



Université Mohamed Khider Biskra
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Electrique
Filière : électrotechnique
Option : Commande Electriques

Réf:.....

**Mémoire de Fin d'Etudes
En vue de l'obtention du diplôme :**

MASTER

Thème

Etude et simulation d'un convertisseur
AC/DC type BUCK
(Abaisseur de tension)

Présenté par :
Touaref Mostefa
Soutenu le : 03 Juin 2014

Devant le jury composé de :
Mr. Guedidi Salim
Mr. Ben Meddour Mostefa
Mme. Laala Widad

M.A.A
M.A.A
M.A.A

Président
Encadreur
Examineur

Année universitaire: 2013 / 2014

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire
وزارة التعليم العالي و البحث العلمي
Ministère de l'enseignement Supérieur et de la recherche scientifique



Université Mohamed Khider Biskra
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Electrique
Filière : électrotechnique
Option : Commande Electriques

Mémoire de Fin d'Etudes
En vue de l'obtention du diplôme:

MASTER

Thème

Etude et simulation d'un convertisseur AC/DC type BUCK
(Abaisseur de tension)

Présenté par :

Touaref Mostefa

Avis favorable de l'encadreur :

Ben Meddour Mostefa

signature

Avis favorable du Président du Jury

Guedidi Salim

Signature

Cachet et signature

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire
وزارة التعليم العالي و البحث العلمي
Ministère de l'enseignement Supérieur et de la Recherche scientifique



Université Mohamed Khider Biskra
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Electrique
Filière : électrotechnique
Option : Commande Electriques

Thème :

Etude et simulation d'un convertisseur AC/DC type BUCK
(Abaisseur de tension)

Proposé par : **Touaref Mostefa**
Dirigé par : **Ben Meddour Mostefa**

RESUMES (Français et Arabe)

Les études présentée dans ce mémoire son consacrée à l'étude des éléments composants le convertisseur Buck asynchrone. Après une présentation de la structure du convertisseur continu-continu abaisseur et ses modes de fonctionnement avec les équations théoriques .

On va simuler le convertisseur à l'aide du logiciel MATLAB/SIMULINK , après le dimensionnement des éléments de ces convertisseur . La dernier partie de ce mémoire fait l'objet de la simulation pour observer les allures et déterminer les valeur et en comparé aux résultat théorique.

Mots clés : convertisseur Buck , dimensionnement.

الدراسة المقدمة في هذه المذكرة كرسست للدراسة النظرية للمطبر الخافض للتوتر ونظم اشتغاله ، واستنتاج المعدلات النظرية المميزة لدارة

المطبر، ونقوم بدراسة الدارة بمساعدة برنامج الماتلاب ، ونستخلص قيم عناصرها.

في نهاية هذه المذكرة نقوم بمحاكاة من أجل معاينة المنحنيات و القيم المميزة ومقارنتها بالنتائج النظرية.

الكلمات المفتاحية هي المطبرالخافض للتوتر, تحديد الابعاد.

Dédicace

*Avant tout, je tien à remercie le bon dieu, et l'unique qui m'offre le courage et
la volonté nécessaire pour affronter les différentes de la vie,
Je dédie ce modeste travail*

*A ma mère.
A mon père.
A mes frères
A mes sœurs
et toute la famille.*

*A mes amis et mes collègues de la promotion 2014
«Électrotechnique ».*

MOSTEFA

Remerciement

Je tiens tout d'abord à remercier Dieu tout puissant qui nous a donné la santé, le courage et la patience pour mener à bien ce modeste travail.

*J'exprime toutes mes profondes reconnaissances à mon encadreur **Dr. BEN MEDDOUR MOSTEFA** pour le temps consacré à mes écouter, mes orienter et mes corriger tout au long de ce projet.*

*J'adresse mes remerciements à tous les membres du jury d'accepter de juger ce modeste travail et je souhaite exprimé mes profondes gratitudes à tous les enseignants qui mes ont formé dès la 1^{ere} année jusque à la 5^{eme} année à l'**Université Mohamed Khider Biskra.***

Liste de figure

LISTES DES FIGURES :

Figure I.1	diode de puissance	1
Figure I.2	Fonctionnement de la diode parfait	2
Figure I.3	caractéristique de la diode réel	3
Figure I.4	Protection avec circuit RC	4
Figure I.5	Protection avec diode transil	4
Figure I.6	Symboles et sens conventionnels positifs	5
Figure I.7	Constitution schématisée	5
Figure I.8	Caractéristique du transistor parfait	6
Figure I.9	Représentation symbolique et notation pour le MOSFET à canal N...	7
Figure I.10	Structure d'une cellule de MOSFET de faible puissance	7
Figure I.11	a et b. Caractéristiques de sortie	8
Figure I.12	forme d'ondes idéalisées	10
Figure I.13	symbole de L'I.G.B.T	11
Figure I.14	Constitution de L'I.G.B.T	11
Figure I.15	Symbole d'un G.T.O	12
Figure I.16	Diode en série	12
Figure I.17	inductance simple L	14
Figure II.1	pont de Graëtz	17
Figure II.2	a) la forme de tension d'alimentation	17
Figure II.2	b) la tension redressée.	17
Figure II.3	filtrage de la tension par une condensateur	18
Figure II.4	tension redressé et filtrée	18
Figure II.5	structure de convertisseur BUCK	20
Figure II.6	fonctionnement pendant ($0 \leq t \leq \alpha T$)	23
Figure II.7	fonctionnement pendant ($\alpha T \leq t \leq T$)	24
Figure II.8	forme de courant dans l'inductance en conduction continue	25
Figure II.9	forme de courant dans la source $i_e(t)$ et l'interrupteur $i_K(t)$	26
Figure II.10	forme de courant dans la diode	27
Figure II.11	forme des ondulation du courant et tension $v_s(t)$	28
Figure II.12	fonctionnement pendant ($0 \leq t \leq \alpha T$)	30
Figure II.13	forme de courant et tension	31
Figure II.14	forme de courant $i_K(t)$	32
Figure II.15	la forme de courant $i_D(t)$	33
Figure II.16	forme de courant $i_c(t)$	34
Figure II.17	forme de courant $i_L(t)$	37
Figure III.1	Modèle des éléments	39
Figure III.2	Convertisseur Buck avec ses éléments parasites	40
Figure III.3	Convertisseur Buck $0 < t < \alpha T$	40

Liste de figure

<i>Figure III.4</i>	<i>Convertisseur Buck $\alpha T < t < (\alpha + \alpha') T$</i>	42
<i>Figure III.5</i>	<i>Convertisseur Buck $(\alpha + \alpha') T < t < T$</i>	44
<i>Figure III.6</i>	<i>Schéma d'un système en Boucle Ouverte et Boucle Fermée</i>	45
<i>Figure III.7</i>	<i>Schéma de commande typique des hacheurs.</i>	46
<i>Figure IV.1</i>	<i>circuit de convertisseur BUCK</i>	53
<i>Figure IV.2</i>	<i>Tension de sortie</i>	53
<i>Figure IV.3</i>	<i>courant de sortie</i>	54
<i>Figure IV.4</i>	<i>tension de condensateur</i>	54
<i>Figure IV.5</i>	<i>courant de condensateur</i>	55
<i>Figure IV.6</i>	<i>tension de l'inductance</i>	55
<i>Figure IV.7</i>	<i>courant de l'inductance</i>	56
<i>Figure IV.8</i>	<i>tension de l'interrupteur K1 (MOSFET)</i>	56
<i>Figure IV.9</i>	<i>tension de l'interrupteur K2 (DIODE)</i>	57
<i>Figure IV.10</i>	<i>courant de l'interrupteur K1 (MOSFET)</i>	57
<i>Figure IV.11</i>	<i>courant de l'interrupteur K2 (DIODE)</i>	58
<i>Figure IV.13</i>	<i>Tension de sortie</i>	59
<i>Figure IV.14</i>	<i>courant de sortie</i>	59
<i>Figure IV.15</i>	<i>courant de capacité</i>	60
<i>Figure IV.16</i>	<i>tension de l'inductance</i>	60
<i>Figure IV.17</i>	<i>courant de l'inductance</i>	61
<i>Figure IV.18</i>	<i>courant de l'interrupteur et courant d'entrée</i>	61
<i>Figure IV.19</i>	<i>tension de l'interrupteur</i>	62
<i>Figure IV.20</i>	<i>tension de la diode</i>	62
<i>Figure IV.21</i>	<i>courant dans la diode</i>	63

NOTATION ET NOMENCLATURE

V_e	: Tension d'entrée.
I_e	: Courant d'entrée.
V_s	: Tension de sortie.
I_s	: Courant de sortie.
$R(\Omega)$: Résistance de la charge.
$L (H)$: L'inductance.
$C (F)$: Capacité.
V_D	: La tension aux bornes de la diode.
V_C	: La tension aux bornes de la capacité.
αT	: Le rapport cyclique.
$\alpha 'T$: temps de décharge de l'inductance
t_f	: La durée de fonctionnement (conduction).
T	: La période du hachage.
$\phi (Wb)$: Flux.
I_{\min}	: Le courant minimal.
I_{\max}	: Le courant maximal.
F	: La fréquence du hachage.
ΔV	: L'amplitude de l'ondulation de la tension.
ΔI	: L'amplitude de l'ondulation du courant
$K1, K2$: Sont des interrupteurs.
P	: La jonction positive.
N	: La jonction négative.
V_F	: tension de seuil
t_{rr}	: temps de recouvrement inverse
v_{GS}	: tension grille - source
i_D	: courant de drain

NOTATION

$V_{GS(th)}$: tension de seuil (threshold voltage)
V_{DS}	: tension drain -source
t_{don}	: temps de retard à l'enclenchement.
t_r	: temps de croissance.
t_{on}	: temps total d'enclenchement.
I_D	: la limite du courant maximum I_{Dmax} .
ϵ_0	: Permittivité du vide,
ϵ_r	: Permittivité relative (2 à 20 000) du diélectrique,
e	: épaisseur du diélectrique.
Q	: charge électrique
μ_e	: Perméabilité effective
S_e	: Section effective magnétique du noyau (section moyenne)
l_e	: Longueur magnétique effective (longueur moyenne du circuit magnétique)
N	: nombre de spires

GTO	: Gate-Turn-Off thyristor,
MOS	: Metal-Oxide-Semiconductor,
FET	: Field Effect Transistor
IGBT	: Insulated-Gate-Bipolar-Transistor

SOMMAIRE

Chapitre I : Semi-conducteur

I. Introduction	1
II.1 les interrupteur non commandables	1
II.1.1 Diode de puissance	1
II.1.2 Diode Schottky	4
II.2 les interrupteur commandables	4
II.2.1 Transistor bipolaire de puissance	5
II.2.2 les transistor à effet de champs	6
II.2.3 I.G.B.T.....	10
II.2.4 Thyristor GTO	11
III.3 Condensateur	12
III.4 Les inductances	13
IV.5 Conclusion	14

Chapitre II : Etude théorique du convertisseur AC- DC type BUCK

II.1 Introduction	17
II.2 Redressement non commandé.....	17
II.3 convertisseurs continus-continus.....	20
II .4 Principe d'un hacheur dévolteur (BUCK).....	20
II.5 Synthèse	20
II.6 Principe de fonctionnement	21
II.7 Hypothèse	21
II.8 Mode de fonctionnement	22
II.9 Mode de conduction continu.....	23
II.9.1 Equation de fonctionnement	23
II.10 Mode de conduction discontinu	29
II.10.1 Equation de fonctionnement.....	29
II.11 Mode de conduction critique	36
II.12 Conclusion	38

SOMMAIRE

Chapitre III : Etude réel et Régulation d'un convertisseur DC/DC type BUCK

III.1-Intoduction	39
III. 2 Etude réel d'un convertisseur BUCK	39
III.3 Fonctionnement de Convertisseur Buck	40
III.3.1 Fonctionnement en mode discontinu	40
III.4 Système asservis	44
III.4 -1 Notion de système, de Boucle Ouverte (BO), de Boucle Fermée (BF).....	44
III.4.2 Nécessite de la boucle fermée	45
III.5 Commande du hacheur	45
III.5.1 Boucles de contrôle de la tension et du courant	45
III.5.1.1 Boucle de contrôle de la tension (BCT).....	46
III.5.1.2 Boucles de contrôle de la tension et du courant (BCTC)	46
III.5.2 Contrôle des convertisseurs DC/DC	47
III.5.2.1 Contrôle linéaire des convertisseurs DC/DC.....	47
III.5.2.2 Contrôle non-linéaire des convertisseurs DC/DC	47
III.5 Conclusion	48

Chapitre IV : Dimensionnement et simulation le convertisseur AC/DC Buck

IV.1 Introduction	49
IV.2 Dimensionnement des éléments du convertisseur Buck	49
IV.2.1 le cahier des charge	49
IV.2.2 Calcul et choix des éléments	49
IV.2.3 Choix des éléments.....	52
IV.3 Simulation Du Montage.....	52
IV.3.1 MATLAB/SIMULINK.....	52
IV.3.2 Résultats de simulation	53

SOMMAIRE

A) Cas idéal.....	53
B) Cas des élément réel de convertisseur Buck	58
IV.4 Comparaison entre les résultats théoriques et ceux de la simulation.....	63
IV.5 Choix réel des composent de convertisseur AC/DC.....	63
IV.6 conclusion.....	64
Conclusion Générale	
Bibliographie	
Annexe	

Introduction générale

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE :

Les convertisseurs continu-continu permettent d'obtenir une tension continue fixe ou variable à partir d'une tension continue quelconque. La tension continue de départ peut provenir : une source continue, de type batterie par exemple ou une source d'alimentation alternative. La conversion d'énergie peut se réaliser alors en deux étapes :

- Conversion alternative - continue par un convertisseur de courant
- Conversion continue-continue, pour ajuster les valeurs des grandeurs de sortie continues.

La tension de sortie délivrée par les convertisseurs continu-continu est généralement réglable et maintenue constante par un circuit de régulation.

Nous distinguons deux types de convertisseurs continus-continus :

- les convertisseurs appelés ((hacheurs)), qu'ils soient abaisseurs, éleveurs ou bien dévolteurs-survolteurs, qui correspondent aux applications moyenne et forte puissance.
- les alimentations à découpage, qui correspondent aux applications petite puissance de la conversion DC/DC. Elles constituent l'alimentation de tout matériel électronique en général.

La structure du convertisseur DC/DC est constituée , des composants à semi-conducteurs fonctionnent en commutation (ils se comportent comme des commutateurs (interrupteurs)) et un filtre LC du type passe-bas pour limiter les ondulations du courant dans la charge, ainsi que les ondulations de la tension aux bornes de la charge.

Notre travail consiste en l'étude théorique et la simulation de la topologie d'un hacheur abaisseur pour une application de tension et du courant de sortie $V_s=24V$, $I_s=10A$. Pour la tension d'entrée redressé et filtrée $V_e=325.26V$

Ce travail est réparti en quatre chapitres :

- Le premier chapitre représente une idée sur les semi-conducteurs favorables et le choix des éléments passifs qui utilisée pour les convertisseurs continu-continu.
- Le deuxième chapitre sera consacré à l'étude idéale du convertisseur continu-continu « abaisseur » dans les trois modes de conduction continu, discontinu et critique.

INTRODUCTION GENERALE

- Dans Le troisième chapitre on va étudié le même convertisseur dans le mode discontinu en prenant en compte les résistances parasites des composants et on donne un aperçu du système asservis et quelque stratégie de commande de hacheur.
- Dans le quatrième chapitre on fait la simulation du convertisseur continu-continu « Buck » en boucle ouverte ayant les caractéristiques définies par le cahier des charges.

Chapitre n° I

Semi-conducteur

I. Introduction :

L'électronique de puissance étudie les convertisseurs statiques d'énergie électrique. Elle utilise des composants de l'électronique à semi-conducteurs et des éléments linéaires.

Pour contrôler des puissances électriques importantes, les composants sont parcourus par des courants élevés atteignant le kilo ampère sous des tensions importantes avoisinant aisément le kilovolt [1].

Dans un convertisseur, le choix d'un type de composant est basé sur sa commandabilité à l'ouverture et à la fermeture, en tension ou en courant, et sa réversibilité. La réversibilité en tension est l'aptitude à supporter des tensions directes et inverses à l'état bloqué, tandis qu'en courant, il s'agit de l'aptitude à laisser passer des courants directs et inverses à l'état passant [2].

II.1 les interrupteur non commandables :

II.1.1 Diode de puissance :

II.1.1.1 Présentation :

La diode de puissance (Figure I.1) est un composant non commandable (ni à la fermeture ni à l'ouverture). Elle n'est pas réversible en tension et ne supporte qu'une tension anode-cathode négative ($V_{AK} < 0$) à l'état bloqué. Elle n'est pas réversible en courant et ne supporte qu'un courant dans le sens anode-cathode positif à l'état passant ($i_{AK} > 0$).

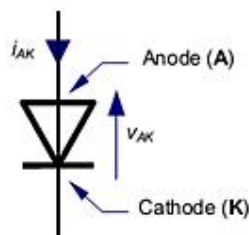


Fig. I.1 : diode de puissance

II.1.1.2 Fonctionnement de la diode parfait :

Le fonctionnement de la diode s'opère suivant deux modes Fig. I.2 :

- diode passante (ou ON), tension $V_{AK} = 0$ pour $i_{AK} > 0$
- diode bloquée (ou OFF), tension $i_{AK} = 0$ pour $V_{AK} < 0$

On dit aussi que la diode a une caractéristique à deux segments.

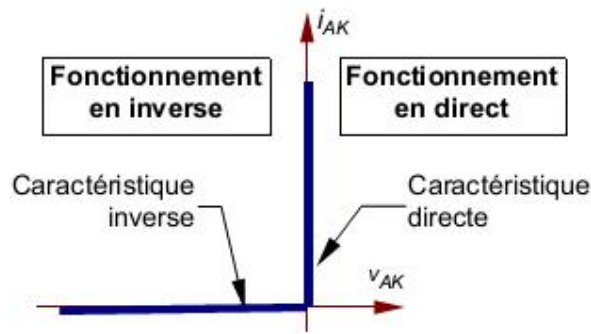


Fig. I.2 : Fonctionnement de la diode parfait

En résumé, une diode se comporte comme un interrupteur parfait dont les commutations sont exclusivement spontanées :

- il est fermé ON tant que le courant qui le traverse est positif (conventions de la Figure I.1).
- il est ouvert OFF tant que la tension à ses bornes est négative.

II.1.1 Diode réel et ses imperfections :

Le fonctionnement réel est toujours caractérisé par ses deux états (voir figure I.3) :

- à l'état passant : $V_{AK} \approx 0$, le courant direct est limité au courant direct maximal
- à l'état bloqué : $i_{AK} \approx 0$, la tension inverse est limitée (phénomène de claquage par avalanche) à la tension inverse maximale.

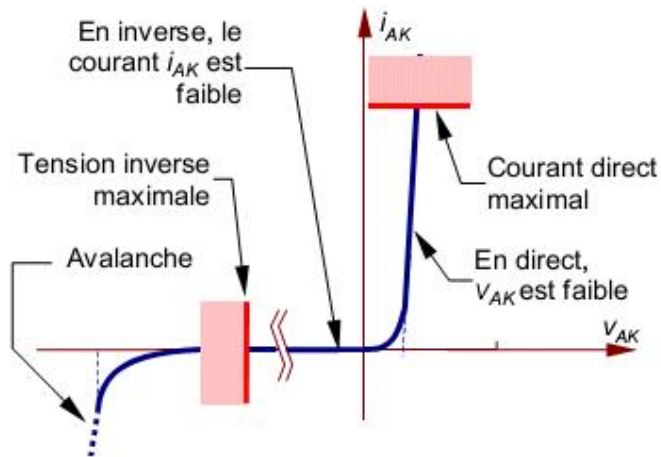


Fig. I.3 : caractéristique de la diode réel

II.1.1.4 Critères de choix d'une diode :

Avant tout dimensionnement en vue de choisir les composants, l'étude du fonctionnement de la structure de conversion d'énergie permet de tracer les chronogrammes de V_{AK} et i_{AK} . Ce sont les valeurs extrêmes de ces grandeurs qui sont prises en considération :

- la tension inverse de V_{AK} à l'état bloqué .
- le courant moyen de i_{AK} ($\langle i_{AK} \rangle$) à l'état passant .
- éventuellement, le courant maximal répétitif (sans durée prolongée).

Par sécurité de dimensionnement, on applique un coefficient de sécurité (de 1,2 à 2) à ces grandeurs.

II.1.1.5 Protection du composant :

A) Protection contre les surintensités :

Cette protection est assurée par un fusible ultra rapide (UR) dont la contrainte thermique (I^2t) est plus faible que celle de la diode. (Si bien qu'il « fond » avant la diode.)

B) Protection contre les surtensions :

Les surtensions peuvent être atténuées en insérant un circuit RC-série en parallèle avec le commutateur (Figure I.4) ou un élément non linéaire supplémentaire, la diode transil (Figure I.5) : placée en parallèle avec l'élément ou en tête de l'installation, elle dissipe l'énergie de la surtension [1].

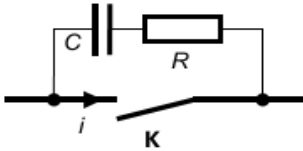


Fig. I.4 : Protection avec circuit RC

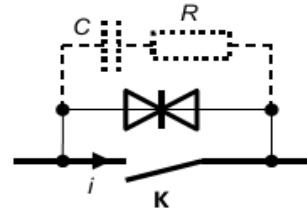


Fig. I.5 : Protection avec diode transil [1]

II.1.2 Diode Schottky :

La diode Schottky présente deux avantages par rapport aux diodes classiques :

- caractéristique électrique : tension de blocage de 600 V .
- tension de seuil plus faible ($V_F \approx 0,3V$).
- Les diodes Schottky ont des temps de recouvrement inverse très courts (t_{tr} de 0,15 à 0,35 μs)

II.1.2.1 Applications de diode Schottky :

Les diodes Schottky sont utilisées en basse tension dans les circuits nécessitant une grande vitesse de commutation, par exemple dans les montages redresseurs à haute fréquence que l'on rencontre dans les alimentations à découpage [3].

II.2 Les interrupteurs commandables :

À l'opposé de la diode, dont toutes les commutations sont spontanées l'électronique de puissance dispose d'une gamme de composants, qui sont commandable à l'amorçage ainsi qu'au blocage. Ce sont des interrupteurs à deux segments [4].

Nous proposons de présenter ici :

- le transistor bipolaire
- le MOSFET
- l'IGBT
- le GTO

II.2.1 Transistor bipolaire de puissance :

II.2.1.1 Présentation :

Le transistor est un composant totalement commandé : à la fermeture et à l'ouverture. Il n'est pas réversible en courant, ne laissant passer que des courants de collecteur i_C positifs. Il n'est pas réversible en tension, n'acceptant que des tensions V_{CE} positives lorsqu'il est bloqué.

Parmi les deux types, NPN et PNP, le transistor de puissance existe essentiellement dans la première catégorie (NPN) voir figure I.6 [1].

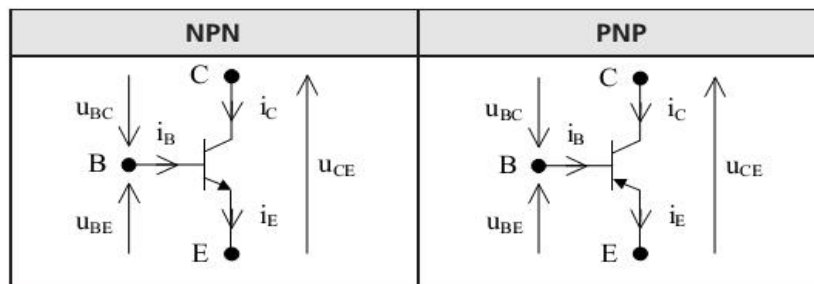


Fig. I.6 : Symboles et sens conventionnels positifs [5]

II.2.1.2 Constitution :

Le transistor bipolaire ou B.J.T. (Bipolar Junction Transistor), ou encore transistor bijonction, est un semi-conducteur présentant trois zones dopées N, P et N, ou P, N et P. voir figure I.6.

La zone du milieu, mince, constitue la base. Les deux extrémités, aux géométries et aux dopages différents, constituent l'émetteur et le collecteur. Les trois zones ainsi dopées forment deux jonctions : la jonction base-émetteur (BE) dite jonction de commande, et la jonction base-collecteur (BC) [5].

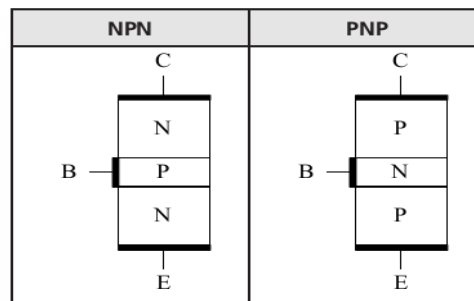


Fig. I.7 : Constitution schématisée [5]

II.2.1.3 Fonctionnement et états du transistor :

- Transistor bloqué ou OFF : état obtenu en annulant le courant i_B de commande,

ce qui induit un courant de collecteur nul et une tension V_{CE} non fixée. L'équivalent est un commutateur ouvert.

- Transistor saturé ou ON : ici, le courant i_B est tel que le transistor impose une tension V_{CE} nulle tandis que le courant i_C atteint une valeur limite dite de saturation, $i_{C\text{sat}}$. L'équivalent est un commutateur fermé [1].

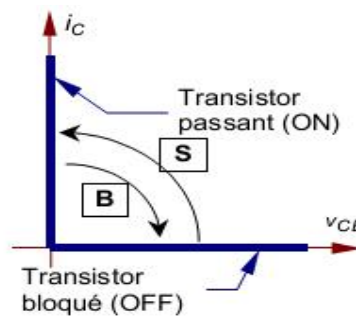


Fig. I.8 : Caractéristique du transistor parfait

Le transistor est un composant « deux segments » en raison de la forme de sa caractéristique.

II.2.2 Le transistor à effet de champ:

Le transistor à effet de champ, en anglo-saxon FET (Field Effect Transistor), peut fonctionner en interrupteur, comme le transistor bipolaire.

Le principe de fonctionnement étant très différent, ce composant présente des avantages et des inconvénients par rapport au transistor bipolaire pour la réalisation de convertisseurs de puissance peu élevée.

Il existe deux types de transistors à effet de champ:

- les transistors à jonction ou JFET
- les transistors à grille isolée ou MOSFET.

On donne dans la suite les caractéristiques de MOSFET.

II.2.2.1 Description et Fonctionnement du MOSFET :

Le MOSFET de faible puissance (Métal Oxyde Semi-conducteur Field Effect Transistor)

La figure I.9. a donne la représentation symbolique usuelle. La connexion partant de la borne reliée au substrat (bulk) B se termine par une flèche indiquant le sens passant des deux jonctions substrat - source et substrat - drain.

D'ordinaire le substrat et la source sont reliés. La figure I.9.b indique les notations utilisées.

Dans un semi-conducteur dopé de type P (figure I.10), on a diffusé deux zones de type N sur les quelles sont soudés les deux contacts de source S et de drain D. Une couche d'oxyde recouvre la zone P située entre la source et le drain; sur cette couche est soudé le contact de grille (gate) G. C'est la succession Métal-Oxyde-Semi-conducteurs qui donne le préfixe MOS utilisé pour caractériser ce type de transistor.

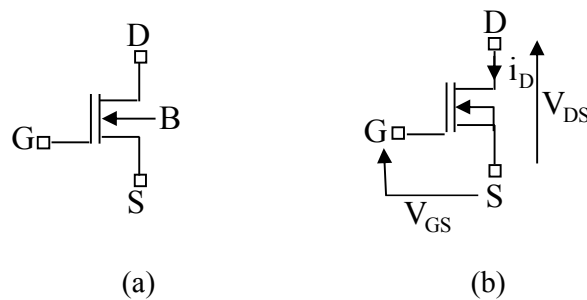


Fig. I.9 : Représentation symbolique et notation pour le MOSFET à canal N

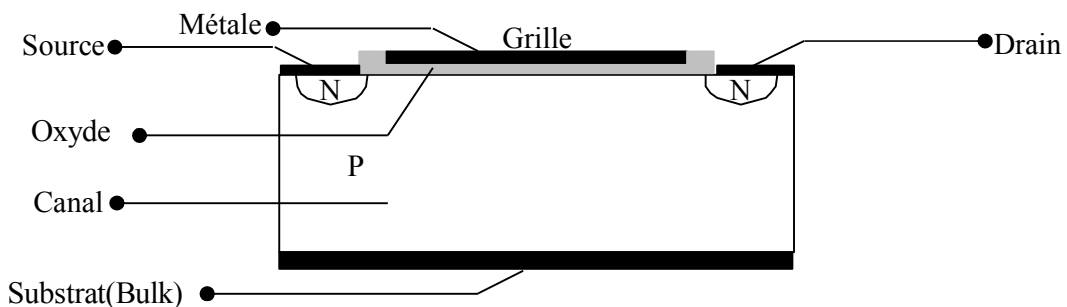


Fig. I.10 : Structure d'une cellule de MOSFET de faible puissance

II.2.2.2 Principe du Fonctionnement :

Si on applique une tension V_{GS} positive entre grille et source, le champ électrique qui, à travers la couche d'oxyde apparaît à la surface de la couche P entre drain et source, éloigne de cette zone les porteurs majoritaires (charges positives) et y attire les porteurs minoritaires.

A partir d'une certaine valeur de V_{GS} , appelée tension de seuil $V_{GS(th)}$ (threshold voltage), au voisinage immédiat de la couche d'oxyde il y a plus de charges négatives que de charges positives. Cette zone du type N ainsi formée constitue un canal reliant la source et le drain.

Si on applique alors une tension V_{DS} positive entre le drain et la source, un courant de drain i_D peut passer par ce canal dont la section, et donc la résistance, dépend de l'écart entre V_{GS} et la tension de seuil.

II.2.2.3 Caractéristiques statiques :

II.2.2.3.1 Caractéristiques de sortie :

Les caractéristiques donnant le courant de drain i_D en fonction de la tension drain - source V_{DS} , pour diverses valeurs de la tension grille - source V_{GS} , ont l'allure représentées sur la figure I.11.b. La figure I.11.a dilate leurs parties initiales.

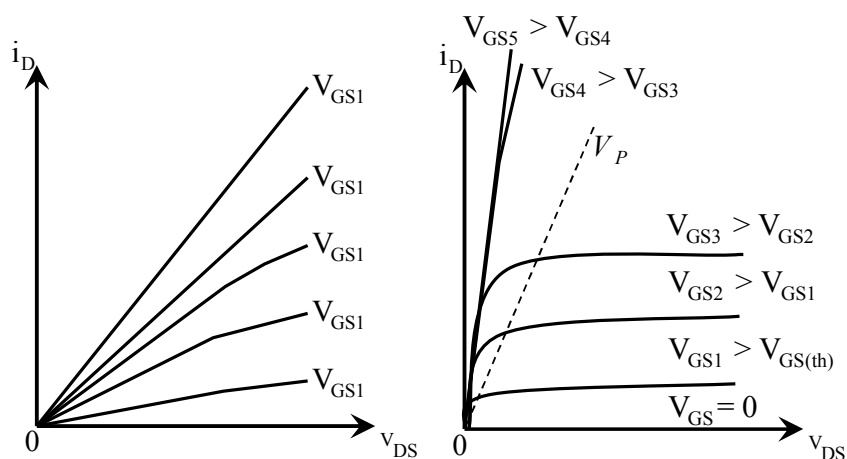


Fig. I.11 :a et b. Caractéristiques de sortie.

Le courant i_D ne peut passer que si la tension V_{GS} , supérieure à la tension de seuil $V_{GS(th)}$, crée des canaux de type N. La section de ces canaux est alors fonction, de l'écart

$$V_{GS} - V_{GS(th)}$$

Pour les faibles valeurs de V_{DS} , inférieures à quelques volts, le courant i_D est faible, son passage dans les canaux n'en modifie pas la résistivité, le courant i_D croît proportionnellement à V_{DS} .

Lorsque i_D est assez grand pour que les flux d'électrons saturent les canaux, i_D reste pratiquement constant lorsque V_{DS} augmente; les caractéristiques sont horizontales. La valeur de V_{DS} correspondant à la saturation des canaux est appelée tension de "pincement" V_P .

En électronique linéaire (amplification), on travaille dans la zone où les caractéristiques $i_D = f(V_{DS})$ sont horizontales.

En électronique de puissance, on demande au transistor de fonctionner en interrupteur:

- L'interrupteur sera ouvert pour V_{GS} inférieur à $V_{GS(th)}$; en fait, on réalisera l'ouverture en faisant $V_{GS} = 0$. La résistance $R_{DS OFF}$ entre drain et source est alors pratiquement infinie.

- L'interrupteur sera fermé lorsque V_{GS} sera suffisant pour qu'à i_D donné la chute de tension V_{DS} soit minimale. L'augmentation de V_{GS} réduit V_{DS} , toutefois, au-delà d'une tension de l'ordre de la dizaine de volts, la réduction de V_{DS} à i_D donné n'est plus sensible.

II.2.2.3.2 Caractéristique d'entrée :

La grille étant isolée, il n'y a théoriquement pas de courant circulant entre grille et source en régime statique. En fait, il y a un petit courant de fuite très inférieur au micro-ampère. L'impédance d'entrée très élevée, supérieure au mégohm, constitue le principal avantage du transistor MOSFET sur le transistor bipolaire. On verra que l'impédance d'entrée est essentiellement capacitive.

On peut tracer des caractéristiques de transfert donnant i_D en fonction de V_{GS} à V_{DS} constant. Elles montrent comment, dès que V_{GS} a dépassé la tension de seuil $V_{GS(th)}$, généralement comprise entre 2 et 4 volts, le courant i_D croît rapidement. La pente des caractéristiques de transfert est appelée transconductance directe g_{FS} [6].

II.2.2.4 Avantages des transistors (MOSFET) :

On peut classer les avantages de MOSFET suivants :

- Le bruit intrinsèque est toujours très faible.
- Ce type de transistor est simple à fabriquer et par suite peu onéreux.
- La densité d'intégration autorisée par ce type de composant est très importante : on dépasse aujourd'hui le nombre de 10^7 transistors sur une seule puce.

II.2.2.5 Phénomène de commutation :

Les temps d'enclenchement et de déclenchement du MOS sont extrêmement courts (quelques dizaines de ns). La figure I.12 donne les allures des tensions V_{GS} , V_{DS} .

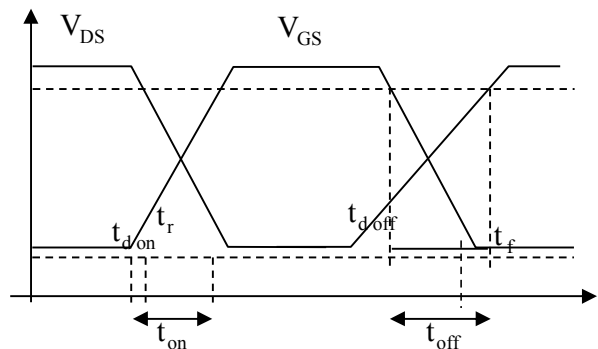


Fig. I.12 : forme d'ondes idéalisées

$t_{d\ on}$: temps de retard à l'enclenchement.

t_r : temps de croissance.

t_{on} : temps total d'enclenchement.

de même manière ($t_{d\ off} + t_f = t_{off}$) sont les temps de d'enclenchement [2].

II.2.3 I.G.B.T.

L'I.G.B.T. (Insulated Gate Bipolar Transistor) est un interrupteur électronique unidirectionnel de puissance commandé par une tension. G : Grille (Gate), C : Collecteur (Collector), E : Émetteur (Emitter). La figure I.13 représente un I.G.B.T idéal .

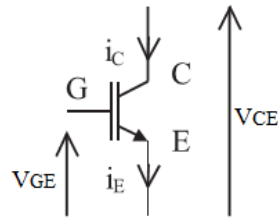


Fig. I.13 : symbole de L'I.G.B.T

II.2.3.1 Constitution :

L'I.G.B.T. est constitué d'un transistor bipolaire PNP et d'un MOSFET canal N (NMOS) (figure I.14), l'objectif étant de combiner les avantages des transistors bipolaires (commutation de forts courants sous des tensions élevées) et des MOSFET (commande en tension sans courant).

Fonctionnement normal. Si la tension V_{GE} est supérieure à la tension de seuil du NMOS, le NMOS conduit, entraînant la conduction du PNP par extraction de son courant de base. Si le NMOS est suffisamment conducteur ($R_{DS\ on}$ faible), le PNP se sature. Au contraire, si la tension V_{GE} est inférieure à la tension de seuil du NMOS, le NMOS est bloqué, entraînant le blocage du PNP. Le tout se comporte comme un transistor NPN commandé par une tension (le courant de commande est quasi nul en dehors des commutations).

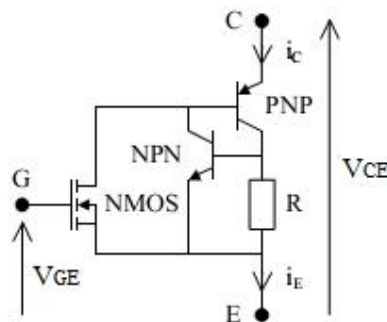


Fig. I.14 : Constitution de L'I.G.B.T

II.2.4 Thyristor GTO :

Le G.T.O. Thyristor (Gate-Turn-Off Thyristor) ou S.C.R. blocable est un interrupteur électronique unidirectionnel à fermeture et ouverture commandées. Il est aussi appelé G.C.O. (Gate-Cut-Off) ou G.C.S.(Gate-Controlled-Switch). Ce composant est surtout destiné à

travailler avec des sources de tensions continues, comme, par exemple, dans les onduleurs en pont (figure I.15).

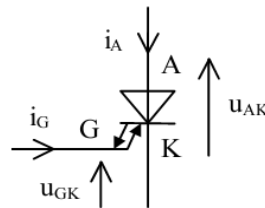


Fig. I.15 : Symbole d'un G.T.O.

II.2.4.1 Amorçage et blocage :

Le G.T.O. est amorçable comme le S.C.R. Il présente la possibilité supplémentaire d'être blocable par application d'une tension Gâchette-Cathode négative, générant un courant négatif de gâchette élevé (typiquement un tiers du courant d'anode devant être annulé). La tension directe à l'état passant aux bornes d'un G.T.O. est typiquement de 2 à 3 V.

II.2.4 .2 Polarisation inverse ($V_{AK} < 0$ et $i_A < 0$).

En inverse, le G.T.O. est équivalent à une résistance incapable de bloquer une tension et ne permettant pas un courant significatif. Si nécessaire, pour assurer une tenue en tension inverse il faut ajouter une diode en série avec le G.T.O (figure I.16) [5].

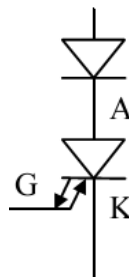


Fig. I.16 : Diode en série

III.3 Condensateur :

III.3.1 Généralités :

Les condensateurs qui nous rencontrons dans les alimentations à découpage remplissent deux rôles distincts : ils servent d'énergie lors des variations de commande ou de charge, et ils servent également de condensateur de découpage ou filtrage vis-à-vis du fonctionnement

en haut fréquence de l'alimentation .Ce sont les condensateurs chimique dits à faible résistance série qui présentent des valeurs de capacité importantes, tout en présentant une excellente tenue en fréquence. Le condensateur se caractérise par 6 grandeurs physiques qui définissent ses domaines d'application. La capacité d'un condensateur est égale au rapport de la charge électrique Q emmagasinée à la tension V appliquée entre ses armatures :

$$C(F) = Q(C)/V (V)$$

Dans le cas simplifié d'un condensateur dont la surface S des armatures en regard est plane l'expression de la capacité C 'est :

$$C = \epsilon_r \epsilon_0 S / e$$

Avec :

ϵ_0 : Permittivité du vide,

ϵ_r : Permittivité relative (2 à 20 000) du diélectrique,

e : épaisseur du diélectrique [2].

III.4 Les inductance :

III.4.1 Généralités :

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 ci-avant permet :

1) de diminuer l'encombrement, à valeur égale, 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'interrupteur magnétique (inductances saturables).

Le schéma électrique équivalent d'une inductance simple L est le suivant :

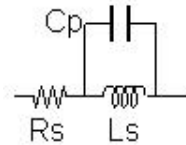


Fig. I.17 : inductance simple L

où Rs représente la résistance série du fil bobiné et Cp les capacités parasites inter spires.

III.4.3 Dimensionnement de l'inductance :

La valeur de l'inductance est obtenue par :

$$L = \mu_0 \mu_e \frac{S_e}{l_e} N^2$$

avec : $\mu_0 = 4 \pi 10^{-7}$ (SI)

μ_e : perméabilité effective (y compris entre fer éventuel)

S_e : section effective magnétique du noyau (section moyenne)

l_e : Longueur magnétique effective (longueur moyenne du circuit magnétique)

N: nombre de spires [6].

Le calcul de l'inductance et la capacité est représenté sur le chapitre II

IV.5 Conclusion :

Nous avons consacré ce chapitre aux principales généralités sur les semi-conducteur de puissance. Les interrupteurs de puissance sont conçus avec des matériaux semi-conducteur.

Tous ces composants fonctionnent en commutation entre deux états, ouvert (ou bloqué) et fermé (ou passant). Et selon leur commutations peuvent être classés en deux catégories

- les éléments non commandables (diodes),
- les éléments commandables à la fermeture et à l'ouverture (transistors bipolaires,

MOSFETs, IGBTs, GTOs).

Dans le cas des alimentations à découpage, il est nécessaire de placer un filtre LC du type passe-bas de dimensionner l'inductance L et le condensateur C . Donc on donne des généralités sur l'inductance et le condensateur et comment dimensionner ces deux éléments.

Chapitre n° II

*Etude théorique du convertisseur AC-DC
type BUCK*

II.1 Introduction :

Pour obtenir la conversion alternative-continu on utilise deux blocs de conversion :

Le premier bloc est Un montage redresseur qui permet d'obtenir une tension continue (de valeur moyenne non nulle) à partir d'une tension alternative sinusoïdale (de valeur moyenne nulle). On distingue le redressement non commandé, utilisant uniquement des diodes et délivrant une tension de valeur moyenne non réglable et le redressement commandé, utilisant des thyristors permettant d'obtenir une tension de valeur moyenne réglable.

Le deuxième bloc est un hacheur qui permet de construire une source de tension variable à partir d'une source de tension fixe, Pour alimenter une charge généralement un moteur à courant continu sous tension sensiblement continue et réglable.

Dans ce chapitre on consacre l'étude du convertisseur DC/DC type BUCK ,et avec la convertisseur AC/DC on utilise un redresseur non commandé.

II.2 Redressement non commandé :

Le redressement permet d'obtenir un courant unidirectionnel à partir d'une source alternative, principalement monophasée ou triphasée. Les redresseurs sont du type simple alternance ou double alternance. En général, le lissage du courant par inductance est utilisé pour les fortes puissances, et le lissage de la tension par condensateur pour les faibles puissances [5].

II.2.1 Redressement double alternance :

Pour obtenir le redressement double alternance on utilise le pont de Graëtz qui est constitué de quatre diodes montées en parallèle deux par deux . Les diodes D1et D2 son à cathodes commune et les diode D3 ,D4 son à anodes communes (voire figure II.1) .

Le pont est alimenté par une tension alternative sinusoïdale telle que :

$$v'_e(t) = V_{emax} \sin(\omega t)$$

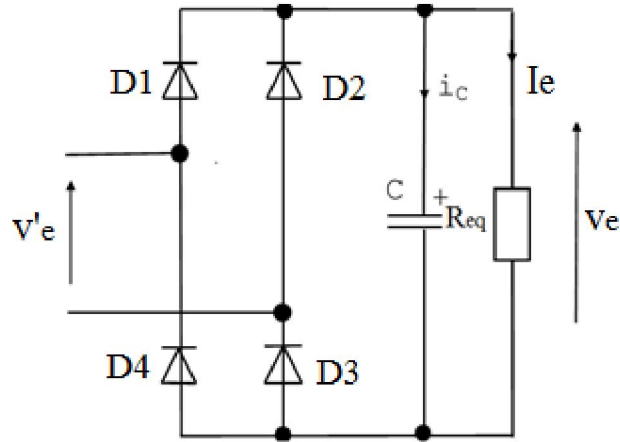


Fig II.1: pont de Graëtz

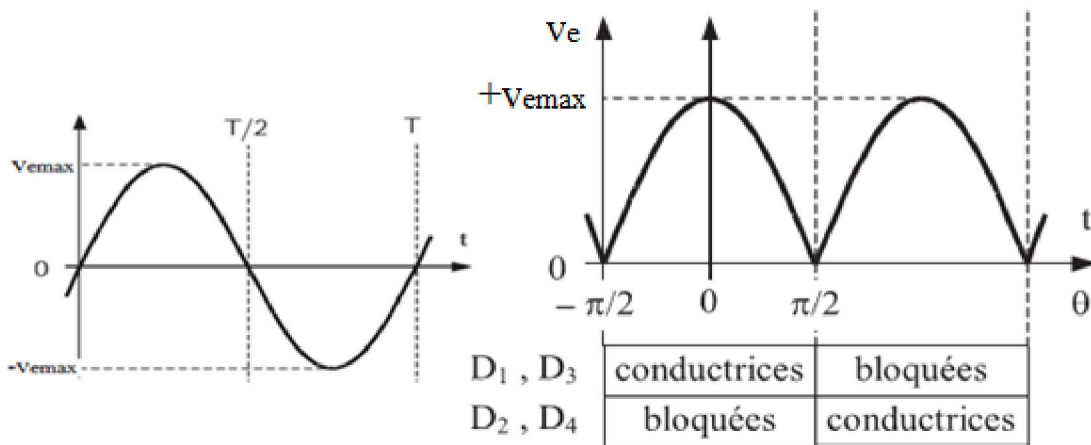


Fig II.2 : a) forme de tension d'alimentation b) tension redressée [5]

II.2.2 Filtrage de la tension redressée par une condensateur :

Le filtrage de la tension par un condensateur en parallèle sur les borne de sortie du pont devrait être utilisé : le redresseur relie alors directement *deux dipôle de tension* , réseaux et condensateur (Figure II.3).

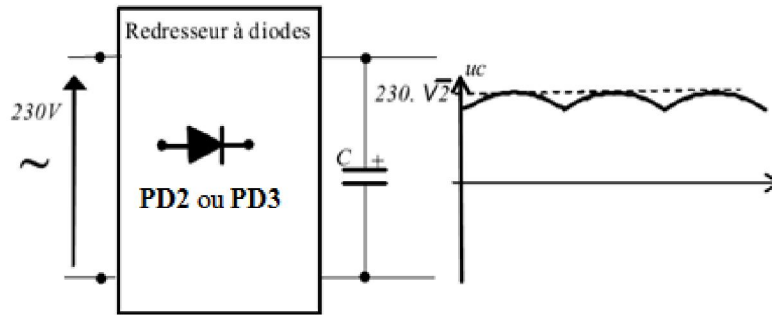


Fig. II.3: filtrage de la tension par une condensateur

L'association *pont de diode + condensateur* constitue le dispositif d'alimentation d'une multitude d'appareil, aussi bien dans le domaine de la domotique (téléviseur , four à micro-onde...) que l'électronique (alimentation des carte, matériels informatique) ou de l'électrotechnique (étage d'entrée des variateur de vitesse).

II.2.3 Tension redressée :

L'allure de la tension redressée est donnée dans la figure II.4 , entre les instant t_1 et t_2 la tension $v_e(t)$. est égale à la tension du réseau, en suite le condensateur se décharge dans la charge R_{eq} jusqu'à ce que la tension a se borne redevienne égale a la tension du réseau ,à l' instant $t_1 + \frac{T}{2}$

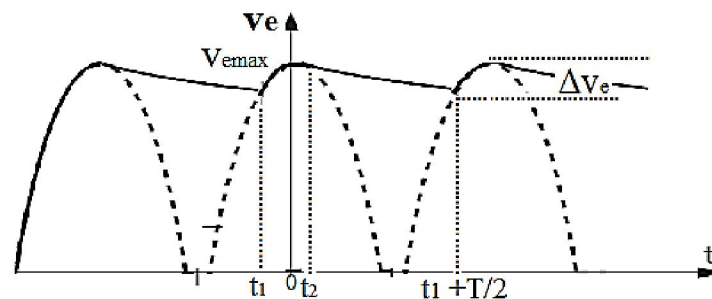


Fig .II.4 : tension redressé et filtré

Si la constante de temps du circuit de sortie est telle que : $\tau = R_{eq}c_e \gg T/2$

L'intervalle de conduction des diodes du pont est très réduite et la décharge du condensateur s'effectue selon une loi quasiment linéaire , avec une faible décroissance de $v_e(t)$.

dans ces conductions - qui sont généralement réalisées- nous pouvons admettre que la tension redressée et le courant dans la charge sont pratiquement constant :

$$v_e(t) \approx V_{emax} \approx V_e \qquad i_e(t) \approx I_e = \frac{V_e}{R_{eq}}$$

On parle alors de *redresseur de crête* .

Il est possible de donner une valeur approchée de l'ondulation crête à crête de $v_e(t)$.

En confondant t_2 avec 0 , l'expression de la tension redressée pendant la décharge du condensateur est :

$$v_e(t) = V_{emax} e^{-\frac{t}{\tau}}$$

L'ondulation de la tension de sortie vaut :

$$\Delta V_e = v_e(0) - v_e\left(t_1 + \frac{T}{2}\right)$$

En confondant $\left(t_1 + \frac{T}{2}\right)$ avec $\frac{T}{2}$:

$$\Delta V_e = v_{emax} \left(1 - e^{-\frac{t}{2\tau}}\right)$$

Puisque la constante de temps τ est grande devant la période $T/2$ de la tension redressé :

$$\Delta V_e \approx \frac{V_{emax} T}{2\tau}$$

Avec $\tau = R_{eq} c_e$, $T = 1/f$ et $v_{emax} = V_e = R_{eq} \times I_e$: après simplification :

$$\Delta V_e \approx \frac{I_e}{2f c_e} \Rightarrow c_e = \frac{I_e}{2f \Delta V_e}$$

Cette relation donne des résultats satisfaisants à condition que $\Delta V_e \ll V_e$ [7].

R_{eq} : resistance equivalent de convertisseur BUCK pendant t_{ON}

c_e : condensateur d' entrée

II.3 convertisseurs continu-continu :

Les hacheurs sont des convertisseurs statiques continu-continu permettant de fabriquer une source de tension continue variable à partir d'une source de tension continue fixe.

on distingue trois familles de convertisseurs statiques (ou hacheurs) :

- hacheur abaisseur (ou buck),
- hacheur élévateur (ou boost),
- hacheur abaisseur-élévateur (buck-boost). [4]

notre étude est consacré sur le convertisseur type buck

II .4 Principe d'un hacheur dévolteur (BUCK):

Le principe d'un tel convertisseur est d'assurer la fluence d'énergie entre une source de tension continue, et une source de courant continu.

II.5 Synthèse :

la structure de base d'un hacheur dévolteur ((un quadrant)), est donné à la figure (II.5).

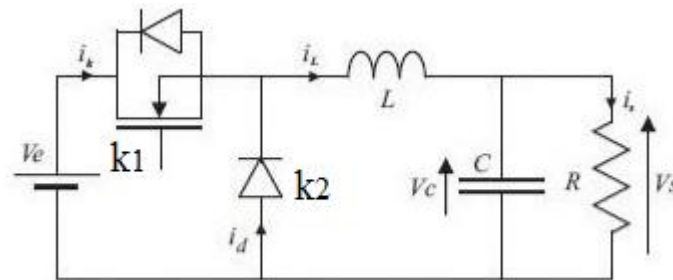


fig. II.5 : structure de convertisseur BUCK

nous devons mettre en évidence deux points importants.

Le premier est relatif à la nature des commutations au sein de la cellule constituée par K1 et K2: l'amorçage et le blocage commandés de K1 entraînent respectivement le blocage et l'amorçage spontanés de K2.

Le second est relatif aux natures des interrupteurs K1 et K2 :

- Interrupteurs K1 : cet interrupteur doit supporter une tension positive, et doit pouvoir conduire un courant positif. En outre, on doit être en mesure de pouvoir commander son amorçage et son blocage.

Cet interrupteur devra donc être de type transistor (bipolaire, MOS, IGBT ou GTO).

- Interrupteur K2 : cet interrupteur doit supporter une tension inverse, et doit pouvoir conduire un courant positif. En outre, toutes les commutations de cet interrupteur peuvent être spontanées.

Cet interrupteur sera donc de type diode (D) [8].

La structure obtenue est dite convertisseur asynchrone .

Le couple de composants L et C forment un filtre passe-bas, pour limiter les ondulations du courant dans la charge, ainsi que les ondulations de la tension aux bornes de la charge.

II.6 Principe de fonctionnement :

L'interrupteur K se ferme et s'ouvre pendant une période T. Il est fermé pendant l'intervalle $(0, \alpha T)$: la diode est bloquée, la source primaire fournit de l'énergie à l'inductance L et à la résistance R.

Il est ouvert de αT à T : la diode est passante et assure la continuité du courant et la décharge de L.

II.7 Hypothèse :

Nous supposons dans cette étude théorique les hypothèses suivantes :

- courant périodique de période T
- Tension de sortie V_s continue.
- Tension à l'entrée V_e continue et constante (redressée et filtrée) .
- Les interrupteurs (semi-conducteur) idéaux, état ON $(V_K, I_D) = 0$,
État OFF : $(V_D, I_K) = 0$

- Puissance délivrée à la sortie égale à la puissance fourni à l'entrée
- La capacité du condensateur de sortie sera supposée suffisamment grande

Le rapport cyclique α : est défini comme étant le rapport entre la durée de conduction de l'interrupteur K et la période de commutation T : $\alpha = \frac{t_{on}}{T}$

Pour l'étude du convertisseur on utilisera la méthodes d'études séquentielles.

Le convertisseur est considéré comme un réseau électrique maillé , le fonctionnement global du système étudié est décomposé en une succession de séquences élémentaires, définies par la conduction ou la non-conduction des semi-conducteurs [9].

II.8 Mode de fonctionnement :

On distingue trois mode de conduction :

➤ **Mode de Conduction Continue (MCC) :**

Dans ce cas, l'énergie emmagasinée dans l'inductance L est transférée partiellement à la charge . Le courant dans l'inductance ne s'annule jamais sur une période de commutation et est donc continu.

➤ **Mode de Conduction Discontinue (MCD) :**

Dans ce cas, l'énergie emmagasinée dans l'inductance L est transférée totalement à la charge . Le courant dans l'inductance s'annule avant la fin d'une période de commutation. Le courant dans l'inductance est discontinu [10] .

➤ **Fonctionnement en conduction critique :** c'est un fonctionnement qui définit la limite entre les deux premiers modes de fonctionnement . [4]

Pour $t = \alpha.T$

$$i_L(\alpha T) = \frac{V_e - V_s}{L}(\alpha.T) + I_{Lmin} = I_{Lmax} \dots \dots \dots \text{eq (2)}$$

Détermination de l'ondulation de courant :

L'ondulation de courant crête à crête ΔI_L peut-être déterminé à partir de l'équation eq2 par l'expression suivante :

$$\Delta I_L = I_{Lmax} - I_{Lmin} = \frac{V_e - V_s}{L}(\alpha T) \dots \dots \dots \text{eq (3)}$$

II.9.1.2 Deuxième séquence du conduction ($\alpha T \leq t \leq T$)

A l'instant $t = \alpha T$ en ouvre l'interrupteur K et la diode devient conductrice Le schéma équivalent du circuit est le suivant :

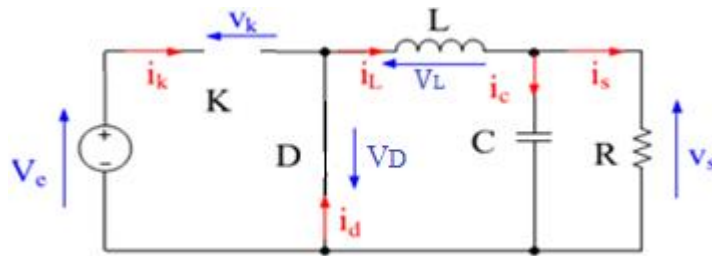


fig. II.7: schéma équivalent pendant ($\alpha T \leq t \leq T$)

Dans cette phase la variation du courant dans l'inductance est donne par l'équation suivant :

$$v_L(t) + v_D(t) + v_s(t) = 0$$

Dans le cas d'un interrupteur idéal on a : $v_D(t) = 0$

$$\Rightarrow v_L(t) = -L \frac{di_L(t)}{dt} = v_s(t)$$

A partir de la solution de l'équation du premier ordre, nous obtenons :

$$i_L(t) = \frac{-V_s}{L}(t - \alpha T) + A \dots \dots \dots \text{eq (4)}$$

Pour $t = \alpha T$ $i_L(\alpha T) = I_{Lmax} = A$

Donc : $i_L(t) = \frac{-V_s}{L}(t - \alpha T) + I_{Lmax}$

A t=T

$I_L(T) = \frac{-V_s}{L}(T - \alpha T) + I_{Lmax} = I_{Lmin}$ eq (5)

Détermination de l'ondulation de courant :

L'ondulation de courant crête à crête ΔI_L peut-être déterminée à partir de l'équation eq(5) par l'expression suivante :

$\Delta I_L = I_{Lmax} - I_{Lmin} = \frac{V_s}{L}(1 - \alpha)T$ eq (6)

Des eq 3 et 6 on déduit :

$V_s = \alpha V_e$ eq (7)

A partir des eq (1) et (4) en peut tracer les formes du courant et tension en conduction continue donnée dans la figure II.8.

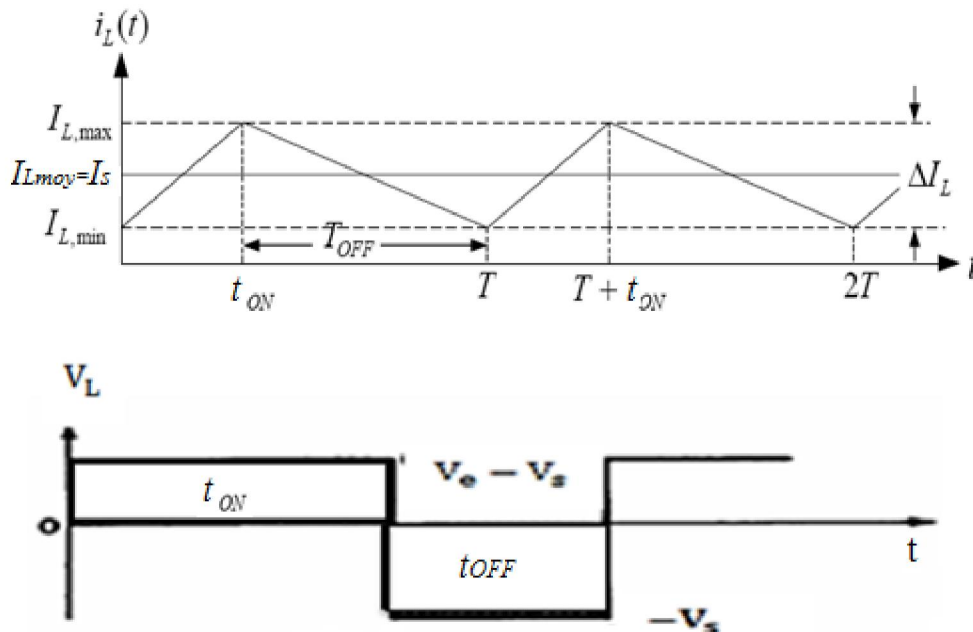


fig. II.8 : forme du courant et de tension dans l'inductance en conduction continue

II.9.2.1 Tension moyenne dans l'inductance :

$$V_{Lmoy} = \frac{1}{T} \int_0^T v_L(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T L di_L = \frac{L}{T} [i_L(t)]_0^T = i_L(T) - i_L(0) = 0 \dots \dots \dots \text{eq (8) . [11]}$$

II.9.2.2 Courant moyenne dans l'inductance et courants I_{Lmax} , I_{Lmin} :

Le courant moyen dans l'inductance doit être égal au courant continu dans la charge.

C'est-à-dire :

$$I_{Lmoy} = I_s = \frac{V_s}{R} \dots \dots \dots \text{eq (9)}$$

Les expressions des courants I_{Lmax} et I_{Lmin} dans l'inductance peuvent maintenant être écrites de la façon suivant :

$$I_{Lmax} = I_{Lmoy} + \frac{\Delta I_L}{2} = \frac{V_s}{R} + \frac{V_s}{2L} (1 - \alpha) T \dots \dots \dots \text{eq(10)}$$

$$I_{Lmin} = I_{Lmoy} - \frac{\Delta I_L}{2} = \frac{V_s}{R} - \frac{V_s}{2L} (1 - \alpha) T \dots \dots \dots \text{eq (11) [3].}$$

II.9.2.3 Courant de source $i_e(t)$ et l'interrupteur $i_K(t)$:

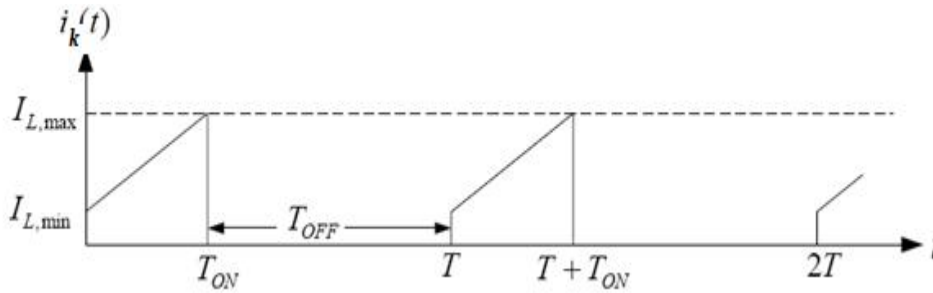


fig. II.9 : forme du courant dans la source $i_e(t)$ et l'interrupteur $i_K(t)$

Pendant la Première phase de conduction ($0 \leq t \leq \alpha T$) : $i_e(t) = i_K(t)$

L'expression du courant : $i_K(t) = (I_s - \frac{\Delta I_L}{2}) + \frac{\Delta I_L}{\alpha T} t \dots \dots \dots \text{eq (12)}$

Donc : $i_K^2(t)$ vaut :

$$i_k^2(t) = \left(I_s - \frac{\Delta I_L}{2}\right)^2 + \left(\frac{\Delta I_L}{\alpha T} t\right)^2 + 2\left(I_s - \frac{\Delta I_L}{2}\right)\left(\frac{\Delta I_L}{\alpha T} t\right)$$

La valeur efficace $I_{k_{eff}}^2$ est égale à la valeur moyenne de $i_k^2(t)$, donc :

$$I_{k_{eff}}^2 = \frac{1}{T} \int_0^{\alpha T} i_k^2(t) dt = \frac{1}{T} \left[\left(I_s - \frac{\Delta I_L}{2}\right)^2 t + \left(\frac{\Delta I_L}{\alpha T}\right)^2 \frac{t^3}{3} + \frac{2\Delta I_L}{\alpha T} \left(I_s - \frac{\Delta I_L}{2}\right) \frac{t^2}{2} \right]_{0}^{\alpha T}$$

$$I_{K_{eff}} = \left[\left[\left(I_s - \frac{\Delta I_L}{2}\right)^2 + \frac{\Delta I_L^2}{3} + \Delta I_L \left(I_s - \frac{\Delta I_L}{2}\right) \right] \alpha \right]^{1/2}$$

Dans le cas de l'ondulation est faible $\Delta I_L \ll \ll I_s$

$$I_{K_{eff}} = I_s[\alpha]^{1/2} \dots \dots \dots \text{eq (13)}$$

II.9.2.4 Courant dans la diode $i_D(t)$:

la forme de courant de la diode est donne par la figure suivante :

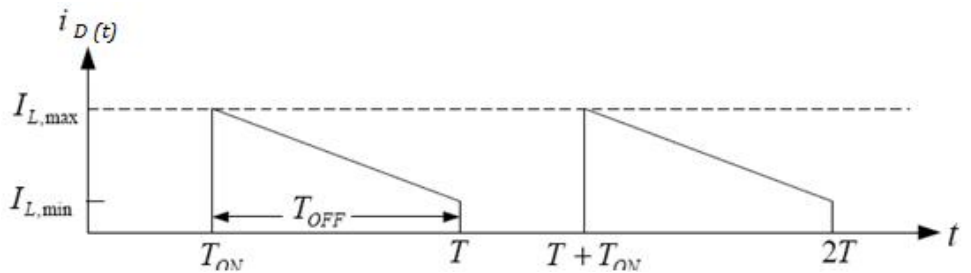


fig. II.10 : forme du courant dans la diode

Pendant la deuxième phase de conduction ($\alpha T \leq t \leq T$) :

L'expression du courant : $i_D(t) = \left(I_s + \frac{\Delta I_L}{2}\right) - \frac{\Delta I_L}{T - \alpha T} (t - \alpha T) \dots \dots \dots \text{eq (14)}$

Donc : $i_D^2(t)$ vaut :

$$i_D^2(t) = \left(I_s + \frac{\Delta I_L}{2}\right)^2 + \left(\frac{\Delta I_L}{T - \alpha T} (t - \alpha T)\right)^2 - 2\left(I_s + \frac{\Delta I_L}{2}\right)\left(\frac{\Delta I_L}{T - \alpha T} (t - \alpha T)\right)$$

La valeur efficace $I_{D_{eff}}^2$ est égale à la valeur moyenne de $i_D^2(t)$, donc :

$$I_{D_{eff}}^2 = \frac{1}{T} \int_0^{\alpha T} i_D^2(t) dt \Rightarrow$$

$$I_{D_{eff}}^2 = \frac{1}{T} \left[\left(I_s + \frac{\Delta I_L}{2} \right)^2 (t - \alpha T) + \left(\frac{\Delta I_L}{T - \alpha T} \right)^2 \frac{(t - \alpha T)^3}{3} - \frac{2\Delta I_L}{T - \alpha T} \left(I_s + \frac{\Delta I_L}{2} \right) \frac{(t - \alpha T)^2}{2} \right] \alpha T$$

$$I_{D_{eff}} = \left[(1 - \alpha) \left[\left(I_s + \frac{\Delta I_L}{2} \right)^2 + \frac{(\Delta I_L)^2}{3} - \Delta I_L \left(I_s + \frac{\Delta I_L}{2} \right) \right] \right]^{1/2}$$

Dans le cas de l'ondulation est faible $\Delta I_L \ll I_s$

$$I_{D_{eff}} = I_s [1 - \alpha]^{1/2} \dots \dots \dots \text{eq (15)} \quad [12].$$

II.9.2.5 Tension aux borne de l' interrupteur : lorsque D est passant on a $V_{Kmax} = V_{emax}$

II.9.2.6 Tension aux borne de la diode : lorsque K est passant on a $V_{Dmax} = |V_{emax}|$

II.9.2.7 Calcul de l'inductance :

D'après eq(3) : $L = \frac{\alpha(1-\alpha)V_e}{\Delta I_L F}$ La limite du discontinu impose $\Delta I_{Lmax} = 2 I_s$

Donc $L_{min} = \frac{\alpha(1-\alpha)V_e}{2 I_s F}$ pour assurer la conduction continu il faut : $L \geq \frac{\alpha(1-\alpha)V_e}{2 I_s F}$

II.7.2.8 Calcul de C : pendant t_{on}

En réalité, $V_s(t)$ est ondulée $v_s(t) = V_s + \delta(v_s(t))$ (Cette ondulation est liée à l'ondulation de $i_L(t)$)

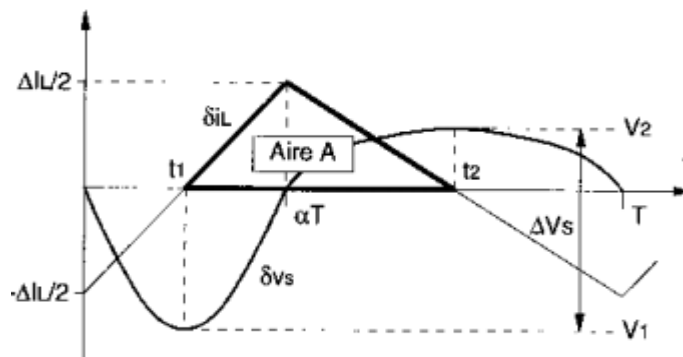


fig. II.11 : forme des ondulations du courant $i_L(t)$ et tension $v_s(t)$

$$i_c(t) = \delta i_L(t) = C \frac{d(\delta V_s)}{dt}$$

$$\delta V_s = \frac{1}{C} \int \delta i_L dt \quad \delta V_s \text{ est déphasée de } -\frac{\pi}{2} \text{ par rapport à } \delta i_L(t)$$

$$\Delta V_s = V_2 - V_1 = \frac{1}{C} \int_{t_1}^{t_2} \delta I_L(t) dt$$

Donc $\Delta V_s = \frac{1}{C} * A$

$$A = \frac{1}{2} * \frac{\Delta I_L}{2} * (t_2 - t_1) \Rightarrow A = \frac{\Delta I_L}{4} \left(\alpha T + \left(\frac{T - \alpha T}{2} \right) - \frac{\alpha T}{2} \right)$$

$$A = \frac{\Delta I_L * T}{8} \quad \text{donc} \quad \Delta V_s = \frac{\Delta I_L}{8 * C * F}$$

D'après eq (3) et (16) $\Delta V_s = \frac{\alpha(1-\alpha)}{8LCF^2} V_e$

$$\Rightarrow C = \frac{\alpha(1-\alpha)}{8L\Delta V_s F^2} V_e \dots\dots\dots \text{eq (16)} \quad [11].$$

II.10 Mode de conduction discontinu :

Dans le cas du mode de conduction discontinue, le courant à travers l'inductance s'annule pendant l'intervalle t_{off}

II.10.1 Equation de fonctionnement :

II.10.1.1 Première séquence de conduction ($0 \leq t \leq \alpha T$) :

A $t=0$ on ferme l'interrupteur K, la diode D est bloquée. Le schéma équivalent du circuit est le suivant :

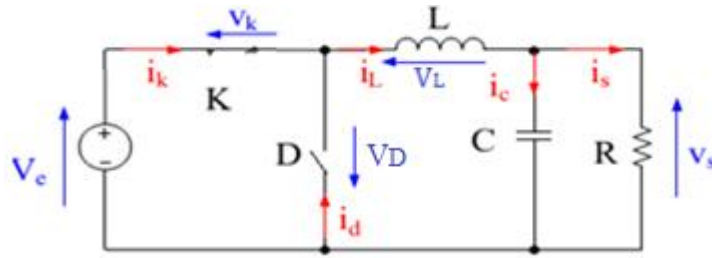


fig. II.12 : fonctionnement pendant $(0 \leq t \leq \alpha T)$

Dans cette phase la variation du courant dans l'inductance est donne par l'équation suivante :

$$v_e(t) = v_L(t) + v_s(t) + v_K(t)$$

$$v_K(t) = 0 \Rightarrow v_L(t) = v_e(t) - v_s(t)$$

$$\Rightarrow L \frac{di_L(t)}{dt} = v_e(t) - v_s(t)$$

A partir de la solution de l'équation du premier ordre, nous obtenons

$$i_L(t) = \frac{V_e - V_s}{L} t + i_L(0) \dots \dots \dots \text{eq(17)}$$

$$i_L(0) = 0$$

Pour $t = \alpha T$

$$i_L(\alpha T) = \frac{V_e - V_s}{L} (\alpha T) = I_{Lmax} \dots \dots \dots \text{eq (18)}$$

II.10.1.2 deuxièmes séquence de conduction $(\alpha T \leq t \leq \alpha' T)$:

$\alpha' T$: est le temps de décroissance de $i_L(t)$

(Origine en αT)

$$\Rightarrow i_L(t) = \frac{-V_s}{L} t + I_{Lmax}$$

$$i_L(\alpha' T) = 0 \Rightarrow I_{Lmax} = \frac{V_s}{L} (\alpha' T) \dots \dots \dots \text{eq (19)}$$

A partir des eq (18) et (19)

$$\text{Donc } \frac{V_e - V_s}{L} \alpha T = \frac{V_s}{L} \alpha' T \Rightarrow \frac{V_s}{V_e} = \frac{\alpha}{\alpha + \alpha'}$$

$$\Rightarrow \alpha' = \alpha \frac{V_e - V_s}{V_s} \dots\dots\dots \text{eq (20)}$$

La figure suivante donne les allures du courant $i_L(t)$ et de la tension $v_L(t)$:

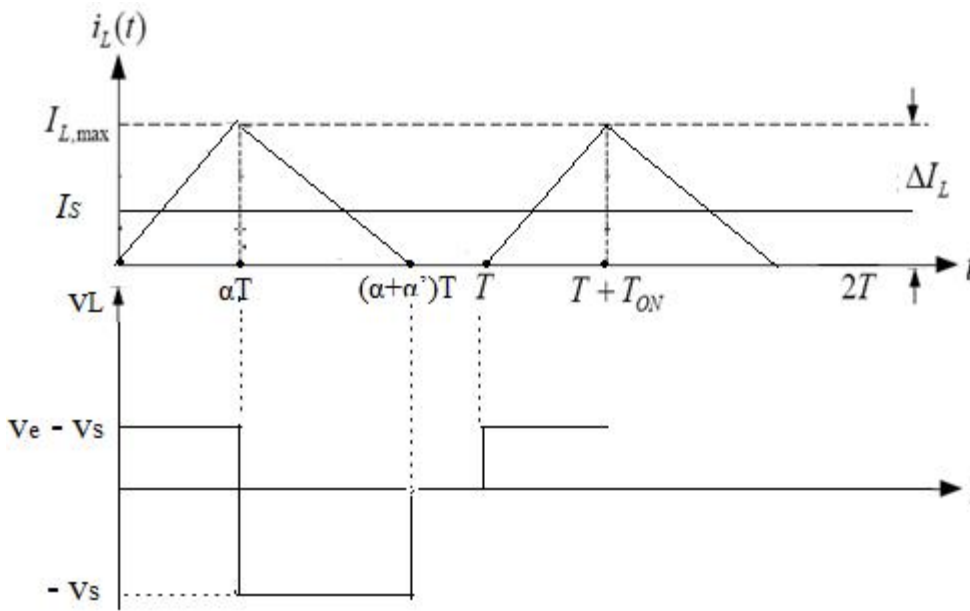


fig. II.13 : forme du courant et de la tension de l'inductance en MCD

D'autre part $I_s = I_{Lmoy}$ donc $I_s = \frac{1}{T} \left(\frac{1}{2} * I_{Lmax} \alpha T + \frac{1}{2} * I_{Lmax} \alpha' T \right)$

$$\Rightarrow I_s = \frac{1}{2} I_{Lmax} (\alpha + \alpha') \dots\dots\dots \text{eq (21)}$$

A l'aide des eq (18), (20), et (21) on obtient :

$$I_s = \frac{V_e - V_s}{2Lf} * \alpha \left(\alpha \frac{V_e}{V_s} \right)$$

$$\Rightarrow I_s = \frac{\alpha^2}{2LF} * \frac{V_e}{V_s} * (V_e - V_s)$$

$$V_s = V_e * \frac{1}{1 + \frac{2LFI_s}{\alpha^2 V_e}} \dots \dots \dots \text{eq (22)} \quad [11].$$

On peut voir que l'expression de la tension de sortie est bien plus compliquée que celle obtenue en MCC. En effet, la tension de sortie dépend non seulement de la tension d'entrée et du rapport cyclique α , mais aussi de la valeur de l'inductance L, de la période de commutation T et du courant de sortie [10].

II.10.2.1 Tension aux borne de l' interrupteur : lorsque D est passant on a : $V_{Kmax} = V_{e(max)}$

II.10.2.2 Tension aux borne de la diode : lorsque K passant on a $V_{Dmax} = |V_e|$

II.10.2.3 Courant de source $i_e(t)$ et l'interrupteur $i_K(t)$:

Pendant la Première phase de conduction ($0 \leq t \leq \alpha t$) : $i_e(t) = i_K(t)$

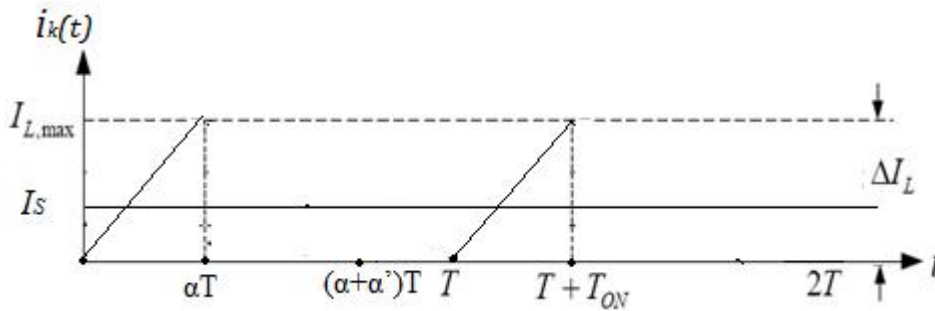


fig. II.14 : forme de courant $i_K(t)$

L'expression de courant : $i_K(t) = \frac{I_{Lmax}}{\alpha T} t$

Donc : $i_K^2(t)$ vaut :

$$i_K^2(t) = \left(\frac{I_{Lmax}}{\alpha T} t \right)^2$$

La valeur efficace I_{Keff}^2 est égale à la valeur moyenne de $i_K^2(t)$, donc :

$$I_{Keff}^2 = \frac{1}{T} \int_0^{\alpha T} i_K^2(t) dt = \frac{1}{T} \left[\left(\frac{I_{Lmax}}{\alpha T} \right)^2 * \frac{t^3}{3} \right]_0^{\alpha T}$$

$$\Rightarrow I_{Keff} = \sqrt{\frac{\alpha}{3}} I_{Lmax} \dots\dots\dots \text{eq (23)}$$

II.10.2.4 Courant dans la diode $i_D(t)$:

Pendant la deuxième phase de conduction ($\alpha T \leq t \leq (\alpha + \alpha')T$) :

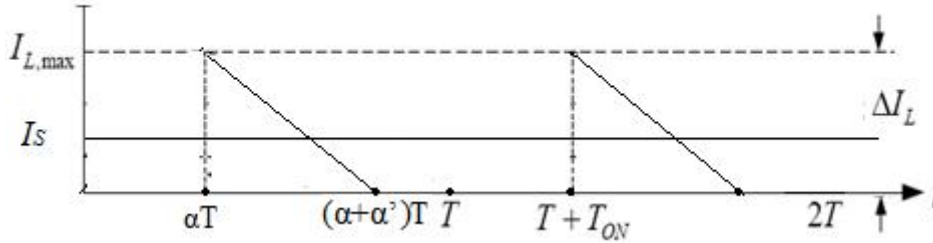


fig. II.15 : la forme du courant $i_D(t)$

L'expression du courant :
$$i_D(t) = -\frac{I_{Lmax}}{\alpha'T} (t - \alpha T) + I_{Lmax}$$

Donc : $i_D^2(t)$ vaut :

$$i_D^2(t) = \left(\frac{I_{Lmax}}{\alpha'T} (t - \alpha T) \right)^2 + (I_{Lmax})^2 - 2 \left(\frac{I_{Lmax}}{\alpha'T} (t - \alpha T) \right) (I_{Lmax})$$

La valeur efficace I_{Deff}^2 est égale à la valeur moyenne de $i_D^2(t)$, donc :

$$\begin{aligned} I_{Deff}^2 &= \frac{1}{T} \int_{\alpha T}^{\alpha T + \alpha' T} i_D^2(t) dt \\ &= \frac{1}{T} \left[(I_{Lmax})^2 (t - \alpha T) + \left(\frac{I_{Lmax}}{\alpha'T} \right)^2 \frac{(t - \alpha T)^3}{3} - 2 \left(\frac{I_{Lmax}}{\alpha'T} \right) (I_{Lmax}) \frac{(t - \alpha T)^2}{2} \right]_{\alpha T}^{\alpha T + \alpha' T} \\ &= \frac{1}{T} (I_{Lmax})^2 \left(\frac{\alpha'T}{3} \right) = I_{Lmax} \sqrt{\frac{\alpha'}{3}} \end{aligned}$$

$$I_{Deff} = I_{Lmax} \sqrt{\frac{\alpha'}{3}} \dots\dots\dots \text{eq (24)}$$

II.10.2.5 Calcul de C :

Le condensateur de sortie C sert à filtrer la tension de sortie. Plus la valeur de C est grande, plus le signal de sortie est lissé, mais d'autre part, le courant absorbé atteint des pics plus considérables. Les paramètres dimensionnant d'un condensateur sont sa capacité et la tension max qu'il peut supporter. La valeur du condensateur nous sera donnée à partir de valeur crête-à-crête du signal V_s en régime permanent dont il dépend [12].

On a $i_c(t) = i_L(t) - I_s$

On peut tracer la forme de courant $i_c(t)$

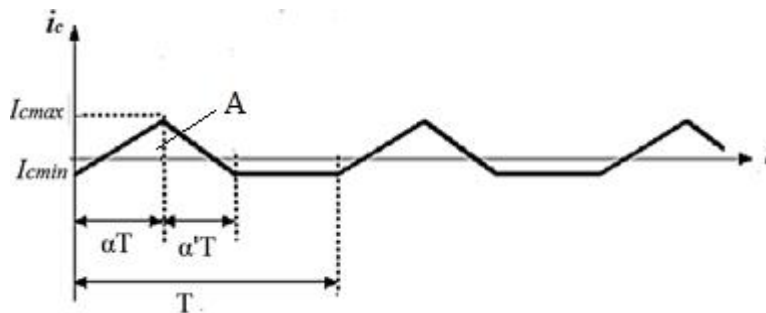


fig. II.16 : forme du courant $i_c(t)$

$$\Delta V_s = V_2 - V_1 = \frac{1}{C} \int_{t_1}^{t_2} \delta I_L(t) dt$$

$$\text{Donc } \Delta V_s = \frac{1}{C} * A \quad \text{et} \quad A = \frac{1}{2} * I_{cmax} * (t_2 - t_1)$$

On calcule : $t_2 - t_1$ et I_{cmax} , I_{cmin}

- Pendant la première phase de conduction ($0 \leq t \leq \alpha t$) :

$$t = 0 \Rightarrow \begin{cases} i_L(t) = 0 \\ I_s = \frac{1}{2} I_{Lmax} (\alpha + \alpha') \end{cases} \Rightarrow I_{cmin} = -\frac{I_{Lmax}}{2} (\alpha + \alpha')$$

$$t = \alpha T \Rightarrow \begin{cases} i_L(t) = I_{Lmax} \\ I_s = \frac{1}{2} I_{Lmax} (\alpha + \alpha') \end{cases} \Rightarrow I_{cmax} = \frac{I_{Lmax}}{2} (2 - (\alpha + \alpha'))$$

On peut écrire l'équation du courant de C :

$$i_c(t) = \frac{I_{cmax} - I_{cmin}}{\alpha T} t + I_{cmin}$$

$$\Rightarrow i_c(t) = \frac{I_{Lmax}}{\alpha T} t - \frac{I_{Lmax}}{2} (\alpha + \alpha')$$

$$i_c(t) = 0 \Rightarrow \frac{I_{Lmax}}{\alpha T} t - \frac{I_{Lmax}}{2} (\alpha + \alpha') = 0$$

$$\Rightarrow t = t_1 = \frac{\alpha T}{2} (\alpha + \alpha')$$

- **Pendant la deuxième phase de conduction ($\alpha T \leq t \leq (\alpha + \alpha') T$) :**

$$t = \alpha T \Rightarrow \begin{cases} i_L(t) = I_{Lmax} \\ I_s = \frac{1}{2} I_{Lmax} (\alpha + \alpha') \end{cases} \Rightarrow I_{cmax} = \frac{I_{Lmax}}{2} (2 - (\alpha + \alpha'))$$

$$t = (\alpha + \alpha') T \Rightarrow \begin{cases} i_L(t) = 0 \\ I_s = \frac{1}{2} I_{Lmax} (\alpha + \alpha') \end{cases} \Rightarrow I_{cmin} = -\frac{I_{Lmax}}{2} (\alpha + \alpha')$$

On peut écrire l'équation du courant de C :

$$i_c(t) = \frac{I_{cmin} - I_{cmax}}{\alpha' T} (t - \alpha T) + I_{cmax}$$

$$\Rightarrow i_c(t) = -\frac{I_{Lmax}}{\alpha' T} (t - \alpha T) + \frac{I_{Lmax}}{2} (2 - (\alpha + \alpha')) ; \alpha' T = (\alpha' + \alpha) T - \alpha T$$

$$i_c(t) = 0 \Rightarrow -\frac{I_{Lmax}}{\alpha' T} (t - \alpha T) + \frac{I_{Lmax}}{2} (2 - (\alpha + \alpha')) = 0$$

$$\Rightarrow t = t_2 = (\alpha + \alpha') \left(1 - \frac{\alpha'}{2}\right) T$$

On calcule : $t_2 - t_1$

$$(t_2 - t_1) = (\alpha + \alpha') \left(1 - \frac{\alpha'}{2} - \frac{\alpha}{2} \right) T = \frac{2 - (\alpha + \alpha')}{2} (\alpha + \alpha') T$$

$$A = \frac{1}{2} * I_{cmax} * (t_2 - t_1) = \frac{1}{2} \frac{I_{Lmax}}{2} (2 - (\alpha + \alpha')) \frac{2 - (\alpha + \alpha')}{2} (\alpha + \alpha') T$$

$$I_{Lmax} = \frac{V_s \alpha' T}{L} \quad \text{et} \quad V_s = \frac{\alpha V_e}{(\alpha + \alpha')} \Rightarrow I_{Lmax} = \frac{\alpha' \alpha V_e T}{(\alpha + \alpha') L}$$

$$\text{donc : } A = \frac{\alpha' \alpha V_e (2 - (\alpha + \alpha'))^2}{8 L f^2}$$

$$\text{Alors : } \Delta V_s = \frac{1}{C} * A = \frac{\alpha' \alpha V_e (2 - (\alpha + \alpha'))^2}{8 L C F^2}$$

$$\Rightarrow C = \frac{\alpha' \alpha V_e (2 - (\alpha + \alpha'))^2}{8 \Delta V_s L F^2} \dots \dots \dots \text{eq (25)}$$

II.10.2.6 Calcule l'inductance L :

$$\text{On a :} \quad I_{Lmax} = \frac{V_s \alpha' T}{L}$$

$$\text{Alors :} \quad L_{min} \geq \frac{V_s \alpha' T}{I_{Lmax}} \dots \dots \dots \text{eq (26)}$$

II.11 Mode de conduction critique :

- **Limite entre la conduction continue et discontinue :**

Lorsque le courant à travers l'inductance s'annule juste au moment de la commutation, le courant moyen dans la charge est égal à la moitié de l'ondulation ΔI_L . On se trouve alors à la limite entre la conduction continue et la conduction discontinue.

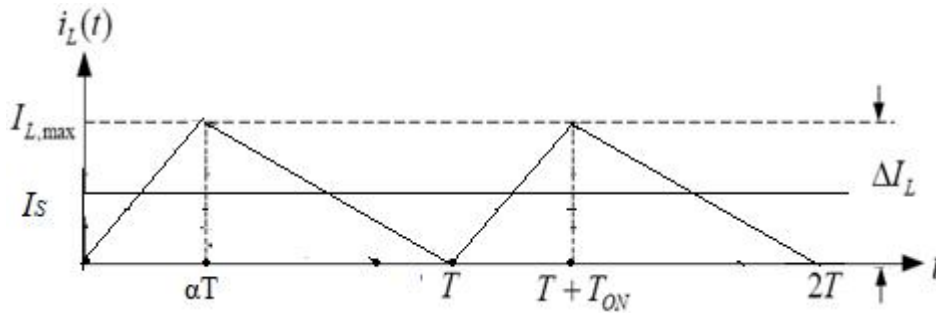


fig. II. 17 :forme du courant en mode critique $i_L(t)$

$$I_s = I_{Lmoy(lim)} = \frac{I_{Lmax}}{2} = \frac{V_s}{2LF} (1 - \alpha) \dots\dots\dots \text{eq (27)}$$

Si la fréquence de commutation F et la résistance de la charge R désirées sont établies, alors il existe une valeur minimale I_{Lmin} pour l'inductance qui assure le mode de conduction continue.

$$I_{Lmin} = \frac{(1-\alpha)}{2F} R \dots\dots\dots \text{eq (28)}$$

Si la valeur de l'inductance L et la résistance de la charge R désirées sont établies, alors il existe une valeur minimale pour la fréquence de commutation F qui assure le mode de conduction continue.

$$F_{min} = \frac{(1-\alpha)}{2L} R \dots\dots\dots \text{eq (29)}$$

Si la fréquence de commutation F et la valeur de l'inductance L désirées sont établies, alors il existe une valeur minimale pour la résistance de la charge R qui assure le mode de conduction continue.

$$R_{min} = \frac{2LF}{(1-\alpha)} \dots\dots\dots \text{eq (30) [9].}$$

II.12 Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons présenté une étude théorique de deux convertisseurs statiques, le premier c'est un convertisseur AC/DC pour construire une source de tension continu et filtrée par un condensateur .et le deuxième c'est un convertisseur DC/DC type buck , pour construire une source de tension continu réglable.

Nous avons détaillé l'étude sur le convertisseur DC/DC dans le trois mode de conduction pour obtenir les relations entre les différents paramètres nécessaires du convertisseur .

Chapitre n° III

*Etude réel et Régulation d'un convertisseur
DC/DC type BUCK*

III.1-Introduction :

Pour obtenir un modèle plus précis, nous prenons en compte les résistances parasites des conducteurs et des composants qui influent beaucoup sur le comportement des convertisseurs. Et en utilisant les résultats de l'étude théorique du chapitre II en mode de fonctionnement MCD on peut dimensionner les composants convertisseur BUCK.

En suite on donne aperçu de système asservis et quelque stratégie de commande de hacheur.

III. 2 Etude réel d'un convertisseur BUCK :

III.2.1 Les modèles d'état des hacheurs de base :

En pratique, les composants ne sont jamais parfaits et on va utiliser les modèles simplifiés représentés dans la figure III.1

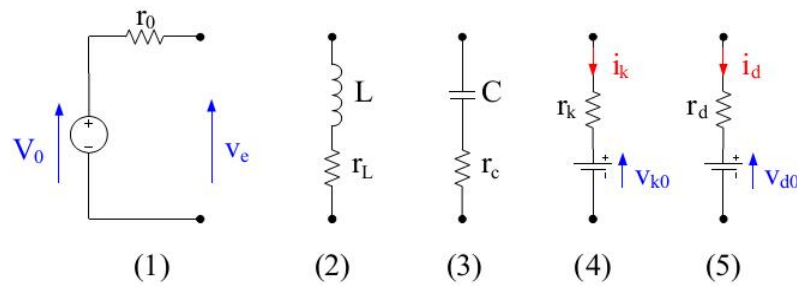


Fig. III.1 :Modèle des éléments.

(1) source de tension continue, (2) inductance, (3) capacité, (4) interrupteur à l'état passant, (5) diode à l'état passant.

On utilise une tension constante en série avec une résistance interne r_0 comme le modèle de la source de tension. Quand la fréquence n'est pas élevée, par exemple quelques kilo hertz, on pourra mettre simplement une résistance interne en série pour modéliser l'inductance et la capacité. Quant à l'interrupteur et la diode, on considère que les états ouverts sont parfaits. Mais à l'état passant, selon leurs caractéristiques, on utilise une tension constante V_{K0} ou V_{d0} en série avec une résistance r_k ou r_d pour représenter l'interrupteur ou la diode. La tension V_{d0} dépend du type de diode, pour les diodes PIN réalisées en silicium la tension V_{d0} est voisine de 0,7 V et pour les diodes Schottky elle est voisine de 0,4 V. La valeur de V_{K0} dépend du

type d'interrupteur. Pour un interrupteur de type IGBT, V_{K0} est comprise entre 0,7 V et 1 selon son calibre et sa technologie de fabrication. Pour un MOSFET, la tension V_{K0} est nulle [13].

III.2.2 Prise en compte des éléments parasites du convertisseur Buck :

Si l'on utilise les modèles des éléments de la figure 1, nous obtenons alors le schéma de la figure III.2

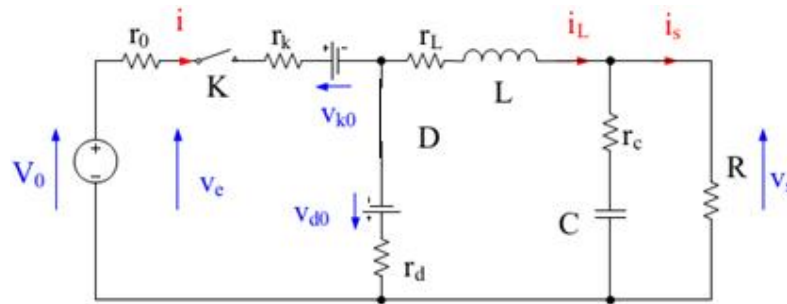


Fig. III.2 : Convertisseur Buck avec ses éléments parasites

III.3 Fonctionnement de Convertisseur Buck :

III.3.1 Fonctionnement en mode discontinu :

sur l'intervalle: $0 < t < \alpha T$:

schéma équivalent du circuit K(ON) et D (OFF)

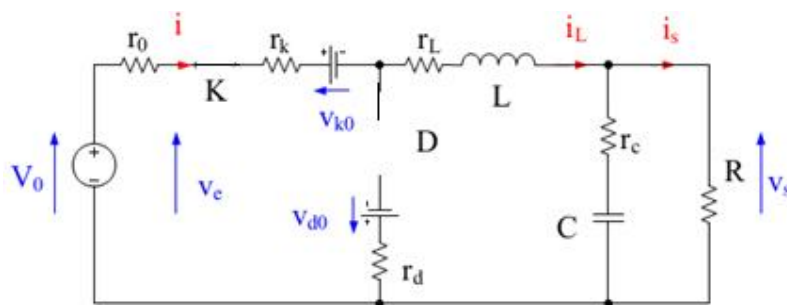


Fig. III.3 : Convertisseur Buck $0 < t < \alpha T$

selon le schéma équivalent On obtient l'équation suivant :

$$V_0 = L \frac{di_L(t)}{dt} + v_c(t) + (r_0 + r_K + r_L)i_L(t) + r_c i_c(t) + V_{K0} \dots \dots \dots \text{eq1}$$

$$V_s = RI_s = v_c(t) + r_c i_c(t) \dots \dots \dots \text{eq 2}$$

Avec :

$$I_s = i_L(t) - i_c(t) \dots \dots \dots \text{eq3}$$

Donc 2 et 3

$$i_c(t) = -\frac{1}{R+r_c} v_c(t) + \frac{R}{R+r_c} i_L(t) \dots \dots \dots \text{eq.4}$$

Après eq4 et eq1 on déduit :

$$V_0 = r_0 i_L + r_{K0} i_L + r_L i_L + V_K + L \frac{di_L}{dt} + \frac{Rr_c}{R+r_c} i_L - \frac{r_c v_c}{R+r_c} + v_c \dots \dots \dots \text{eq5}$$

On pose $R_{eq} = \frac{Rr_c}{R+r_c}$

$$\text{eq5} \Rightarrow V_0 = (r_0 + r_K + r_L + R_{eq}) i_L(t) + V_K + L \frac{di_L(t)}{dt} + \frac{R}{R+r_c} v_c(t) \dots \dots \dots \text{eq6}$$

Après eq.4 et eq6 on déduit

$$\frac{di_L(t)}{dt} = -\frac{(r_0+r_K+r_L+R_{eq})}{L} i_L(t) - \frac{R}{L(R+r_c)} v_c(t) + \frac{V_0-V_K}{L} \dots \dots \dots \text{eq7}$$

$$\frac{dv_c(t)}{dt} = \frac{R}{C(R+r_c)} i_L(t) - \frac{1}{C(R+r_c)} v_c(t) \dots \dots \dots \text{eq8}$$

On pose : $x_1 = i_L(t) \Rightarrow \dot{x}_1 = \frac{di_L(t)}{dt}$ et $x_2 = v_c(t) \Rightarrow \dot{x}_2 = \frac{dv_c(t)}{dt}$

Après .eq7 et eq8 on obtient alors des équation « d'Etat » de la forme :

$$\begin{cases} \dot{x}_1(t) = Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) = Cx(t) + Du(t) \end{cases}$$

$x(t)$: vecteur d'etat (variable interne)

$u(t)$: vecteur d'entrées (ou de la commande)

$y(t)$: vecteur d'sortie (ou d'observation)

$$\text{Eq9} \quad \begin{cases} \dot{x}_1 = -\frac{(r_0+r_K+r_L+R_{eq})}{L}x_1 - \frac{R}{L(R+r_c)}x_2 - \frac{V_K}{L} + \frac{V_0}{L} \\ \dot{x}_2 = \frac{R}{C(R+r_c)}x_1 - \frac{1}{C(R+r_c)}x_2 \end{cases}$$

$$y = RI_s = v_c(t) + r_c i_c(t)$$

$$\text{Alors : } y = R_{eq}x_1 + \frac{R}{L(R+r_c)}x_2 \dots\dots\dots\text{eq10}$$

Les équations (9),(10) peuvent être représentées sous la forme matricielle :

$$A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{(r_0+r_K+r_L+R_{eq})}{L} & -\frac{R}{L(R+r_c)} \\ \frac{R}{C(R+r_c)} & -\frac{1}{C(R+r_c)} \end{bmatrix}, \quad B_1 = \begin{bmatrix} 1 \\ L \end{bmatrix}$$

$$C_1 = \begin{bmatrix} R_{eq} & \frac{R}{R+r_c} \end{bmatrix} \quad D1 = [0 \quad 0]$$

III.3.2 sur l'intervalle: $\alpha T < t < (\alpha + \alpha') T$:

schéma équivalent du circuit K(OFF) et D (ON) :

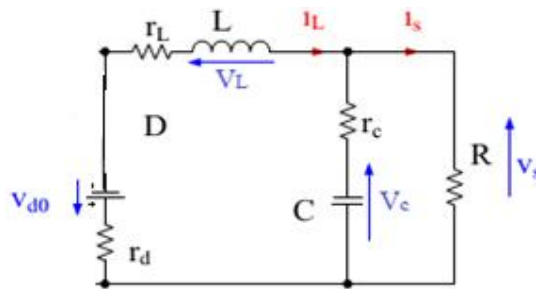


Fig. III.4 : Convertisseur Buck $\alpha T < t < (\alpha + \alpha') T$

selon le schéma équivalent On obtient l'équation suivant :

$$r_d i_L(t) + V_d + r_L i_L(t) + L \frac{di_L(t)}{dt} + r_c i_c(t) + v_c(t) = 0$$

$$i_c = -\frac{1}{R + r_c} v_c(t) + \frac{R}{R + r_c} i_L(t)$$

$$r_d i_L(t) + r_L i_L(t) + V_{d0} + L \frac{di_L(t)}{dt} + \frac{R r_c}{R + r_c} i_L(t) - \frac{r_c v_c(t)}{R + r_c} + v_c(t) = 0$$

$$R_{eq} = \frac{Rr_c}{R + r_c}$$

$$\frac{di_L(t)}{dt} = -\frac{(r_d + r_L + R_{eq})}{L}i_L(t) - \frac{R}{L(R + r_c)}v_c(t) - \frac{V_{d0}}{L}$$

$$\frac{dv_c(t)}{dt} = \frac{R}{C(R+r_c)}i_L(t) - \frac{1}{C(R + r_c)}v_c(t)$$

Les équations précédentes peuvent être écrites sous la forme :

$$\begin{cases} \dot{x}_1(t) = Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) = Cx(t) + Du(t) \end{cases}$$

On pose : $x_1 = i_L(t) \Rightarrow \dot{x}_1 = \frac{di_L(t)}{dt}$ et $x_2 = v_c(t) \Rightarrow \dot{x}_2 = \frac{dv_c(t)}{dt}$

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -\frac{(r_d + r_L + R_{eq})}{L}x_1 - \frac{R}{L(R + r_c)}x_2 - \frac{V_{d0}}{L} \\ \dot{x}_2 = \frac{R}{C(R+r_c)}x_1 - \frac{1}{C(R + r_c)}x_2 \end{cases}$$

$$y = RI_s = v_c(t) + r_c i_c(t)$$

$$\text{Alors : } y = R_{eq}x_1 + \frac{R}{L(R+r_c)}x_2$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} -\frac{(r_d+r_L+R_{eq})}{L} & -\frac{R}{L(R+r_c)} \\ \frac{R}{C(R+r_c)} & -\frac{1}{C(R+r_c)} \end{bmatrix}, \quad B_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$C_2 = \begin{bmatrix} R_{eq} & \frac{R}{R+r_c} \end{bmatrix} \quad D_2 = [0 \quad 0]$$

III.3.3 Les matrices de la troisième phase pour $(\alpha + \alpha') T < t < T$:

le schéma équivalent de circuit K(OFF) et D (OFF).

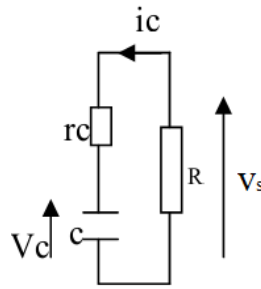


Fig. III .5 : Convertisseur Buck ($\alpha + \alpha'$) $T < t < T$

selon le schéma équivalent On obtient l'équation suivant :

$$v_c = -(R + r_c)i_c(t) = -(R + r_c)C \frac{dv_c(t)}{dt}$$

$$\text{donc : } \dot{x}_2 = -\frac{1}{C(R+r_c)} x_2$$

$$\text{et } v_s = -Ri_c(t) = -\frac{R}{(R+r_c)} v_c(t) \Rightarrow y = -\frac{R}{(R+r_c)} x_2$$

Les équations (5),(6) peuvent être représentées sous la forme matricielle :

$$A_3 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R}{(R+r_c)} \end{bmatrix} \quad B_3 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$C_3 = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{R}{R+r_c} \end{bmatrix} \quad D_3 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \end{bmatrix} \quad [14]$$

III.4 Système asservis :

III.4 -1 Notion de système, en Boucle Ouverte (BO), en Boucle Fermée (BF) :

L'automatique peut s'appliquer à tout ce qui bouge, fonctionne, se transforme. L'objet d'application de l'automatique est appelé système.

Un système se caractérise par ses grandeurs d'entrée et de sortie. Les grandeurs d'entrée sont les grandeurs qui agissent sur le système. Il en existe de deux types :

- commandes : celles que l'on peut maîtriser .
- perturbations : celles que l'on ne peut pas maîtriser.

Un système est en boucle ouverte lorsque la commande est élaborée sans l'aide de la connaissance des grandeurs de sortie : il n'y a pas de feedback. Dans le cas contraire, le système est dit en boucle fermée. La commande est alors fonction de la consigne (la valeur souhaitée en sortie) et de la sortie. Pour observer les grandeurs de sortie, on utilise des capteurs. C'est l'information de ces capteurs qui va permettre d'élaborer la commande.

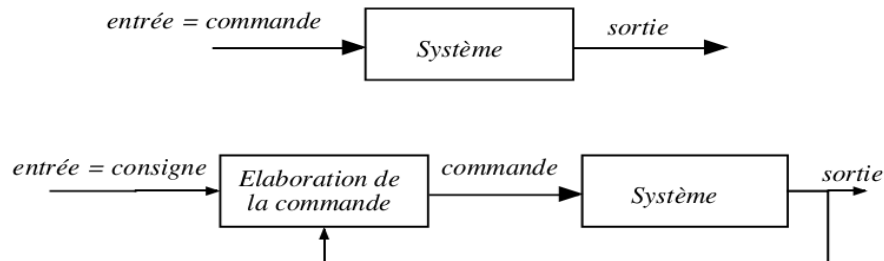


Fig. III.6 Schéma d'un système en Boucle Ouverte (en haut)
et en Boucle Fermée (en bas)

III.4.2 Nécessité de la boucle fermée :

Exceptionnellement, le système de commande peut opérer en boucle ouverte à partir du seul signal de consigne. Mais la boucle fermée (contre réaction) est capable de

- stabiliser un système instable en BO
- compenser les perturbations externes
- compenser les incertitudes internes au processus lui-même

Un système de commande peut réaliser deux fonctions distinctes :

l'asservissement : c'est à dire la poursuite par la sortie d'une consigne variable dans le temps

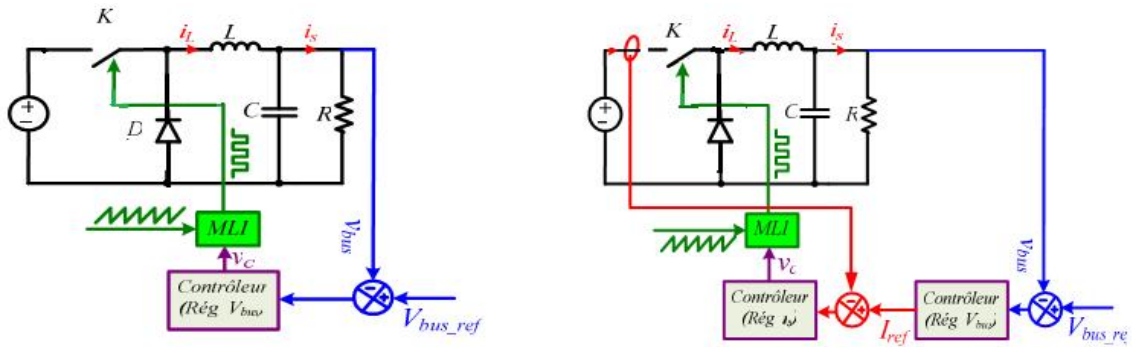
la régulation : c'est à dire la compensation de l'e et de perturbations variables sur la sortie (la consigne restant fixe) [15].

III.5 Commande du hacheur :

III.5.1 Boucles de contrôle de la tension et du courant :

Normalement, les sources d'énergies électriques (SEE) se doivent d'être bien contrôlées par les convertisseurs via l'asservissement de leur courant ou de leur tension de sortie .

Un convertisseur DC-DC doit maintenir la tension continue de sortie quelle que soit la charge et la tension d'entrée, et ceci même si les caractéristiques des composants du convertisseur évoluent avec le temps. Pour stabiliser cette tension de sortie, il existe deux stratégies de commande. La première est constituée d'une boucle de contrôle de la tension (BCT) et la seconde de deux boucles de contrôle de la tension et du courant (BCTC), Figure III.7



a) boucles de contrôle de la tension

b) boucles de contrôle de tension et du courant

Fig. III.7 :Schéma de commande typique des hacheurs.

III.5.1.1 Boucle de contrôle de la tension (BCT) :

La boucle de contrôle de la tension (BCT) est le système de contrôle le plus utilisé et le plus simple. La BCT suit les variations de tension de sortie et ajuste le rapport cyclique. En conséquence, le système de contrôle génère le rapport cyclique du signal de commande de l'interrupteur en regardant la différence entre la tension de sortie et sa consigne (figure III.7a).

III.5.1.2 Boucles de contrôle de la tension et du courant (BCTC) :

L'asservissement à boucles de contrôle de la tension et du courant (BCTC) est un système de contrôle muni d'une boucle externe lente et d'une boucle interne rapide comme le montre la figure III.7-b. La boucle de tension (boucle externe) fournit la référence à la boucle de courant (boucle interne). L'utilisation d'une boucle de contrôle du courant permet de parfaitement maîtriser la référence de courant et donc le courant même pendant les phases transitoires (sous réserve d'utiliser un régulateur de courant à haute performance dynamique). Ce mode de contrôle est généralement utilisé en moyenne et forte puissances et est donc souvent associé à un mode de conduction continue du hacheur.

III.5.2 Contrôle des convertisseurs DC/DC :

Différentes techniques sont couramment utilisées pour asservir un signal électrique à un signal de référence pour la commande des convertisseurs DC/DC. La technique dite MLI utilise des régulateurs linéaires (PI, PID...) ou non linéaires (glissant, entrée/sortie...) dont la sortie est une grandeur de commande continue. Cette sortie est alors comparée à un signal porteur ; on obtient alors les ordres de commutations des interrupteurs (figure III.7). La fréquence du signal porteur fixe la fréquence de découpage à condition que les grandeurs de sorties des régulateurs évoluent lentement sur une période du signal porteur. Cette technique, facile d'utilisation, assure alors un fonctionnement à fréquence fixe, un contenu harmonique parfaitement identifié mais possède aussi de par sa structure, des propriétés dynamiques limitées .

III.5.2.1 Contrôle linéaire des convertisseurs DC/DC :

En général, la façon la plus répandue pour commander des convertisseurs DC-DC est d'utiliser des correcteurs linéaires (PI ou PID). Ces contrôleurs sont conçus en utilisant un modèle petit signal autour d'un point d'équilibre nominal. Dans de nombreuses applications, cette approche de contrôle donne des résultats satisfaisants. Toutefois, il existe aussi des situations où cette approche offre des performances limitées (propriétés dynamiques dépendant du point de fonctionnement, robustesse, performances dynamiques insuffisantes...).

III.5.2.2 Contrôle non-linéaire des convertisseurs DC/DC :

➤ Technique des modes glissants :

La technique par mode de glissement (TMG) est un mécanisme de contrôle non-linéaire largement utilisé dans les convertisseurs de puissance de par ses propriétés de stabilité, de robustesse, et de bande passante élevée. Son principal inconvénient est de générer des signaux de commande à fréquence variable. Cette technique consiste à amener la trajectoire d'état du système considéré vers une surface de commutation où une logique de commutation adaptée la fera osciller de part et d'autre de celle-ci jusqu'à convergence vers le point d'équilibre situé sur cette surface.

➤ Linéarisation entrée/sortie :

C'est une technique qui utilise une transformation en boucle ouverte permettant d'exprimer les variables de sortie du système en fonction des grandeurs d'entrée. Le système

obtenu après la transformation entrée/sortie, est un système linéaire découplé à m entrées possédant tous ses pôles à l'origine. Cette technique a pour principal intérêt (en plus de la linéarité) de complètement découplé le système à contrôler et donc de faciliter la conception de sa commande. Cette méthode possède un certain nombre d'inconvénients qui limitent son champ d'application. Elle n'est applicable qu'aux systèmes dynamiques ne possédant pas de zéro dynamique instable et reste très sensible aux variations paramétriques. Pour assurer un bon contrôle du système obtenu après linéarisation entrée/sortie, il est donc nécessaire d'utiliser des contrôles robustes vis-à-vis des variations paramétriques comme le contrôle à structures variables ou la commande par mode de glissement [16].

III.5 Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons présenté étude réelle d'un convertisseur BUCK en ajoute les éléments parasites et par la suite, on a donné quelques stratégies pour stabiliser la tension de sortie pour les perturbations externes ou interne .

Chapitre n° IV

*Dimensionnement et simulation du
convertisseur AC/DC Buck*

IV.1 Introduction :

Nous rappelons que le but du travail est d'étudier et simuler un convertisseur AC/DC abaisseur de tension type Buck pour cela dans ce chapitre nous dimensionnons les éléments du circuit en se basant sur le cahier des charges donné. On va simuler le circuit à l'aide du programme MATLAB/SIMULINK dans les cas idéal et réel pour voir les allures et les valeurs des paramètres suivants $V_s(t)$, $I_s(t)$, $V_C(t)$, $I_C(t)$, $V_L(t)$, $I_L(t)$, $V_D(t)$, $I_D(t)$, $V_M(t)$, $I_M(t)$, $V_e(t)$, $I_e(t)$.

IV.2 Dimensionnement des éléments du convertisseur Buck :

IV.2.1 le cahier des charge :

Nous allons faire le dimensionnement des éléments du convertisseur Buck en MCD ayant les caractéristiques définies par le cahier des charges suivant :

- Tension d'entrée : $V_e = 325.26$ V. (filtrée et redressée)
- Tension de sortie : $V_s = 24$ V.
- Fréquence de découpage : $f = 100$ kHz.
- Ondulation relative de la tension de sortie : $\Delta V_s = 5\%$ de V_s .
- Ondulation relative du courant de sortie : $\Delta I_s = 5\%$ de I_s
- courant de sortie : $I_s = 10$ A
- condition de la conduction discontinu : $\alpha + \alpha' = 0.8$

IV.2.2 Calcul et choix des éléments :

D'après le cahier des charges et en utilisant les résultats de l'étude théorique du chapitre II en mode de fonctionnement MCD nous allons calculer les paramètres suivants :

- Le rapport cyclique α :

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{\alpha}{\alpha + \alpha'} \Rightarrow \alpha = \frac{V_s}{V_e} (\alpha + \alpha')$$

$$\Rightarrow \alpha = \frac{24}{325.26} (0.8) = 0.06$$

- La période de fonctionnement :

$$T = \frac{1}{F} = \frac{1}{100 \times 10^3} \Rightarrow T = 10 \mu s$$

- Les temps de conduction 'ton'

$$t_{on} = \alpha T = 0.06 * 10 \Rightarrow t_{on} = 0.6 \mu s$$

$$\alpha' T = (0.8 - 0.06)10 = 7.4 \mu s$$

$$t_m = (1 - 0.8)T = (1 - 0.8)10 \Rightarrow t_m = 2 \mu s$$

- La résistance de charge :

$$R = \frac{V_s}{I_s} = \frac{24}{10} \Rightarrow R = 2.4 \Omega$$

- La valeur max du courant de l'inductance : après l'équation Eq(II-21) on a

$$I_{Lmax} = \frac{2I_s}{(\alpha + \alpha')} = \frac{2(10)}{0.8} = 25 A$$

- La valeur min de l'inductance : de l'équation Eq(II-18)

$$\begin{aligned} \frac{V_e - V_s}{L} (\alpha T) &= I_{Lmax} \Rightarrow L_{min} = \frac{V_e - V_s}{I_{Lmax}} (\alpha T) \\ &= \frac{325.26 - 24}{25} (0.6) = 7.23 \mu H \end{aligned}$$

- Le courant moyen à travers l'inductance : de l'équation Eq(II-9)

$$I_{Lmoy} = I_s = \frac{V_s}{R} = \frac{24}{2.4} \Rightarrow I_{Lmoy} = 10 A$$

- Ondulation relative de la tension de sortie : $\Delta V_s = 5 \%$ de V_s .

$$\Delta V_s = 0.05 * 24 = 1.2 V$$

- Ondulation relative du courant de sortie : $\Delta I_s = 5 \%$ de I_s

$$\Delta I_s = 0.05 * 10 = 0.5 A$$

- Calcul de la capacité 'C': de l'équation EqII.25 on a :

$$C = \frac{\alpha' \alpha V_e (2 - (\alpha + \alpha'))^2}{8 \Delta V_s L f^2}$$

$$= \frac{20.8}{8 * 1.2 * 7.23 * 10^{-6} (100 * 10^3)^2}$$

$$\Rightarrow C = 30 \mu\text{F}$$

- Courants min et max de la Capacité : de l'équation suivant

$$I_{cmax} = \frac{I_{Lmax}}{2} (2 - (\alpha + \alpha')) \Rightarrow I_{cmax} = \frac{25}{2} (2 - 0.8) = 15\text{A}$$

$$I_{cmin} = -\frac{I_{Lmax}}{2} (\alpha + \alpha') \Rightarrow I_{cmin} = -\frac{15}{2} (0.8) = -10\text{A}$$

- Courant efficace de MOSFET et courant d'entrée : de l'équation Eq-II .23

$$I_{Meff} = I_{eff} = \sqrt{\frac{\alpha}{3}} I_{Lmax} = \sqrt{\frac{0.06}{3}} (25) = 3.53\text{A}$$

- Courant efficace de la diode : de l'équation Eq II.24

$$I_{Def} = I_{Lmax} \sqrt{\frac{\alpha'}{3}} = 25 \sqrt{\frac{0.74}{3}} \cong 12.41\text{A}$$

- Valeur de la tension max aux borne du MOS :

Le MOS et la diode doivent supporter une tension max :

$$V_{Dmax} = V_{MOSmax} = 325.26 \text{ V}$$

- La valeur maximale du courant dans la diode et le mosfet :

$$I_{Dmax} = I_{MOSmax} = I_{Lmax} = 25 \text{ A}$$

- Calcule du condensateur d'entrée : on a

$$c_e = \frac{I_e}{2F\Delta V_e} \text{ et } \Delta V_e \ll V_e$$

$$\Delta V_e = 1.5\% \text{ de } V_e \text{ donc } \Delta V_e = 4.879 \text{ V}$$

$$c_e = \frac{3.53}{2 * 50 * 4.879} = 7.235 \text{ mF}$$

IV.2.3 Choix des éléments:

Le choix des éléments est basé sur les contraintes données dans le tableau suivant :

Bobine	L	$\frac{V_e - V_s}{I_{Lmax}} (\alpha T)$	7.23 μH
	I_{Lmax}	$I_{Lmax} = \frac{2I_s}{(\alpha + \alpha')}$	25A
Capacité	C	$C = \frac{\alpha' \alpha V_e (2 - (\alpha + \alpha'))^2}{8 \Delta V_s L f^2}$	30 μF
	I_{Cmax}	$\frac{I_{Lmax}}{2} (2 - (\alpha + \alpha'))$	15A
	I_{Cmin}	$-\frac{I_{Lmax}}{2} (\alpha + \alpha')$	-10A
MOSFET	I_{Mmax}	I_{Lmax}	25A
	V_{Mmax}	V_e	325.26 V
DIODE	I_{Dmax}	I_{Lmax}	25A
	V_{Dmax}	V_e	325.26 V
Capacité de entrée	C_e	$\frac{I_e}{2F \Delta V_e}$	7.235 mF

IV.3 Simulation Du Montage:

IV.3.1 MATLAB/SIMULINK:

Le logiciel MATLAB/SIMULINK peut être avantageusement utilisé pour simuler le convertisseur AC/DC Buck Asynchrone. La simulation vise le développement du modèle du convertisseur de base et étudier sa réponse en boucle ouverte.

Le circuit du convertisseur est donné sur la figure IV.1

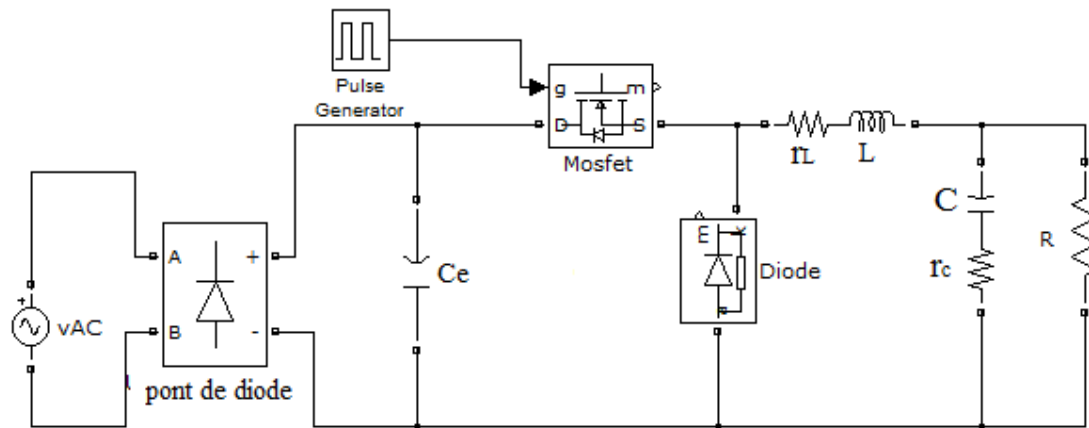


Fig. IV.1 circuit de convertisseur BUCK sur Matlab/Simulink

IV.3.2 Résultats de simulation :

Les résultats de simulation sont obtenus sous Matlab/Simulink V9.7.

Les figures suivantes représentent les allures des paramètres :

V_s , I_s ; V_C , I_C ; V_L , I_L ; V_D , I_D ; V_M , I_M ; V_e , I_e

A) cas idéal :

La figure IV.2: représente la tension de sortie V_s qui dépend du mode de fonctionnement MCD et du courant dans l'inductance ($V_s = R \cdot I_s$; $I_s = I_L - I_C$).

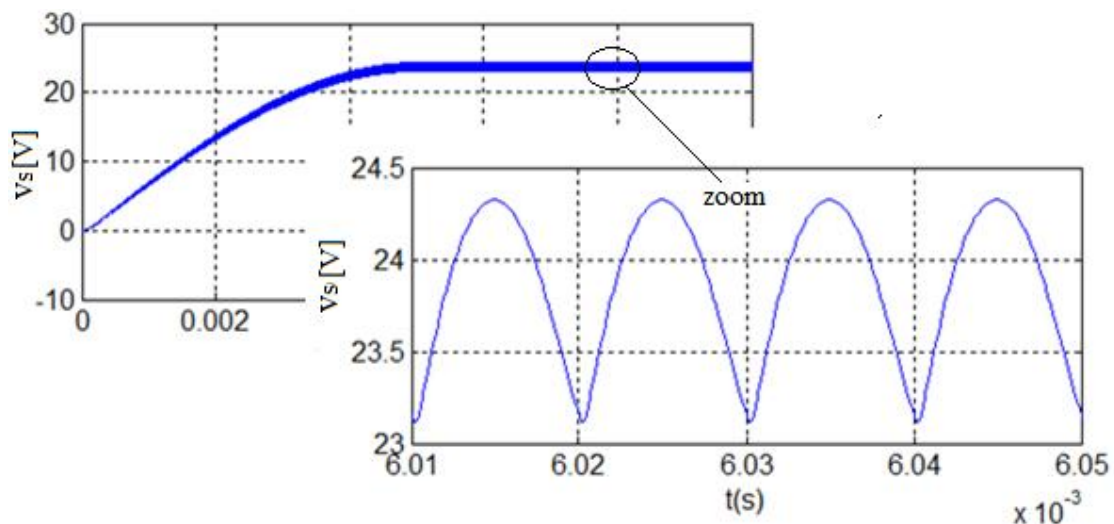


Fig. IV. 2 Allure de la Tension de sortie $V_s(t)$

En régime permanent, on remarque que la tension de sortie oscille autour de 23.75V avec une ondulation $\Delta V_s = 5\% = \Delta V_s = 5\%$ (supposée).

La Figure IV.3: représente le courant de sortie I_s ; avec son ondulation parce que V_s présente des ondulations.

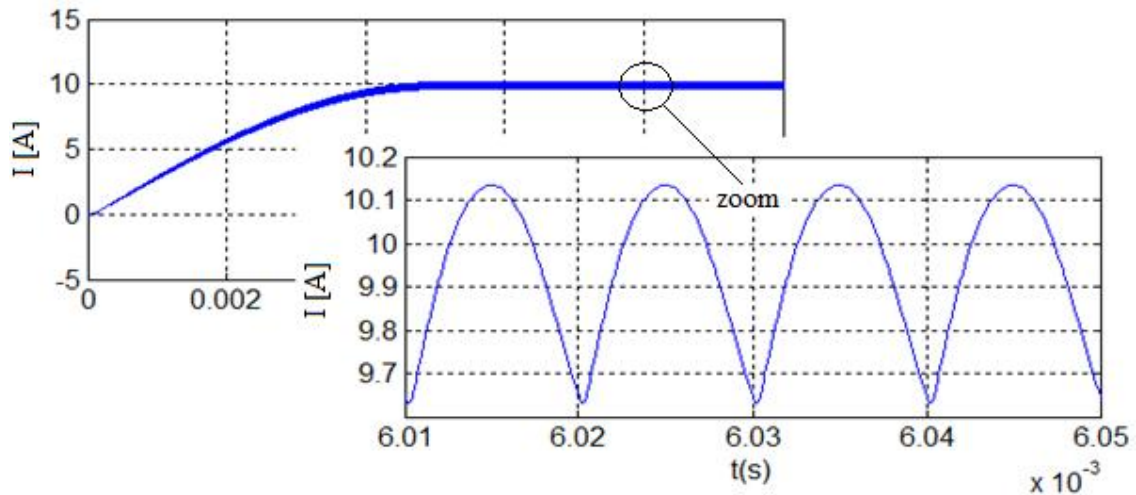


Fig. IV. 3 Allure du courant de sortie

En régime permanent, on remarque que le courant de sortie oscille autour de 9.9 A avec une ondulation $\Delta I_s = 5\% = \Delta I_s = 5\%$ (supposée).

La Figure IV.4: représente la tension du condensateur sous formes d'onde Ondulation crête à crête (charge et décharge). On remarque qu'on a une valeur très proche de la tension de sortie .

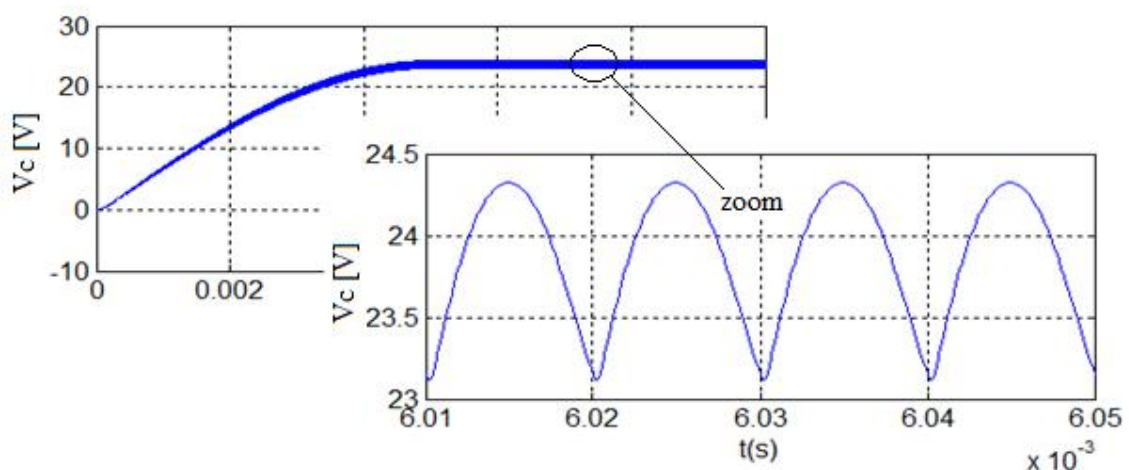


Fig. IV. 4 Allure tension de condensateur

La Figure IV.5: représente le courant du condensateur i_c . On constate que les courants min et max (charge et décharge) dans la Capacité sont des valeurs et les signes différents. Cette variation du courant est donnée par la relation suivant:

$$I_{c,max} = \frac{I_{Lmax}}{2} (2 - (\alpha + \alpha')) = 15 A$$

$$I_{c,min} = -\frac{I_{Lmax}}{2} (\alpha + \alpha') = -10A$$

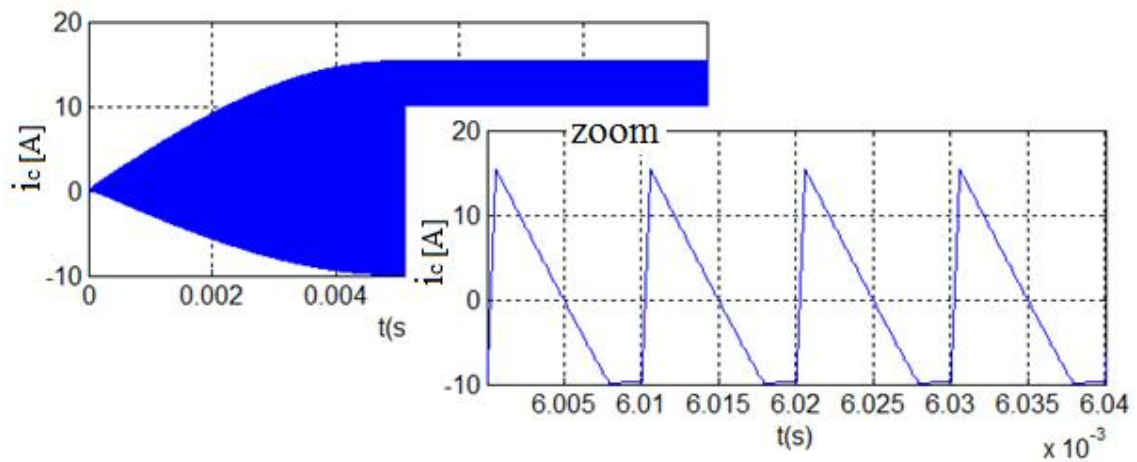


Fig. IV. 5 Allure du courant de condensateur

La Figure IV.6: représente la tension aux borne de l'inductance L qui dépend du mode de fonctionnement MCD du convertisseur

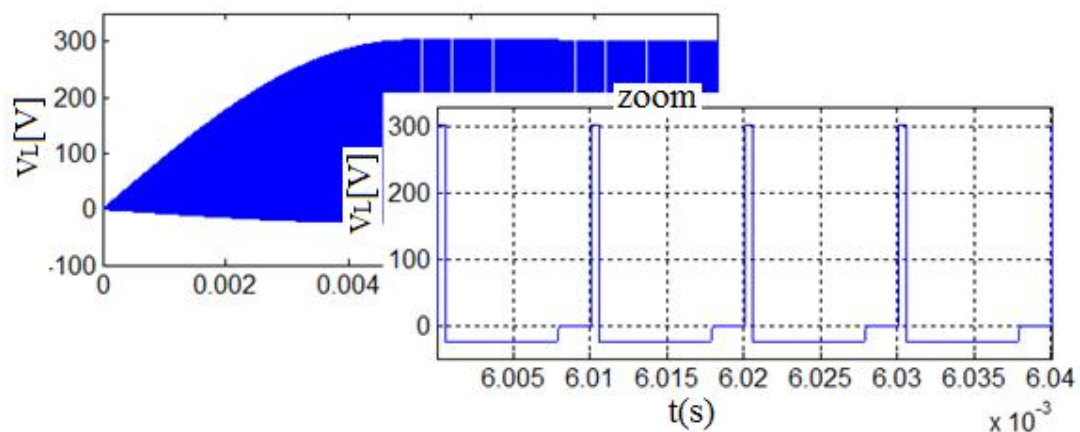


Fig. IV. 6 Allure de la tension de l'inductance

La Figure IV.7: représente le courant de l'inductance I_L . donnant l'ondulation de courant dans l'inductance qui oscillé entre deux valeur I_{max} et la valeur 0 cette ondulation présenté

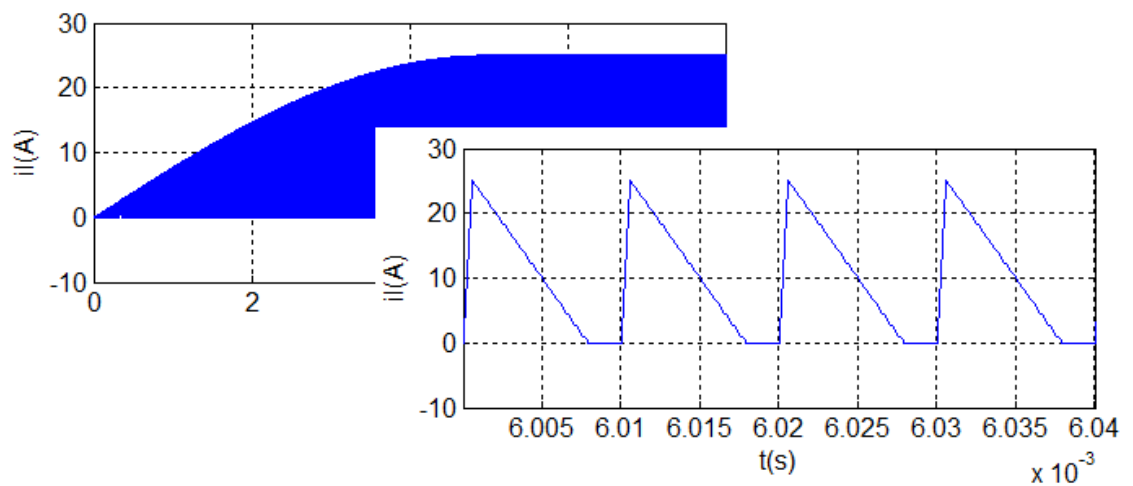


Fig. IV. 7 Allure du courant de l'inductance

Les Figures IV (8 et 9):

représente la tension aux borne des interrupteurs K1 (V_M) ; K2 (V_D)

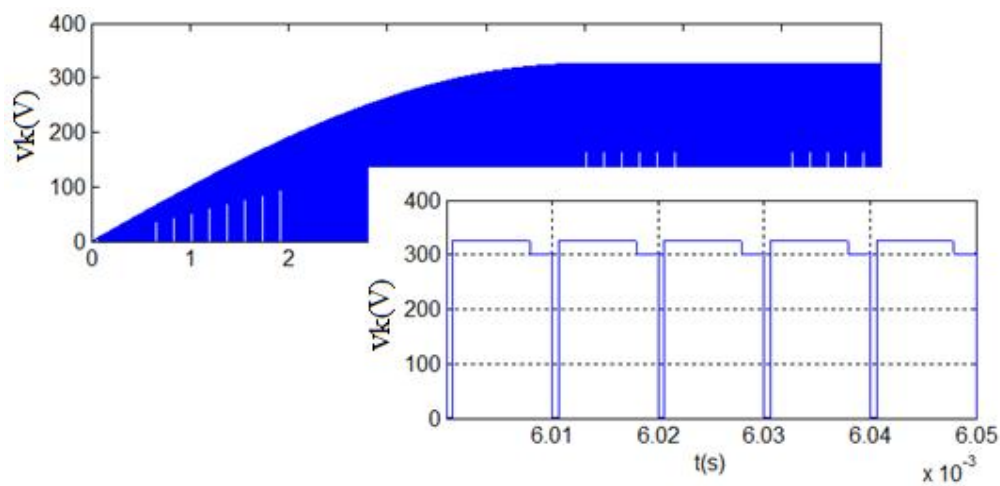


Fig. IV.8 Allure tension de l'interrupteur K1 (MOSFET)

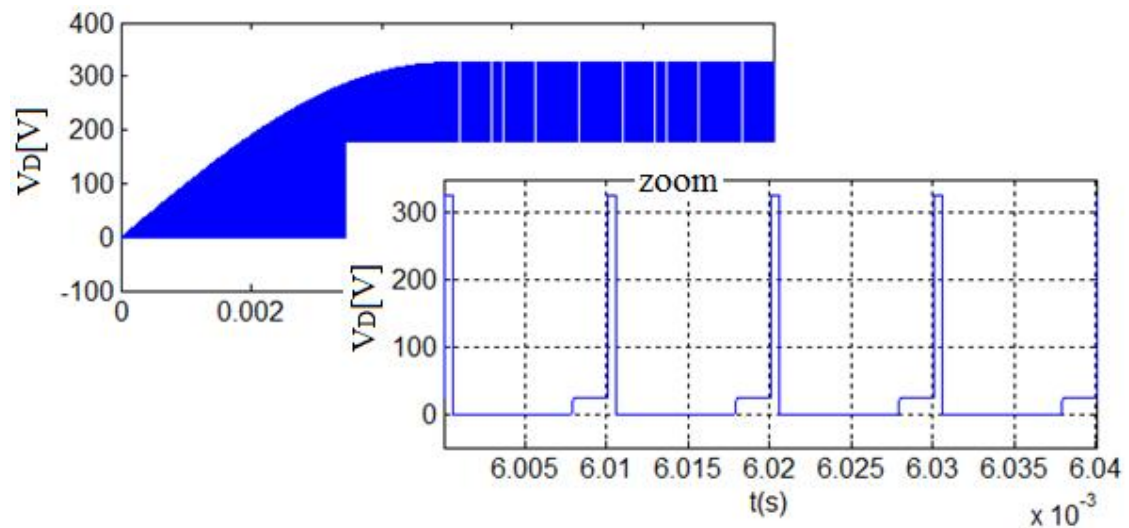


Fig. IV. 9 Allure de tension de l'interrupteur K2 (DIODE)

Les Figures IV (10 et 11): représente les courants des interrupteurs K1 (I_M) ; K2 (I_D).

Le courant I_M varie de 0 à $I_{L,max}$ pendant que K1 est fermé et est égal à zéro dans le cas contraire et Le courant I_D varie de $I_{L,max}$ à 0 pendant que K2 est fermé.

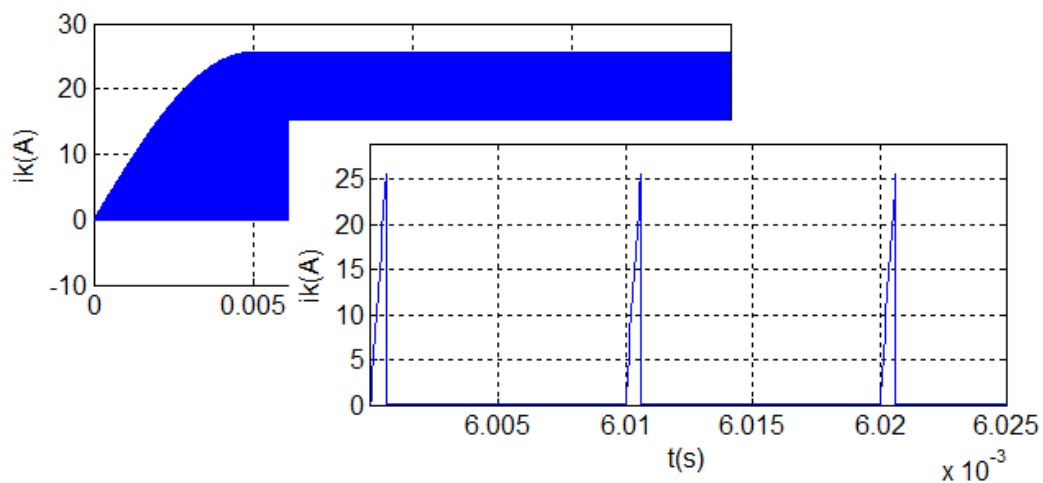


Fig. IV.10 Allure du courant de l'interrupteur K1 (MOSFET)

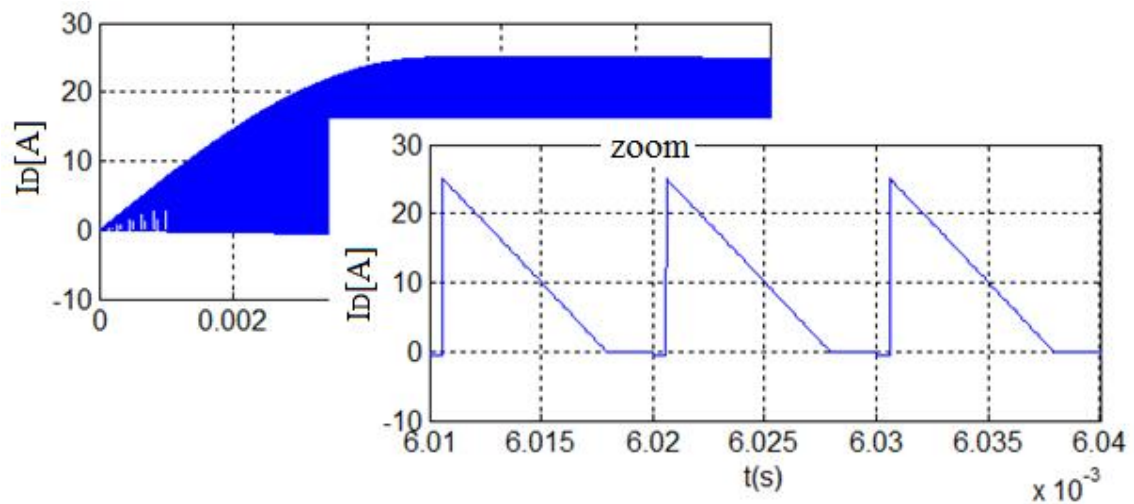
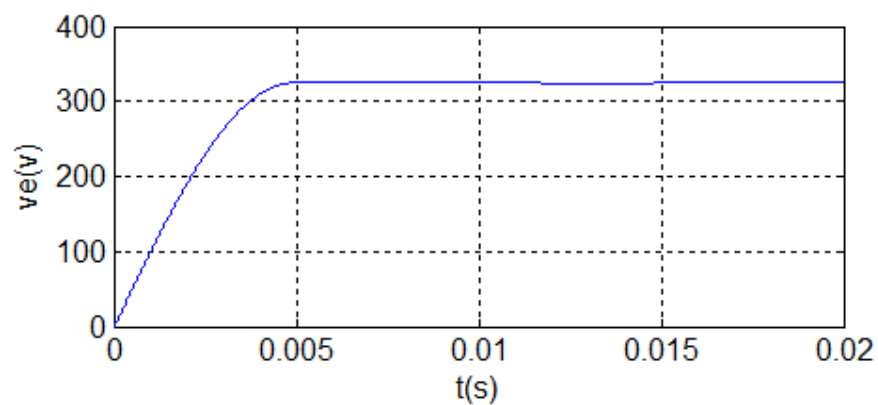


Fig. IV.11 Allure du courant de l'interrupteur K2 (DIODE)

La Figure IV.12: représente la tension d'entrée (V_e). Tension continu égal à 325.26V



B) Cas des éléments réels du convertisseur Buck :

La figure IV.13: représente la tension de sortie V_s

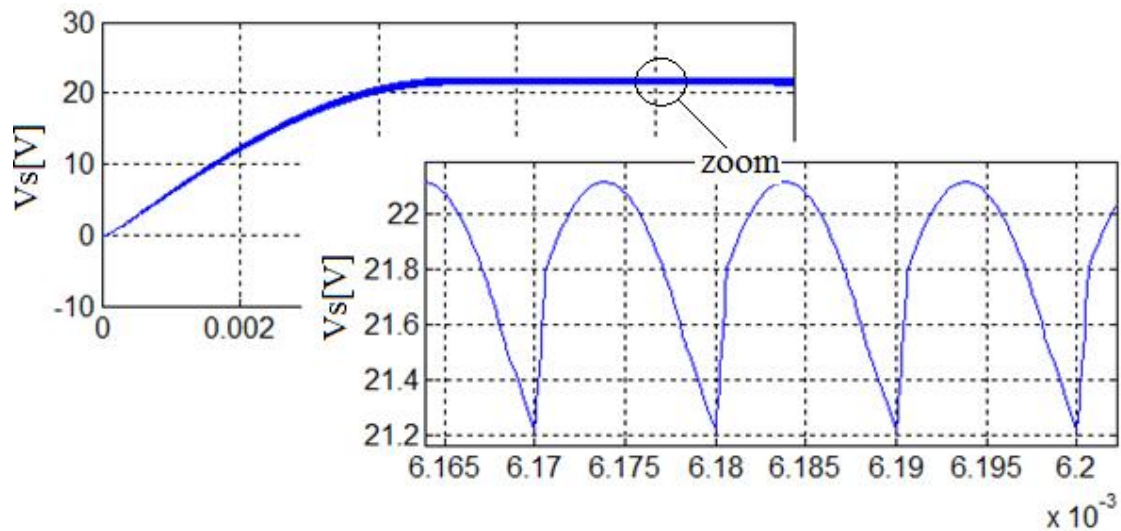


Fig. IV.13 Allure de Tension de sortie V_s

En régime permanent, on remarque que la tension de sortie oscille autour de 21.5V avec une ondulation $\Delta V_s = 3.73\% < \Delta V_s = 5\%$ (supposée).

La Figure IV.14: représente le courant de sortie I_s , avec son ondulation parce que V_s présente des ondulations.

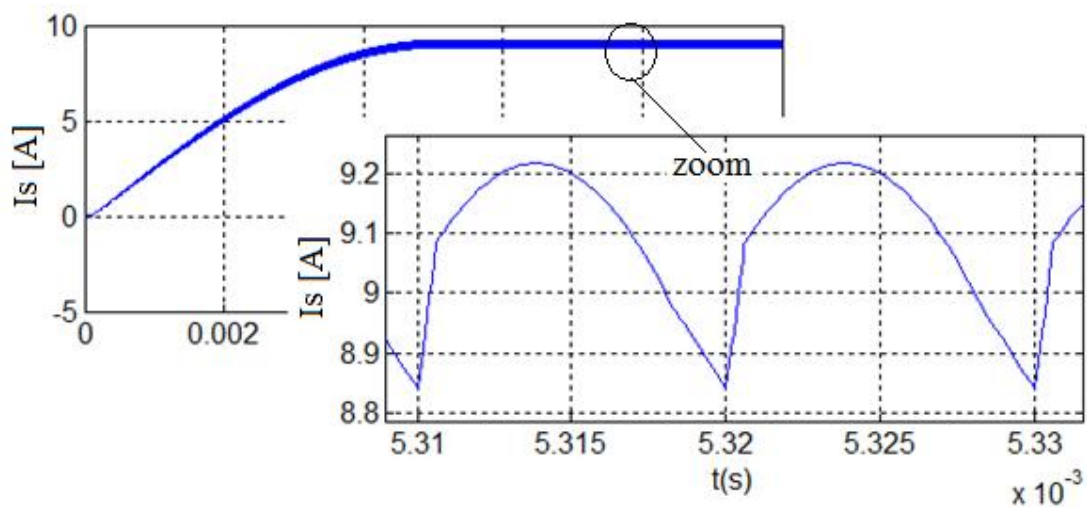


Fig. IV.14 Allure du courant de sortie

En régime permanent, on remarque que le courant de sortie oscille autour de 9.02A avec une ondulation $\Delta I_s = 3.75\% < \Delta I_s = 5\%$ (supposée).

La Figure IV.15: représente le courant du condensateur I_c . On constate que les courants min et max (charge et décharge) de la Capacité est le valeur et le signe différent.

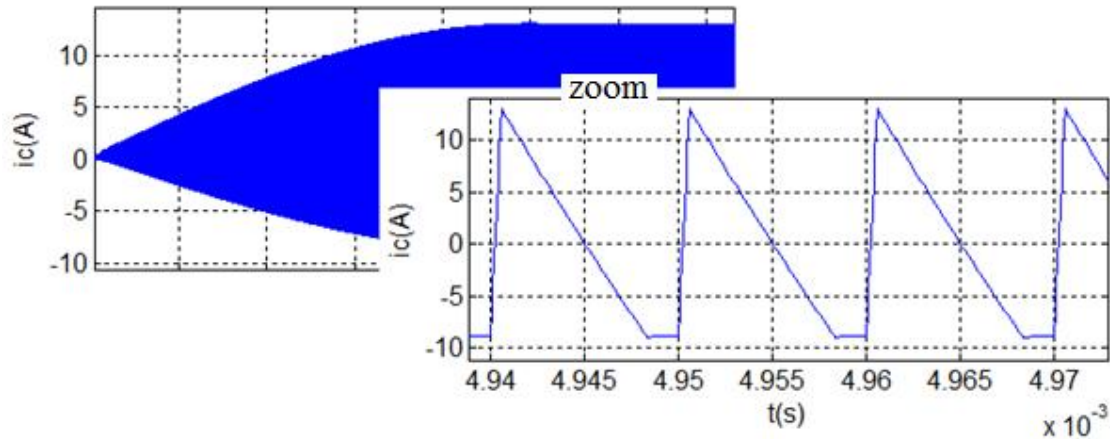


Fig. IV. 15 Allure du courant de capacité

on remarque $I_{C,max} = 13.02A$ et $I_{C,min} = -8.9A$ elles va diminuer

La Figure IV.16: représenté la de tension de l'inductance L qui dépend le mode fonctionnement MCD du convertisseur

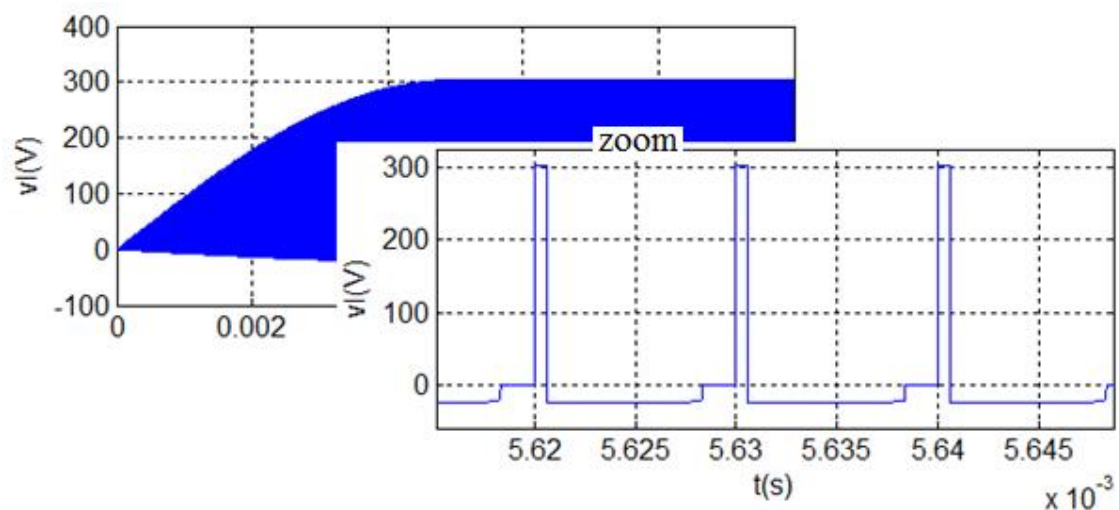


Fig. IV. 16 Allure de tension aux borne de l'inductance

La Figure IV.17: représente le courant de l'inductance I_L . donnant l'ondulation de courant dans l'inductance qui ondulée entre deux valeur I_{max} et la valeur 0.

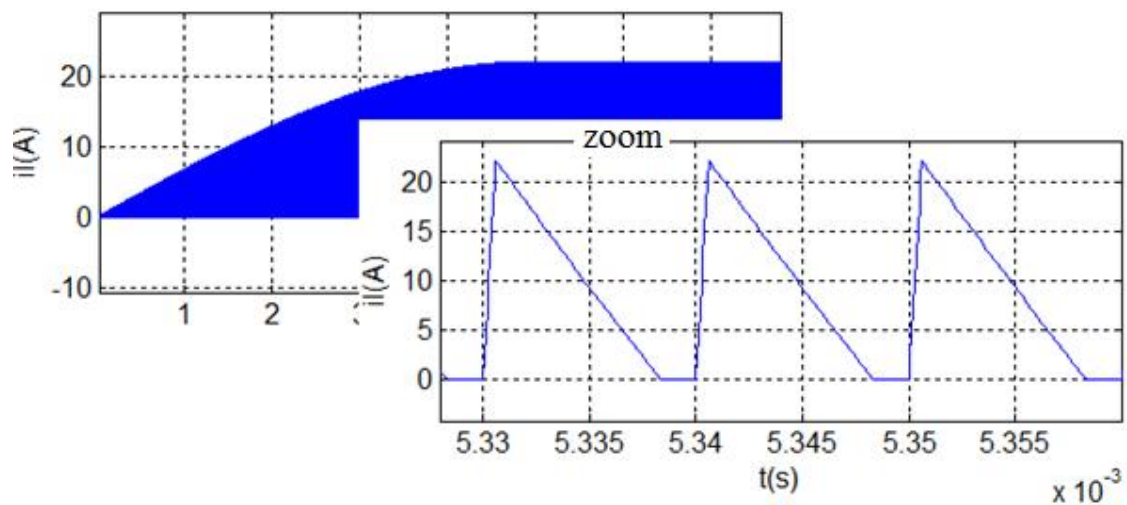


Fig. IV. 17 Allure du courant de l'inductance

on remarque $I_{L,max} = 22.077A$

La Figure IV.18: représente le courant de l'interrupteur K1(MOSFET) et courant I_e

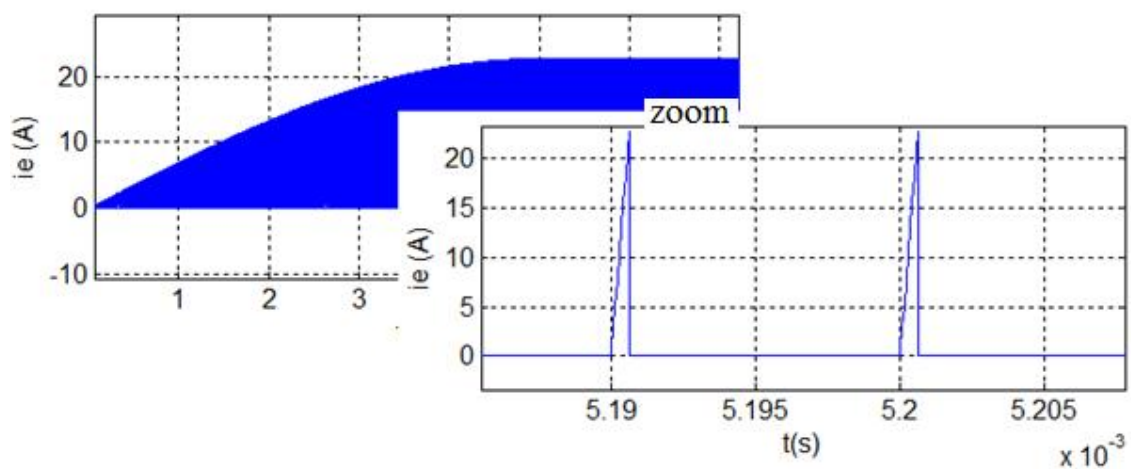


Fig. IV. 18 allure du courant de l'interrupteur et courant d'entrée

on remarque $I_{Kmax} = I_{emax} = 22.69A$

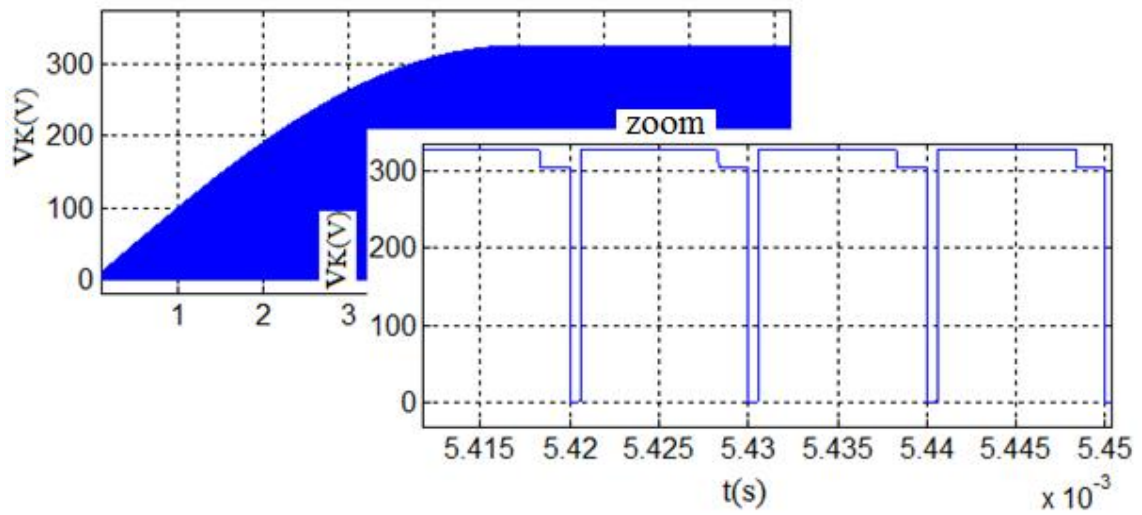


Fig. IV. 19 Allure de tension aux borne de l'interrupteur

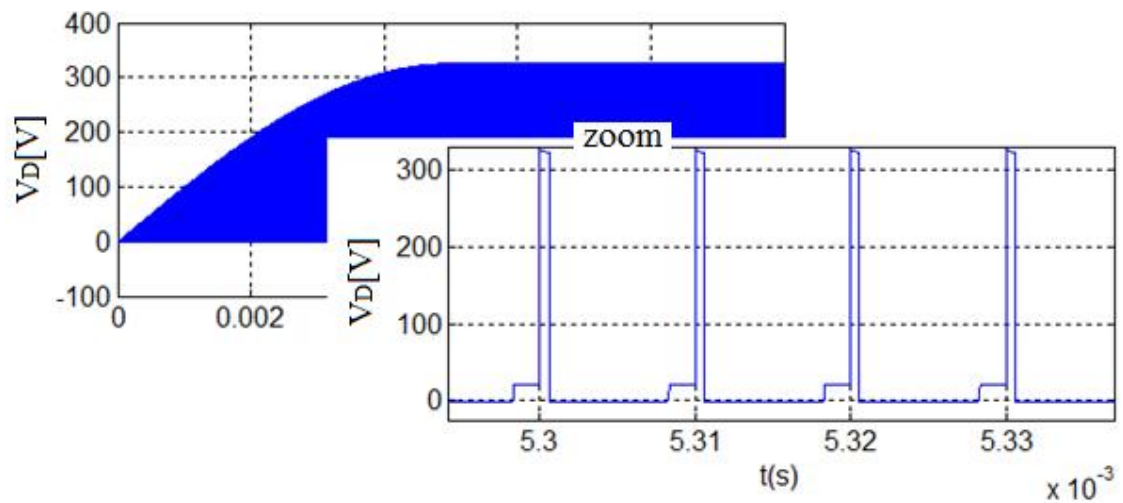


Fig. IV. 20 Allure de tension aux borne de la diode

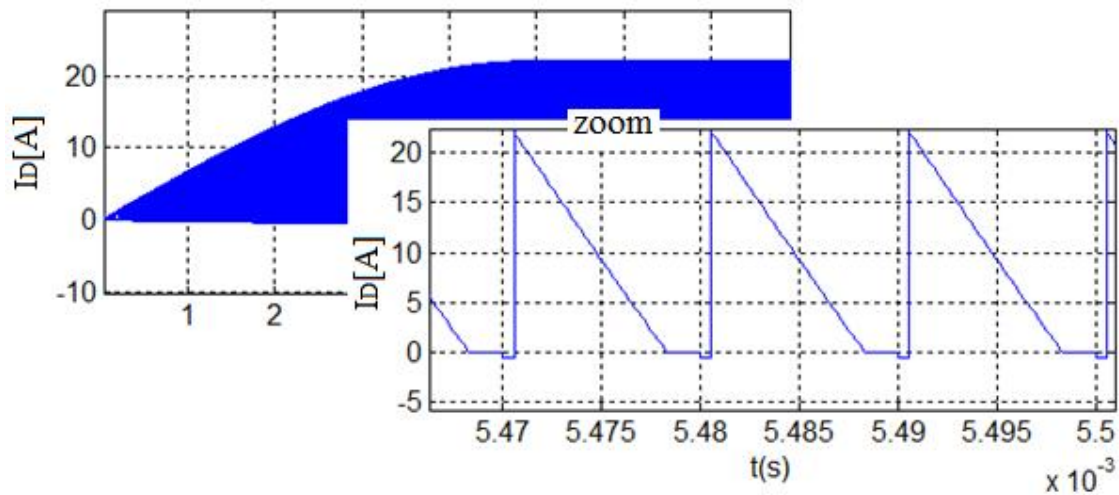


Fig. IV. 21 Allure du courant dans la diode

IV.4 Comparaison entre les résultats théoriques et ceux de la simulation:

Dans le cas idéal les résultats de simulation sont très proches des valeurs obtenues par calculs dans l'étude théorique (Chapitre II).

Mais dans le cas réel on voit quelque différent par rapport à l'étude idéal :

cas réel :

$$I_{Kmax} \text{ et } I_{emax} = 22.69\text{A} , \quad I_{L,max} = 22.077\text{A}$$

Le courant I_s oscille autour de 9.02A avec une ondulation $\Delta I_s = 3.75\% < \Delta I_s = 5\%$ (supposée).

Le courant dans la capacité on remarque $I_{C,max} = 13.02\text{A}$ et $I_{C,min} = -8.9\text{A}$ diminuent .

On remarque la tension de sortie oscille autour de 21.15V avec une ondulation $\Delta V_s = 3.73\% < \Delta V_s = 5\%$ (supposée).

IV.5 Choix des composant de convertisseur AC/DC :

	I_{max}	V_{max}	Résistance interne	Référence
Mosfet	38A	300V	85m	FDA38N30

Diode :tension de seuil $V_{d0} = 0.7 \text{ V}$ et Résistance interne : $r_d = 0.02\Omega$

L'inductance : $r_L = 61.47e-3\Omega$ L = $8.2e-6 \text{ H}$

Capacité : $r_C = 250 \text{ m}\Omega$ C= $47e-6\text{F}$ [TPSY476*025#0250](#)

IV.6 conclusion :

Dans ce chapitre on a présenté le dimensionnement et simulation du convertisseur AC/DC type Buck on a présenté aussi les résultats de simulation dans les cas idéal et réel .

Conclusion générale

Conclusion générale

Ce mémoire est consacré à l'étude du convertisseur DC/DC abaisseur de tension type « Buck ».

Nous avons étudié le convertisseur DC/DC et son structure générale avec les lois de fonctionnement puis on a adapté un programme sous l'environnement MATLAB qui simplifie le fonctionnement du convertisseur

Les résultats obtenus montrent la variation de la tension entre la charge et la source. Ceci nous a donné une déduction avec les relations qui permet donnée la justification de la diminution de la tension vers la charge .

Ainsi que, l'étude en régime permanent, et la recherche bibliographique sur les convertisseur continu-continu, menées aussi bien sur le plan théorique avec les hypothèses de simplificatrices, ont permis de montrer que :

- Dans le cas de l'utilisation d'un convertisseur continu-continu abaisseur asynchrone il peut être intéressant de contrôler le niveau de tension en sortie (à partir de contrôler le rapport cyclique de l'ouverture et fermeture de l'interrupteur IGBT, MOSFET, transistor bipolaire..)
- L'avantage principal offert par les convertisseurs continu-continu, Il est fournir une tension de sortie variable rapidement (si la fréquence de découpage le permet). El sera donc très intéressant dans toutes les applications industrielles .
- Les grandeurs électriques des composants du convertisseur continu-continu abaisseur sont des grandeurs mesurables, ce qui facilite la réalisation des différents résultats avec le choix de l'utilisateur.

Finalement, il va sans dire que le convertisseur continu-continu abaisseur a un domaine d'application très vaste dans l'électronique de puissance, notamment dans les alimentation à découpage.



Bibliographie

BIBLIOGRAPHIE

- [1] : **Gaston Bachelard** « Les composants de l'électronique de puissance»
Documentation technique .
- [2] : **Debabeche Ilyes , Heriz Walid** « Etude et simulation d'un convertisseur continu-continu élévateur de tension à accumulation inductif (buck-boost)». Mémoire de Fin d'étude, Université Biskra, 2011.
- [3] : **Hamra Mohamed** « Etude et simulation d'un convertisseur continu-continu abaisseur de tension (Buck synchrone) » Mémoire de Fin d'étude, Université Biskra, 2013.
- [4] : **Philippe Barrade** « électronique de puissance- méthodologie et convertisseur élémentaires-» Édition presse électrotechniques et universitaire romandes.
- [5] : Guy Chateigner , Michel Boës ,Daniel Bouix , Jacques Vaillant ,Daniel Verkindère
« MANUEL DE GÉNIEÉLECTRIQUE » Edition Dunod.2007 .
- [6] : **Touir Ibrahim- Osmane Ali** ,« Etude et simulation d'un convertisseur continu-continu élévateur de tension« Boost » Mémoire de Fin d'étude, Université de Biskra, 2006/2007
- [7] : **Jacques Larache** « Electronique de puissance- convertisseurs- », Edition Dunod,2005
- [8] : **Professeur A. Rufer, P. Barrade** « Cours d'électronique, de puissance Conversion DC/DC » école polytechnique fédérale de Lausanne.
- [9] : **Henri Foch** « Méthodes d'étude des convertisseurs statiques», Technique de l'ingénieur, traité génie électrique. D 3 156
- [10] : **M .BOUKALI-HACENE OMAR** « conception et réalisation d'un Générateur Photovoltaïque Muni d'un convertisseur MPPT pour une Meilleur Gestion énergétique » thèse de magistère 2010/2011.
- [11] : Alimentation à découpage . Cours alim découpée STS.doc
- [12] : **Sofiane ait chabane ,Romain girard** « Dimensionnement des composants passifs d'un convertisseur Buck » UFR PH ITEM - Université Joseph Fourier

BIBLIOGRAPHIE

[13] : Huang Bin « convertisseur continu-continu a rapport de transformation eleve pour applications pile à combustible » Thèse de doctorat Nancy-université INPL . 2009

[14] : Zouaoui Zouhir «Commande des convertisseurs statiques DC/DC Par la logique floue » Thèse de magistère .université de Batna 2007.

[15] : J.Baillou, J.P.Chemla, B. Gasnier, M.Lethiecq « Cours de Systèmes Asservis » Polytech'Tours

[16] : Majid Zandi «contribution au pilotage des sources hybrides d'énergie électrique » Thèse de doctorat Nancy-université INPL . 2010



ANNEXE

Choix de MOSFET



November 2013

FDA38N30 N-Channel UniFET™ MOSFET 300 V, 38 A, 85 mΩ

Features

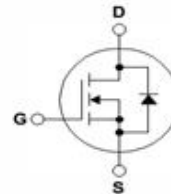
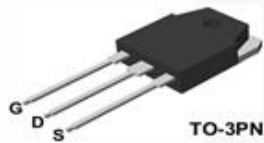
- $R_{DS(on)} = 70 \text{ m}\Omega$ (Typ.) @ $V_{GS} = 10 \text{ V}$, $I_D = 19 \text{ A}$
- Low Gate Charge (Typ. 60 nC)
- Low C_{rss} (Typ. 60 pF)
- 100% Avalanche Tested
- ESD Improved Capability
- RoHS Compliant

Applications

- PDP TV
- Uninterruptible Power Supply
- AC-DC Power Supply

Description

UniFET™ MOSFET is Fairchild Semiconductor's high voltage MOSFET family based on planar stripe and DMOS technology. This MOSFET is tailored to reduce on-state resistance, and to provide better switching performance and higher avalanche energy strength. This device family is suitable for switching power converter applications such as power factor correction (PFC), flat panel display (FPD) TV power, ATX and electronic lamp ballasts.



MOSFET Maximum Ratings $T_C = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted.

Symbol	Parameter	FDA38N30	Unit
V_{DSS}	Drain to Source Voltage	300	V
V_{GSS}	Gate to Source Voltage	± 30	V
I_D	Drain Current	- Continuous ($T_C = 25^\circ\text{C}$)	38
		- Continuous ($T_C = 100^\circ\text{C}$)	22
I_{DM}	Drain Current	- Pulsed (Note 1)	150
E_{AS}	Single Pulsed Avalanche Energy	(Note 2)	1200
I_{AR}	Avalanche Current	(Note 1)	38
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy	(Note 1)	31
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt	(Note 3)	4.5
P_D	Power Dissipation	($T_C = 25^\circ\text{C}$)	312
		- Derate Above 25°C	2.5
T_J, T_{STG}	Operating and Storage Temperature Range	-55 to +150	$^\circ\text{C}$
T_L	Maximum Lead Temperature for Soldering, 1/8" from Case for 5 Seconds	300	$^\circ\text{C}$

Thermal Characteristics

Symbol	Parameter	FDA38N30	Unit
$R_{\theta JC}$	Thermal Resistance, Junction to Case, Max.	0.4	$^\circ\text{C}/\text{W}$
$R_{\theta JA}$	Thermal Resistance, Junction to Ambient, Max.	40	

Package Marking and Ordering Information

Part Number	Top Mark	Package	Packing Method	Reel Size	Tape Width	Quantity
FDA38N30	FDA38N30	TO-3PN	Tube	N/A	N/A	30 units

Electrical Characteristics T_C = 25°C unless otherwise noted.

Symbol	Parameter	Conditions	Min.	Typ.	Max	Unit
Off Characteristics						
BV _{DS}	Drain to Source Breakdown Voltage	I _D = 250 μA, V _{GS} = 0 V, T _C = 25°C	300	-	-	V
ΔBV _{DS} / ΔT _J	Breakdown Voltage Temperature Coefficient	I _D = 250 μA, Referenced to 25°C	-	0.3	-	V/°C
I _{DSS}	Zero Gate Voltage Drain Current	V _{DS} = 300 V, V _{GS} = 0 V V _{DS} = 240 V, T _C = 125°C	-	-	1 10	μA
I _{GSS}	Gate-Body Leakage Current	V _{GS} = ±30 V, V _{DS} = 0 V	-	-	±100	nA
On Characteristics						
V _{GS(th)}	Gate Threshold Voltage	V _{DS} = V _{GS} , I _D = 250 μA	3.0	-	5.0	V
R _{DS(on)}	Static Drain-Source On-Resistance	V _{GS} = 10 V, I _D = 19 A	-	0.070	0.085	Ω
g _{FS}	Forward Transconductance	V _{DS} = 20 V, I _D = 19 A	-	6.3	-	S
Dynamic Characteristics						
C _{iss}	Input Capacitance	V _{DS} = 25 V, V _{GS} = 0 V, f = 1 MHz	-	2600	-	pF
C _{oss}	Output Capacitance		-	500	-	pF
C _{rss}	Reverse Transfer Capacitance		-	60	-	pF
Q _{g(tot)}	Total Gate Charge at 10V	V _{DS} = 240 V, I _D = 38 A, V _{GS} = 10 V	-	60	-	nC
Q _{gs}	Gate to Source Gate Charge		-	17	-	nC
Q _{gd}	Gate to Drain "Miller" Charge		(Note 4)	-	28	-
Switching Characteristics						
t _{d(on)}	Turn-On Delay Time	V _{DD} = 150 V, I _D = 38 A, R _G = 25 Ω, V _{GS} = 10 V	-	53	69	ns
t _r	Turn-On Rise Time		-	110	143	ns
t _{d(off)}	Turn-Off Delay Time		-	118	153	ns
t _f	Turn-Off Fall Time		(Note 4)	-	54	70
Drain-Source Diode Characteristics						
I _S	Maximum Continuous Drain to Source Diode Forward Current		-	-	38	A
I _{SM}	Maximum Pulsed Drain-Source Diode Forward Current		-	-	150	A
V _{SD}	Drain to Source Diode Forward Voltage	V _{GS} = 0 V, I _{SD} = 38 A	-	-	1.4	V
t _{rr}	Reverse Recovery Time	V _{GS} = 0 V, I _{SD} = 38 A, di _F /dt = 100 A/μs	-	315	-	ns
Q _{rr}	Reverse Recovery Charge		-	4.0	-	μC

- Notes:**
1. Repetitive rating; pulse-width limited by maximum junction temperature.
 2. L = 1.7 mH, I_{AS} = 38 A, V_{DD} = 50 V, R_G = 25 Ω, starting T_J = 25°C.
 3. I_{SD} ≤ 38 A, di_F/dt ≤ 200 A/μs, V_{DD} ≤ BV_{DSS}, starting T_J = 25°C.
 4. Essentially independent of operating temperature typical characteristics.

Choix de l'inductance

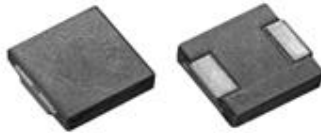


www.vishay.com

IHLM-2525CZ-06

Vishay Dale

Low Profile, Power Inductors - DC Resistance Tolerance 10 %, Special Molding



Manufactured under one or more of the following:
US Patents; 6,198,375/6,204,744/6,449,829/6,460,244.
 Several foreign patents, and other patents pending.

STANDARD ELECTRICAL SPECIFICATIONS			
L_0 INDUCTANCE $\pm 20\%$ AT 100 kHz, 0.25 V, 0 A (μH)	DCR $\pm 10\%$ AT 25 °C (m Ω)	HEAT RATING CURRENT DC TYP. (A) ⁽³⁾	SATURATION CURRENT DC TYP. (A) ⁽⁴⁾
0.10	1.37	32.5	60
0.20	2.34	24	41
0.33	3.20	20	30
0.47	3.86	17.5	26
0.68	5.20	15.5	25
0.82	7.41	13	24
1.0	8.44	11	22
1.5	14.50	9	18
2.2	17.73	8	14
3.3	28.21	6	13.5
4.7	37.11	5.5	10
8.2	61.47	4	7.5
10	97.71	3	7.0

Notes

- (1) All test data is referenced to 25 °C ambient
- (2) Operating temperature range -55 °C to +125 °C
- (3) DC current (A) that will cause an approximate ΔT of 40 °C
- (4) DC current (A) that will cause L_0 to drop approximately 20 %
- (5) The part temperature (ambient + temp. rise) should not exceed 125 °C under worst case operating conditions. Circuit design, component placement, PWB trace size and thickness, airflow and other cooling provisions all affect the part temperature. Part temperature should be verified in the end application.

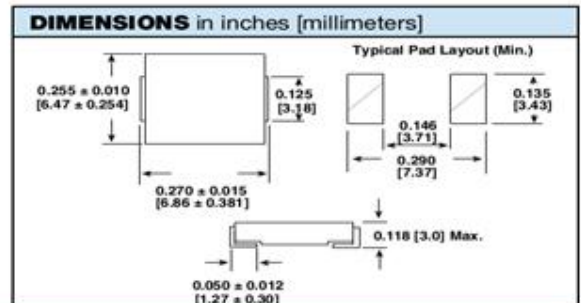
FEATURES

- Lowest molded height (3.0 mm) in this package footprint
- Shielded construction
- Frequency range up to 5.0 MHz
- Lowest DCR/ μH , in this package size
- Handles high transient current spikes without saturation
- Ultra low buzz noise, due to composite construction
- Encapsulated body offers improved environmental protection and moisture resistance
- Higher dielectric withstanding voltage vs. IHLP
- Flame retardant encapsulant (UL 94 V-0)
- Corrosion resistant package
- Material categorization: For definitions of compliance please see www.vishay.com/doc?99912



APPLICATIONS

- Tolerance DCR for current sense applications
- Improved current balance in phased power supplies
- Improved thermal management
- PDA/notebook/desktop/server and battery powered devices
- High current, low profile POL converters
- DC/DC converters in distributed power systems
- DC/DC converter for Field Programmable Gate Array (FPGA)



DESCRIPTION				
MODEL	INDUCTANCE VALUE	INDUCTANCE TOLERANCE	PACKAGE CODE	JEDEC LEAD (Pb)-FREE STANDARD
IHLM-2525CZ-06	1.0 μH	$\pm 20\%$	ER	e3

GLOBAL PART NUMBER																	
I	H	L	M	2	5	2	5	C	Z	E	R	1	R	0	M	0	6
PRODUCT FAMILY				SIZE				PACKAGE CODE		INDUCTANCE VALUE			TOL.		SERIES		

Choix de condensateur

TPS Series

Low ESR



RATINGS & PART NUMBER REFERENCE

AVX Part No.	Case Size	Capacitance (µF)	Rated Voltage (V)	DCL (µA) Max.	DF % Max.	ESR Max. (mΩ) @100kHz	MSL	100kHz RMS Current (A)			100kHz RMS Voltage (V)		
								25°C	85°C	125°C	25°C	85°C	125°C
TPSW106*020#0250	W	10	20	2	6	250	1	0.600	0.540	0.240	0.150	0.135	0.060
TPSW106*020#0500	W	10	20	2	6	500	1	0.424	0.382	0.170	0.212	0.191	0.850
TPSB156*020#0500	B	15	20	3	6	500	1	0.412	0.371	0.165	0.206	0.186	0.082
TPSC156*020#0400	C	15	20	3	6	400	1	0.524	0.472	0.210	0.210	0.189	0.084
TPSC156*020#0450	C	15	20	3	6	450	1	0.494	0.445	0.198	0.222	0.200	0.089
TPSB226*020#0400	B	22	20	4.4	6	400	1	0.461	0.415	0.184	0.184	0.166	0.074
TPSB226*020#0600	B	22	20	4.4	6	600	1	0.376	0.339	0.151	0.226	0.203	0.090
TPSC226*020#0100	C	22	20	4.4	6	100	1	1.049	0.944	0.420	0.105	0.094	0.042
TPSC226*020#0150	C	22	20	4.4	6	150	1	0.856	0.771	0.343	0.128	0.116	0.051
TPSC226*020#0400	C	22	20	4.4	6	400	1	0.524	0.472	0.210	0.210	0.189	0.084
TPSD226*020#0200	D	22	20	4.4	6	200	1	0.866	0.779	0.346	0.173	0.156	0.069
TPSD226*020#0300	D	22	20	4.4	6	300	1	0.707	0.636	0.283	0.212	0.191	0.085
TPSC336*020#0300	C	33	20	6.6	6	300	1	0.606	0.545	0.242	0.182	0.163	0.073
TPSD336*020#0100	D	33	20	6.6	6	100	1	1.225	1.102	0.490	0.122	0.110	0.049
TPSD336*020#0200	D	33	20	6.6	6	200	1	0.866	0.779	0.346	0.173	0.155	0.069
TPSD476*020#0075	D	47	20	9.4	6	75	1	1.414	1.273	0.566	0.106	0.095	0.042
TPSD476*020#0100	D	47	20	9.4	6	100	1	1.225	1.102	0.490	0.122	0.110	0.049
TPSD476*020#0200	D	47	20	9.4	6	200	1	0.866	0.779	0.346	0.173	0.156	0.069
TPSE476*020#0070	E	47	20	9.4	6	70	1*	1.535	1.382	0.614	0.107	0.097	0.043
TPSE476*020#0125	E	47	20	9.4	6	125	1*	1.149	1.034	0.460	0.144	0.129	0.057
TPSE476*020#0150	E	47	20	9.4	6	150	1*	1.049	0.944	0.420	0.157	0.142	0.063
TPSE476*020#0200	E	47	20	9.4	6	200	1*	0.908	0.817	0.363	0.182	0.163	0.073
TPSE476*020#0250	E	47	20	9.4	6	250	1*	0.812	0.731	0.325	0.203	0.183	0.081
TPSX476*020#0200	X	47	20	9.4	6	200	1*	0.707	0.636	0.283	0.141	0.127	0.057
TPSD686*020#0070	D	68	20	13.6	6	70	1	1.464	1.317	0.586	0.102	0.092	0.041
TPSD686*020#0150	D	68	20	13.6	6	150	1	1.000	0.900	0.400	0.150	0.135	0.060
TPSD686*020#0200	D	68	20	13.6	6	200	1	0.866	0.779	0.346	0.173	0.156	0.069
TPSD686*020#0300	D	68	20	13.6	6	300	1	0.707	0.636	0.283	0.212	0.191	0.085
TPSE686*020#0125	E	68	20	13.6	6	125	1*	1.149	1.034	0.460	0.144	0.129	0.057
TPSE686*020#0150	E	68	20	13.6	6	150	1*	1.049	0.944	0.420	0.157	0.142	0.063
TPSE686*020#0200	E	68	20	13.6	6	200	1*	0.908	0.817	0.363	0.182	0.163	0.073
TPSY686*020#0200	Y	68	20	13.6	6	200	1*	0.791	0.712	0.316	0.158	0.142	0.063
TPSD107*020#0085	D	100	20	20	6	85	1	1.328	1.196	0.531	0.113	0.102	0.045
TPSD107*020#0100	D	100	20	20	6	100	1	1.225	1.102	0.490	0.122	0.110	0.049
TPSD107*020#0150	D	100	20	20	6	150	1	1.000	0.900	0.400	0.150	0.135	0.060
TPSE107*020#0100	E	100	20	20	6	100	1*	1.285	1.156	0.514	0.128	0.116	0.051
TPSE107*020#0150	E	100	20	20	6	150	1*	1.049	0.944	0.420	0.157	0.142	0.063
TPSE107*020#0200	E	100	20	20	6	200	1*	0.908	0.817	0.363	0.182	0.163	0.073
TPSV107*020#0060	V	100	20	20	8	60	1*	2.041	1.837	0.816	0.122	0.110	0.049
TPSV107*020#0085	V	100	20	20	8	85	1*	1.715	1.543	0.686	0.146	0.131	0.058
TPSV107*020#0100	V	100	20	20	8	100	1*	1.581	1.423	0.632	0.158	0.142	0.063
TPSV107*020#0200	V	100	20	20	8	200	1*	1.118	1.006	0.447	0.224	0.201	0.089
TPSV157*020#0080	V	150	20	30	8	80	1*	1.768	1.591	0.707	0.141	0.127	0.057
25 Volt @ 85°C (17 Volt @ 125°C)													
TPSA474*025#7000	A	0.47	25	0.5	4	7000	1	0.104	0.093	0.041	0.725	0.652	0.290
TPSA684*025#6000	A	0.68	25	0.5	4	6000	1	0.112	0.101	0.045	0.671	0.604	0.268
TPSA105*025#4000	A	1	25	0.5	4	4000	1	0.137	0.123	0.055	0.548	0.493	0.219
TPSR105*025#2500	R	1	25	0.5	4	2500	1	0.148	0.133	0.059	0.371	0.334	0.148
TPSR105*025#4000	R	1	25	0.5	4	4000	1	0.117	0.106	0.047	0.469	0.422	0.188
TPSA155*025#3000	A	1.5	25	0.5	6	3000	1	0.158	0.142	0.063	0.474	0.427	0.190
TPSB155*025#1800	B	1.5	25	0.5	6	1800	1	0.217	0.196	0.087	0.391	0.352	0.156
TPSA225*025#2500	A	2.2	25	0.6	6	2500	1	0.173	0.156	0.069	0.433	0.390	0.173
TPSB225*025#0900	B	2.2	25	0.6	6	900	1	0.307	0.277	0.123	0.277	0.249	0.111
TPSB225*025#1200	B	2.2	25	0.6	6	1200	1	0.266	0.240	0.106	0.319	0.287	0.128
TPSB225*025#2500	B	2.2	25	0.6	6	2500	1	0.184	0.166	0.074	0.461	0.415	0.184
TPSA335*025#1000	A	3.3	25	0.8	6	1000	1	0.274	0.246	0.110	0.274	0.246	0.110
TPSA335*025#1500	A	3.3	25	0.8	6	1500	1	0.224	0.201	0.089	0.335	0.302	0.134
TPSB335*025#0750	B	3.3	25	0.8	6	750	1	0.337	0.303	0.135	0.252	0.227	0.101
TPSB335*025#1500	B	3.3	25	0.8	6	1500	1	0.238	0.214	0.095	0.357	0.321	0.143
TPSB335*025#2000	B	3.3	25	0.8	6	2000	1	0.206	0.186	0.082	0.412	0.371	0.165
TPSB475*025#0700	B	4.7	25	1.2	6	700	1	0.348	0.314	0.139	0.244	0.220	0.098
TPSB475*025#0900	B	4.7	25	1.2	6	900	1	0.307	0.277	0.123	0.277	0.249	0.111
TPSB475*025#1500	B	4.7	25	1.2	6	1500	1	0.238	0.214	0.095	0.357	0.321	0.143
TPSC475*025#0700	C	4.7	25	1.2	6	700	1	0.396	0.357	0.159	0.277	0.250	0.111
TPSB685*025#0700	B	6.8	25	1.7	6	700	1	0.348	0.314	0.139	0.244	0.220	0.098
TPSC685*025#0500	C	6.8	25	1.7	6	500	1	0.469	0.422	0.188	0.235	0.211	0.094
TPSC685*025#0600	C	6.8	25	1.7	6	600	1	0.428	0.385	0.171	0.257	0.231	0.103

1* Dry pack option (see How to order) recommended for reduction of stress during soldering. Dry pack parts should be treated as MSL 3.

Moisture Sensitivity Level (MSL) is defined according to J-STD-020.

For AEC-Q200 availability, please contact AVX.

All technical data relates to an ambient temperature of +25°C. Capacitance and DF are measured at 120Hz, 0.5V RMS with a maximum DC bias of 2.2 volts.

DCL is measured at rated voltage after 5 minutes.

The EIA & CECC standards for low ESR Solid Tantalum Capacitors allow an ESR movement to 1.25 times catalogue limit post mounting.

For typical weight and composition see page 162.

NOTE: AVX reserves the right to supply a higher voltage rating or tighter tolerance part in the same case size, to the same reliability standards.

