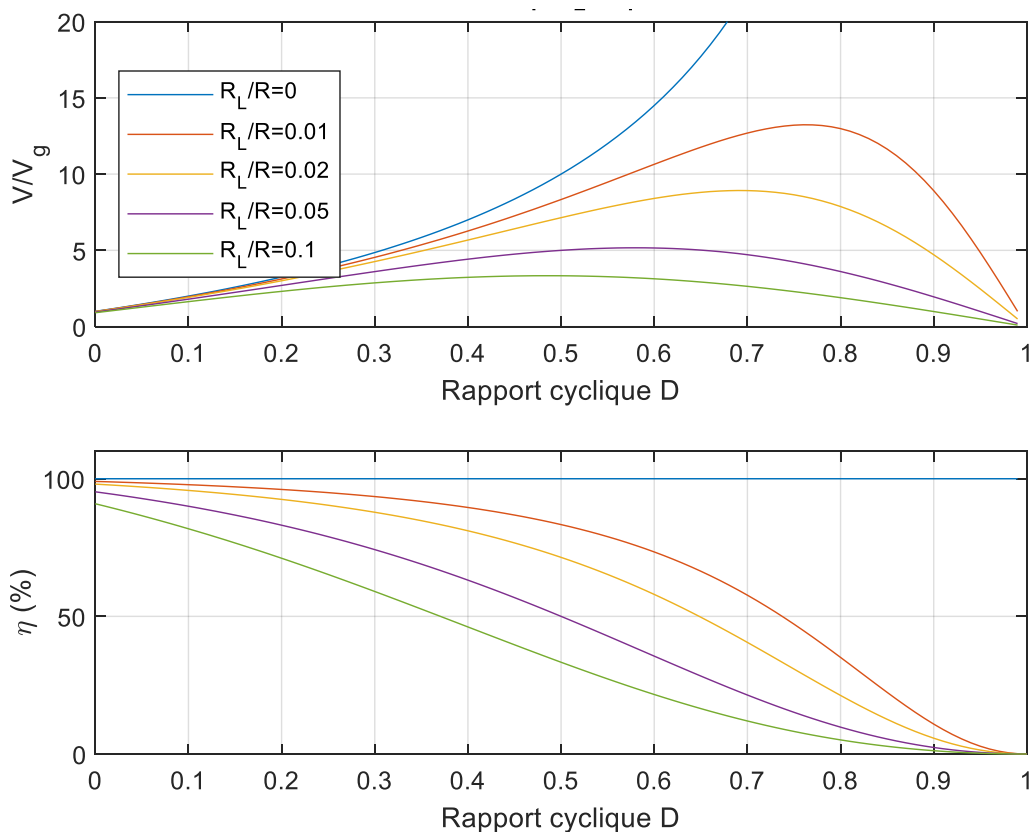


Figure III-36 Le gain en tension, le rendement du convertisseur en fonction du rapport cyclique

Avec une valeur de résistance accrue, noter le manque de degré d'efficacité, Mais le rendement par rapport le convertisseur classique est meilleur.

### III.4.3 Inclusion des pertes de cuivre du semi-conducteur :

Pour  $0 \leq t \leq DT$

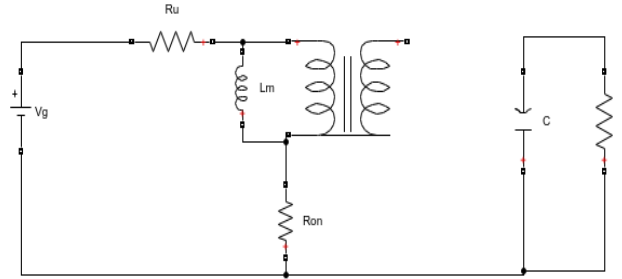


Figure III-37 TI Boost durant la fermeture du switch

$$Vg - Vm - (Ron + Ru)ig = 0 \quad \text{Éq III-81}$$

$$\text{Avec } ig = im = nxil \text{ Et } Vl = nxVm \quad \text{Éq III-82}$$

Donc la tension d'inductance est :

$$Vl = nxVg - (nx^2Ron + Rlnx)il \quad \text{Éq III-83}$$

Et le courant de condensateur ic est :

$$ic = -\frac{Vo}{R} \quad \text{Éq III-84}$$

Et pour  $DT \leq t \leq T$

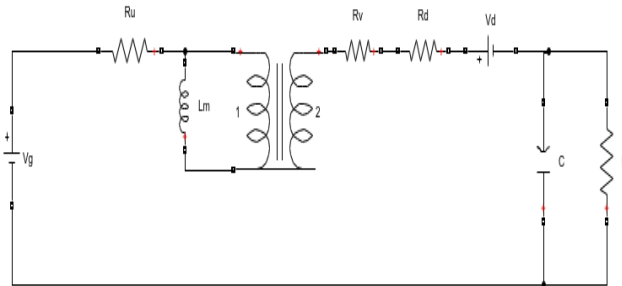


Figure III-38 TI Boost durant l'ouverture du switch

La tension d'inductance est :

$$Vl = Vg - Vd - Vo - (Rl + Rd)il \quad \text{Éq III-85}$$

Et le courant de condensateur ic est :

$$ic = il - \frac{Vo}{R} \quad \text{Éq III-86}$$

La valeur moyenne d'inductance, est :

$$\langle Vl \rangle = 0$$

$$\Rightarrow [Dnx + D']Vg - D'Vd - [Dnx + D']Rlil - [Dnx^2Ron + D'Rd]il - D'Vo = 0 \quad \text{Éq III-87}$$

Cette équation a été dérivée en utilisant la loi de tension de Kirchhoff pour trouver la tension d'inductance sur chaque sous-période. Les résultats ont été moyennés et mis à zéro.

III.4.3.1 Modèle de transformateur dc pour le convertisseur TI élévateur non idéal:

La valeur moyenne :

$$\langle ic \rangle = 0 \Rightarrow D'il - \frac{Vo}{R} \tag{Eq III-88}$$

$$\langle ig \rangle = 0 \Rightarrow [Dnx + D']il \tag{Eq III-89}$$

$$\langle io \rangle = 0 \Rightarrow D'il \tag{Eq III-90}$$

Ces équations indiquent que les composantes continues de la tension de l'inductance et du courant du condensateur sont égales à zéro. Plutôt que de résoudre algébriquement les équations comme dans la section précédente, nous pouvons reconstruire un modèle de circuit basé sur ces équations, qui décrit le comportement en courant continu du convertisseur élévateur avec perte de cuivre dans l'inductance. Cela se fait en construisant un circuit dont Kirchoff.

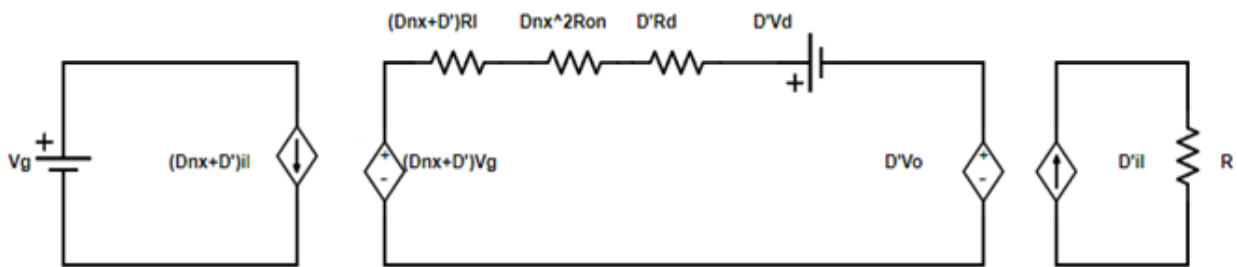


Figure III-39 Modèle des sources dépendantes

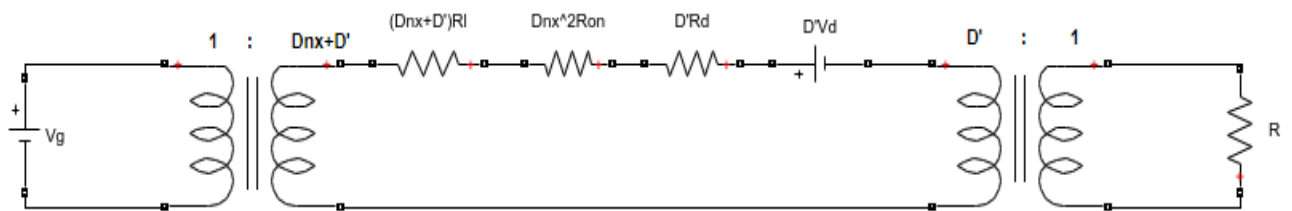


Figure III-40 Modèle du transformateur DC

En appliquant à nouveau les propriétés des transformateurs :

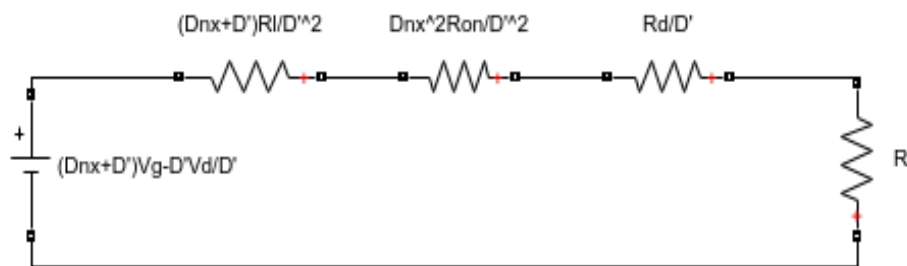


Figure III-41 Circuit simplifié du modèle du transformateur DC

Ensuite, nous utilisons la loi du diviseur de tension, on a :

$$Vo = \frac{R}{R + \frac{(Dnx+D')Rl}{D'^2} + \frac{Dnx^2Ron}{D'^2} + \frac{Rd}{D'}} \left[ \frac{(Dnx+D')}{D'} Vg - Vd \right] \tag{Eq III-91}$$

Donc le gain en tension égal :

$$\frac{V_o}{V_g} = \frac{1}{1+A} \left[ \frac{(D_{nx}+D')}{D'} - \frac{V_d}{V_g} \right] \tag{Éq III-92}$$

$$\text{Avec } A = \frac{(D_{nx} + D')R_l}{D'^2 R} + \frac{D}{D'^2 R} n x^2 R_{on} + \frac{R_d}{D' R} \tag{Éq III-93}$$

III.4.3.2 Le rendement :

$$\text{On a } I_o = D' i_l \quad \text{Et } I_g = (D_{nx} + D') i_l \tag{Éq III-94}$$

$$\text{Donc } \frac{I_o}{I_g} = \frac{D'}{D_{nx}+D'}$$

$$\eta = \frac{V_o I_o}{V_g I_g} \Rightarrow \left[ \frac{1}{1+A} \right] \left[ 1 - \frac{V_d}{V_g} \frac{D'}{D_{nx}+D'} \right] \tag{Éq III-95}$$

La figure () montre comment le rapport de conversion change avec la valeur du rapport « m » de la bobine. C'est l'avantage de ce convertisseur :

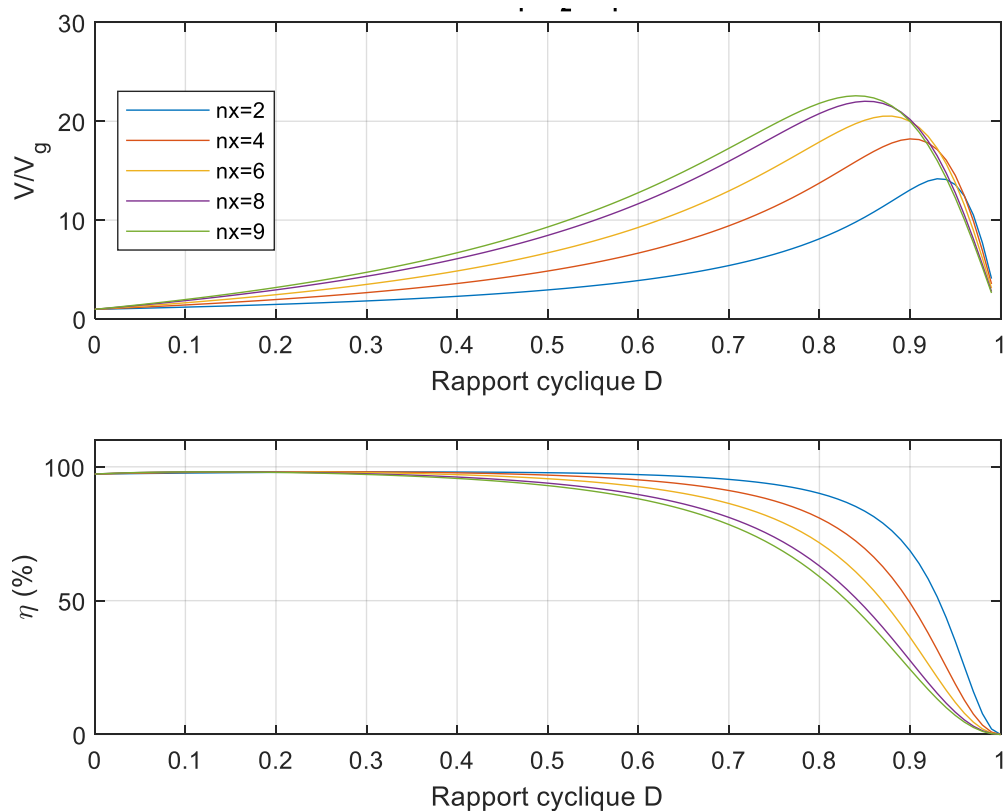


Figure III-42 Le gain en tension et le rendement en fonction du rapport cyclique

### **III.5 Conclusion :**

Ce chapitre présent une analyse du fonctionnement des deux convertisseurs TI ; Buck et Boost. On a calculé le gain en tension et le rendement de chacun d'eux pour différents cas. Les pertes sont aussi modélisées afin de bien rapprocher du modèle réel.

Les courbes de gain en tension ainsi que le rendement sont tracées pour chaque cas.

Le prochain chapitre sera consacré à la simulation du circuit TI Boost et le comparé avec le convertisseur Boost classique.

---

# CHAPITRE IV:

## Simulation et résultat

---

## IV.1 Introduction :

Le logiciel MATLAB/SIMULINK peut être avantageusement utilisé pour simuler le convertisseur DC/DC classique Boost et Buck, aussi convertisseur "Tapped inductor" Boost et Buck.

Dans ce chapitre, nous allons présenter la simulation des deux « convertisseur classique et Tapped inductor ». On présente tout d'abord le courant résultante, puis les résultats du convertisseur classique expérimentaux obtenus qui seront comparés avec le convertisseur Tapped inductor, Et comparez ce que nous avons obtenu avec les résultats obtenus par simulation dans les chapitres précédents.

## IV.2 SIMULATION DE CONVERTISSEUR Boost :

### IV.2.1 Boost classique :

#### IV.2.1.1 Quelques définitions des composants utilisés:

- IGBT transistor : L'utilisation d'un dispositif IGBT, dans l'état On, le modèle IGBT présente une résistance interne ( $R_{on}$ ) et une inductance ( $L_{on}$ ). Pour la plupart des applications,  $L_{on}$  doit être mis à zéro. En état Off, le modèle IGBT a une impédance infinie. [12]
- Diode : L'utilisation d'une diode polarisée en directe présente une résistance interne ( $R_d$ ) et l'inductance ( $L_d$ ) et tension avant ( $V_d$ ). Pour la plupart des applications, l'inductance interne devrait être mise à zéro. Et l'impédance de la diode est infinie en polarisation inverse. [12]
- PWM générateur : Il fournit une impulsion au commutateur électronique. Le cycle de travail (entrée D) détermine le pourcentage de la période d'impulsion à laquelle la sortie (P) fonctionne. [12]

On utilisant le logiciel Matlab, on 'à générer le circuit suivant :

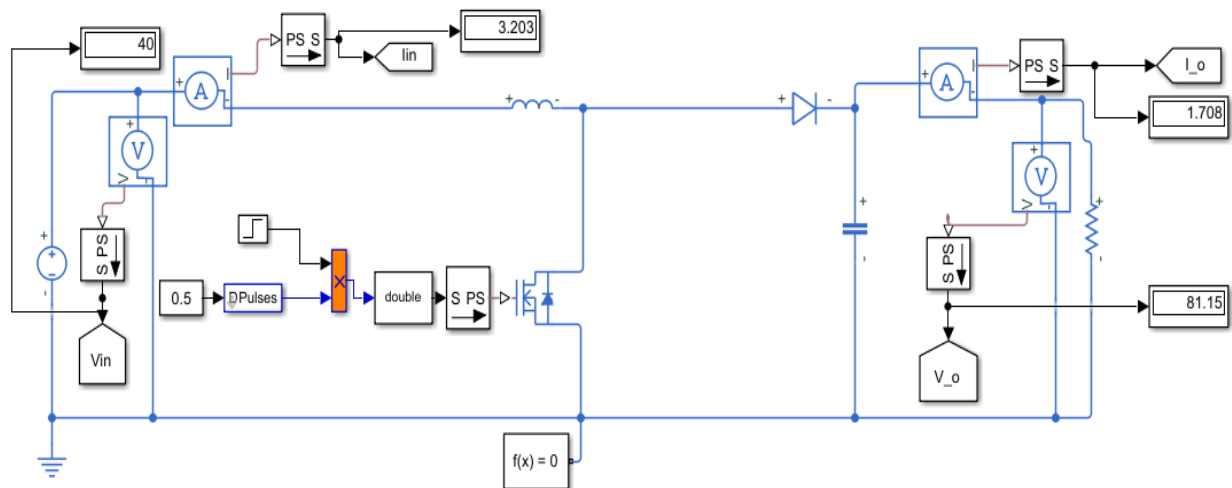


Figure IV-1 Convertisseur classique, Boost sur Matlab

Comme indiqué dans la figure (1), nous avons un transistor (MOS FET) Avec résistance interne  $R_{on}$ , bobine L avec résistance interne  $R_l$ , Diode aussi Avec une résistance interne  $R_d$  et tension avant  $V_d$ .

#### IV.2.1.2 Le cahier des charges :

- ✓  $V_g = 40 \text{ V}$
- ✓  $R_{on} = 0.01 \text{ Ohm}$
- ✓  $L = 1 \text{ mH}$
- ✓  $R_l = 0,1 \text{ Ohm}$
- ✓  $R_d = 0.01 \text{ Ohm}$
- ✓  $V_d = 1 \text{ V}$

✓  $F = 40000 \text{ Hz}$

✓  $R = 50 \text{ Ohm}$

- comment choisir une bonne inductance :

Le rôle d'une inductance est de stocker une énergie électrique sous forme magnétique, puis de la restituer. On peut naturellement réaliser des bobinages à air. Mais, l'utilisation de circuits magnétiques tels que présentés après permet :

1. de diminuer l'encombrement, avec la même valeur de l'inductance.

2. de confiner le flux magnétique dans un espace restreint et ainsi de limiter les rayonnements parasites

Les inductances sont utilisées essentiellement dans des applications de filtrage, de conversion d'énergie (alimentations à découpage...), et d'interrupteurs magnétique (inductances saturables).

Les figures suivant présentent la simulation, en fonction des valeurs ci-dessus :

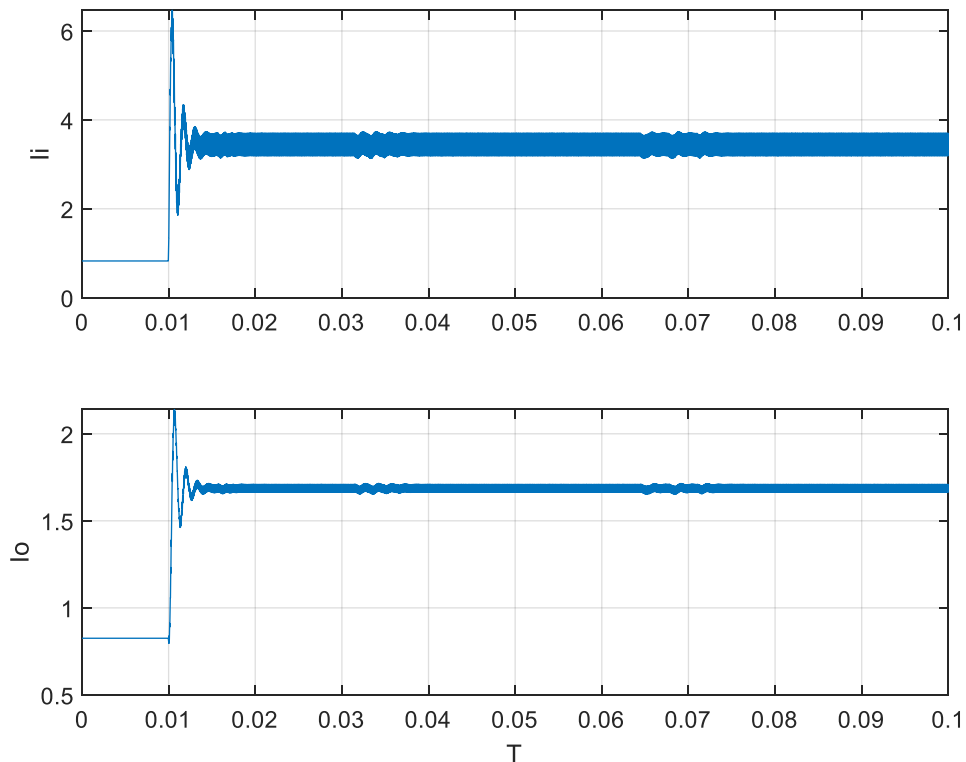


Figure IV-2 Le courant d'entrée et de sortie. De convertisseur Boost classique

Comme on le voit La cause des ondulations parasite Il découle de le courant électrique.

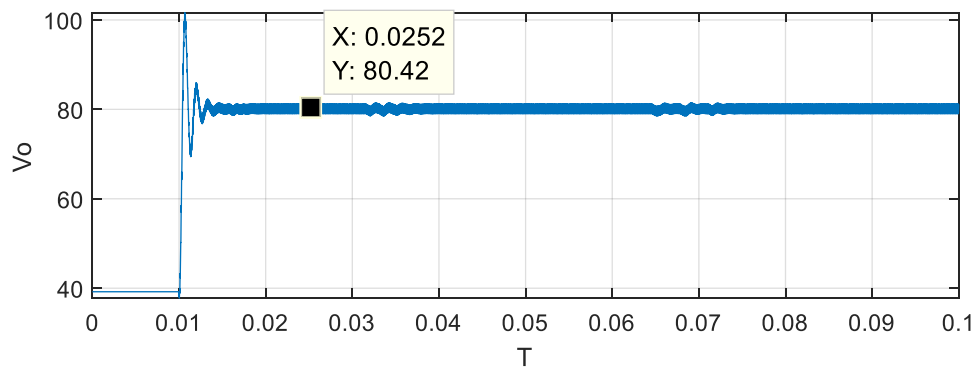


Figure IV-3 La tension de sortie de convertisseur Boost classique

Quand on met  $D=0.5$  On trouve le rapport de conversion  $m$ , Après avoir appliqué l'équation suivant :

$$\frac{V_o}{V_g} = \frac{1}{1-D} \quad \text{Éq IV-1}$$

$M = \frac{1}{1-0.5} = 2$  Et avec ça, si on appliquant comme  $V_{in}=40V$ .

Donc la tension de sortie atteindra  $V_o = 80 V$ .

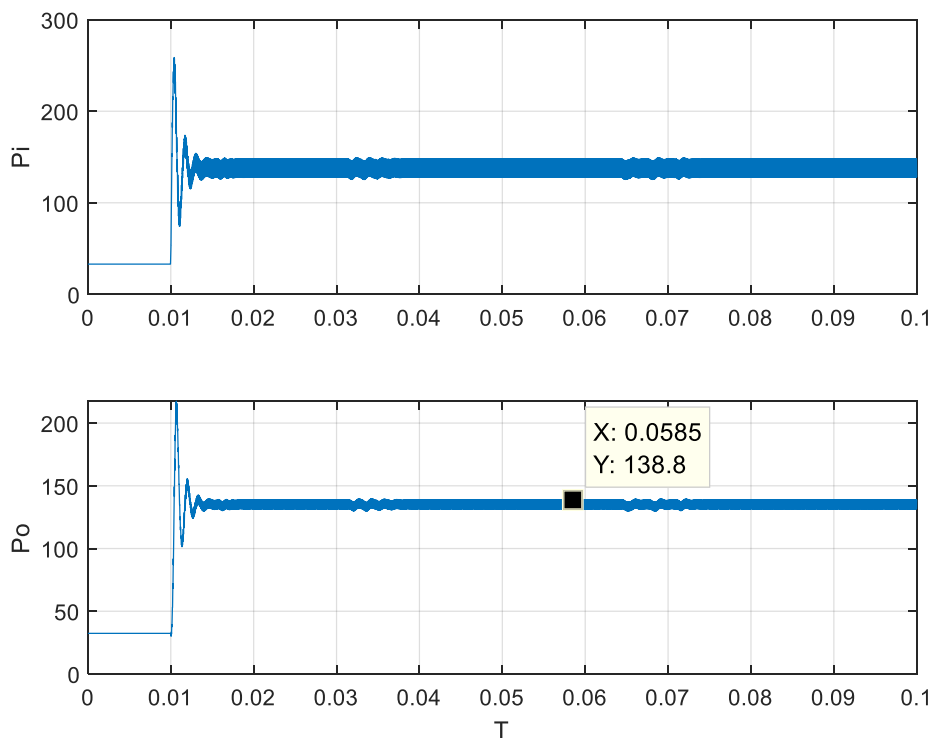


Figure IV-4 la puissance d'entrée et la puissance de sortie successivement. De convertisseur Boost classique

Quant à l'énergie telle qu'elle apparaît dans la figure (5). On voit que l'ondulation parasite dû au découpage doit t'être minimisée au maximum par filtrage adéquat. A défaut du filtrage on calcul la valeur moyenne. En régime permanent:

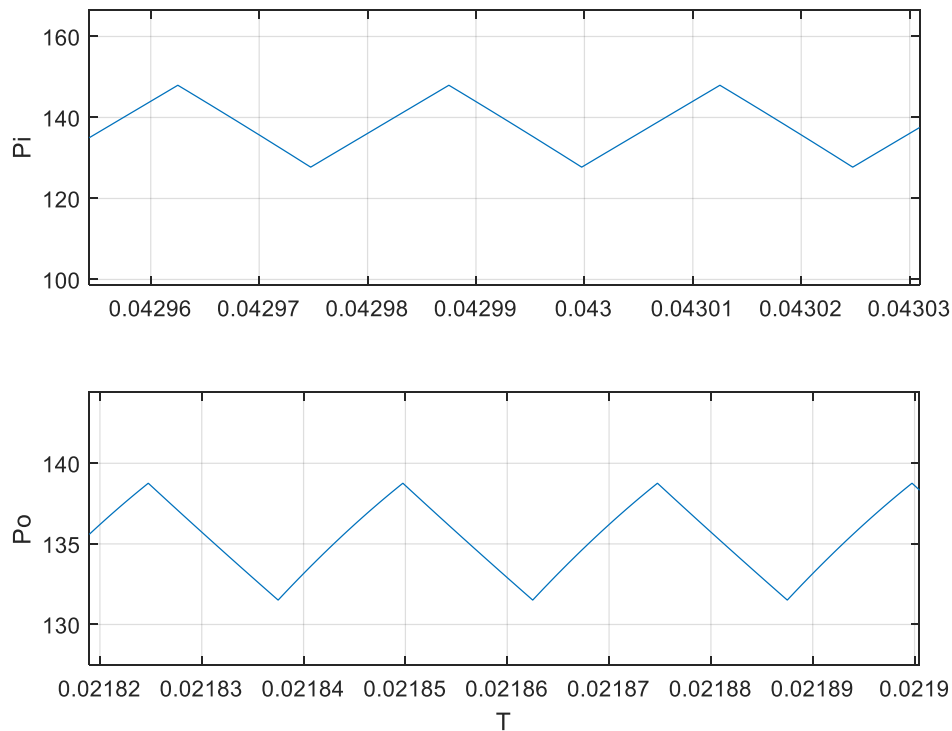


Figure IV-5 La puissance d'entrée et la puissance de sortie, en régime permanent

$$\eta = \frac{P_{out\ max} - P_{out\ min}}{P_{in\ max} - P_{in\ min}} \times 100 \quad \text{Éq IV-2}$$

On appliquant la relation Éq IV 2, Jusqu'à ce que nous obtenions :

$$\eta = 0,697 \times 100 \text{ Donc } \eta = 69\% \text{ avec } D=0.5.$$

C'est acceptable comme efficacité, Pas aussi bon que prévu.

## IV.2.2 Tapped inductor Boost :

### IV.2.2.1 Quelques définitions des composants et la méthode d'installation:

- Mean Phasor : Serve à calculer la valeur moyenne, dans le cas présent l'ondulation parasite.
- Et nous l'avons utilisé car il est théoriquement équivalent pour la bobine d'induction. Et puis nous l'avons connecté comme suite:

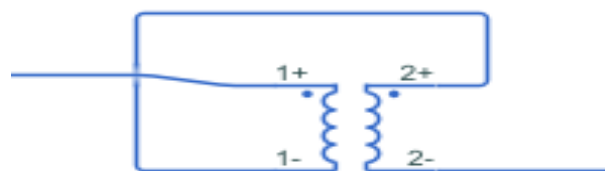


Figure IV-6 Transformer idéal

Car en électronique, les tensions et courants sont souvent fléchés selon la convention récepteur pour le primaire et le secondaire (convention quadripôle) en concordance avec celle

adoptée pour les bobines couplées. Les flux peuvent être additifs la figure (8) ou soustractifs la figure (9).[13]

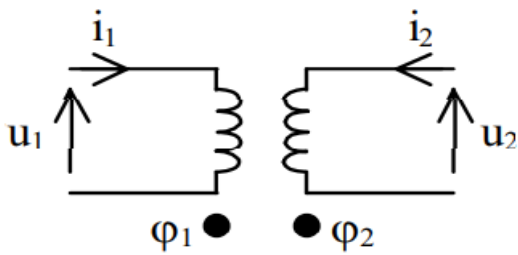


Figure IV-7 Flux additifs ( $m > 0$ )

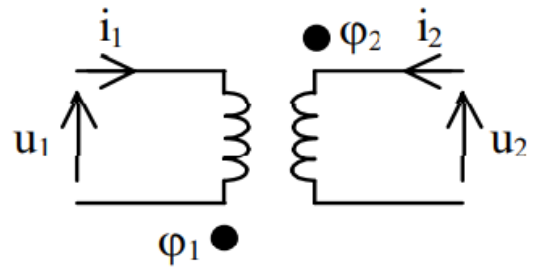


Figure IV-8 Flux soustractifs ( $m < 0$ )

Pour notre cas, nous avons utilisé  $m$  négatif.

On utilisant le logiciel Matlab, on aboutit le circuit suivant :

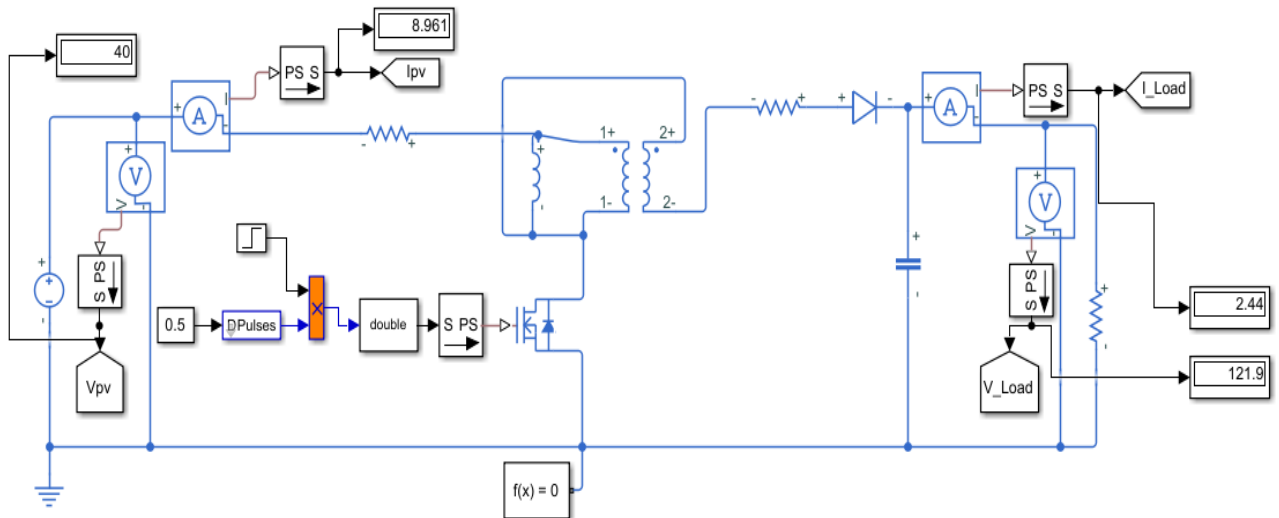


Figure IV-9 Tapped inductor Boost converter, Boost sur Matlab

Comme le montre la Figure (10), avec les mêmes valeurs qui ont été utilisées dans le convertisseur classique avec une seule bobine, par contre dans le (Tapped inductor) nous avons deux bobines (transformateur primaire, secondaire) avec  $L_m$  bobine magnétique. A présent il faut calculer les valeurs des pertes des résistances du transformateur  $R_u$  sur la droite et  $R_v$  à gauche.

A partir de l'équation (3) on calcule les valeurs de  $R_v$   $R_u$  :

$$R_v = RL \frac{n_2}{n_1+n_2} = \frac{Rl}{ny} \quad R_u = \frac{n_1}{n_1+n_2} = \frac{RL}{nx} \quad \text{Éq IV-3}$$

Et l'équation (4) on calcule la valeur de  $L_m$  :

$$L_m = \left( \frac{n_1}{n_1+n_2} \right)^2 L \quad \text{Éq IV-4}$$

On a  $m = \frac{n_2}{n_1} = 1$ :

$$R_v = \frac{1}{2} Rl, \quad R_u = \frac{1}{2} Rl, \quad L_m = \left( \frac{1}{2} \right)^2 L$$

Pour application numérique On a :  $Rl = 0,1 \text{ Ohm}$  Et  $L = 1 \text{ mH}$

Donc :

- ✓  $L_m=250 \mu\text{H}$
- ✓  $R_v=0.05\text{Ohm}$
- ✓  $R_u=0.05 \text{ Ohm}$

Les figures Présente la simulation, en fonction des valeurs ci-dessus :

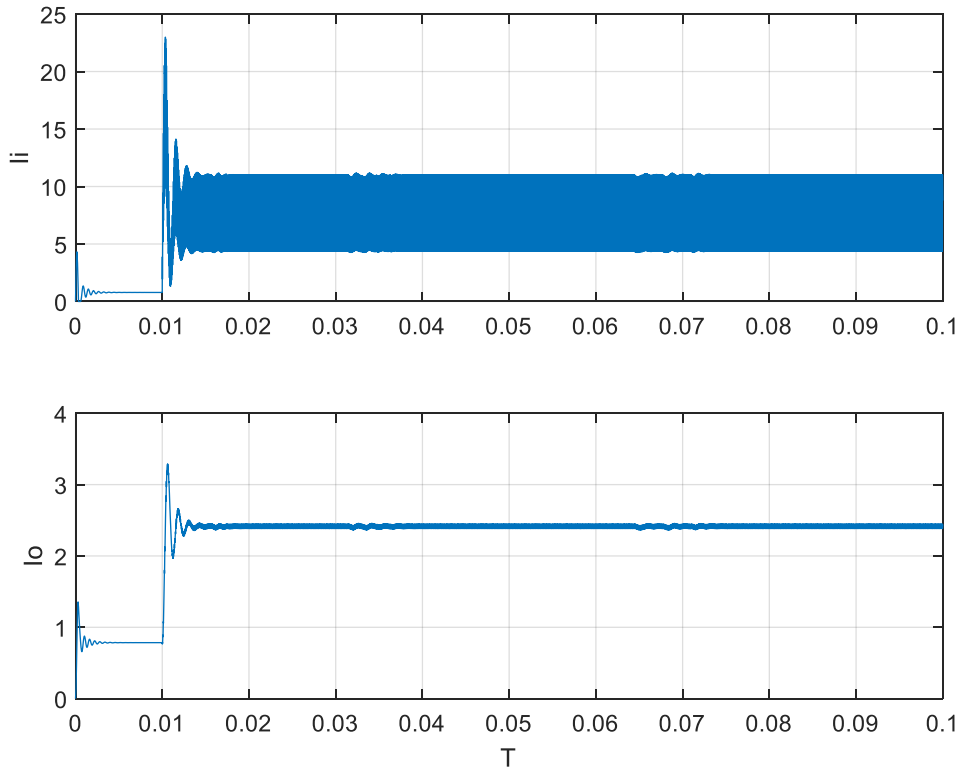


Figure IV-10 Le courant d’entrée et de sortie. Tapped inductor Boost convertter

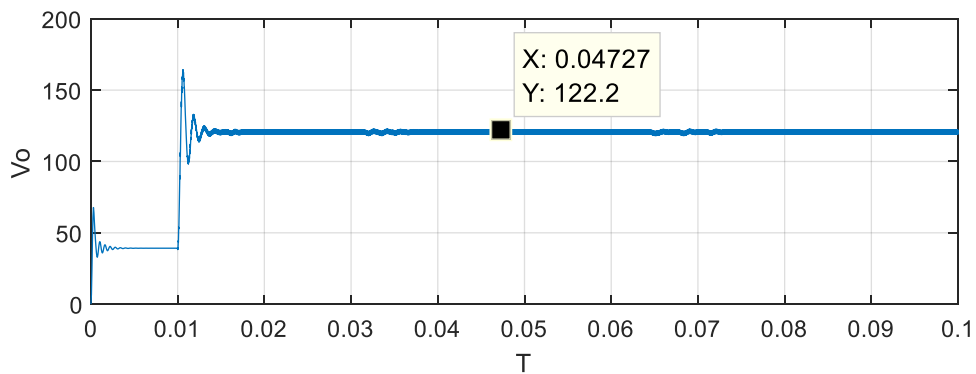


Figure IV-11 La tension de sortie de convertisseur « Tapped inductor »

Quand on met  $D=0.5$  On trouve le rapport de conversion  $M$ , Après avoir appliqué l’équation (5) suivant :

$$\frac{V_o}{V_g} = \frac{D}{D+D'ny} \tag{Eq IV-5}$$

$$M = 1 + \frac{0.5}{1-0.5}(1 + m) \text{ Avec } m=1$$

Donc  $M=3$ .

Pour connaître la valeur d'élévation avec une autre manière :

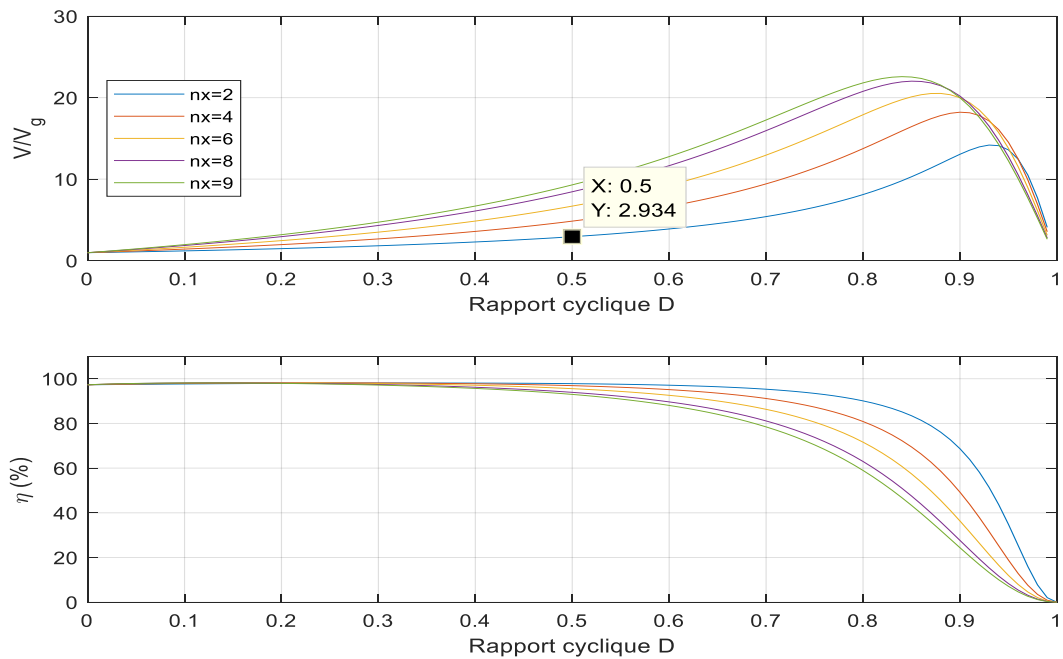


Figure IV-12 Le gain en tension, rendement, rapport cyclique

Avec une tension d'entrée de 40 v. Ainsi, comme indiqué dans la figure (14) Le résultat est acceptable et la tension de sortie est vraiment 3 fois la tension d'entrée.

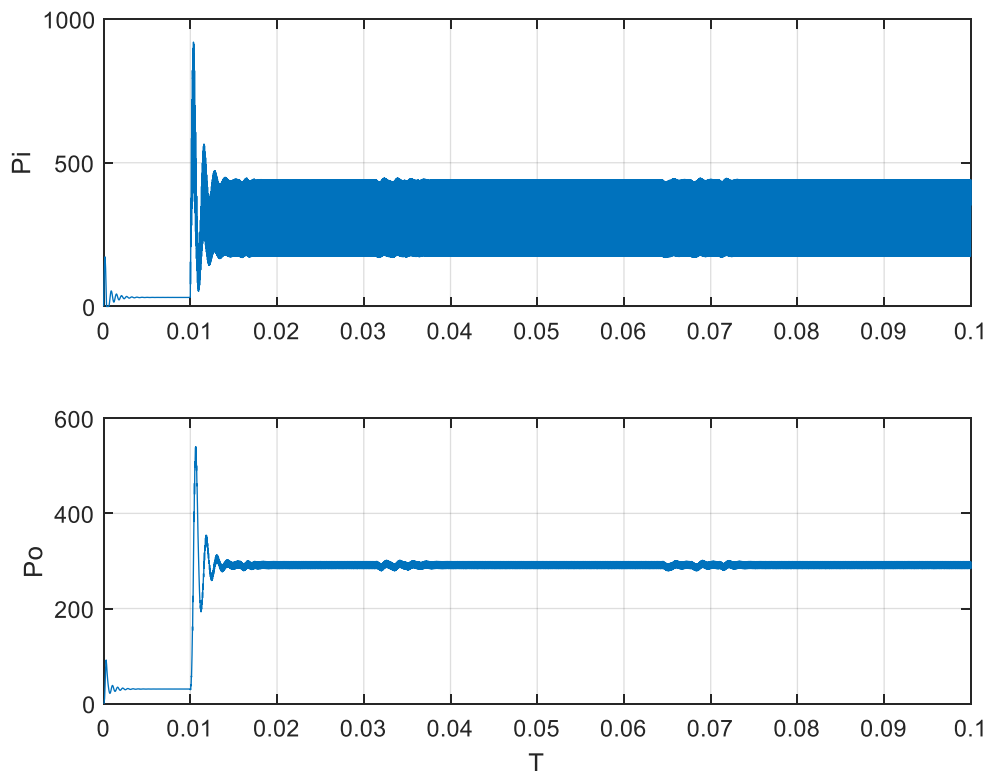


Figure IV-13 La puissance d'entrée de celle de sortie. De Tapped inductor Boost convertter

L'énergie comme le montre la figure (15) est sous zoom. Nous verrons la valeur moyenne, en régime permanent, voir ce qui suit :

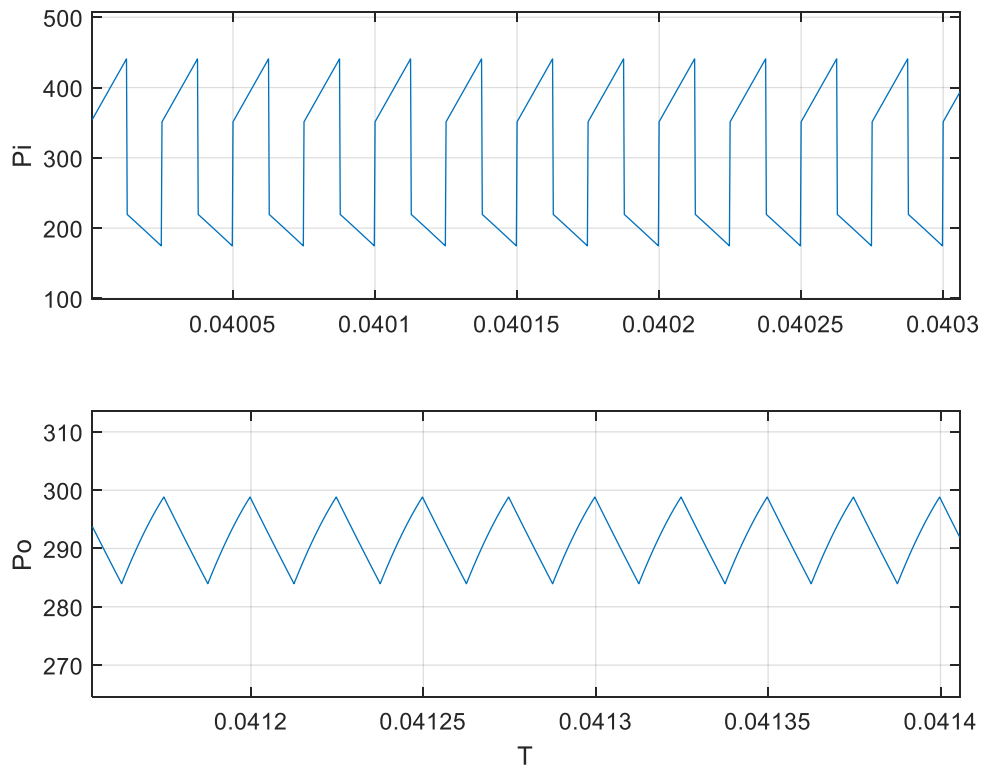


Figure IV-14 la puissance d'entrée, la puissance de sortie. En régime permanent

$$\eta = \frac{\langle P_{out} \rangle}{\langle P_{in} \rangle} \times 100 \quad \text{Éq IV-6}$$

Pour calculer la valeur moyenne, on a utilisé le block de (Mean Phasor).

On appliquant la relation (6), pour obtenir:

$$\eta = \frac{291.6}{298.6} \times 100 = 0.9766 \times 100$$

Donc  $\eta = 97\%$  avec  $D = 0.5$ .

Excellente efficacité, et qualité attendue.

Des remarques et comparaison:

- pour la même valeur de rapport cyclique, on voit que le rapport de conversion Plus grande en "Tapped inductor" par rapport qu'au convertisseur conventionnelle.
- Le rendement à  $D= 0,5$  est meilleur au convertisseur "Tapped inductor" une différence de 28% par rapport au convertisseur classique.
- On prend  $D= 0,75$  comme exemple:

Après le calcul on dit que le convertisseur classique il augmente la tension d'entrée 4 fois. Et le convertisseur "Tapped" il augmente plus de 6 fois, comme indiqué dans la figure (15) :

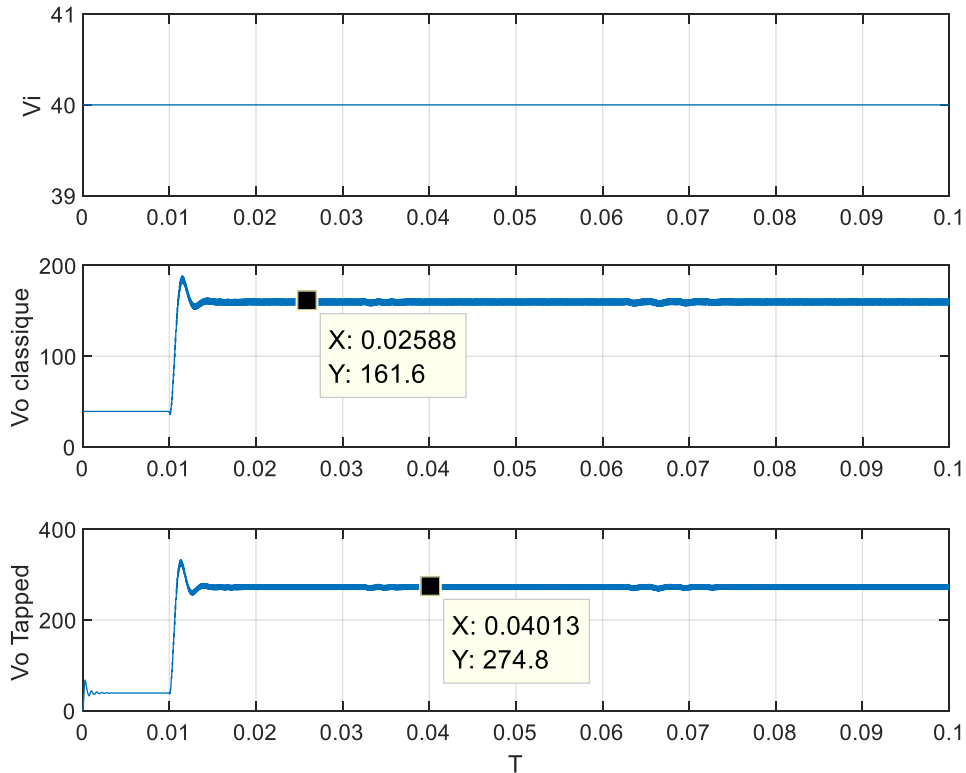


Figure IV-15 La tension d'entrée et celle de sortie Affilié du convertisseur classique, et la tension de sortie Affilié du Tapped inductor

### IV.3 SIMULATION DE CONVERTISSEUR Buck:

#### IV.3.1 Buck classique :

On utilisant le logiciel Matlab, pour établir le circuit suivant :

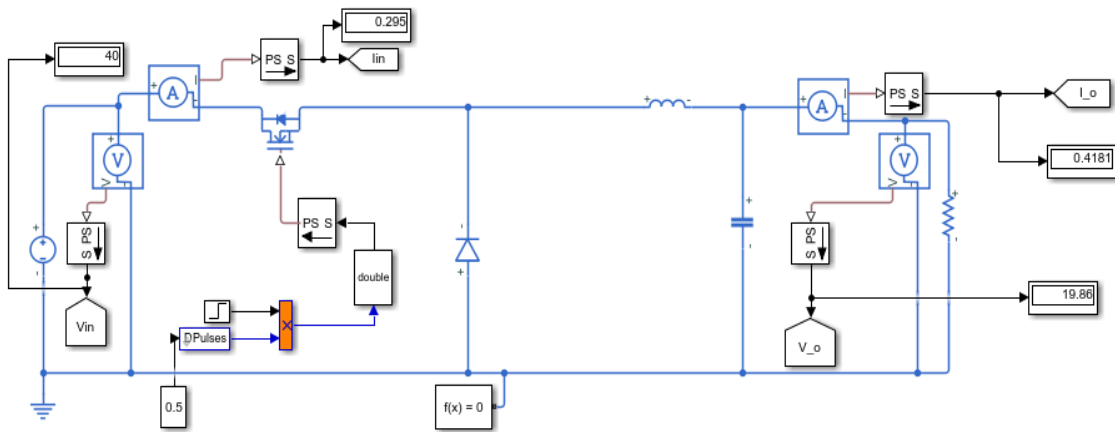


Figure IV-16 Convertisseur classique Buck, sur Matlab

On utilisant les mêmes valeurs des pertes que dans le convertisseur Boost.

La figure (19) présente comment le courant d'entrée dans le convertisseur abaisseur est découpé. On obtenant le courant est le suivant :

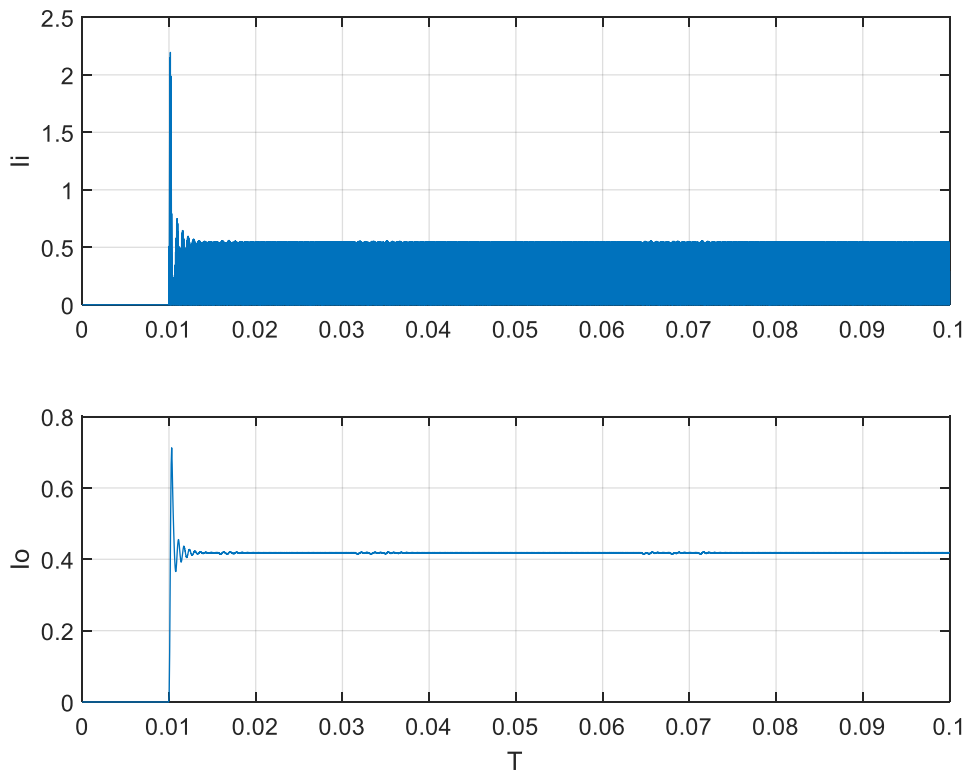


Figure IV-17 Le courant d'entrée et de sortie. De convertisseur Buck classique

Toujours avec une tension d'entrée de 40 V.

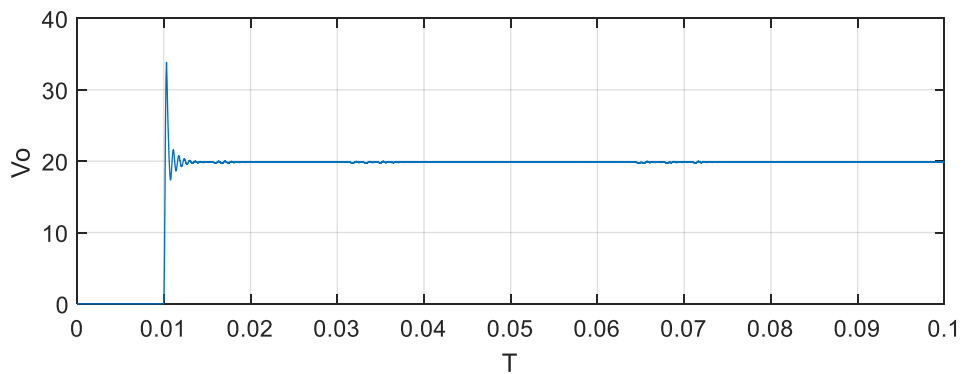


Figure IV-18 La tension de sortie. De convertisseur Buck classique

Quand on met  $D=0.5$  donc le rapport de conversion  $M$  :

$$V_o/V_g = D \tag{Éq IV-7}$$

Le rapport de conversion égal 0.5 ainsi, comme le montre la figure (20), la tension de sortie égale à la moitié de la tension d'entrée. D'une manière proportionner.

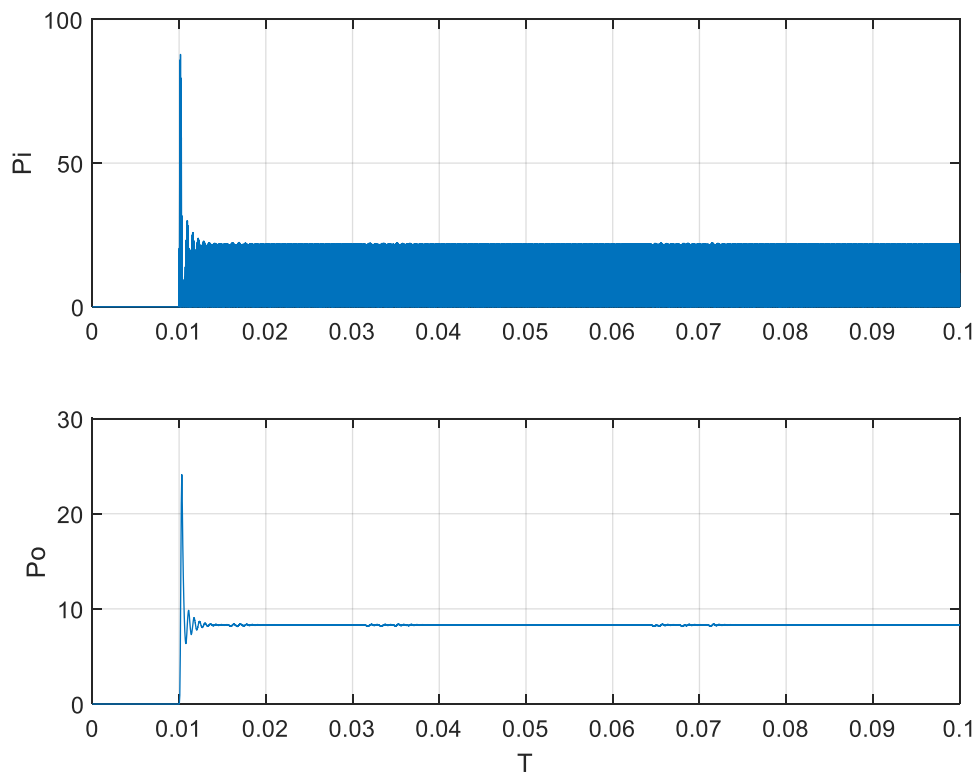


Figure IV-19 La puissance d'entrée et de sortie. De convertisseur Buck classique.

La puissance d'ondulation à l'entrée va de zéro à 20. Car le courant d'entrée dans le convertisseur abaisseur est découpé. Est le rapport cyclique dans le transistor change.

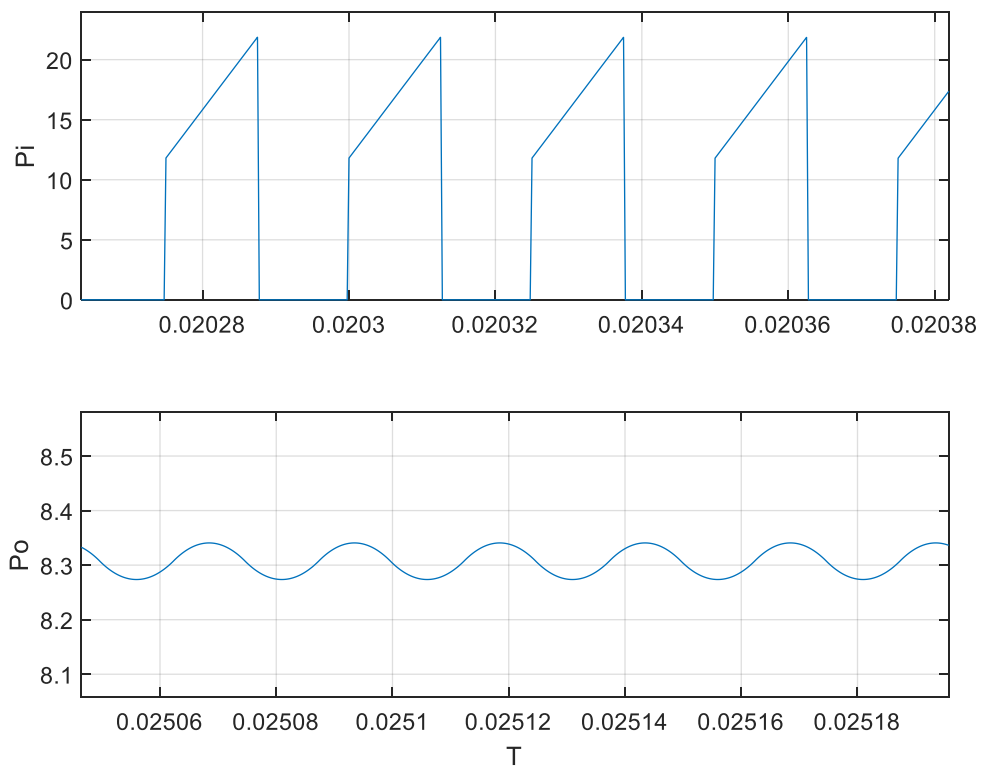


Figure IV-20 La puissance d'entrée, la puissance de sortie en régime permanent

Tout d'abord, nous calculons la valeur de rendement:

$$\eta = \frac{\langle P_{out} \rangle}{\langle P_{in} \rangle} \times 100$$

Pour calculer la valeur moyenne, on a utilisé le block de (Mean Phasor).

On appliquant la relation (8), pour obtenir:

$$\eta = \frac{8.307}{8.584} \times 100 = 0.9677 \times 100$$

Donc  $\eta = 96\%$  avec  $D = 0.5$ .

Excellente efficacité. Et qualité non attendue pour le convertisseur Buck classique.

### IV.3.2 Tapped inductor Buck:

Tous jours à partir du logiciel Matlab, pour établir le circuit suivant :

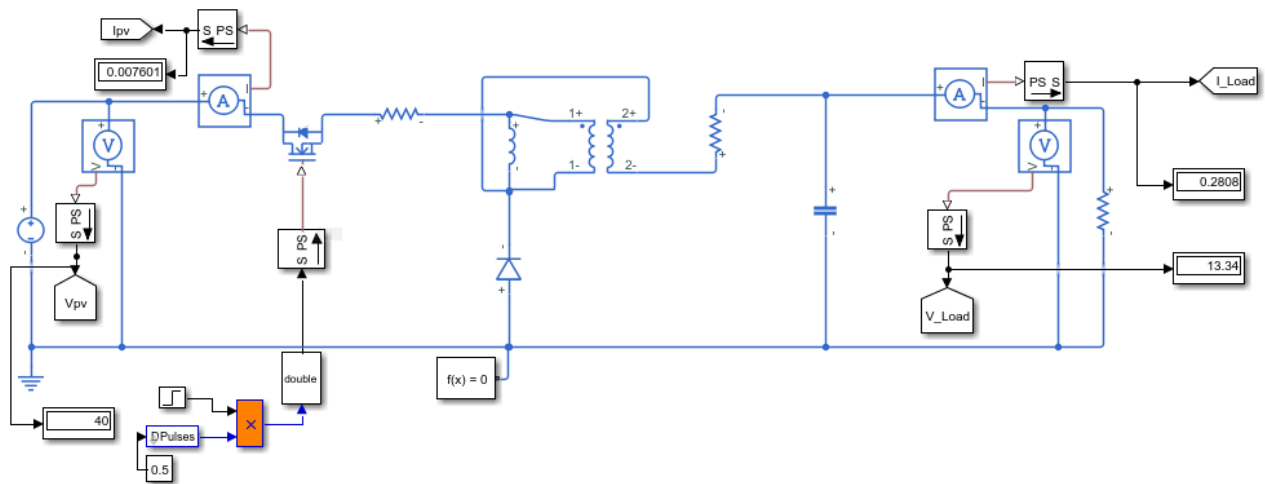


Figure IV-21 Tapped inductor Buck converter, Buck sur Matlab

On utilisant les mêmes valeurs des pertes par tout.

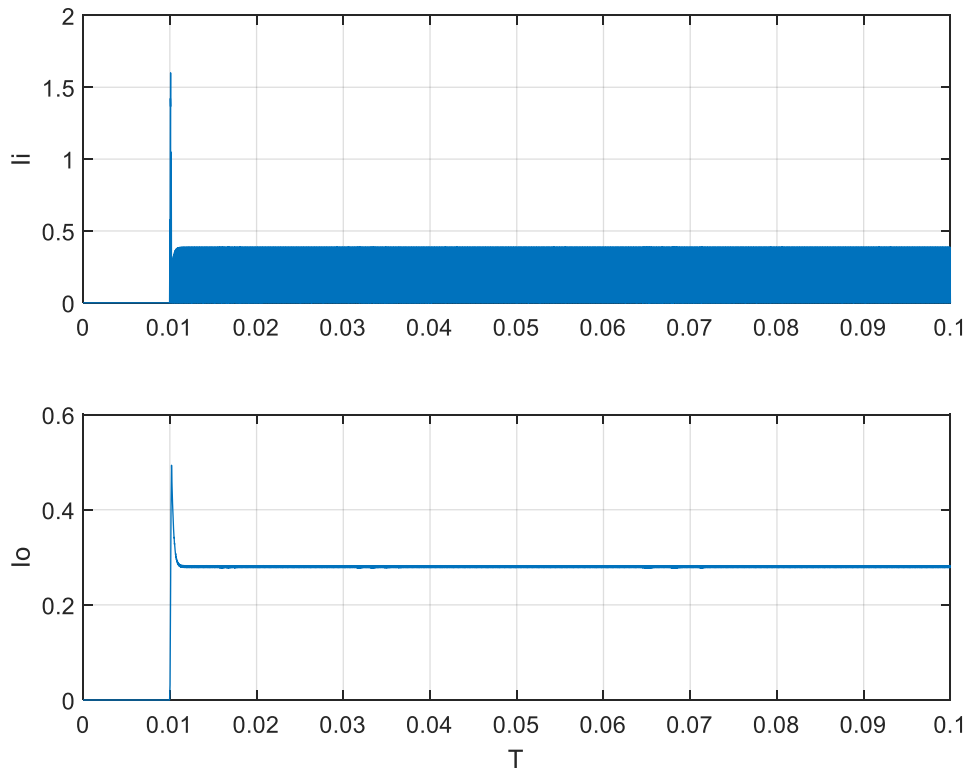


Figure IV-22 Le courant d'entrée et de sortie

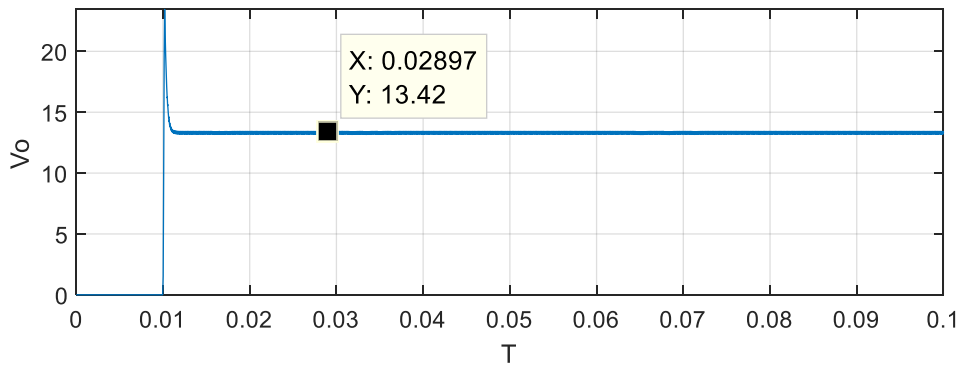


Figure IV-23 La tension de sortie. Du Tapped inductor Buck convertisseur.

Quand on met  $D=0.5$  donc le rapport de conversion  $M$ . On moyennant l'équation (9) :

$$\frac{V_o}{V_g} = \frac{D}{D+D'ny}$$

Éq IV-9

$$M = \frac{0.5}{1+(1-0.5)(1+\frac{1}{m})} \text{ Avec } m=1$$

Donc  $M=0.33$ .

Le résultat dans la figure (23) est juste, et de 3 fois moins que celle de l'entrée.

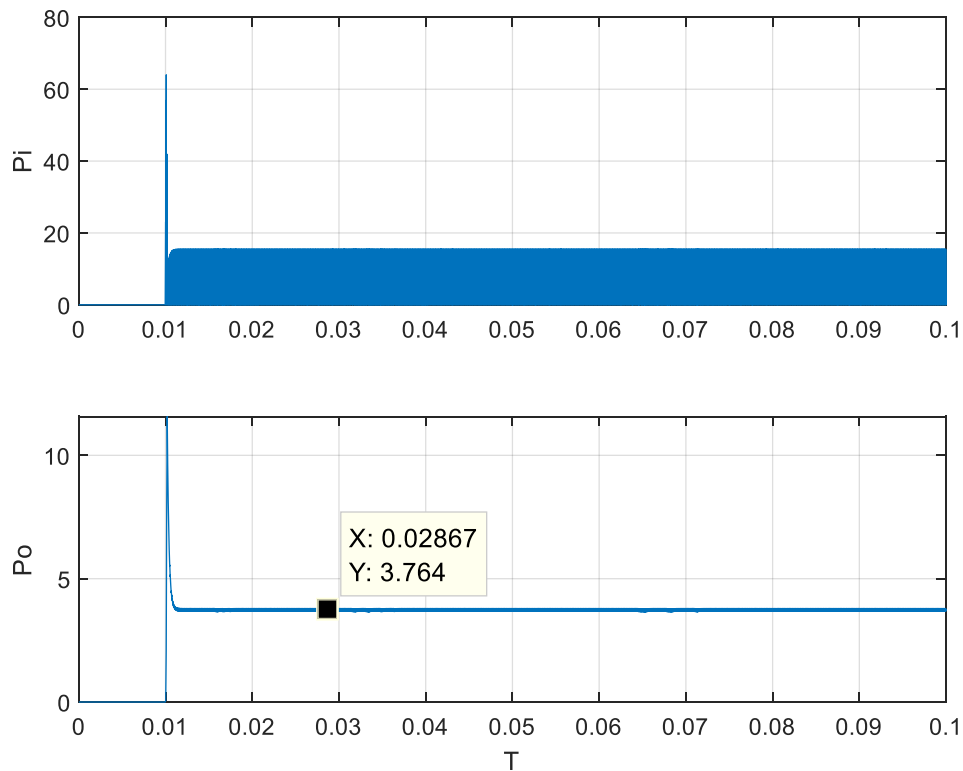


Figure IV-24 La puissance d'entrée et de sortie. Du Tapped inductor Buck convertisseur.

Tout d'abord, on a la puissance en régime permanent présente dans la figure (27). Nous calculons la valeur de rendement:

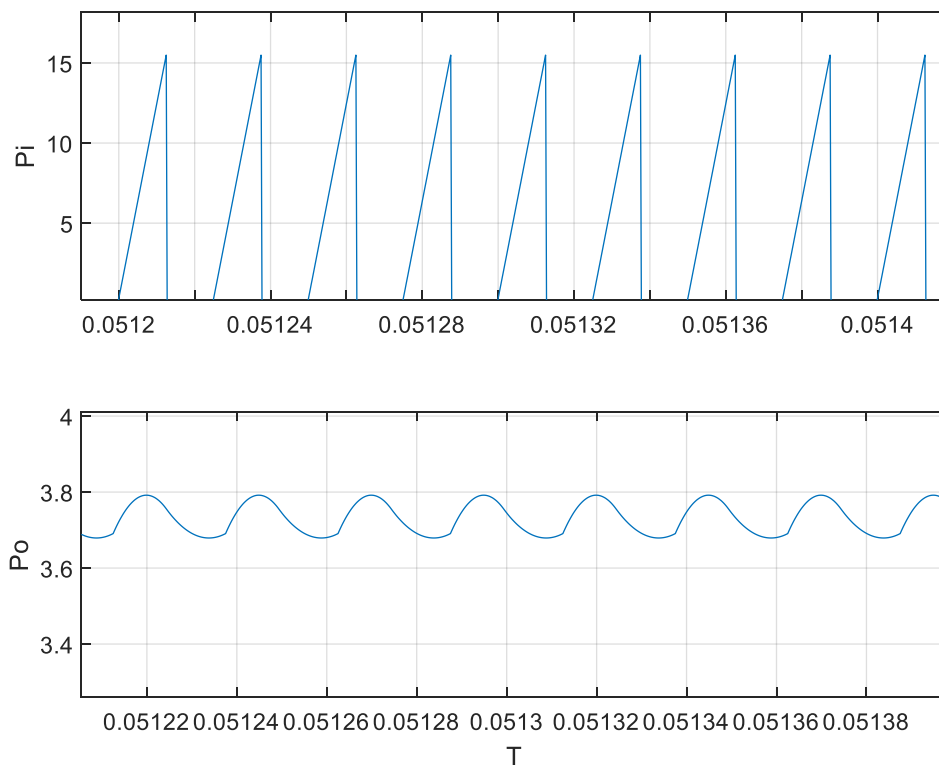


Figure IV-25 La puissance d'entrée et de sortie en régime permanent. Du Tapped inductor Buck convertisseur.

$$\eta = \frac{\langle P_{out} \rangle}{\langle P_{in} \rangle} \times 100 \tag{Eq IV-10}$$

Pour calculer la valeur moyenne, on a utilisé le block de (Mean Phasor).

On appliquant la relation (10), pour obtenir:

$$\eta = \frac{3.731}{4.028} \times 100 = 0.9263 \times 100$$

Donc  $\eta = 92\%$  avec  $D = 0.5$ .

Efficacité acceptable. Et qualité non attendue pour le convertisseur « Tapped inductor Buck ».

Ici on dit que notre étude n'est pas applicable sur le convertisseur Buck, parce que le convertisseur classique économise-nous de l'énergie mieux que Tapped inductor.

Remarques et comparaison :

- On voit que le paramètre rapport cyclique  $D$  est le plus important dans les convertisseurs, on le modifiant il agit directement sur la sortie. D'une manière à la régulée.
- Le convertisseur type classique a une seule self (SEPIC=Single-Ended Primary Inductance Converter) le nombre de spires n'influe pas trop sur la tension de sortie. Par contre dans les (Tapped inductor), le nombre de spires influe.

### IV.3.3 Conclusion :

On conclut d'après les résultats de simulation que le convertisseur Boost classique a un rendement acceptable mais parfois ne pourra pas atteindre certaines valeurs désirées, or que le convertisseur TI Boost semble meilleur en dépassant ces limites. Il offre un gain élevé et une excellente efficacité.

Mais notre étude prouve que ces résultats n'est pas applicable sur le convertisseur Buck. Parce que c'est tout le contraire, le convertisseur conventionnel économise beaucoup mieux l'énergie par rapport le convertisseur TI Buck.

---

# **CONCLUSION GENERALE**

---

Le travail effectué dans ce mémoire a apporté des améliorations significatives aux systèmes PV autonomes au niveau des convertisseurs dc-dc. Une structure à base de bobine à trois pôles (Tapped-Inductor dc-dc converter) a été utilisée.

Tous les types de convertisseurs étudiés ont été modélisés selon plusieurs cas. Cas idéal, cas où seule la résistance interne de la bobine a été prise en considération, cas où la résistance interne de la bobine, la résistance de conduction  $R_{on}$  pour chaque switch et la chute de tension de la diode ont été prise en considération. Dans tous ces cas les courbes de gain en tension ainsi que les courbes de rendement ont été tracées afin d'examiner les performances de chaque type.

Lorsque on a intérêt à élever la tension de sortie du convertisseur dc-dc afin d'être utilisée comme source de tension pour un onduleur triphasé, le convertisseur conventionnel réel n'a pas réussi à augmenter sa tension de sortie à la référence désirée.

Par contre, le convertisseur proposé, caractérisé par son gain en tension qui est fonction du rapport cyclique «  $D$  » et du rapport de conversion de la bobine à trois pôles «  $m$  », a réussi à augmenter sa tension de sortie aux niveaux désirés et avec un rendement acceptable.

Lorsque la tension désirée n'est pas élevée où les deux structures peuvent l'atteindre, la structure proposée performe la conversion avec un rendement mieux qu'avec la structure classique.

La structure proposée permet de générer des tensions désirées toute en gardant le rapport cyclique  $D$  varie dans une plage où le rendement est supérieur à certain seuil.

Dans le cas du convertisseur Buck, les résultats obtenus ont montré que la structure classique est mieux que la structure proposée lorsque les tensions désirées sont très faibles.

On note aussi que les pertes dues aux commutations des switch n'ont pas prises en considération dans notre étude.

Pour les futurs travaux, d'autres structures peuvent être étudié afin d'améliorer en plus le rendement de la chaîne photovoltaïque. L'étude doit prendre en considération les pertes en commutation qui affectent considérablement le rendement de n'importe quel convertisseur à interrupteurs statiques.

---

# **BIBLIOGRAPHIE**

---

- 
- [1] thèse de doctorant. Systèmes photovoltaïques raccordés au réseau: Choix et dimensionnement des étages de conversion. Page 4. Le 24 septembre 2010
- [2] DC/DC converters for grid integration of large-scale solar photovoltaic systems
- [3] K. NECHE, «Aide à la mise au point d'un banc de teste photovoltaïque», Mémoire d'Ingéniorat, ENP Alger, 2008.
- [4] Article. TYPES DE CONVERTISSEURS CC EN CC DE COMMUTATION. 12 JUIL. 2017
- [5] Web site. [www.energie douce.com/comment-choisir-votre-convertisseur](http://www.energie douce.com/comment-choisir-votre-convertisseur)
- [6] Article. TYPES DE CONVERTISSEURS CC EN CC DE COMMUTATION. 12 JUIL. 2017
- [7] Cheng K.W.E., "Classical Switched-mode and resonant power converters, The Hong Kong Polytechnic University, ISBN: 962-367-364-7, Sep 2002.
- [8] Livre intitulé "MANUEL DE GÉNIE ÉLECTRIQUE Guy Chateigner Michel Boës Daniel Bouix Jacques Vaillant Daniel Verkindère". Page 206
- [9] Power Electronics Research Centre, Department of Electrical Engineering The Hong Kong Polytechnic University Hung Hom, Hong Kong Email: [eecheng@polyu.edu.hk](mailto:eecheng@polyu.edu.hk)
- [10] Cheng K.W.E., "Classical Switched-mode and resonant power converters, The Hong Kong Polytechnic University, ISBN: 962-367-364-7, Sep 2002
- [11] Livre intitulé « Fundamentals of Power Electronics SECOND EDITION Robert W». Erickson University of Colorado Boulder, Colorado
- [12] web site <https://ch.mathworks.com/fr/products/matlab.html>
- [13] Livre intitulé « MANUEL DE GÉNIE ÉLECTRIQUE Guy Chateigner Michel Boës Daniel Bouix Jacques Vaillant Daniel Verkindère ». Page 204