



Université Mohamed Khider Biskra

Faculté des Sciences et de la Technologie

Département de Génie Electrique

Filière : Electrotechnique

Option : Machines électriques

Réf:.....

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

MASTER

Thème

**Etude et simulation d'un convertisseur
continu-continu abaisseur de tension
« Buck synchrone »**

Présenté par :

Hamra Mohammed

Soutenu le : 02 Juin 2013

Devant le jury composé de :

Mme KHELILI Fatiha

Mr BEN MEDDOUR Mostefa

Mme LAALA Widad

MAA

MCB

MAA

Président

Encadreur

Examineur

Année universitaire : 2012 / 2013

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 : Electrotechnique
Option : Machines électriques

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

MASTER

Thème

**Etude et simulation d'un convertisseur
continu-continu abaisseur de tension
« Buck synchrone »**

Présenté par :

Hamra Mohammed

Avis favorable de l'encadreur :

Mr. BEN MEDDOUR Mostefa signature

Avis favorable du Président du Jury

Mme.KHELILI Fatiha

Signature

Cachet et signature



Université Mohamed Khider Biskra

Faculté des Sciences et de la Technologie

Département de Génie Electrique

Filière : Electrotechnique

Option : Machines électriques

Thème :

Etude et simulation d'un convertisseur continu-continu abaisseur de tension « Buck synchrone »

Proposé par : Hamra Mohammed

Dirigé par : Mr. BEN MEDDOUR Mostefa

Résumé: RESUMES (Français et Arabe)

Dans le domaine de l'électronique de puissance au principe du découpage, il existe une nouvelle solution originale utilisant un convertisseur abaisseur type « Buck synchrone ».

Les études présentées dans ce mémoire sont consacrés à l'étude des éléments composants le convertisseur Buck synchrone. Après une présentation de la structure du convertisseur continu-continu abaisseur et ses modes de fonctionnement, avec les équations théoriques,

On va étudier la régulation du circuit à l'aide du programme MATLAB. On va tout d'abord dimensionner les éléments du circuit. La dernière partie de ce mémoire fait l'objet de la simulation pour voir les allures et les valeurs critiques et les comparés aux résultats théoriques.

المقطعات في مجال القوة الكهربائية أساسية, وجدت حل باستخدام محول خافض من نوع « Buck » متزامن. الدراسة المقدمة في هذه المذكرة تدرس العناصر المكونة للمحول Buck متزامن. و تطرح مخطط المحول, من المستمر الى الخافض للتوتر. و كيفية التشغيل مع المعادلات النظرية.

نتجه لدراسة تعديل الدارة بمساعدة برنامج ماتلاب و ندرس قيم عناصرها. في النهاية هذه المذكرة, حيث نقوم بعمل محاكات من أجل مشاهدة المنحنيات و القيم المميزة و مقارنتها بالنتائج النظرية.

DEDICACES

- *A mes très chers parents pour les sacrifices et les encouragements qu'ils n'ont cessé de me Conférer. Que dieu les garder éternellement heureux.*
- *A mes frères, mes sœurs.*
- *A mes oncles et mes tantes.*
- *A tous mes amis en particulier Ammar, Mohammed, Khador, Abdelwahab et à toute la promo d'électrotechnique 2013.*
- *A tous mes voisins.*
- *A tous mes professeurs d'université Mohammed Khider qui ont contribués a ma formation Master.*
- *A toute ma grande famille.*

Je dédie ce mémoire

MOHAMMED

INTRODUCTION GENERALE

L'électronique de puissance c'est beaucoup développée au cours des dernières décennies et il y a eu beaucoup de transformations dans cette discipline. Cette évolution a été rendue possible grâce au développement des commutateurs de meilleure qualité et fiable en termes de capacités de blocage de tension, les capacités actuelles, de pertes et de la vitesse de commutation.

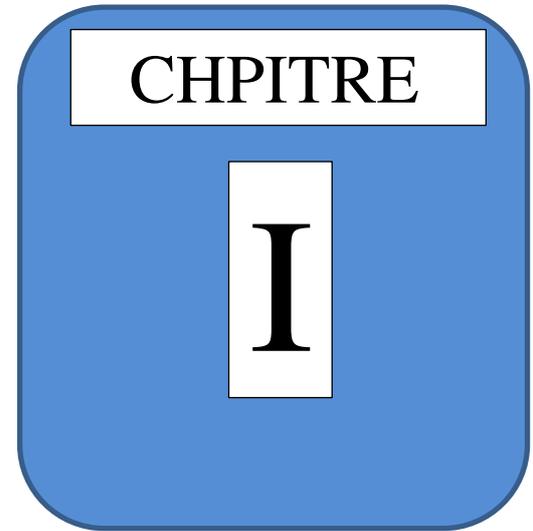
L'une des principales applications de l'électronique de puissance est la conversion DC-DC. Nous pouvons distinguer deux types d'applications: la première est l'utilisation d'un convertisseur DC-DC afin de fournir une source directe sachant que nous avons déjà une entrée source directe, par exemple, la fourniture d'un système d'accumulateurs. La deuxième est l'utilisation d'un convertisseur DC-DC afin de fournir une source directe sachant que l'alimentation primaire est une source alternative.

Notre projet vise l'étude et la simulation du convertisseur DC-DC type Buck synchrone suivant un cahier des charges, afin d'être en mesure d'alimenter un système par exemple un ordinateur personnel, à partir d'une source indépendante. Le convertisseur doit fournir une puissance de 200 W pour une tension de sortie nominale de 5 V à l'aide d'une tension d'entrée de 24 V générée par une batterie ou un convertisseur alternatif-continu.

Dans le premier chapitre on présente une étude théorique générale des différents composants du convertisseur Buck synchrone. Dans le deuxième chapitre, nous présentons l'étude théorique du convertisseur pour les différents modes de fonctionnement. Le troisième chapitre sera consacré au dimensionnement des différents composants du convertisseur et à la régulation de la tension de sortie par la technique PWM. Dans le quatrième nous allons passer par toutes les étapes pour simuler le convertisseur Buck synchrone et présenter les résultats de simulation obtenus par régulation en utilisant le logiciel Matlab/Simulink av. Ensuite, nous allons comparer les résultats de la simulation aux résultats théoriques.

Enfin, nous terminons notre travail par une conclusion et des suggestions possibles.

Etude des composants du convertisseur DC/DC « Buck synchrone »



INDRODUCTION

Compte tenu du développement rapide et constamment croissant des technologies portables ; pour développer les appareils portables, il faut développer les éléments qui les composent. Afin d'obtenir de bons résultats dans notre projet il faut choisir les bons éléments suivants :

- ✓ Les interrupteurs commandés ou non commandés.
- ✓ La bobine.
- ✓ Le condensateur.

CHAPITER I

Etude des composants du convertisseur
« Buck » Synchrones

I.2-Généralités

I.2.1- Représentation du convertisseur continu-continu [1]:

Un convertisseur continu-continu a pour but d'assurer le transfert d'énergie entre une source de tension continue et une source de courant continu.

La représentation symbolique la plus généralement utilisée est donnée par la figure (I.1)

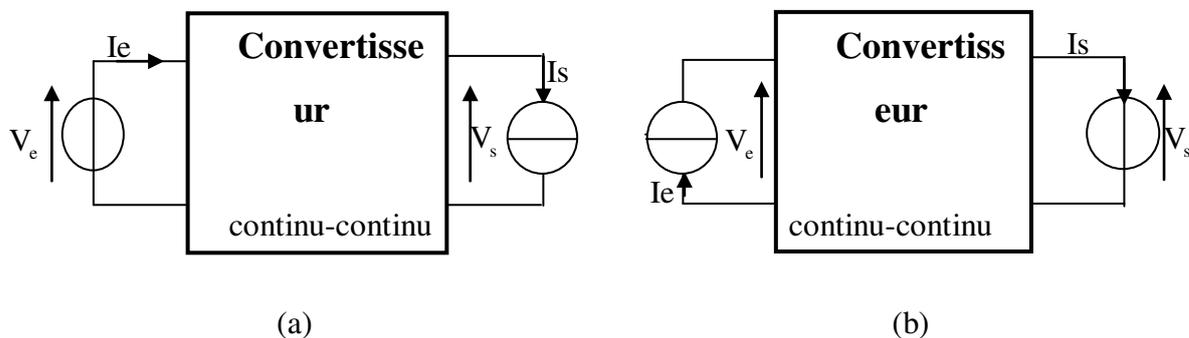


Figure I.1 - Convertisseur continu-continu

Une telle représentation peut laisser penser que dans tous les cas, la source de courant I_e sera la charge qui suivant les modes de fonctionnement, absorbera ou restituera de la puissance, alors que la source de tension V_e est l'alimentation, susceptible de fournir ou de stocker de la puissance.

Pour certains convertisseurs, il faut changer une telle représentation, surtout si le transfert d'énergie ne peut se faire que de la source de courant vers la source de tension (suivant la structure du convertisseur figure. I.1). On se réfère alors à la représentation symbolique donnée (figure I.1. b).

I.2.2-Hacheurs en « demi-pont » :

Ils sont non réversibles, ou partiellement réversibles (deux quadrants de fonctionnement). On distingue :

- hacheur série (ou dévolteur ou Buck) ;
- hacheur parallèle (ou survolteur ou Boost) ;
- hacheur série parallèle (ou survolteur dévolteur à deux quadrants ou Buck-Boost)

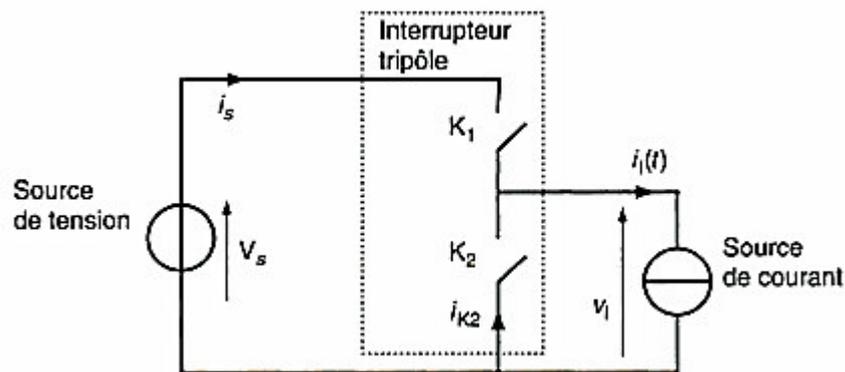


Figure I.2.-: Schéma d'un convertisseur à un quadrant

I.2.3-Les composants du convertisseur « Buck » :

I.2.3.1- Représentation des sources[10]:

En électronique de puissance, on caractérise les générateurs et les récepteurs par rapport aux commutations en indiquant s'il s'agit d'un générateur ou d'un récepteur de tension ou de courant, continu ou alternatif.

- Un générateur ou un récepteur est dit de tension si la forme d'onde de la tension à ses bornes n'est pas affectée par le courant qui le traverse, en particulier par les rapides variations de courant lors des commutations. On le représente (voir figure I.3.a) par un cercle portant à l'intérieur le symbole (=) s'il est de tension continue, le symbole (~) s'il est de tension alternative ou bien par un cercle traversé par un trait dans le sens de passage de courant.
- Un générateur ou récepteur est dit de courant si la forme d'onde de courant qui le traverse n'est pas affectée par les variations à ses bornes, en particulier lors des commutations. On le représente par deux cercles (voir figure I.3.b) avec dans l'un d'eux le symbole (=) ou (~) ou bien par un seul cercle traversé par un trait perpendiculaire au sens du passage de courant.

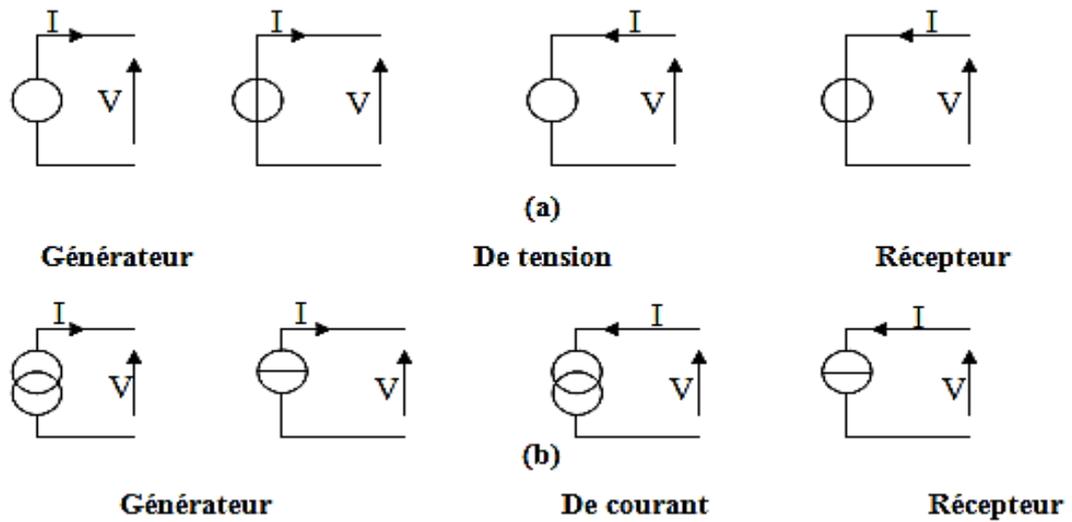


Figure I.3- Représentation des sources

I.2.3.2-Interrupteurs non commandables:

a)La diode :

La diode de puissance est un composant non commandable (ni à la fermeture ni à l'ouverture).

Elle laisse passer le courant uniquement dans le sens anode-cathode :

Une diode devient passante uniquement si son potentielle anode est supérieure à celui de la cathode d'au moins sa tension de seuil V_F . $V_{AK} > V_F$.

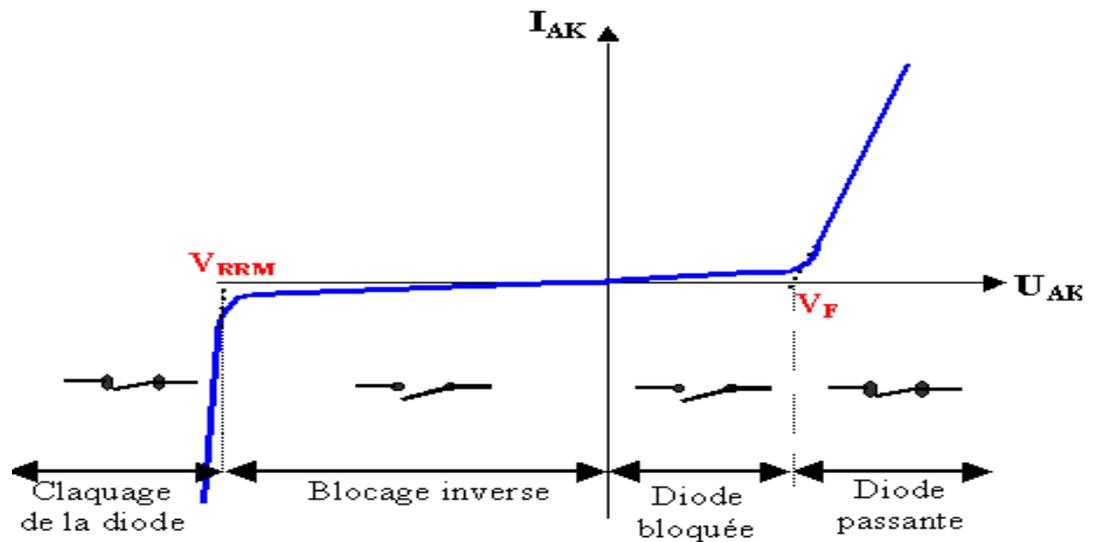


Figure I.4- Caractéristique d'une diode.

Lorsque la diode est passante, la différence de potentiel entre l'anode et la cathode V_{AK} n'est pas nulle.

b) Critères de choix d'une diode :

Avant tout dimensionnement le choix d'une diode est principalement en fonction de :

- la tension inverse V_{AK} à l'état bloqué ;
- le courant moyen I_{AK} ($\langle I_{AK} \rangle$) à l'état passant ;
- la tension inverse max V_{RM} ;
- éventuellement, le courant maximum inverse ...etc.

c) Diode Schottky :

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

- caractéristique électrique : une tension de blocage de 600 V
- une tension de seuil plus faible ($V_F \approx 0,3V$).
- Les diodes Schottky ont des temps de recouvrement inverse très courts (t_{rr} de 0,15 à 0.35 μs)

d) Applications :

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.

I.2.3.3-Les interrupteurs commandables:

a) Le transistor bipolaire de puissance :

Le transistor bipolaire, commandable par un courant (courant de base), s'adapte aux exigences de l'électronique de puissance (petits temps de montée, faible courant de commande) ; pour les transistors bipolaires de puissance actuels, t_{on} et t_{off} varient entre 10 et 100ns, les transistors anciens étendent ces temps jusqu'à la microseconde seulement.

Et ainsi un courant de base très faible, le blocage du transistor est beaucoup plus lent. On relève des temps d'ouverture des Darlington de l'ordre de la microseconde. Ainsi, les Darlington sont souvent utilisés comme interrupteurs de forte puissance relativement lents.

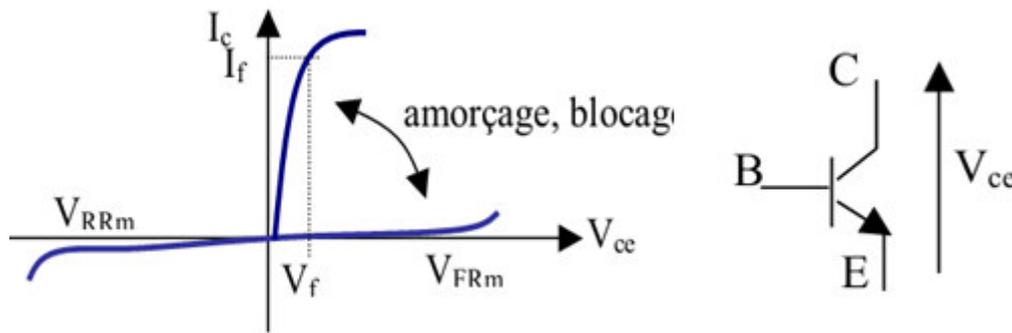


Figure I.5- Caractéristique et symbole du transistor bipolaire

b) Le GTO :

Le GTO a supplanté le thyristor rapide dans les alimentations à commutations forcées mais pas dans les montages à commutations naturelles. Cependant les pertes occasionnées par la commutation forcée impliquent l'utilisation systématique de circuit d'aide à la commutation.

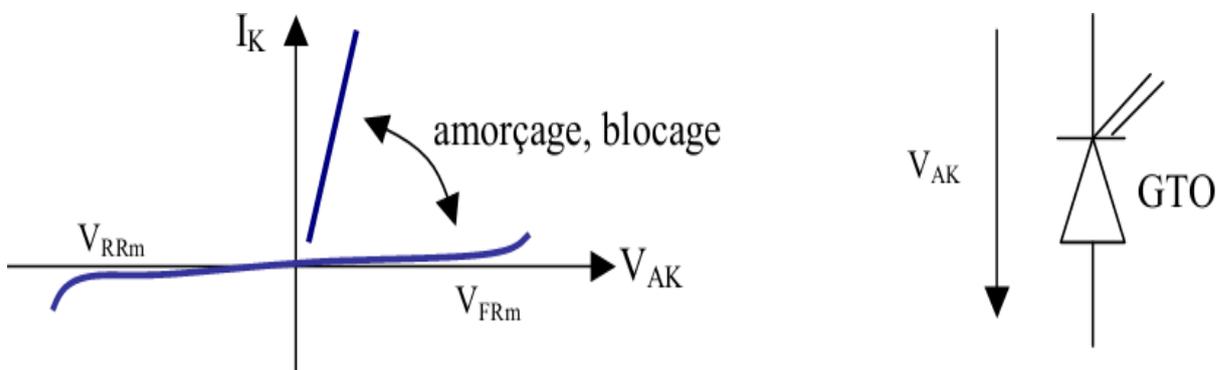


Figure I.6- Caractéristique et symbole du GTO

c) Le transistor à effet de champ MOSFET de puissance :

Les principaux avantages du MOSFET de puissance sont : commandé par une tension, faible courant de grille ; temps de commutation faibles (t_{on} et t_{off}) entre 10ns et 100ns; aire de sécurité carrée (maximale) (pas de second claquage) ; pas de phénomène de stockage.

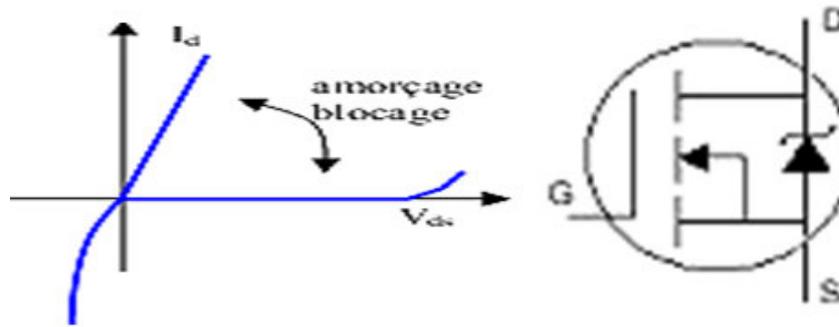


Figure I.7- Caractéristique et symbole du MOSFET

d) Le transistor IGBT :

Le seul défaut de l'IGBT est qu'il présente un traînage en courant dû à l'évacuation des charges stockées dans la jonction PN. Ce phénomène augmente notablement le temps d'ouverture des anciens IGBT, mais actuellement il est devenu assez discret et on retiendra des temps t_{on} et t_{off} de l'ordre de 10 à 400ns.

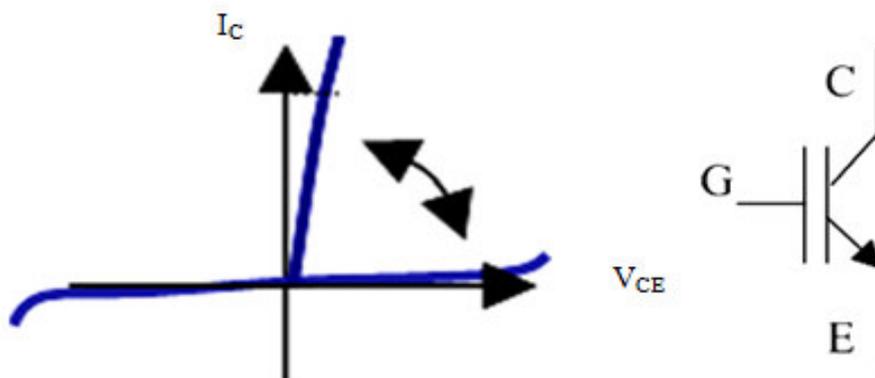


Figure I.8- Caractéristique et symbole d'un IGBT

○ **Comparaison des interrupteurs commandables :**

Composant	Puissance d'utilisation	Commutation
MOSFET	Faible	Rapide
GTO	Forte	Lent
IGBT	Moyenne	Moyen

Tableau I.1 : Comparaison des interrupteurs commandables

✓ **Résultat :**

On cherche un temps de commutation rapide avec des pertes faibles lors de la commutation, alors on choisit le transistor MOSFET.

I.2.3.4-Fonctionnement en commutation[10]:

L'exploration des domaines extrêmes de la caractéristique (**Figure I.9**) fait apparaître un fonctionnement bloqué-saturé :

- La tension V_{GS} est nulle, le canal est fermé (résistance de plusieurs $G\Omega$) et se comporte comme un interrupteur ouvert. C'est l'état bloqué.
- Une tension supérieure à V_{GS} ouvre complètement le canal procurant une résistance équivalente faible (quelques $k\Omega$). Le transistor est équivalent à un interrupteur fermé.

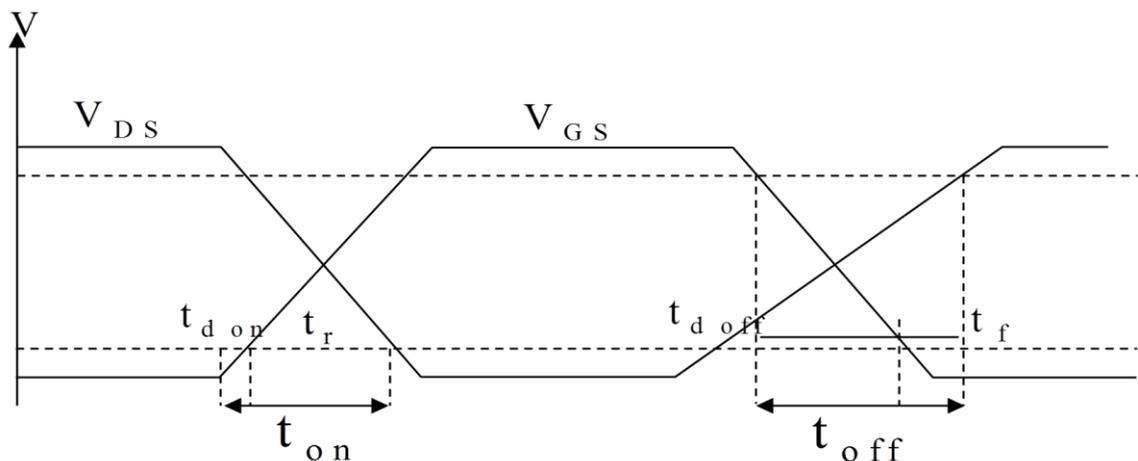


Figure I.9- Fonctionnement en Commutation d'un MOSFET.

Dans le cas réel (**Figure I.9**), le redressement synchrone, avec transistors MOSFET discret, cause des retards variables de commutation en raison des variations de la charge et de la tension de seuil d'un transistor MOSFET à l'autre. Les circuits de commande standard compensent ces variations en retardant la commande d'ouverture du transistor bas jusqu'à ce que la tension du transistor haut tombe au-dessous d'un certain seuil (**Figure I.2**). Ce retard crée un temps mort où aucun des transistors MOSFET ne conduit. Le temps mort élimine la possibilité de la conduction simultanée des deux transistors MOSFET.

I.2.3.5- Choix des composants :

a) Choix de la bobine :

Le choix de la bobine est basé sur la valeur de la self. On calculera d'abord cette valeur.

Le calcul de la valeur de la self passe par l'ondulation crête à crête du courant (**Figure I.10**) de celle-ci, soit : ΔI_L

$$\Delta I_L = I_M - I_m = \frac{V_e - V_s}{L} \alpha T \dots \dots \dots \text{Eq(I.1)}$$

$$\Delta I_L = \frac{(1-\alpha)V_e}{fL} \dots \dots \dots \text{Eq(I.2)}$$

$$L = \frac{(1-\alpha)V_e}{\Delta I_L f} \dots \dots \dots \text{Eq(I.3)}$$

Où ΔI_L : Ondulation crête à crête du courant dans la bobine.

f, T : Fréquence et période de travail du convertisseur.

b) Choix du condensateur de sortie:

Dans ce travail, pour simplifier les calculs, on considère que la tension de sortie V_s est constante. Le choix du condensateur est basé sur la connaissance de sa valeur. Le calcul de C est donné par la démarche suivante.

$$v_s(t) = \frac{1}{C} \int ic(t) dt \dots \dots \dots \text{Eq(I.4)}$$

$$\Delta V_s = \frac{\Delta Q}{C} \quad \text{et} \quad \Delta Q = \frac{1}{2} \frac{\Delta I_L T}{2}$$

$$\text{donc } \Delta V_s = \frac{\Delta I_L}{8Cf} \dots \dots \dots \text{Eq(I.5)}$$

Et

$$\Delta I_L = \frac{(1-\alpha)V_s}{LF} \text{ donc } \Delta V_s = \frac{(1-\alpha)V_s}{8LCF^2} \dots\dots\dots \text{Eq(I.6)}$$

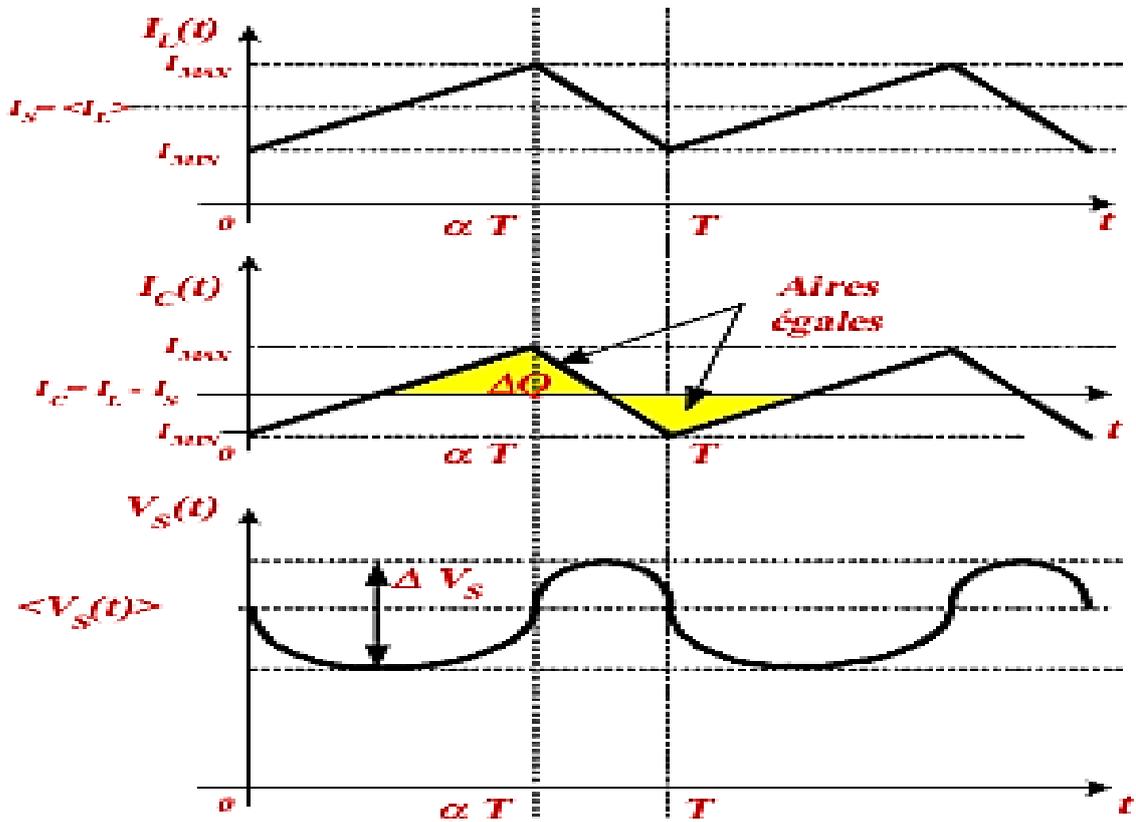


Figure I.10-L'allures de Courant L et C

$$\text{Soit : } C = \frac{(1-\alpha)V_s}{8Lf^2\Delta V_s} \dots\dots\dots \text{Eq(I.7)}$$

Où : ΔV_s : Ondulation crête à crête de la tension de sortie.

C) Charge :

Dans la conversion DC/DC, la charge « type » est la résistance, seul dipôle susceptible d'absorber de la puissance. Pour cette raison, toute charge résistive est associée à un condensateur, ou à un ensemble condensateur/inductance, de façon à pouvoir considérer le dipôle équivalent qui résulte de cette association comme une source de tension ou de courant suivant les besoins.

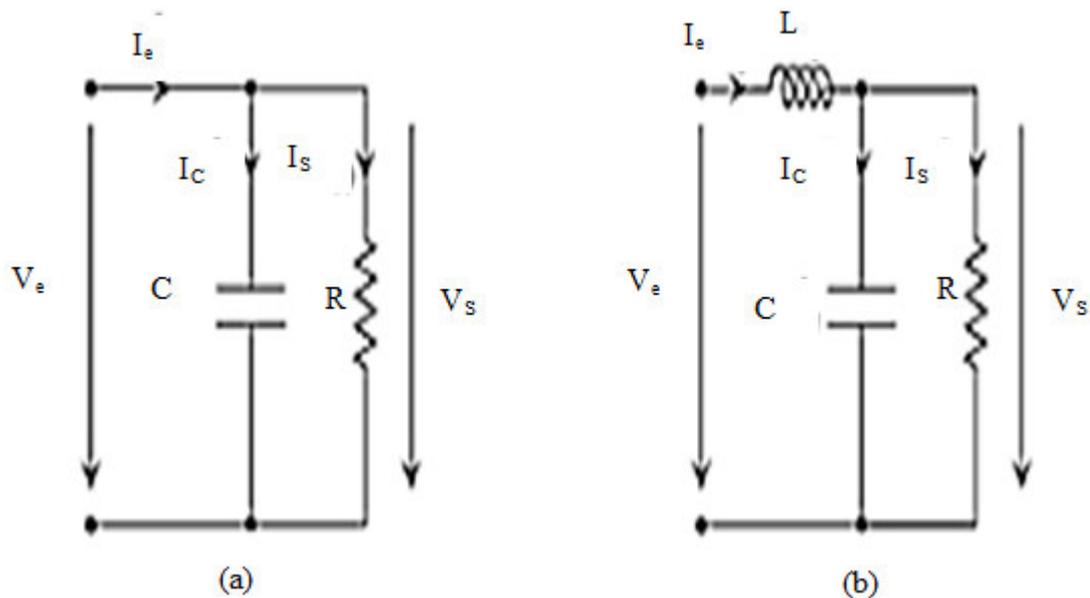


Figure I.11- : conventions adoptées pour les récepteurs:

(a) source de tension ; (b) source de courant

Ceci est illustré sur la **figure(I.11)** :

- Source de tension (**fig. I.11-a**) : l'association d'une résistance et d'un condensateur en parallèle confère à ce dipôle le caractère d'une source de tension.
- Source de courant (**fig.I.11-b**) : l'ajout d'une inductance en série avec la source de tension permet de conférer à l'ensemble le caractère d'une source de courant.

On notera que l'adjonction d'une capacité et d'une inductance à une résistance symbolisant la charge d'un convertisseur DC/DC, afin de lui conférer le caractère d'un filtre du premier ou du second ordre.

I.2.3.6- Technique MLI :

Dans plusieurs applications industrielles, il est nécessaire de contrôler la tension de sortie des convertisseurs et ce pour :

- Compenser la variation de la tension d'entrée continue.
- La régulation de la tension de sortie.
- Assurer la condition de réglage $V/f = \text{Constante}$.

Il existe plusieurs techniques pour varier le gain, celles les plus efficaces sont ceux à MLI (PWM). Les techniques les plus répandues dans ce contexte sont:

- MLI Unitaire
- MLI Multiple (UPWM)
- MLI Sinusoïdale (SPWM)

➤ MLI Multiple (UPWM):

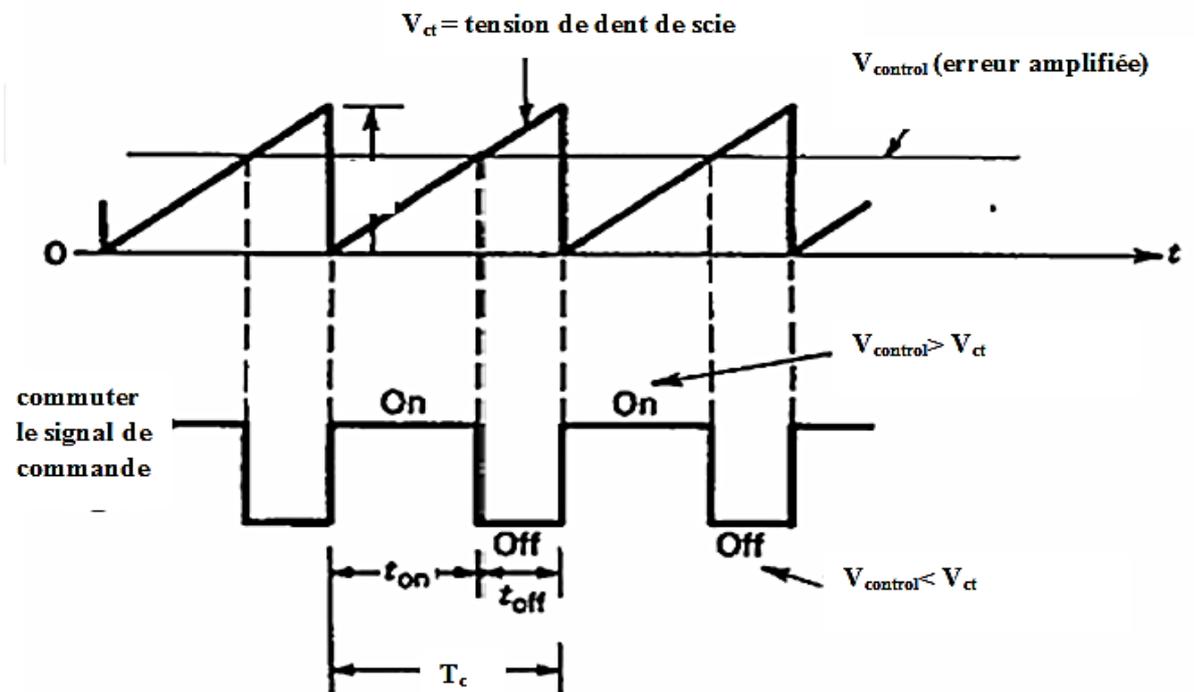


Figure I.12 : Signaux du comparateur PWM

Le taux d'harmoniques peut être réduit si on utilise plusieurs impulsions (N) par demi-cycle.

I.2.4- Structure de base des convertisseurs continu-continu :

La structure de base des convertisseurs continu-continu (**figure I.13**) est définie comme suit :

- La source à l'entrée du convertisseur est une source de tension continue V_e
- La sortie est également considérée comme une source de tension continue V_s
- la charge est assimilable à une résistance R

Pour obtenir effectivement une source de tension aux bornes de la charge, on place un condensateur C en parallèle sur R .

Pour respecter les règles de connexion entre les sources il faut placer une inductance L entre l'entrée et la sortie.

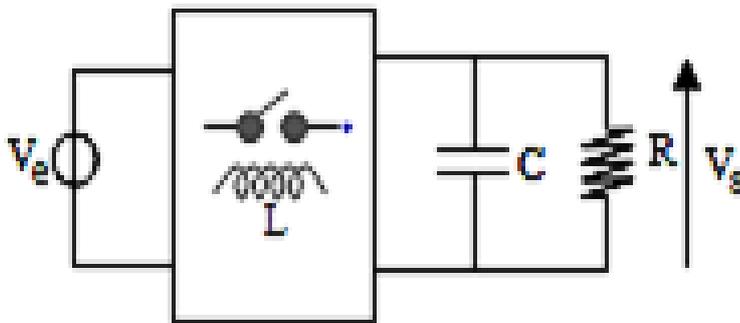
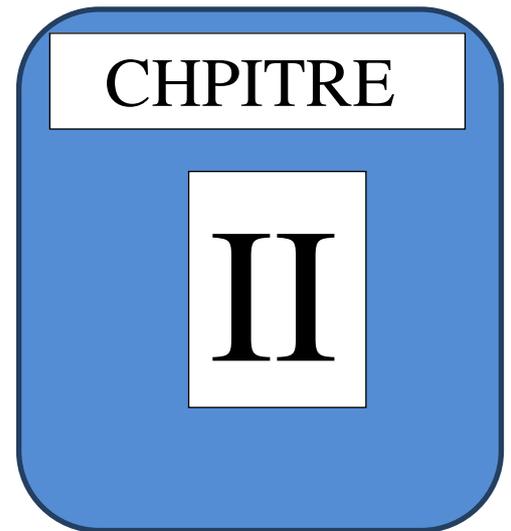


Figure I.13- Schéma de principe des alimentations continu-continu

Etude théorique du convertisseur DC/DC « Buck synchrone »



INTRODUCTION

Le convertisseur Buck synchrone est attractif pour la conversion de puissance basse tension en raison de son rendement élevé et sa consommation réduite.

Dans ce chapitre on va faire une étude analytique des différents modes de conduction du convertisseur en question à savoir : Mode de conduction continu, critique et discontinu, déterminer les équations théoriques permettant de calculer les différents paramètres des interrupteurs, de l'inductance et du condensateur et faire un choix de ces éléments.

CHAPITER **II**

Etude théorique du convertisseur
DC/DC «Buck synchrone»

II.2- Structure du convertisseur Buck Synchrone :

La structure du convertisseur Buck synchrone (**figure II.1**) est essentiellement la même que celle du convertisseur dévolteur [5] où on a la substitution de la diode par un autre interrupteur commandable identique à l'interrupteur principal « MOSFET ».

La conduction de l'interrupteur (M1) a pour but de transférer l'énergie de la source d'entrée vers la charge et le condensateur C à travers l'inductance L (même principe que le convertisseur Buck). Quand le commutateur M1 est ouvert « OFF », le commutateur (M2) permet le transfert de l'énergie stockée dans l'inductance et fournir un chemin pour le courant dans cette phase.

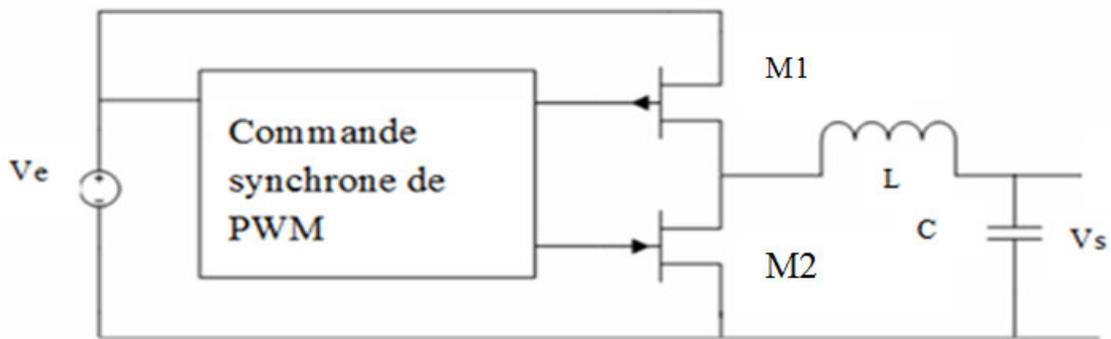


Figure II.1- : Structure du convertisseur Buck synchrone.

La commande du circuit synchronise entre les deux commutateurs avec une fréquence de fonctionnement prédéfinie (f). Le bloc de commande synchrone de PWM règle la tension d'onde en modulant les intervalles de conduction des commutateurs M1 et M2.

Cette topologie améliore l'efficacité avec le temps d'ouverture du commutateur le plus rapide et la Résistance Série Equivalente (RSE) du MOSFET 2 contre la diode. Dans le cas des charges faibles, habituellement le MOSFET 2 est remplacé par une diode, ceci parce que plus la commutation du MOSFET, ON→OFF, est rapide plus les pertes augmentent.

II.3- Améliorations [6]:

La chute de tension résultante à travers le commutateur peut être plus petite que la chute de tension dans la diode. Pour montrer que l'efficacité est considérablement augmentée par le remplacement de la diode par un transistor MOSFET on utilise l'ensemble des équations suivantes.

Considérant d'abord le cas où on a une diode (d), l'équation donnant les pertes électriques à travers une diode peut être calculée avec l'équation suivante:

$$P_d = V_d * (1 - \alpha) * i_s \dots \dots \dots \text{Eq(II-1)}$$

Avec $(1-\alpha)$ représente le temps OFF, α rapport cyclique. i_s courant de sortie et V_d tension aux borne de la diode.

Supposons que la tension d'entrée est de 24V et celle de sortie est 5 V, et le courant dans la charge est de 15A, dans ce cas le rapport cyclique α sera de 20% et la diode est bloquée pour 80% du temps.

Une diode typique avec un seuil de 0.7V dissipe une perte de 8.4W.

Maintenant nous prenons l'équation pour un commutateur (M) on a l'équation **Eq(II-2)**

$$P_M = R_M * i_s^2 * (1-\alpha) \dots \dots \dots \text{Eq(II-2)}$$

Où R_M est l'RSE du commutateur

On constate que les pertes dépendent beaucoup du rapport cyclique. Un interrupteur synchrone a généralement des pertes inférieures à celles d'une diode conventionnelle ou Schottky, et ainsi son utilisation est tout à fait populaire dans les convertisseurs DC/DC en basse tension. Également pour un meilleur rendement, la condition suivante doit être vérifiée $i_s * R_m \ll V_d$.

II.4- Problèmes :

La structure du convertisseur Buck Synchrone (voir **Figure II.1**) souffre d'un faible rendement aux charges faibles (parce que on a des pertes en mettant en marche le dispositif), un problème qui peut sévèrement limiter la vie de la batterie des dispositifs portatifs qui dépendent un nombre d'heures supplémentaires et par conséquent ayant pour résultat une réduction du rendement du convertisseur, puisque beaucoup de dispositifs portatifs fonctionnent en faible puissance pour la majorité du temps où ils sont à l'état ON.

Le convertisseur Buck synchrone exige donc deux composants. Ces composants augmentent considérablement la taille et le coût global du système.

Le redresseur synchrone avec des retards variables de commutation de causes discrètes du MOSFET en raison des variations de la charge et de la tension de seuil d'un transistor MOSFET à l'autre. Les circuits de commande standard compensent ces variations en retardant la commande d'ouverture du transistor M2 jusqu'à ce que la tension du transistor M1 soit basse. Ce retard crée un temps mort avec l'autre transistor MOSFET. Le temps mort élimine la possibilité de la conduction simultanée des deux MOSFET.

II.5- Calcul du rapport cyclique [7]:

Pour le calcul du rapport cyclique, nous supposons d'abord que le convertisseur est en régime établi, les commutateurs idéaux (voir **Figure II.2-a**) et les pertes dans les éléments inductifs et capacitifs sont négligés. On précise également que l'analyse suivante ne fait pas inclure toutes les résistances parasites (cas idéal). L'analyse est faite lorsque le convertisseur fonctionne en mode de conduction continu ($i_L(t) > 0$).

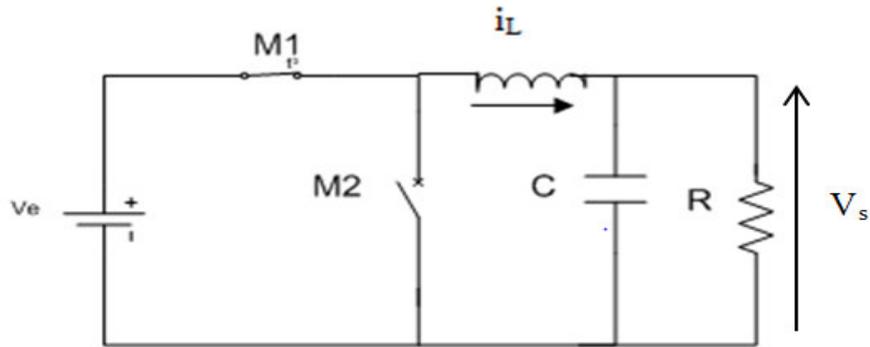


Figure II.2-a : Schéma équivalent du convertisseur si (M1 ON ; M2 OFF)

Quand le commutateur M1 est ON pour la durée de temps t_{on} il conduit le courant de l'inductance et M2 doit être bloqué. On a la tension aux bornes de l'inductance positive $V_L = V_e - V_s$. Cette tension cause une augmentation linéaire du courant $i_L(t)$ (**figure II.2-b**).

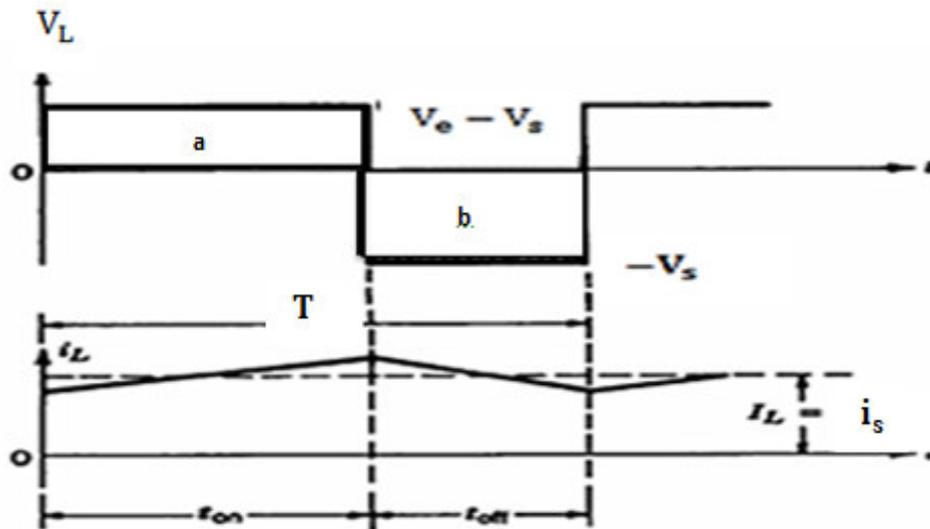


Figure II.2-b : Formes de $i_L(t)$ et V_L

Lorsque M1 est à l'état OFF, en raison du stockage de l'énergie inductive, $i_L(t)$ continue à circuler. Ce courant traverse maintenant M2. Cette phase est caractérisée par la figure suivante (**figure II.2-c**). La tension aux bornes de l'inductance L est donnée par : $V_L = -V_s$

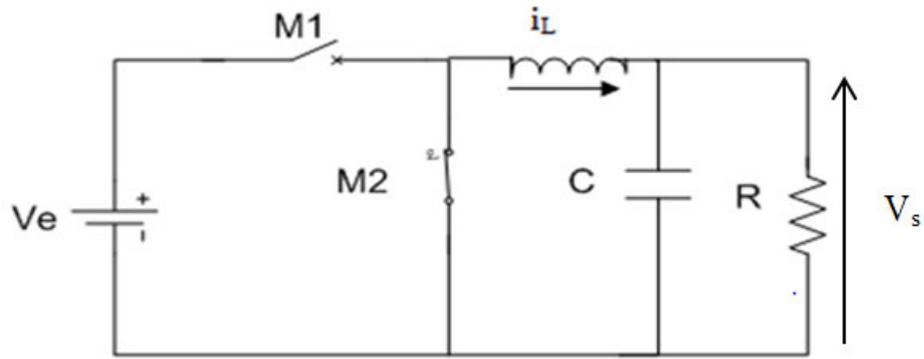


Figure II.2-c : Schéma équivalent du convertisseur si (M1 OFF ; M2 ON)

Dans le cas du fonctionnement en régime permanent la forme d'onde doit se répéter à la prochaine période de temps.

L'intégration de la tension aux bornes de l'inductance V_L sur une période de temps doit être nulle, avec $t_f = t_{on} + t_{off}$ (t_f : période de fonctionnement):

$$\int_0^T V_L dt = \int_0^{t_{on}} V_L dt + \int_{t_{on}}^T V_L dt = 0 \dots \dots \dots \text{Eq(II-3)}$$

De la **Figure II.2-b**, les secteurs **a** et **b** doivent être égaux et on a:

$$(V_e - V_s) t_{on} = V_s (T - t_{on}) \dots \dots \dots \text{Eq (II-4)}$$

Donc on aura:

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{t_{on}}{T} = \alpha \dots \dots \dots \text{Eq(II-5)}$$

Cette équation indique que la tension de sortie varie linéairement avec le rapport cyclique du commutateur pour une tension d'entrée donnée et ne dépend pas de n'importe quel autre paramètre du circuit.

II.6- Calcul de l'inductance [6]:

Pour simplifier les calculs; on a pris la tension aux bornes de l'interrupteur (M1) égal à zéro (supposant le commutateur idéal). De la (**figure II.2-a**) nous pouvons dériver une équation simplifiée fondée sur l'hypothèse que la tension aux bornes de la charge, et de ce fait aux bornes du condensateur, est constante. L'équation du circuit, quand le commutateur est fermé, peut maintenant être écrite :

$$L \frac{di_L(t)}{dt} = V_e - V_s \dots \dots \dots \text{Eq(II-6)}$$

Supposant un régime établi par conséquent un certain courant dans l'inductance, I_{Lmin} juste avant de fermé le commutateur M1. Par conséquent pour l'intervalle de temps :

➤ $0 \leq t \leq \alpha T$ on a par intégration:

$$i_L(t) = \frac{V_e - V_s}{L} t + I_{L.min} \dots\dots\dots \text{Eq(II-7)}$$

Le courant dans l'inductance augmente linéairement avec le temps et atteint sa valeur maximale $I_{L.max}$ pour : $t = \alpha T$

$$I_{L.max} = \frac{V_e - V_s}{L} \alpha T + I_{L.min} \dots\dots\dots \text{Eq(II-8)}$$

Détermination de l'ondulation du courant :

l'ondulation du courant crête à crête Δi_L peut être déterminé à partir de l'équation **Eq(II-8)** par l'expression suivante:

$$\Delta i_L = I_{L.max} - I_{L.min} = \frac{V_e - V_s}{L} \alpha T \dots\dots\dots \text{Eq(II-9)}$$

Notant que l'ondulation du courant est directement proportionnelle au rapport cyclique, sur lequel nous pouvons agir pour déterminer le mode de fonctionnement du convertisseur. Cependant, elle est inversement proportionnelle à l'inductance « L ». Ainsi, l'ondulation du courant peut être commandée par un choix approprié de l'inductance.

Maintenant analysant le circuit quand M1 est ouvert (**figure II.2-c**). Le courant dans l'inductance circule à travers le transistor M2 et l'équation correspondante sera: pour

➤ $\alpha T \leq t \leq T$ on a :

$$L \frac{di_L(t)}{dt} = -V_s \dots\dots\dots \text{Eq(II-10)}$$

À partir de la solution de l'équation du premier ordre ci-dessus, nous obtenons :

$$i_L(t) = \frac{-V_s}{L} t + I_{L.max} \dots\dots\dots \text{Eq(II-11)}$$

Où $I_{L.max}$ est la valeur maximale du courant dans l'inductance à l'ouverture du commutateur ou au début de la phase. Comme: $t_{off} = (1 - \alpha) T$. Le courant dans l'inductance diminue à sa valeur minimale $I_{L.min}$ tel que :

$$I_{L.min} = \frac{-V_s}{L} (1 - \alpha) T + I_{L.max} \dots\dots\dots \text{Eq(II-12)}$$

L'équation **Eq(II-12)** donne une autre expression pour l'ondulation du courant crête à crête telle que :

$$\Delta i_L = I_{L.max} - I_{L.min} = \frac{V_s}{L} (1 - \alpha) T \dots\dots\dots \text{Eq(II-13)}$$

Le courant dans l'inductance comme donné dans les équations **Eq(II-7)** et **Eq(II-11)** dépend du temps. Sa forme est donnée sur la figure suivante (**figure II.3**).

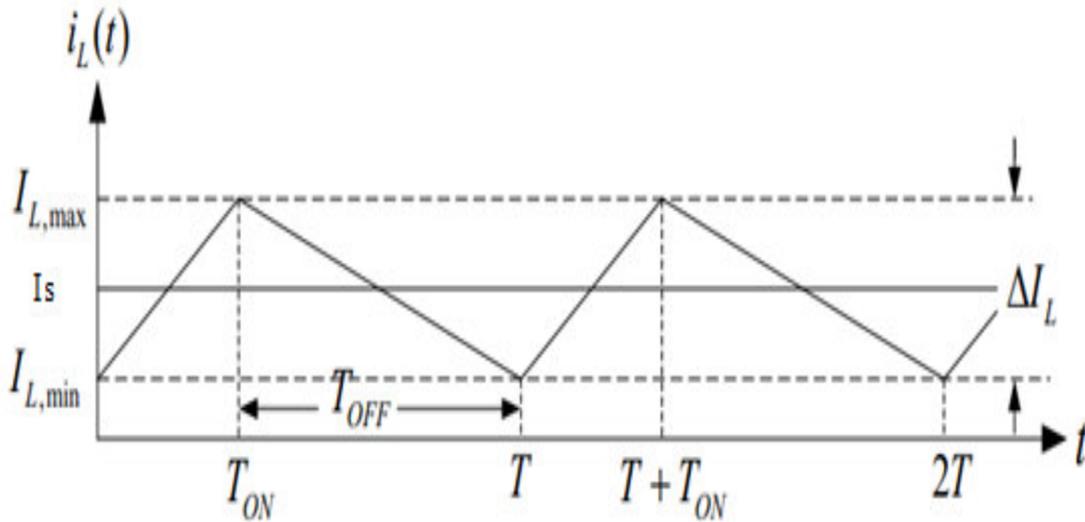


Figure II.3- : Courant dans l'inductance en régime établi

Le courant moyen dans l'inductance doit être égal au courant continu dans la charge. C'est-à-dire :

$$I_{L.moy} = i_s = \frac{V_s}{R} \dots\dots\dots \text{Eq(II-14)}$$

Les expressions des courants $I_{L,max}$ et $I_{L,min}$ dans l'inductance peuvent maintenant être écrites de la façon suivante :

$$I_{L,max} = I_{L.moy} + \frac{\Delta I_L}{2} = \frac{V_s}{R} + \frac{V_s}{2L} (1 - \alpha)T \dots\dots\dots \text{Eq(II-15)}$$

$$I_{L,min} = I_{L.moy} - \frac{\Delta I_L}{2} = \frac{V_s}{R} - \frac{V_s}{2L} (1 - \alpha)T \dots\dots\dots \text{Eq(II-16)}$$

Le courant fourni par la source $i_e(t)$ varie de $I_{L,min}$ à $I_{L,max}$ pendant que M1 est fermé et est égal à zéro dans le cas contraire suivant les indications de la **figure II.4**

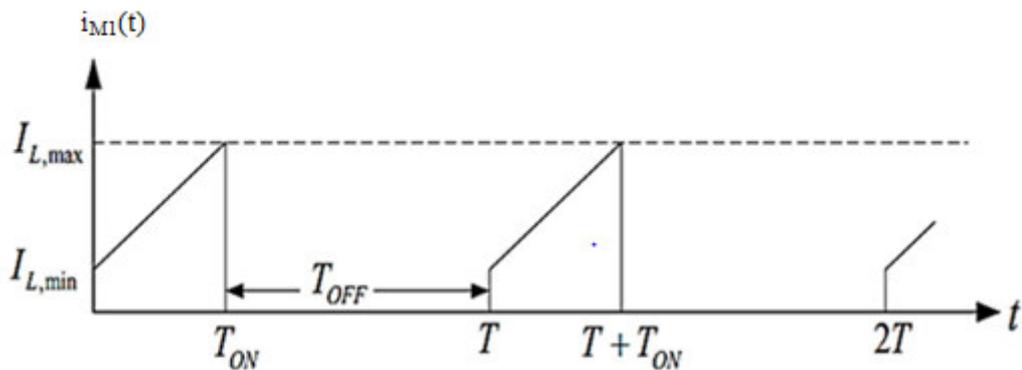


Figure II.4- : Forme du courant de la source $i_e(t)$.

Si le commutateur, l'inductance, et le condensateur sont supposés en tant qu'éléments idéaux, la puissance moyenne absorbée par ces éléments est nulle. En conséquence, la

puissance moyenne assurée par la source doit être égale à la puissance moyenne fournie à la charge. C'est-à-dire :

$$V_e * i_e(t) = V_s * i_s(t) = \alpha V_{e.moy} * i_s(t) \dots \dots \dots \text{Eq(II-17)}$$

Cette équation nous aide à exprimer le courant de source moyen en fonction du courant de charge moyen comme :

$$i_s(t) = \alpha i_e(t) \dots \dots \dots \text{Eq(II-18)}$$

Le courant dans le transistor M2 est montré sur la (**figure II.5**). Sa valeur moyenne est :

Géométriquement : $i_s(t) = (1 - \alpha) * i_e(t) \dots \dots \dots \text{Eq(II-19)}$

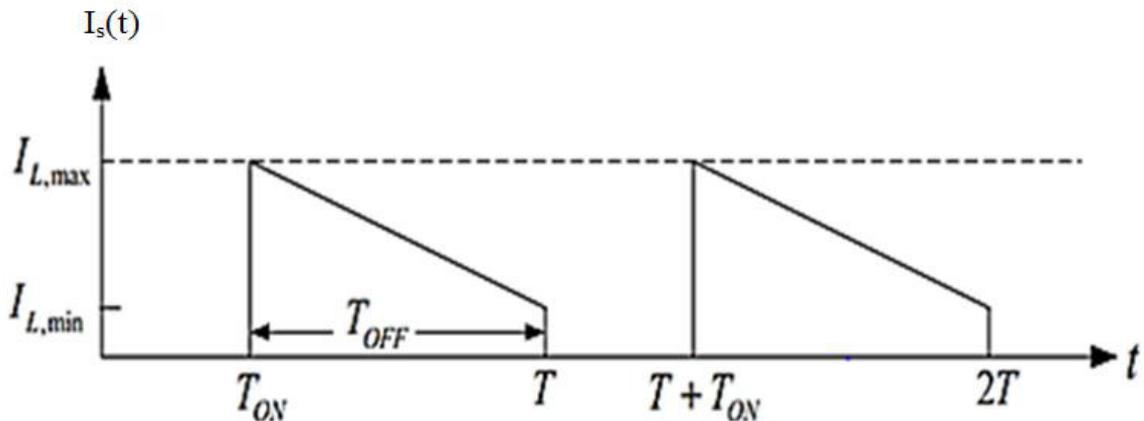


Figure II.5- : Courant dans le transistor M2

Nous savons que le convertisseur Buck peut fonctionner soit en mode de conduction continu MCC ou en mode de conduction discontinu MCD. Quand il fonctionne en mode de conduction continu, le courant dans l'inductance est toujours positif. Le courant minimum en mode de conduction continu peut être nul. En conséquence, il y a une valeur minimale de l'inductance L_{min} qui assure ce mode de conduction continu limite. Elle peut être obtenue à partir de l'équation **Eq(II-16)** par : $I_{L.min} = 0$. Donc:

$$\frac{V_s}{R} - \frac{V_s}{2L_{min}} (1 - \alpha) T = 0 \dots \dots \dots \text{Eq(II-20)}$$

Par conséquent :

$$L_{min} = \frac{(1-\alpha)}{2} RT = \frac{(1-\alpha)}{2f} R \dots \dots \dots \text{Eq(II-21)}$$

➤ Calcul Du Courant efficace 'I_{M1.eff}' [8]:

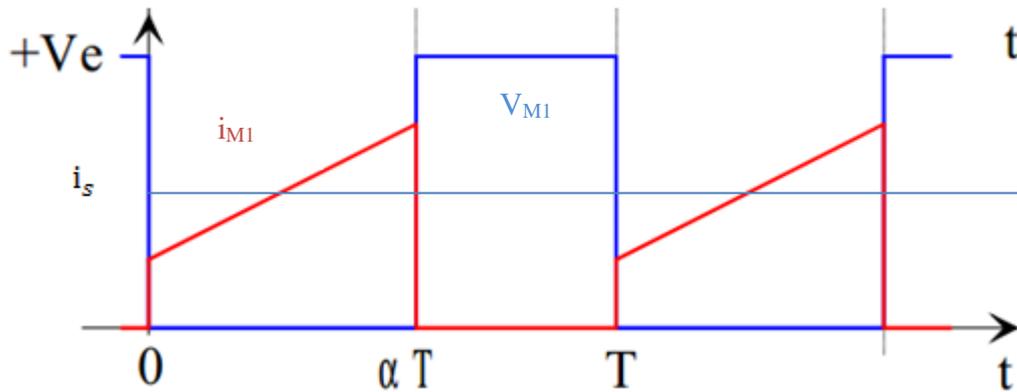


Figure II.6- : Le courant et la tension de M1

i_{M1} Pour $t \in [0 \ \alpha T]$:

Géométriquement on a : $i(t) = (i_s - \frac{\Delta i_L}{2}) + \Delta i_L \frac{t}{\alpha T}$.

Donc : $i^2(t) = (i_s - \frac{\Delta i_L}{2})^2 + (\Delta i_L \frac{t}{\alpha T})^2 + 2(\Delta i_L \frac{t}{\alpha T})(i_s - \frac{\Delta i_L}{2})$

Le carré de la valeur efficace (*i_{M1.eff}*²) est égal à la valeur moyenne de *i_T*² :

$$i_{M1.eff}^2 = \frac{1}{T} \int_0^{\alpha T} i_T^2(t) dt$$

$$i_{M1.eff}^2 = \frac{1}{T} \int_0^{\alpha T} [(i_s - \frac{\Delta i_L}{2})^2 + (\Delta i_L \frac{t}{\alpha T})^2 + 2(i_s - \frac{\Delta i_L}{2})(\Delta i_L \frac{t}{\alpha T})] dt$$

$$i_{M1.eff} = \sqrt{[(i_s - \frac{\Delta i_L}{2})^2 + \frac{(\Delta i_L)^2}{3} + (\Delta i_L)(i_s - \frac{\Delta i_L}{2})]\alpha} \dots\dots\dots \text{Eq(II-22)}$$

Donc le cas où l'ondulation est faible $\Delta i_L \ll i_s$

L'équation **Eq(II-22)** devient :

$$i_{M1.eff} = i_s \sqrt{\alpha} \dots\dots\dots \text{Eq(II-23)}$$

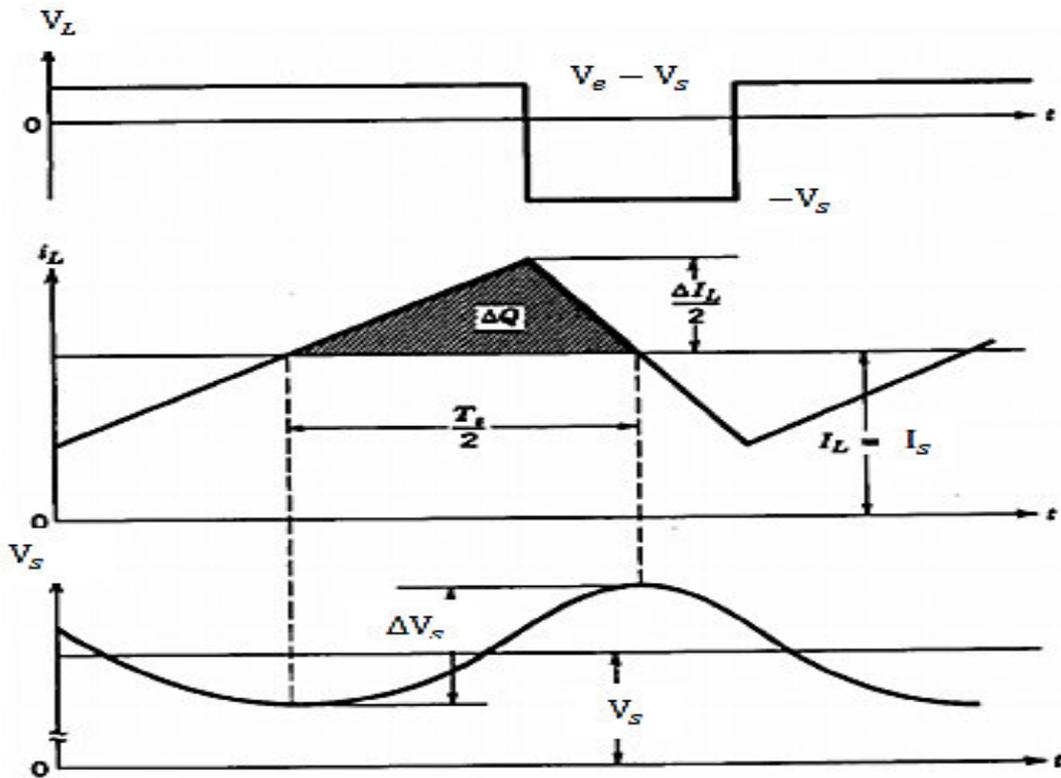
Si le convertisseur travail à $I_{L.min} = 0 \Rightarrow \Delta i_L = 2 i_s$

Alors :

$$i_{M1.eff} = \sqrt{\frac{\alpha}{3}} \Delta i_L \dots\dots\dots \text{Eq(II-24)}$$

II.7- Calcul du condensateur :

On suppose que le condensateur est si grand alors la tension de sortie $v_s(t) = V_s$ cependant, l'ondulation de la tension de sortie avec une valeur pratique de la capacité peut être calculée en considérant les formes d'onde représentées sur la (**figure II.7**). Pour un fonctionnement en mode de conduction continu, supposant que la composante alternative de i_L traverse le condensateur et sa composante moyenne traverse la résistance de charge, la



surface hachuré sur la (**figure II.7**) représente une charge additionnelle ΔQ .

Figure II.7- : Ondulation de la tension dans un convertisseur dévolteur

Par conséquent, l'ondulation crête à crête ΔV_S de la tension peut être écrite de la manière suivante:

$$\Delta V_S = \frac{\Delta Q}{c} = \frac{1}{c} * \frac{1}{2} * \frac{\Delta I_L}{2} * \frac{T}{2} \dots \dots \dots \text{Eq(II-25)}$$

De la **figure II.7** pendant t_{off} on a:

$$\Delta I_L = \frac{V_S}{L} (1 - \alpha) T \dots \dots \dots \text{Eq(II-26)}$$

En remplaçant ΔI_L de l'équation **EqII-26** dans l'équation **EqII-25** on aura :

$$\Delta V_S = \frac{T * V_S}{8cL} (1 - \alpha) * T \dots \dots \dots \text{Eq(II-27)}$$

Ce que donne :

$$\Delta V_s = \frac{V_s}{8CL} (1 - \alpha) * T^2 \dots\dots\dots \text{Eq(II-28)}$$

Alors :

$$\frac{\Delta V_s}{V_s} = \frac{1}{8} \frac{(1-\alpha)*T^2}{CL} = \frac{\pi^2}{2} (1 - \alpha) * \left(\frac{f}{f_c}\right)^2 \dots\dots\dots \text{Eq(II-29)}$$

Où f_c fréquence de commutation: $f_c = \frac{1}{T_c}$ et $f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$

L'équation **Eq(II-29)** prouve que l'ondulation de la tension peut être réduite au minimum en choisissant une fréquence de coupure du filtre passe-bas par rapport à la tension de sortie tel que $f \ll f_c$. En outre, l'ondulation est indépendante de la puissance de sortie de charge, à condition que le convertisseur fonctionne en mode de conduction continu.

L'analyse effectuée ci-dessus suppose que les composants sont idéaux et si nous devons faire l'analyse avec tous les composants non idéaux on aura une étude un peu plus complexe avec beaucoup d'autres paramètres inclus dans l'équation finale. Mais le calcul des valeurs initiales des composants au-dessus des approximations a comme conséquence des valeurs raisonnables.

II.8- Les Modes de Conduction [9]:

II.8.1- Mode de Conduction-Continu (MCC) :

Quand un convertisseur Buck travaille en mode de conduction continu, le courant i_L traversant l'inductance ne s'annule jamais. La (**Figure II.9**) montre les formes d'ondes du courant i_L et de la tension v_L dans un convertisseur Buck.

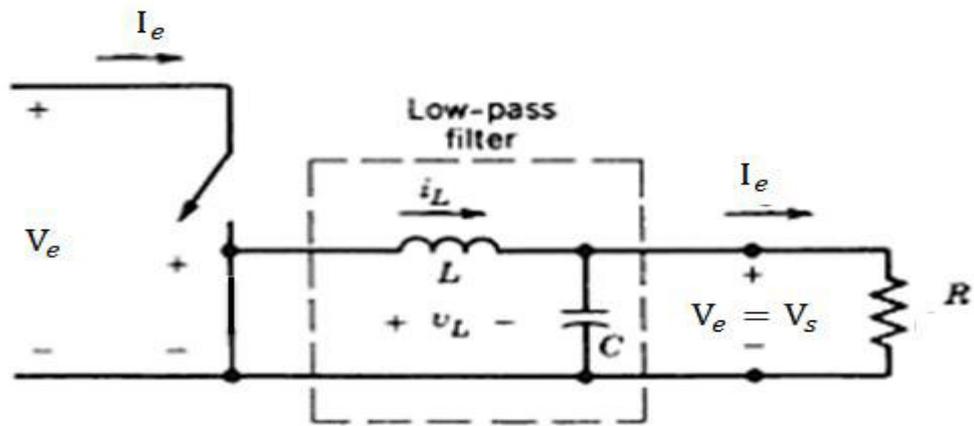


Figure II.8 schéma du convertisseur Buck synchrone phase1 (inutile)

La variation de i_L est donné par :

$$V_L = L \frac{di_L}{dt} \dots \dots \dots \text{Eq(II-30)}$$

Avec V_L égale $V_e - V_s$ pendant l'état passant et $-V_s$ durant l'état bloqué. Par conséquent, l'augmentation de I_L durant l'état passant est donnée par :

$$\Delta i_{L_{on}} = \int_0^{\alpha T} \frac{V_L}{L} dt = \int_{t_{on}}^T V_L dt = \frac{V_e - V_s}{L} \alpha T \dots \dots \dots \text{Eq(II-31)}$$

En conséquence, le courant i_L traversant l'inductance est le même au début et à la fin de chaque cycle de commutation. Ce qui peut s'écrire de la façon suivante :

$$\Delta i_{L_{on}} + \Delta i_{L_{off}} = 0 \dots \dots \dots \text{Eq(II-32)}$$

En remplaçant $\Delta i_{L_{on}}$ et $\Delta i_{L_{off}}$ par leur expression, on obtient :

$$\frac{(V_e - V_s)}{L} \alpha T - \frac{(T - \alpha T)V_s}{L} = 0 \dots \dots \dots \text{Eq(II-33)}$$

Ce qui peut se réécrire de la façon suivante : identique à **Eq(II-5)**

Grâce à cette équation, on peut voir que la tension de sortie varie linéairement avec le rapport cyclique. Le rapport cyclique étant compris entre 0 et 1, la tension de sortie V_s est toujours inférieure à celle de l'entrée. C'est pour cela que l'on parle parfois de dévolteur.

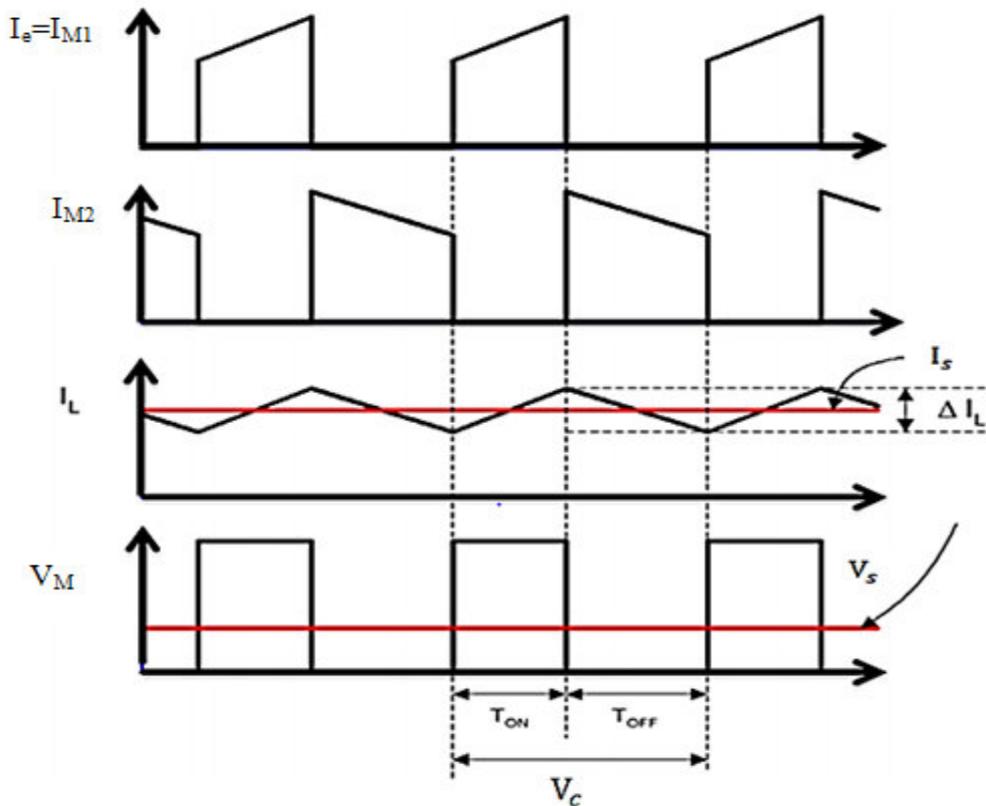


Figure II.9 Les allures de convertisseur Buck MCC

II.8.2- Mode de Conduction-Discontinu (DCM) :

Dans certains cas, la quantité d'énergie demandée par la charge est assez faible pour être transférée dans un temps plus court qu'une période de commutation. Dans ce cas, le courant traversant l'inducteur s'annule pendant une partie de la période. La seule différence avec le principe de fonctionnement décrit précédemment est que l'inductance est complètement déchargée au début de cycle (voir les formes d'ondes sur la figure II.10). Bien que faible, la différence entre la conduction continue et discontinue a un fort impact sur la formule de la tension de sortie. La tension de sortie peut être calculée de la façon suivante :

On considère toujours que le convertisseur a atteint le régime permanent. L'énergie stockée dans les composants est donc la même en début et en fin de cycle (elle est nulle dans le cas de la conduction discontinue). Cela engendre aussi que la tension moyenne aux bornes de l'inductance (V_L) est nulle. Ceci se traduit sur la (figure II.10) :

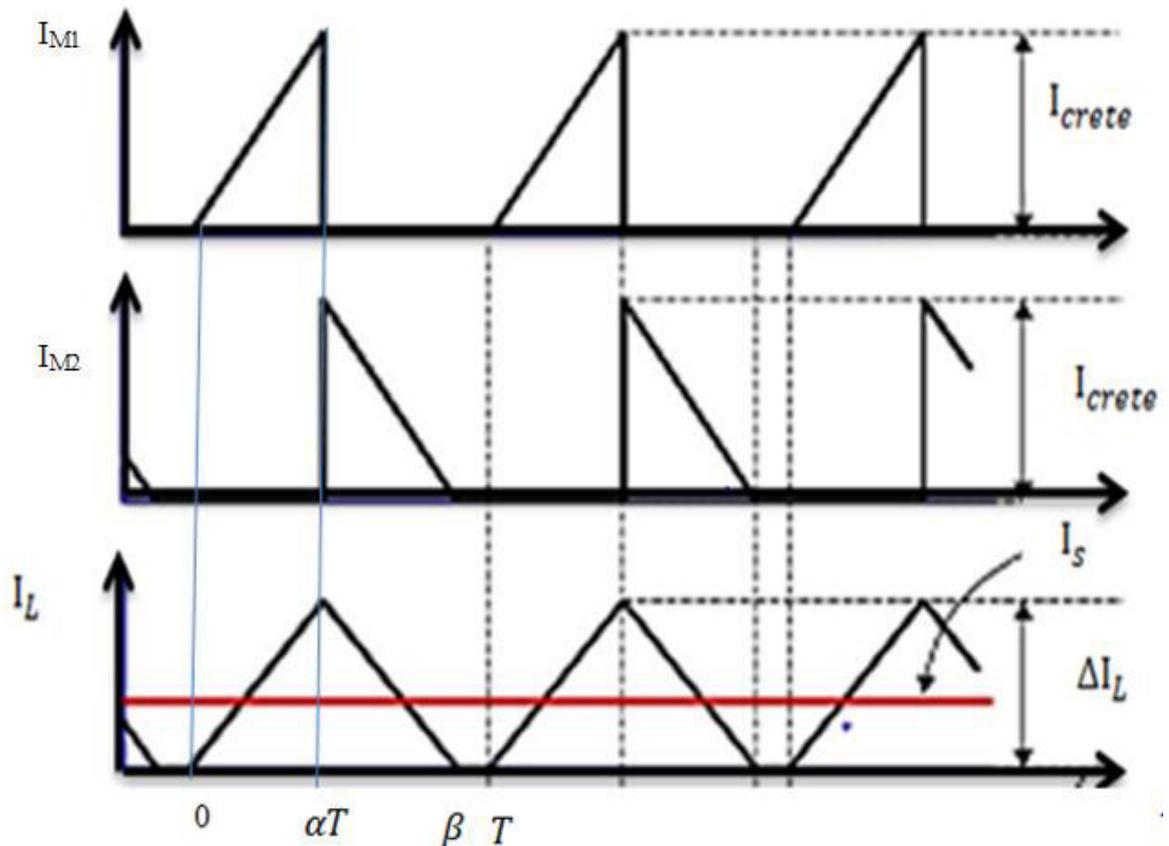


Figure II.10 Les allures de convertisseur Buck DCM

$$(V_e - V_s)\alpha T - V_s * \beta * T = 0 \dots\dots\dots \text{Eq(II-34)}$$

On peut en déduire la valeur de β :

$$\beta = \frac{V_e - V_s}{V_s} \alpha \dots\dots\dots \text{Eq(II-35)}$$

En supposant que le condensateur de sortie est suffisamment important pour maintenir la tension de sortie constante pendant un cycle de commutation, le courant de sortie délivré à la charge (i_s) est constant. Cela implique que le courant traversant le condensateur est de valeur moyenne nulle. Par conséquent, nous avons:

$$i_{L.moy} = i_s$$

Avec : $i_{L.moy}$ le courant moyen traversant l'inductance.

Comme on peut le voir sur la (**figure II.10**), le courant i_L traversant l'inductance est de forme triangulaire. Par conséquent, la valeur moyenne de i_L peut donc être calculée géométriquement de la façon suivante :

$$i_{L.moy} = \left(\frac{1}{2} i_{L.max} \alpha T + \frac{1}{2} i_{L.max} \beta T\right) \frac{1}{T} \dots\dots\dots \text{Eq(II-36)}$$

$$i_{L.moy} = \frac{i_{L.max}(\alpha + \beta)}{2} = i_s \dots\dots\dots \text{Eq(II-37)}$$

Le courant dans l'inductance est nul en début de cycle puis augmente pendant αT jusqu'à l'atteinte de $i_{L.max}$. Cela veut dire que $i_{L.max}$ est égale à :

$$i_{L.max} = \frac{V_e - V_s}{V_s} \alpha T \dots\dots\dots \text{Eq(II-38)}$$

En remplaçant $i_{L.max}$ dans les relations précédentes par son expression, on obtient :

$$i_s = \frac{(V_e - V_s)\alpha T(\alpha + \beta)}{2L} \dots\dots\dots \text{Eq(II-39)}$$

On remplace β par son expression :

$$i_s = \frac{(V_e - V_s)\alpha T\left(\alpha + \frac{V_e - V_s}{V_s}\alpha\right)}{2L} \dots\dots\dots \text{Eq(II-40)}$$

Qui peut se mettre sous la forme :

$$V_s = V_e \frac{1}{\frac{2Li_s}{\alpha^2 V_e T} + 1} \dots\dots\dots \text{Equa(II-41)}$$

On peut voir que l'expression de la tension de sortie **Eq(II-41)** est bien plus compliquée que celle obtenue pour la conduction continue. En effet, la tension de sortie dépend non seulement de la tension d'entrée (V_e) 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 (i_s).

II.8.3-Mode de Conduction-Critique :

Dans CCM le courant d'inducteur (I_L) est par définition toujours plus grand que zéro et dans DCM (mode de conduction-discontinu) qu'il est inférieur au zéro.

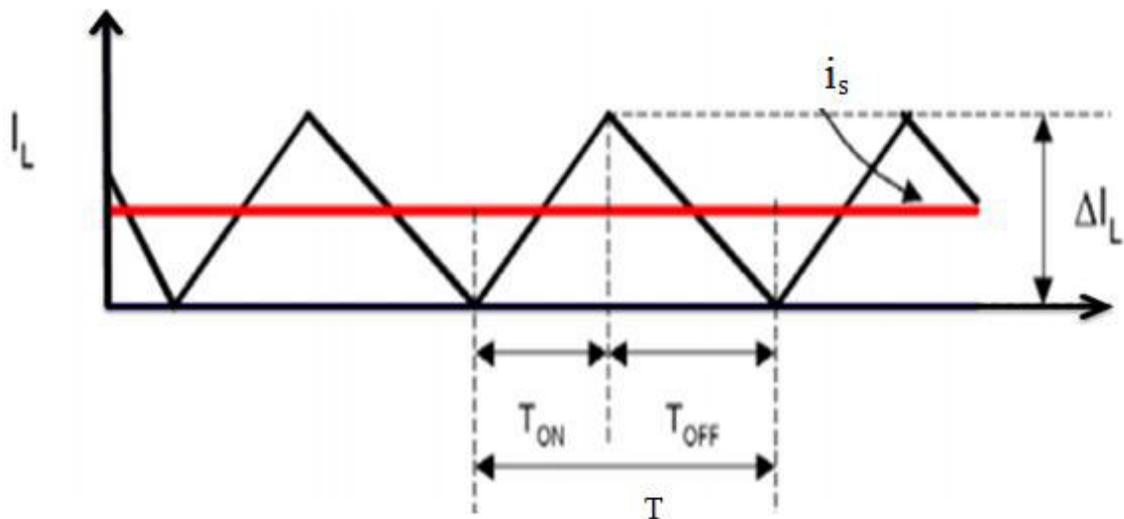
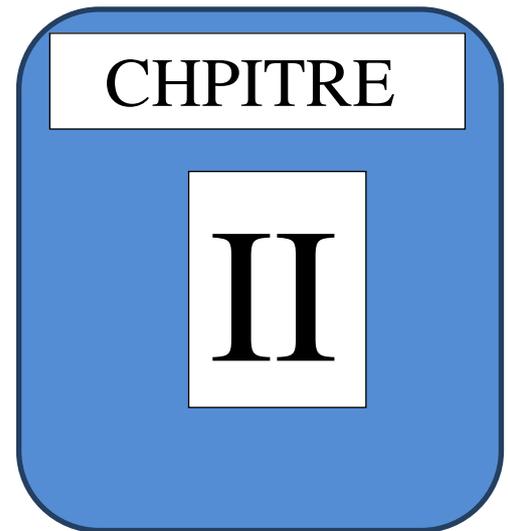


Figure II.11- Les allures de convertisseur Buck Conduction Critique

Naturellement, ceci implique que la frontière entre CCM et DCM devrait être spécifiée par condition quand le courant d'inductance est égal à zéro. Cette condition se produit à la fin hors circuit de la période suivante les indications de la (Figure II.11).

Etude théorique du convertisseur DC/DC « Buck synchrone »



INTRODUCTION

Le convertisseur Buck synchrone est attractif pour la conversion de puissance basse tension en raison de son rendement élevé et sa consommation réduite.

Dans ce chapitre on va faire une étude analytique des différents modes de conduction du convertisseur en question à savoir : Mode de conduction continu, critique et discontinu, déterminer les équations théoriques permettant de calculer les différents paramètres des interrupteurs, de l'inductance et du condensateur et faire un choix de ces éléments.

CHAPITER III

Régulation Et dimensionnement du
convertisseur « Buck Synchrone »

III.2- Régulation d'un Convertisseur Buck :

Nous linéarisons l'étape de la puissance électrique et le filtre de la tension de sortie du convertisseur Buck donné sur la **Figure III.1**. Les deux commutateurs sont supposés parfaits ($r_{ds,on}=0$) et les éléments L et C réels avec la résistance équivalente de l'inductance r_L , la résistance série équivalente du condensateur r_c ,

On élimine les perturbations de la commande telle que $\alpha + \Delta \alpha \approx \alpha$.

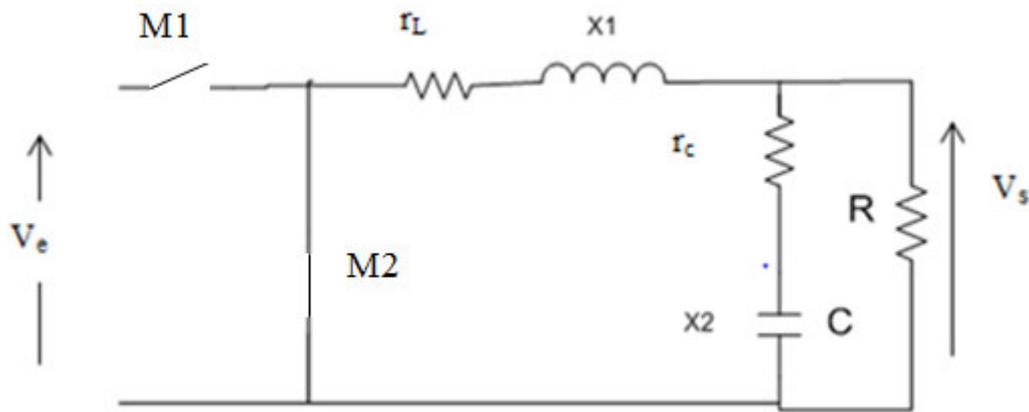


Figure III.1- : Circuit du convertisseur Buck

La **figure III.2** représente les deux phases de fonctionnement du convertisseur.

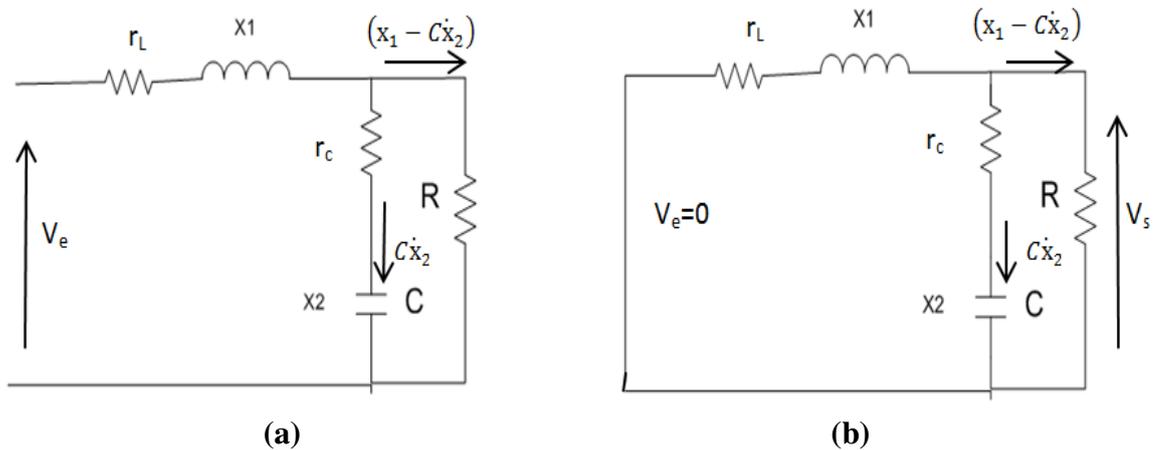


Figure III.2 : Convertisseur Buck (a) phase 1 : Commutateur M1 ON ;
(b) phase 2 : Commutateur M2 ON.

Les équations d'état décrivant les deux phases sont de la forme :

$$\dot{X} = A_1x + B_1V_e \quad \text{Pendant : } \alpha T \dots\dots\dots \text{Eq(III-1)}$$

Et :

$$\dot{\mathbf{X}} = A_2 \mathbf{x} + B_2 V_e \quad \text{Pendant : } (1 - \alpha) T \dots \text{Eq(III-2)}$$

Avec: A_1 et A_2 sont les matrices d'état et B_1 et B_2 les vecteurs.

La tension de sortie V_s dans chaque phase peut être écrite sous les formes suivantes :

$$V_s = D_1 x \quad \text{Pendant : } \alpha T \dots \text{Eq(III-3)}$$

Et :

$$V_s = D_2 x \quad \text{Pendant : } (1 - \alpha) T \dots \text{Eq(III-4)}$$

Telle que D_1 et D_2 sont des vecteurs transposés. les variable d'état sont $i_L(t)$ et $v_C(t)$.

On utilise la transformée de Laplace et on exprime en fonction des perturbations de la tension de sortie $\tilde{V}_s(P)$ et du rapport cyclique $\tilde{\alpha}(P)$ l'équation résultante de la fonction de transfert $T(P)$ sera :

$$T(P) = \frac{\tilde{V}_s(P)}{\tilde{\alpha}(P)} = C[P \cdot I - A]^{-1} [(A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)V_e] + (D_1 - D_2)X \dots \text{Eq(III-5)}$$

Où I est une matrice unité.

En appliquant les lois des mailles (**Figure III.2**), on obtient les équations suivantes :

$$-V_e + L \dot{x}_1 + r_L x_1 + R(x_1 - C \dot{x}_2) = 0 \dots \text{Eq(III-6)}$$

Et :

$$-x_2 - C r_c \dot{x}_2 + R(x_1 - C \dot{x}_2) = 0 \dots \text{Eq(III-7)}$$

Sous la forme matricielle, ces deux équations peuvent être écrites :

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R r_c + R r_L + r_L r_c}{L(R + r_c)} & -\frac{R}{L(R + r_c)} \\ \frac{R}{C(R + r_c)} & -\frac{1}{C(R + r_c)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_e \dots \text{Eq(III-8)}$$

Par comparaisant à l'équation **Eq(III-1)** on aura :

$$A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{Rr_c + Rr_L + r_L r_c}{L(R+r_c)} & -\frac{R}{L(R+r_c)} \\ \frac{R}{C(R+r_c)} & -\frac{1}{C(R+r_c)} \end{bmatrix}$$

Et :

$$B_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix}$$

Les équations du circuit de la (**Figure III.2-b**) où M1 (OFF) et M2 (ON) avec V_e réglée à zéro alors $B_2 = 0$.

$$A_1 = A_2 \quad \text{Et} \quad B_2 = 0$$

La tension de sortie, à partir de l'équation **Eq(III-7)**, est donnée par :

$$v_s = R(x_1 - C\dot{x}_2) = \frac{Rr_c}{(R+r_c)} x_1 + \frac{R}{(R+r_c)} x_2 \dots\dots\dots \text{Eq(III-9)}$$

Sous forme matricielle:

$$v_s = \begin{bmatrix} \frac{Rr_c}{(R+r_c)} & \frac{R}{(R+r_c)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \dots\dots\dots \text{Eq(III-10)}$$

Par conséquent, des équations **Eq(III-3)** et **Eq(III-4)** on aura :

$$D_1 = D_2 = \begin{bmatrix} \frac{Rr_c}{(R+r_c)} & \frac{R}{(R+r_c)} \end{bmatrix}$$

On conclut que : $A = A_1$; $B = B_1$; $D = D_1$

Simplification du modèle : on prend dans tous les cas pratiques :

$R \gg \gg (r_c, r_L \text{ et } r_c, r_L)$

Par conséquent, A et D deviennent :

$$A = A_1 = A_2 = \begin{bmatrix} -\frac{r_c + r_L}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{CR} \end{bmatrix}$$

$$D = D_1 = D_2 = [r_c \quad 1]$$

Et B reste inchangé donnée :

$$B = B_1 = \begin{bmatrix} 1 \\ L \\ 0 \end{bmatrix}$$

Où : $B_2 = 0$

$$A^{-1} = \frac{LC}{1+(r_L+r_c)/R} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{CR} & \frac{r_L+r_c}{L} \end{bmatrix}$$

En remplaçant A, B et D (après simplification) dans l'équation de la fonction de transfert Eq(III-5) on aura :

$$T(P) = \frac{\tilde{V}_s(P)}{\tilde{\alpha}(P)} = D[P.I - A]^{-1} * B * V_e.$$

$$T(P) = [r_c \quad 1] \left[P \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} -\frac{r_c+r_L}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{CR} \end{bmatrix} \right]^{-1} * \begin{bmatrix} 1 \\ L \\ 0 \end{bmatrix} * V_e.$$

$$T(P) = \frac{\tilde{V}_s(P)}{\tilde{\alpha}(P)} \cong \frac{Pr_c C + 1}{(P^2 + P(\frac{1}{CR} + (\frac{r_L+r_c}{L})) + \frac{1}{LC})C} V_e \dots\dots\dots \text{Eq(III-11)}$$

Le dénominateur de l'équation **Eq(III-11)** peut être écrit sous la forme:

$P^2 + 2\xi W_s P + W_s^2$ et on peut déterminer les coefficients suivants :

$$W_s = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad \text{et} \quad \xi = W_s \frac{L+RC(r_L+r_c)}{2}$$

Par application d'un programme sous **Matlab**, on trace le Diagramme de bode de la fonction de transfert du deuxième ordre (**Eq(III-11)**). (voir la **Figure III.3**)

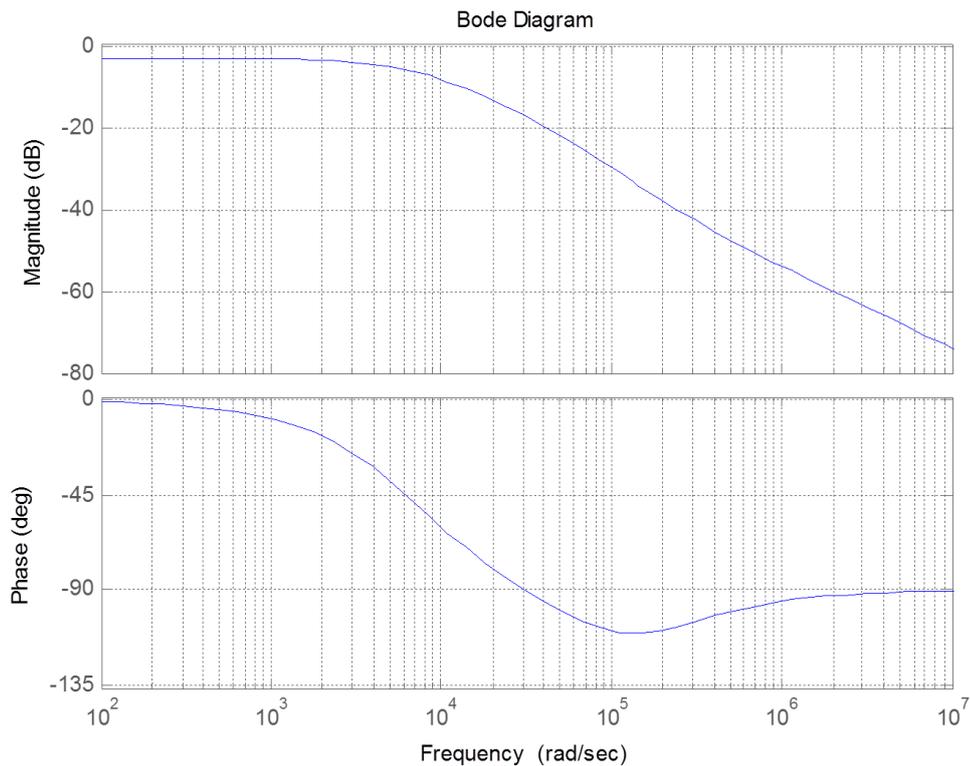


Figure III.3- Diagramme de bode en boucle ouvert

III.3- Dimensionnement des éléments du convertisseur Buck synchrone :

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

- Tension d'entrée : $V_e = 24$ V.
- Tension d'entrée max : 30 V.
- Tension d'entrée min : 12 V.
- Tension de sortie : $V_s = 5$ V.
- Fréquence de découpage : $f = 100$ kHz.
- Ondulation relative de la tension de sortie : $\Delta V_s = 10$ % de V_s .
- Ondulation relative du courant de sortie : $\Delta I_s = 20$ % de I_s
- Puissance de Sortie : $P_s = 200$ W.

Le schéma de base de notre étude est donné par la figure suivante :

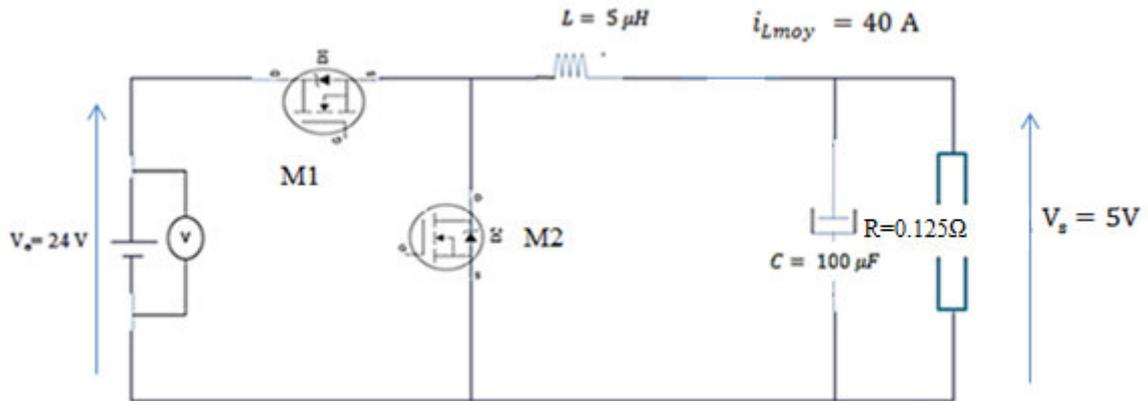


Figure III.4 : Schéma de base

III.3.1- 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 MCC nous allons calculer les paramètres suivants :

- Le rapport cyclique α :

$$\alpha = \frac{V_s}{V_e} = \frac{5}{24} \Rightarrow \alpha = 0.208$$

- La période de fonctionnement :

$$T = \frac{1}{f} = \frac{1}{100 \cdot 10^3} \Rightarrow T = 10 \mu s$$

- Les temps de conduction ' t_{on} ' et de blocage t_{off} :

$$t_{on} = \alpha T = 0.208 \cdot 10 \cdot 10^{-6} \Rightarrow t_{on} = 2.083 \mu s$$

$$t_{off} = (1 - \alpha)T = (1 - 0.208)10^{-5} \Rightarrow t_{off} = 7.917 \mu s$$

- La résistance de charge :

$$R = \frac{V_e^2}{P_s} = \frac{5^2}{200} \Rightarrow R = 0.125 \Omega$$

- La valeur min de l'inductance : de l'équation Eq(II-21)

$$L_{min} = \frac{(1-\alpha)}{2f} R = \frac{(1-0.2)}{2(100 \cdot 10^3)} (0.125) \Rightarrow L_{min} = 0.494 \mu H \cong 0.5 \mu H$$

- Le courant moyenne à travers à l'inductance : de l'équation Eq(II-14)

$$I_{L.moy} = I_s = \frac{V_s}{R_s} = \frac{5}{0.125} \Rightarrow I_{L.moy} = 40 \text{ A}$$

- L'ondulation du courant :

$$\text{On a : } \Delta I_L = \Delta I_s$$

$$\Delta I_L = 0.2 * 40 \Rightarrow \Delta I_L = 8 \text{ A}$$

- Calcul de l'inductance : de l'équation Eq(II-13)

$$L = \frac{V_s}{\Delta I_L} (1 - \alpha) T = \frac{5}{8} (1 - 0.2) 10^{-5}$$

$$\Rightarrow L = 4.948 \mu\text{H} \cong 5 \mu\text{H}$$

- Courants min et max de l'inductance : de l'équation Eq(II-15) et Eq(II-16)

$$I_{L.max} = I_{L.moy} + \frac{\Delta I_L}{2} = 40 + \frac{8}{2} \Rightarrow I_{L.max} = 44 \text{ A}$$

$$I_{L.min} = I_{L.moy} - \frac{\Delta I_L}{2} = 40 - \frac{8}{2} \Rightarrow I_{L.min} = 36 \text{ A}$$

- Calcul de la capacité 'C': de l'équation Eq(II-29)

$$C = \frac{(1-\alpha)}{8L \frac{\Delta V_s f^2}{V_s}} = \frac{(1-0.2)}{8 * 5 * 10^{-6} \frac{0.1}{5} (100 * 10^3)^2}$$

$$\Rightarrow C = 100 \mu\text{F}$$

- Courants min et max de la Capacité : de l'équation Eq(II-26)

$$I_{C.max} = \frac{\Delta I_L}{2} = \frac{V_s}{2L} (1 - \alpha) T = \frac{5(1-0.2)}{2 * 5 * 10^{-6}} 10^{-5}$$

$$\Rightarrow I_{C.max} = 4 \text{ A}$$

$$I_{C.min} = -\frac{\Delta I_L}{2} = -\frac{V_s}{2L} (1 - \alpha) T$$

$$\Rightarrow I_{C.min} = -4 \text{ A}$$

- Courant efficace des MOSFET : de l'équation Eq(II-22)

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

$$I_{M(1,2).eff} = \sqrt{\left[\left(40 - \frac{8}{2} \right) + \frac{(8)^2}{3} + (8) \left(40 - \frac{8}{2} \right) \right] 0.2}$$

$$\Rightarrow I_{M(1,2).eff} = 8.31 \text{ A}$$

1. Si l'ondulation est faible : $\Delta I_L \ll I_S$: de l'équation Eq(II-23)

On a:

$$I_{M(1,2).eff} = I_S \sqrt{\alpha} = 40 \sqrt{0.2}$$

$$\Rightarrow I_{M(1,2).eff} = 17.88 \text{ A}$$

2. Si le convertisseur travail en mode MCD : $I_{L.min} = 0 \Rightarrow \Delta I_L = 2 I_S$: de l'équation Eq(II-24)

$$\text{Alors : } I_{M1.eff} = \sqrt{\frac{\alpha}{3}} \Delta I_L = \sqrt{\frac{0.2}{3}} 8$$

$$\Rightarrow I_{M1.eff} = 2.06 \text{ A}$$

• Valeur min du courant de sortie : de l'équation Eq(II-16)

$$I_{s.min} = \frac{V_s}{2L} (1 - \alpha) T = \frac{5(1 - 0.208)}{2 * 5 * 10^{-6}} 10 * 10^{-6}$$

$$\Rightarrow I_{s.min} = 4 \text{ A}$$

• Valeur min de la Fréquence : de l'équation Eq(II-21)

$$f_{min} = \frac{(1 - \alpha) * R}{2L} = \frac{(1 - 0.2) * 0.125}{2 * 5 * 10^{-6}}$$

$$\Rightarrow f_{min} = 10 \text{ kHz}$$

• Valeur minimum de la Résistance : de l'équation Eq(II-21)

$$R_{min} = \frac{2 * L_{min} * f_{min}}{(1 - \alpha)} = \frac{2 * 10 * 10^3 * 0.5 * 10^{-6}}{(1 - 0.2)}$$

$$\Rightarrow R_{min} = 0.0125 \Omega$$

• Valeur de la tension max des MOS :

Les deux MOS doivent supporter une tension max :

$$V_{M1..max} = V_{M2..max} = V_e = 24 \text{ V}$$

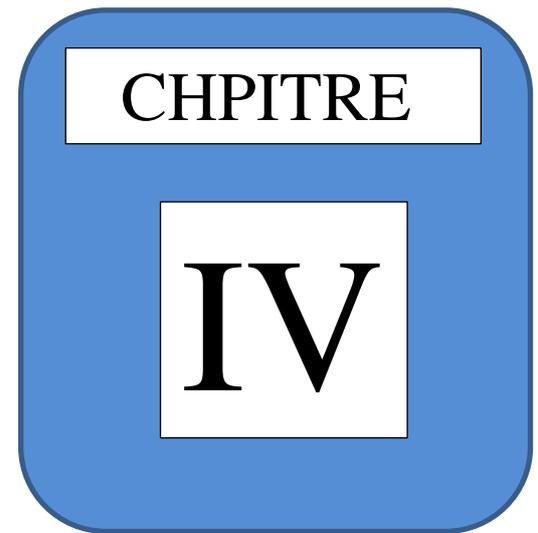
III.3.2- Choix des éléments:

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

Bobine	L	$\frac{V_s}{\Delta i_L} (1 - \alpha) T$	5 μH
	$I_{L.max}$	$I_{L.moy} + \frac{\Delta i_L}{2}$	44 A
Capacité	C	$\frac{(1 - \alpha)}{8 L \frac{\Delta V_s}{V_s} f^2}$	100 μF
	$I_{C.max}$	$\frac{V_s}{2L} (1 - \alpha) T$	4A
MOSFET	$I_{M(1,2).eff}$	$\sqrt{[(i_s - \frac{\Delta i_L}{2}) + \frac{(\Delta i_L)^2}{3} + (\Delta i_L)(i_s - \frac{\Delta i_L}{2})] \alpha}$	8.31 A
	$V_{M(1,2).max}$	V_e	24 A
Charge	R	$\frac{V_s^2}{P_s}$	0.125 Ω
	R_{min}	$\frac{2 * L_{min} * f_{min}}{(1 - \alpha)}$	0.0125 Ω

Tableau III.1: Contraintes des élément du convertisseur Buck synchrone

Simulation du convertisseur « Buck Synchrone »



INTRODUCTION

Nous rappelons que le but de notre travail est d'étudier et Simuler un convertisseur DC/DC abaisseur-Buck-synchrone, pour cela, dans ce chapitre après avoir dimensionné 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 pour voir les allures et les valeurs :

- de la tension de sortie et du courant de sortie,
- de la tension et du courant dans le condensateur,
- de la tension et du courant dans l'inductance,
- des tensions et courants dans les interrupteurs
- du courant et la tension de la source

Et les comparer avec les résultats théoriques.

CHAPITER IV

Simulation du convertisseur et
comparaison des résultats

IV.2- Simulation Du Montage:

IV.2.1- MATLAB/SIMULINK:

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

IV.2.1- Les équations utilisées pour la simulation :

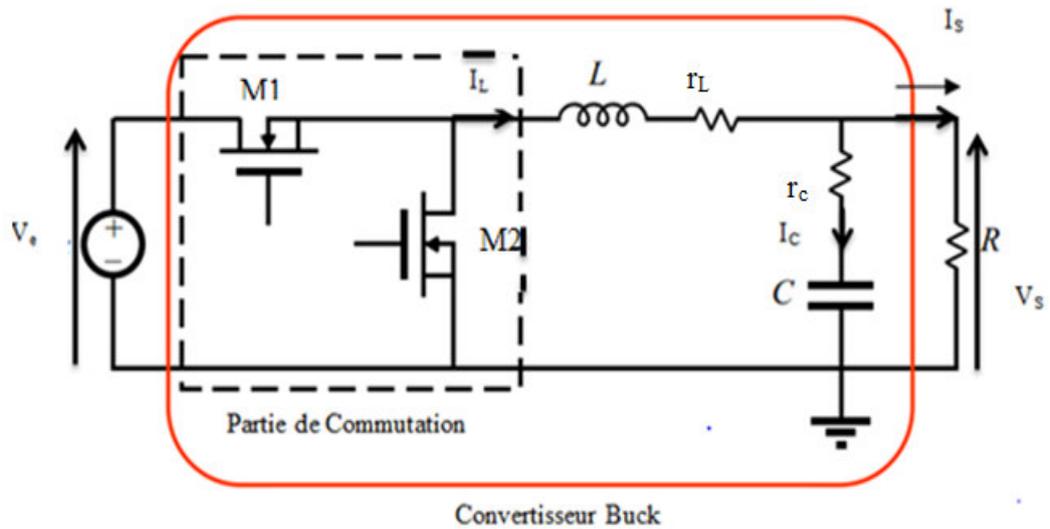


Figure.IV.1- schéma d'un convertisseur Buck Synchrone

Dans ce cas on suppose que les éléments L et C sont réels

Les équations de ce schéma: on pose la commutation $\alpha = d = (0 \text{ ou } 1)$

1. $L \frac{di_L}{dt} = (V_e d - I_L r_L - V_s)$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L} (V_e d - I_L r_L - V_s)$$
2. $I_C = C \frac{dv_C}{dt} = I_L - I_S$

D'après la loi des nœuds : $I_L = I_S + I_C$

$$\frac{dv_C}{dt} = \frac{1}{C} (I_L - I_S)$$

3. $V_s = V_C + r_C (I_L - I_S)$
 Avec: $I_S = \frac{V_s}{R}$

IV.2.2- Schéma du BUCK Sous Matlab :

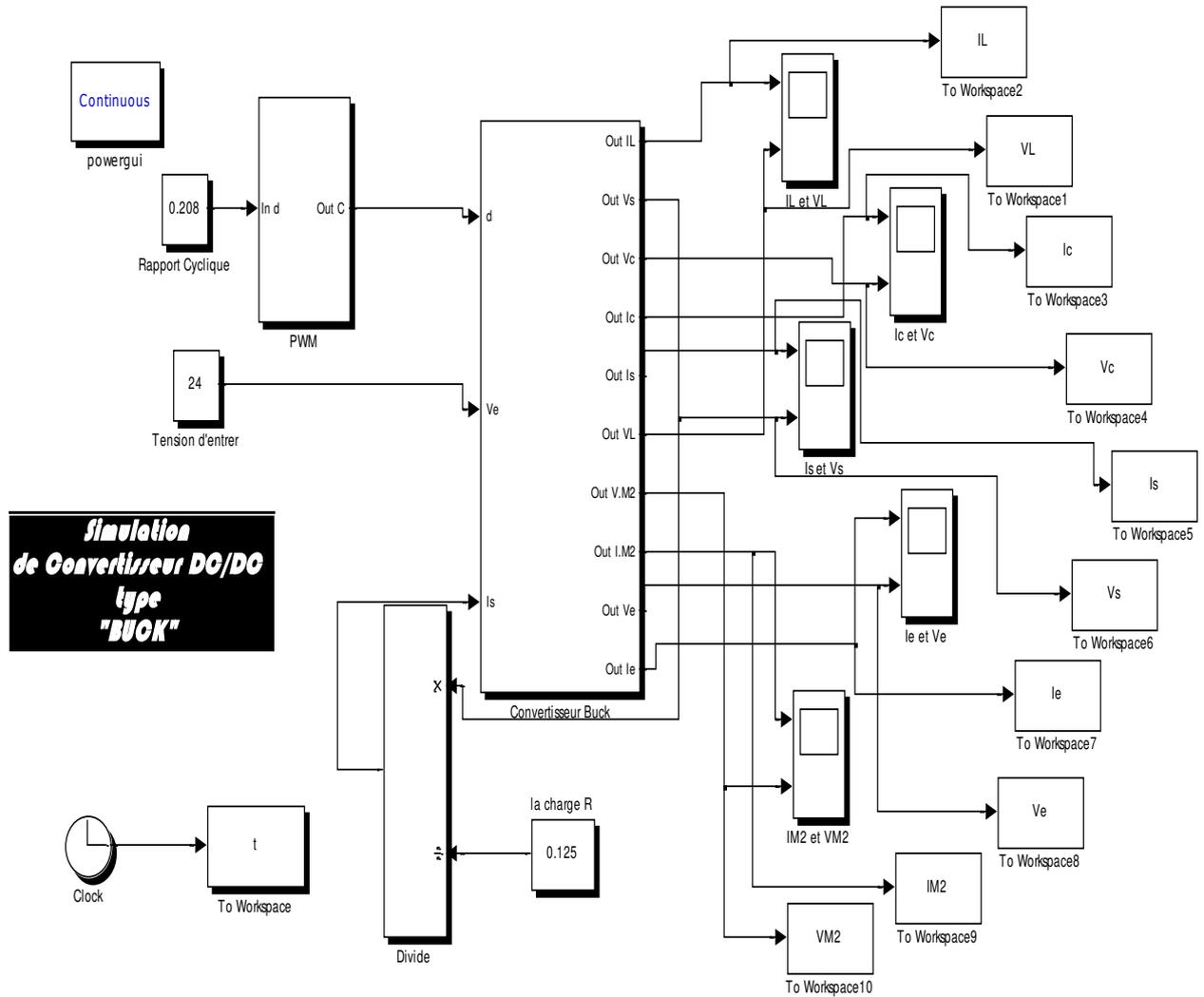


Figure.IV.2- Schéma du Buck synchrone sous MATLAB/SIMULINK

Après avoir choisi les éléments du circuit, on envoie une tension variable par la commande PWM qui a un rapport cyclique $\alpha = 0.208$. Et on alimente le circuit par une tension continu $V_e = 24$ V. (suivant le cahier de charge CH III).

IV.2.3- Résultats de simulation :

Les résultats de simulation sont obtenus sous Matlab/Simulink V7.7.

Les figures suivantes représentent les allures des paramètres :

V_s , I_s ; V_C , I_C ; V_L , I_L ; V_{M1} , I_{M1} ; V_{M2} , I_{M2} ; V_e , I_e

La figure IV.3: représente la tension de sortie V_s qui dépend du mode de fonctionnement MCC et du courant dans l'inductance ($V_s = R \cdot I_s$; $I_s = I_L - I_C$).

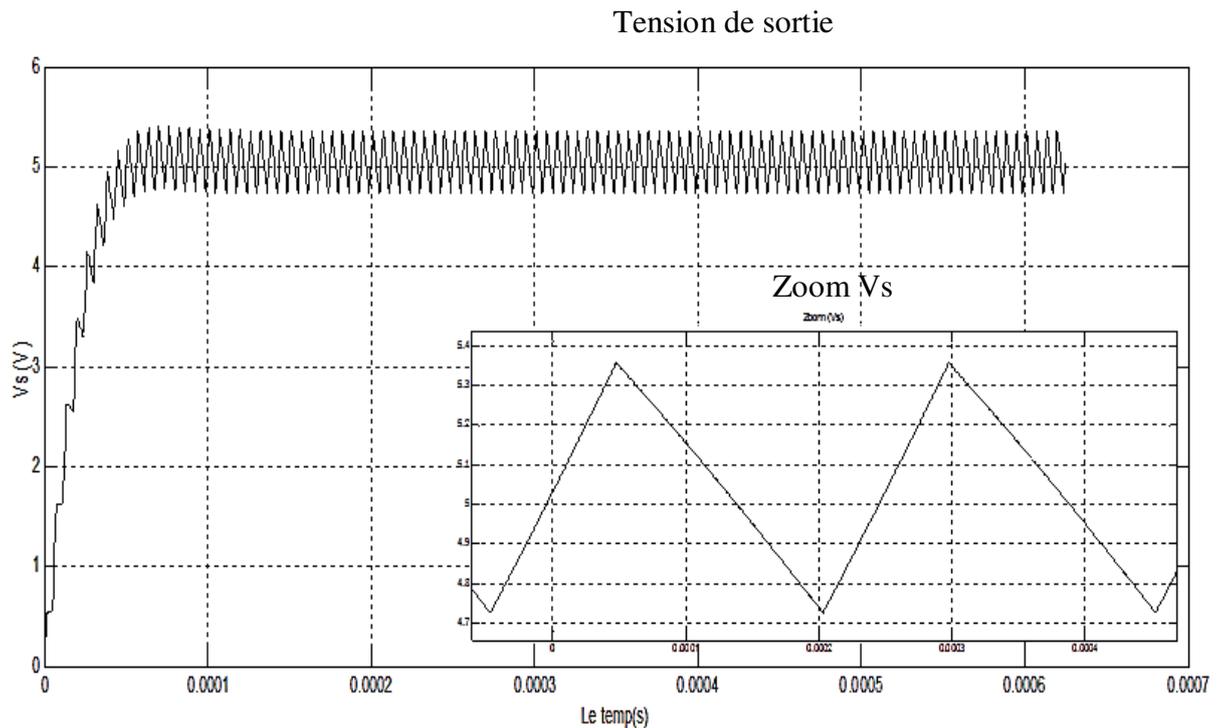


Figure IV.3 tension de sortie

En regime permanent, on remarque que la tension de sortie oscille autour de 5V avec une ondulation $\Delta V_s = 6\% < \Delta V_s = 10\%$ (supposée).

Si on augmente la valeur de « L » l'ondulation diminue. Voir la **Figure IV.4**.

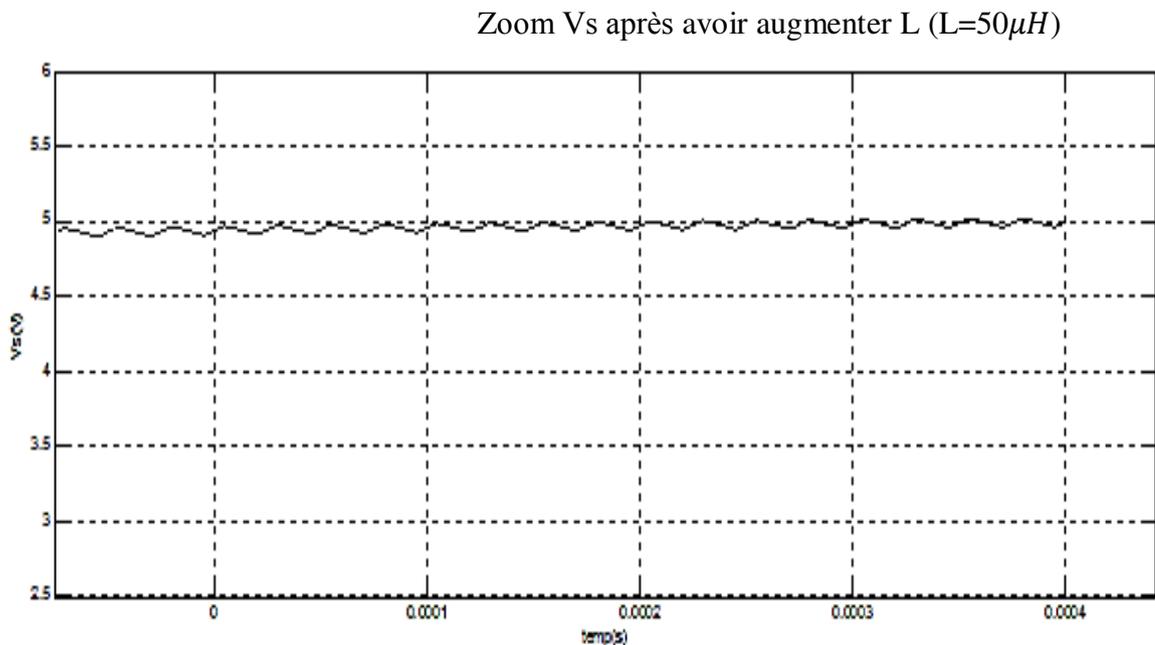


Figure IV.4 tension de sortie après augmenté L

La Figure IV.5: représente le courant de sortie I_s ; avec son ondulation parce que V_s présente des ondulations.

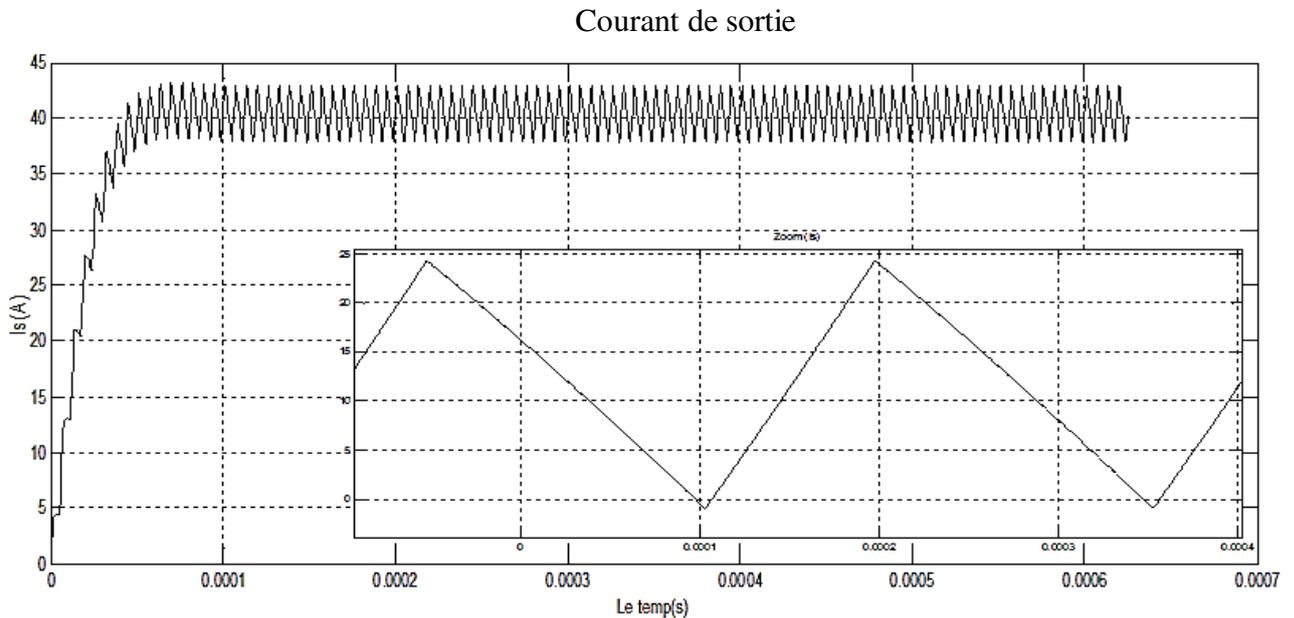


Figure IV.5 Courant de sortie

En regime permanent, on remarque que le courant de sortie oscille autour de 40A avec une ondulation $\Delta I_s = 6\% < \Delta I_s = 20\%$ (supposée).

Si on augmente la valeur de « L » l'ondulation de V_s diminue donc l'ondulation du courant diminue aussi. Voir la **Figure IV.6**.

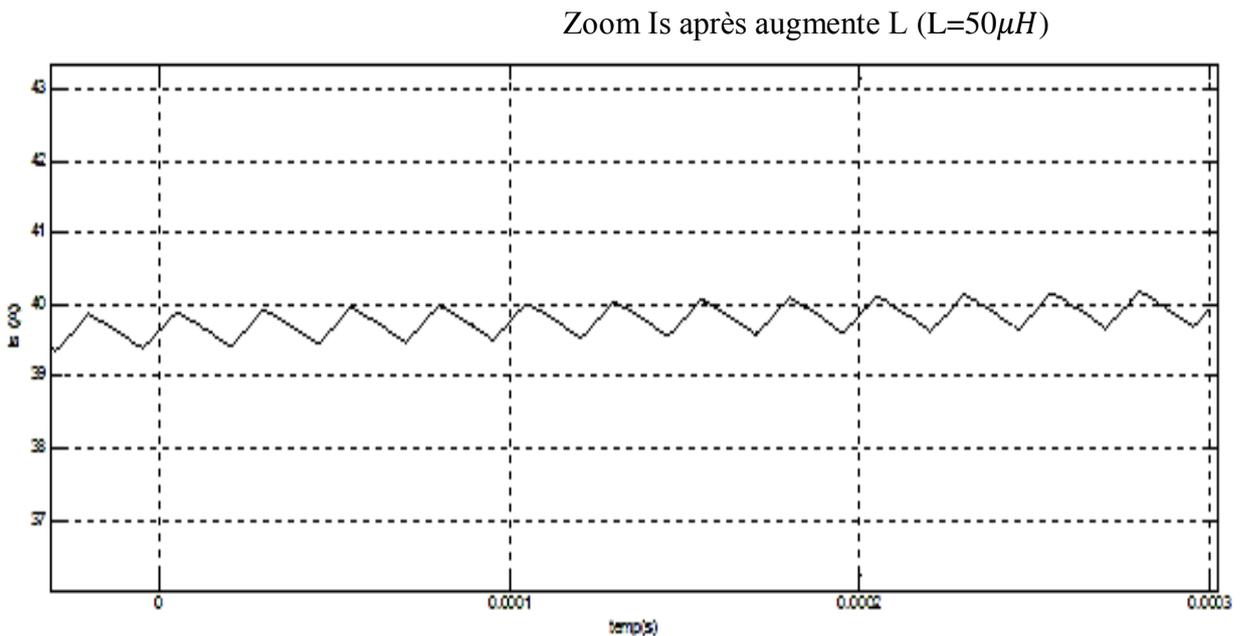


Figure IV.6 Courant de sortie après augmenté L

La Figure IV.7: 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 à cause des pertes dans r_c .

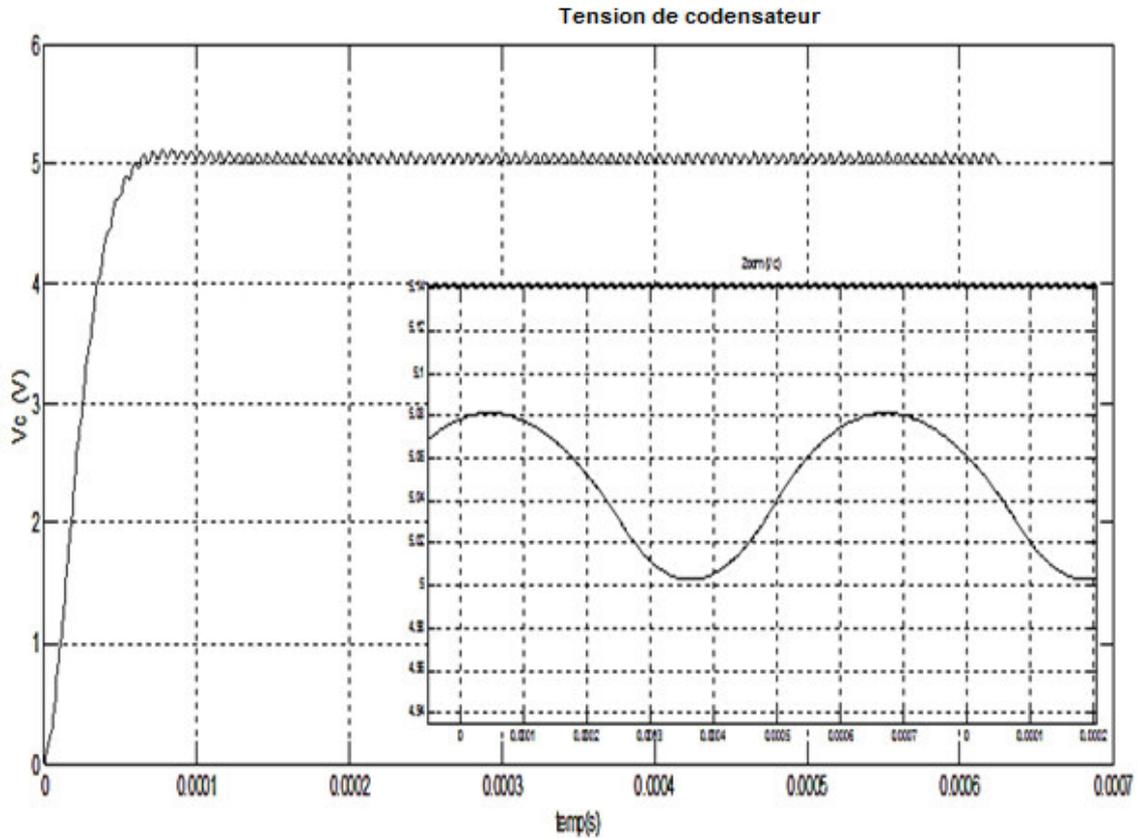


Figure IV.7 tension de la condensateur

La Figure IV.8: ; représente le courant du condensateur I_c . On constate que les courants min et max (charge et décharge) de la Capacité est la même valeur et le signe différent. Cette variation du courant est donnée par la relation suivant:

$$I_{C.max} = \frac{V_s}{2L} (1 - \alpha)T$$

$$I_{C.min} = -\frac{V_s}{2L} (1 - \alpha)T$$

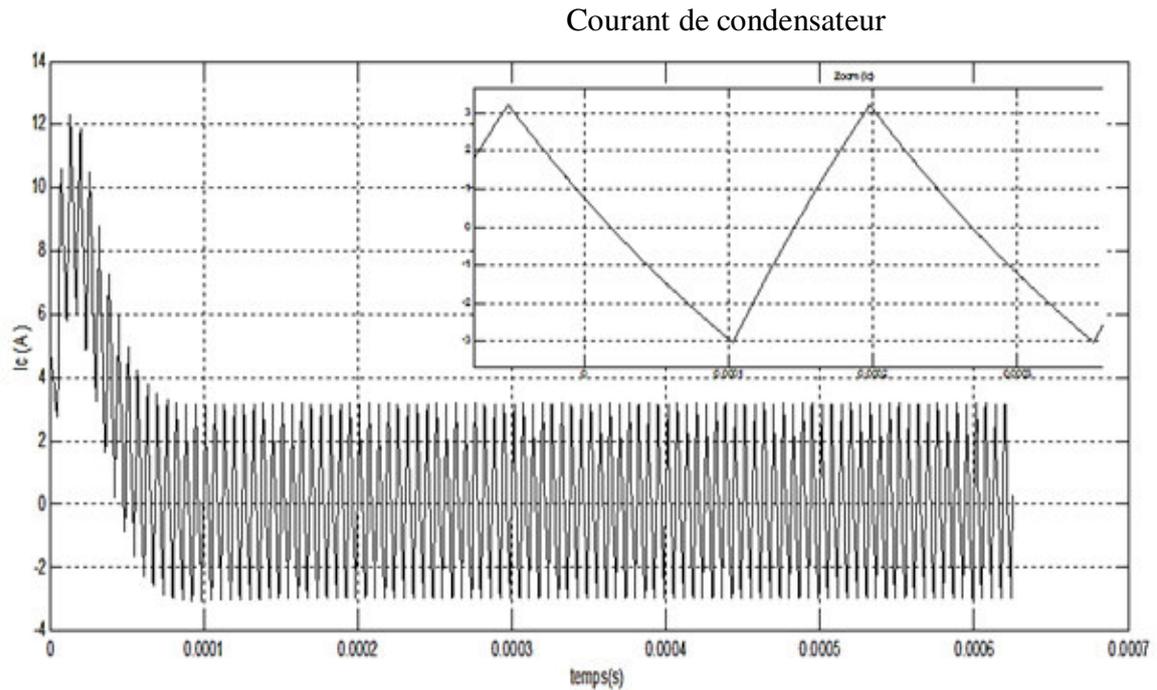


Figure IV.8: Courant de la condensateur

La Figure IV.9: représenté la de tension de l'inductance V_L qui dépend le mode fonctionnement MCC du convertisseur.

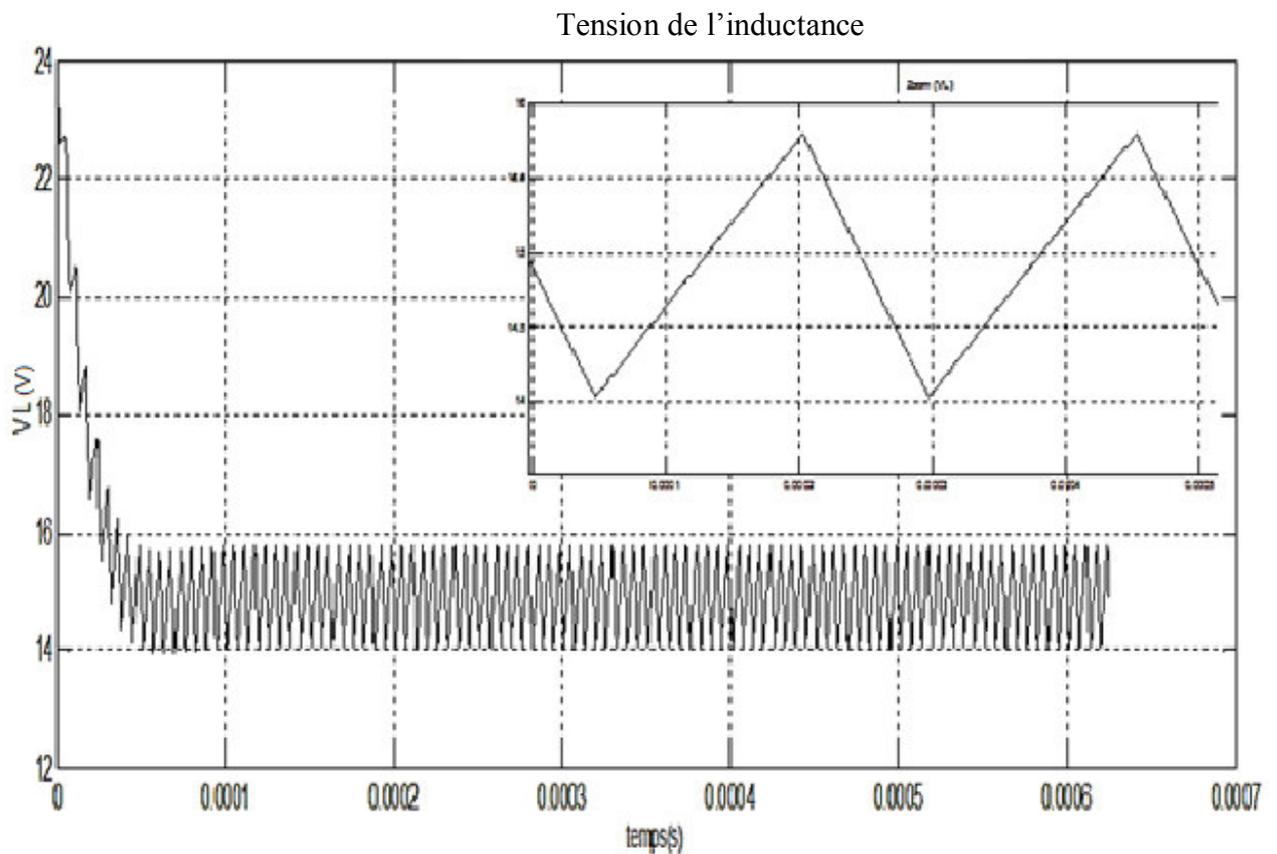


Figure IV.9: Tension de l'inductance

La Figure IV.10: représente le courant de l'inductance I_L , donnant l'ondulation de courant dans l'inductance qui ondulée entre deux valeur I_{\max} et I_{\min} cette ondulation présenté par relation suivant:

$$\Delta I_L = \frac{V_s}{L} (1 - \alpha)T$$

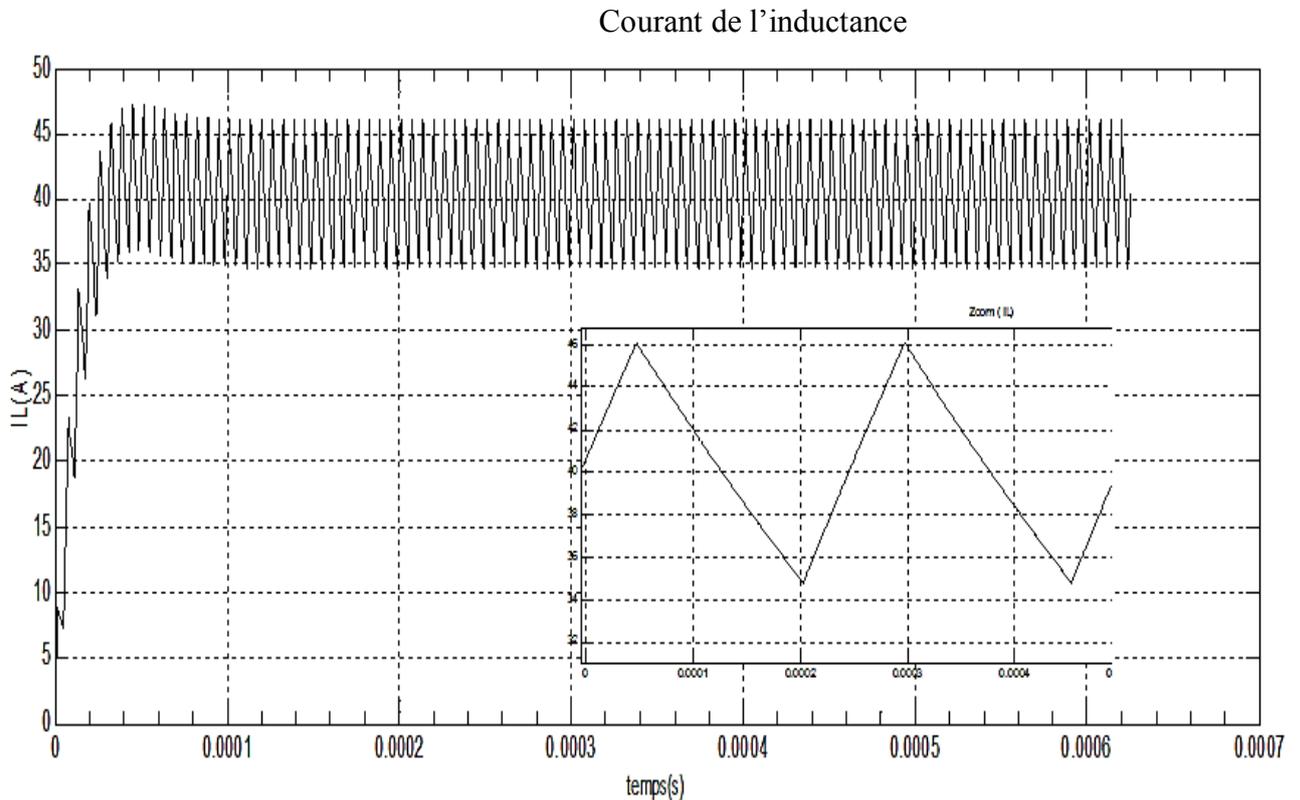


Figure IV.10: Courant de l'inductance

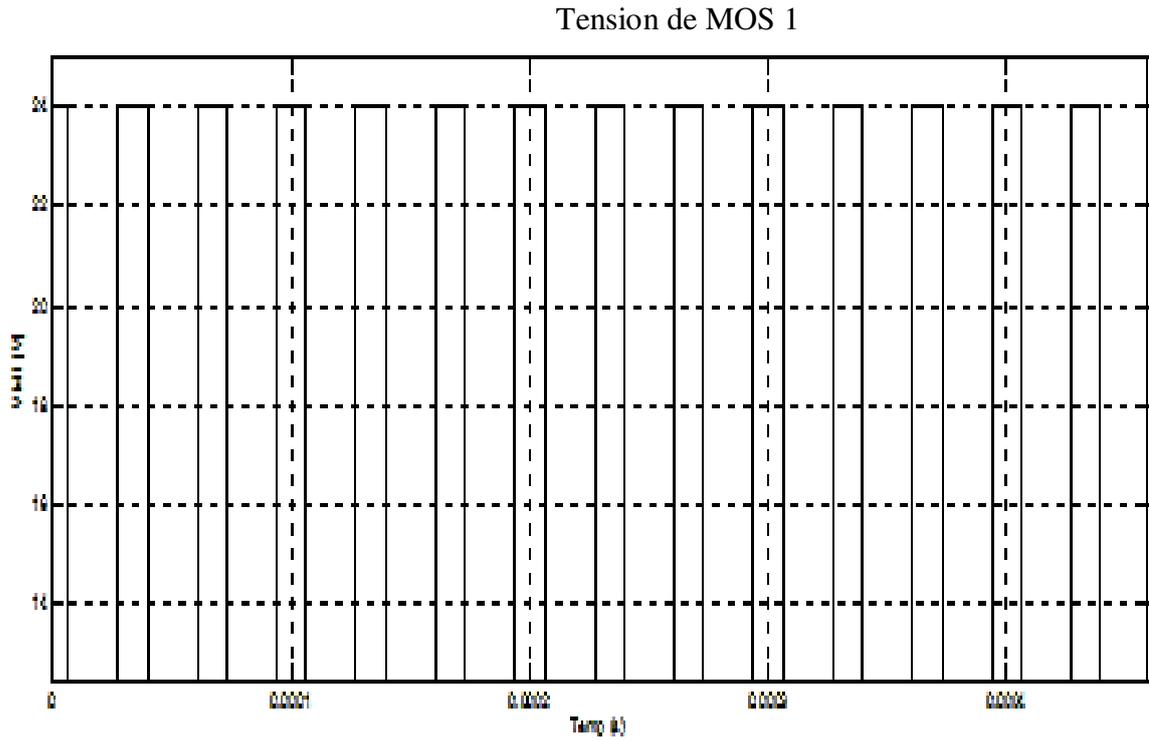
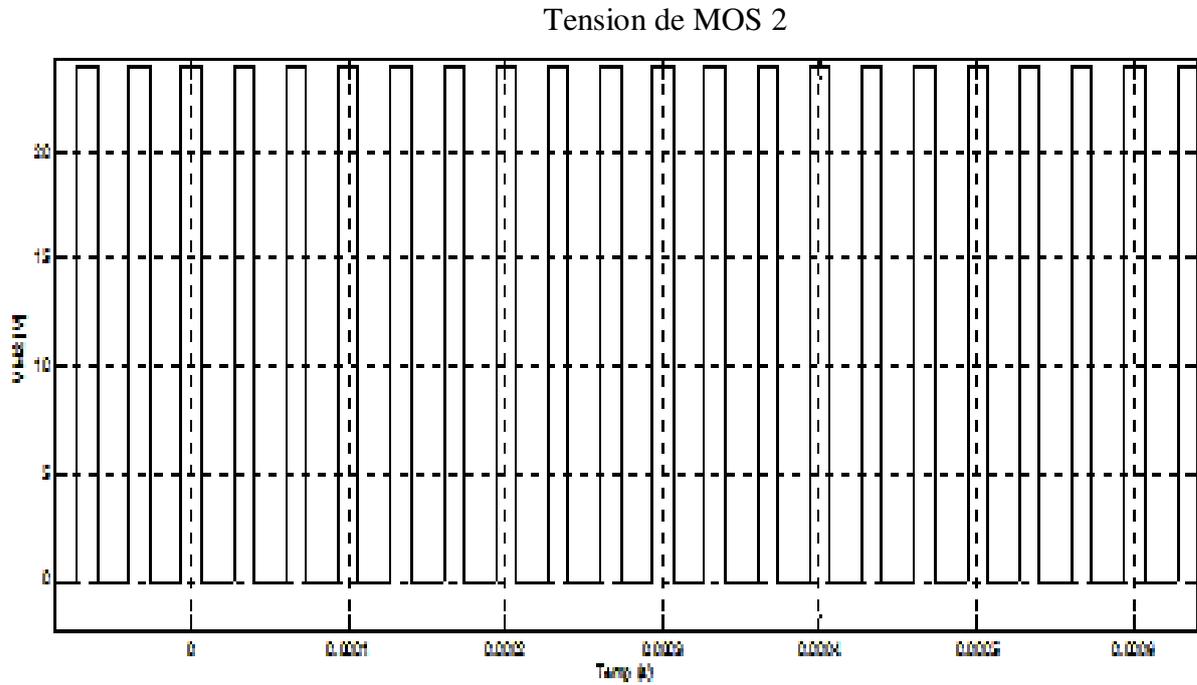
La Figure IV (11 et 12): représente la tension des lesinterrupteurs M1 (V_{M1}) ; M2 (V_{M2})

- pendant αT : M1 est amorcé, M2 bloqué, donc:

$$V_{M1} = 0 \text{ et } I_{M2} = 0, V_{M1} = 0 \text{ alors: } V_{M2} = V_e$$

- pendant $(1-\alpha)T$: M2 sera conductrice, M1 bloqué, donc

$$I_{M1} = 0, V_{M1} = V_e \text{ alors: } V_{M2} = 0.$$

**Figure IV.11: Tension de l'interrupteur M1****Figure IV.12: Tension de l'interrupteur M2**

La Figure IV (13 et 14): représente les courants des les interrupteurs M1 (I_{M1}) ; M2 (I_{M2}).

Le courant I_{M1} varie de $I_{L.min}$ à $I_{L.max}$ pendant que M1 est fermé et est égal à zéro dans le cas contraire et Le courant I_{M2} varie de $I_{L.max}$ à $I_{L.min}$ pendant que M2 est fermé.

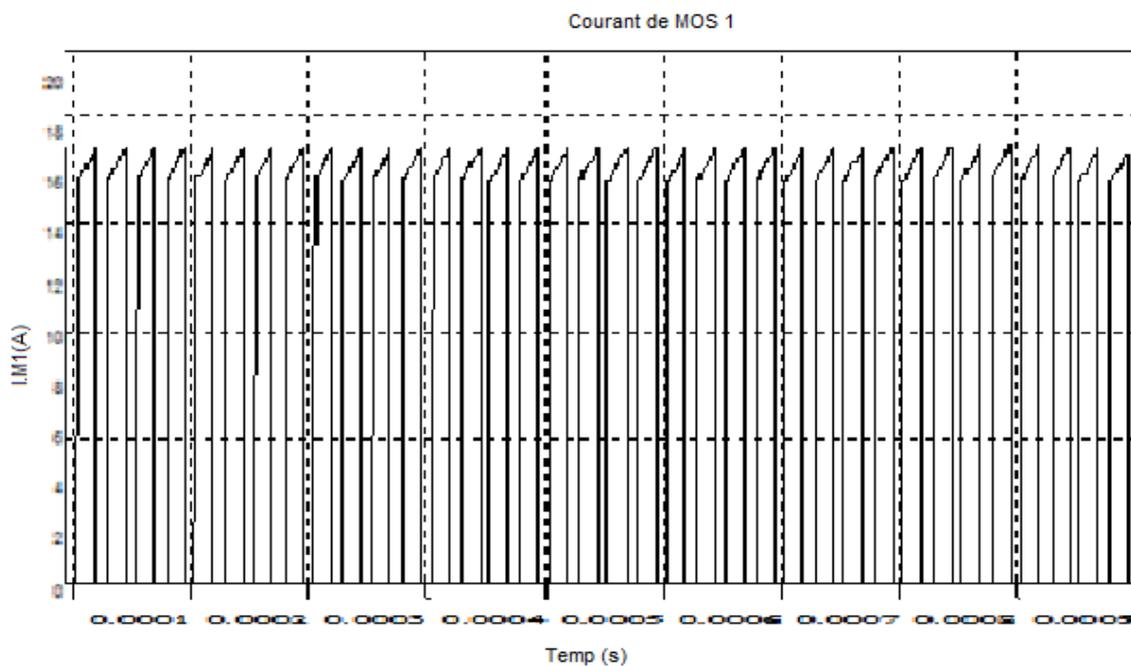


Figure IV.13: Courant de l'interrupteur M1

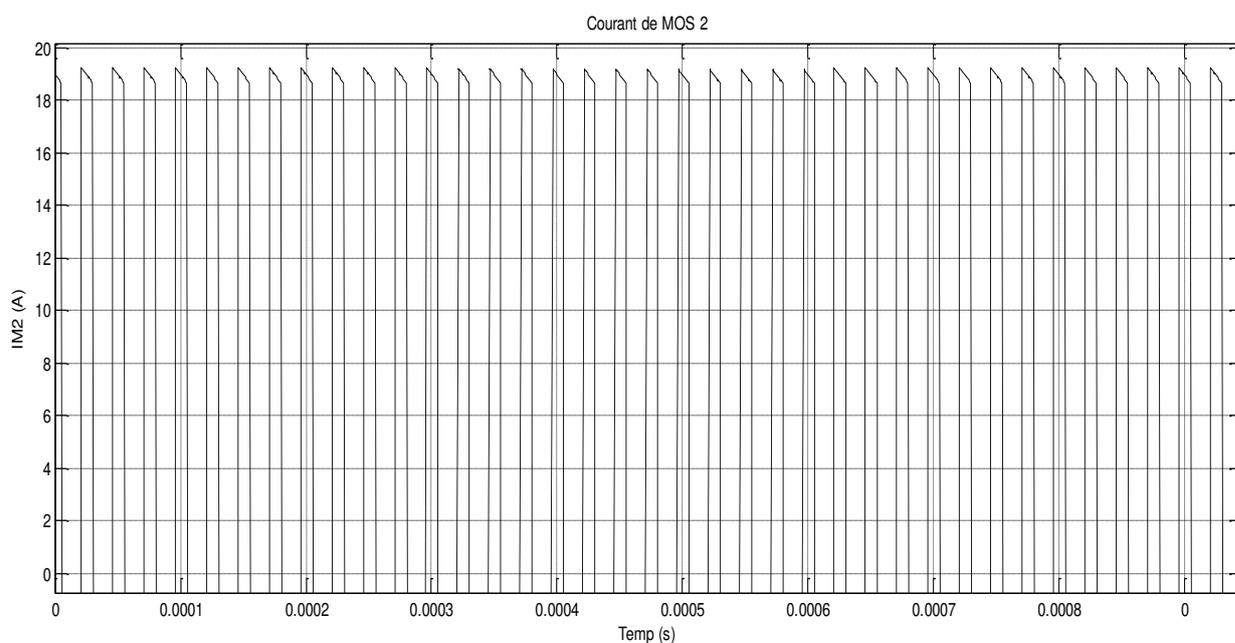


Figure IV.14: Courant de l'interrupteur M2

La Figure IV.15: représente la tension d'entrée (V_e). Tension continu égal a 24V.

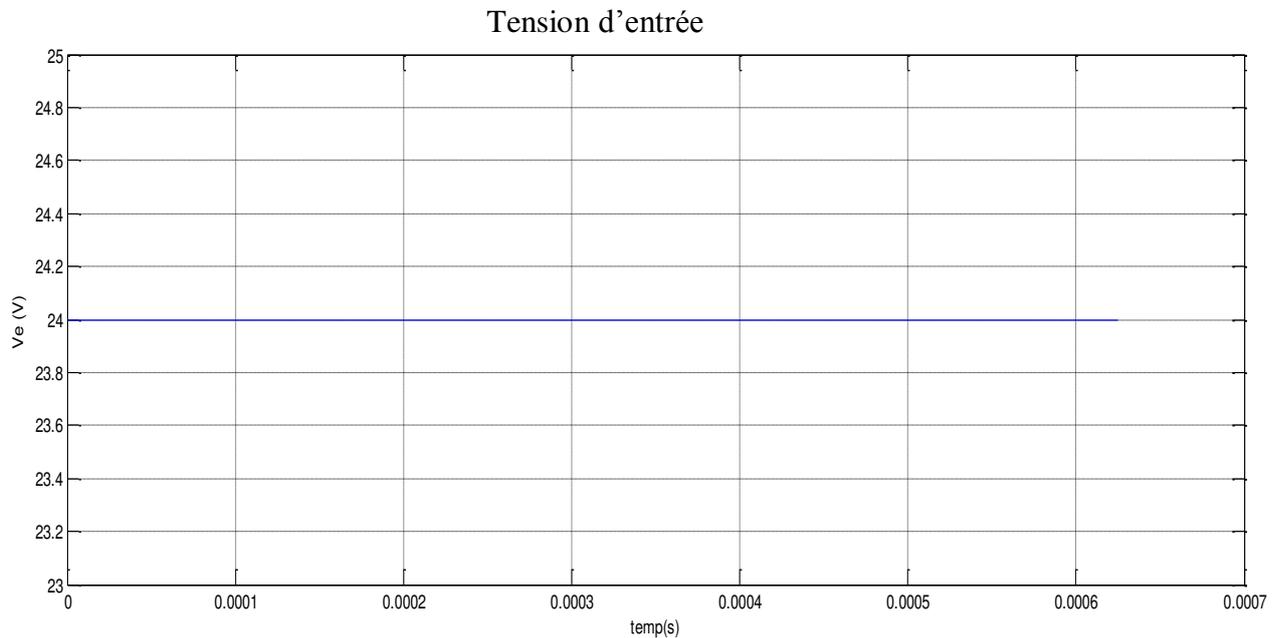


Figure IV.15: Tension d'entrée

IV.3- Comparaison entre les résultats théoriques et ceux de la simulation:

Les résultats de simulation sont très proches des valeurs obtenu par calculs de l'étude théorique (Chapitre II).

LISTE DES FIGURES

Figure I.1. Convertisseur continu-continu	2
Figure I.2. Schéma d'un convertisseur à un quadrant	3
Figure I.3. Représentation des sources	4
Figure I.4. Caractéristique d'une diode	4
Figure I.5. Caractéristique et symbole du transistor bipolaire	6
Figure I.6. Caractéristique et symbole du GTO	6
Figure I.7. Caractéristique et symbole du MOSFET	7
Figure I.8. Caractéristique et symbole d'un IGBT	7
Figure I.9. Fonctionnement en Commutation d'un MOSFET	8
Figure I.10. L'allures de Courant L et C	10
Figure I.11. conventions adoptées pour les récepteurs	11
Figure I.12. Signaux du comparateur PWM	12
Figure I.13. Schéma de principe des alimentations continu-continu	13

Figure II.1. Structure du convertisseur Buck synchrone	15
Figure II.2-a Schéma équivalent du convertisseur si (M1 ON ; M2 OFF)	17
Figure II.2-b. Formes de $i_L(t)$ et V_L	17
Figure II.2-c. Schéma équivalent du convertisseur si (M1 OFF ; M2 ON)	18
Figure II.3. Courant dans l'inductance en régime établi	20
Figure II.4. Forme du courant de la source $i_e(t)$	20
Figure II.5. Courant dans le transistor M2	21
Figure II.6. Le courant et la tension de M1	22

Figure II.7. Ondulation de la tension dans un convertisseur dévolteur.....	23
Figure II.8. schéma du convertisseur Buck synchrone phase1 (inutile).....	24
Figure II.9. Les allures de convertisseur Buck MCC.....	25
Figure II.10. Les allures de convertisseur Buck DCM.....	26
Figure II.11. Les allures de convertisseur Buck Conduction Critique.....	28

Figure III.1. Circuit du convertisseur Buck	30
Figure III.2. Convertisseur Buck	30
Figure III.3. Diagramme de bode en boucle ouvert	34
Figure III.4. Schéma de base	35

Figure IV.1. schéma d'un convertisseur Buck Synchrone	40
Figure IV.2. Schéma du Buck synchrone sous MATLAB/SIMULINK.....	41
Figure IV.3. tension de sortie.....	42
Figure IV.4. tension de sortie après augmenté L.....	42
Figure IV.5. Courant de sortie.....	43
Figure IV.6. Courant de sortie après augmenté L.....	43
Figure IV.7. tension de la condensateur	44
Figure IV.8. Courant de la condensateur.....	45
Figure IV.9. Tension de l'inductance.....	45
Figure IV.10. Tension de l'inductance.....	46
Figure IV.11. Tension de l'interrupteur M1	47
Figure IV.12. Tension de l'interrupteur M2.....	47
Figure IV.13. Courant de l'interrupteur M1	48

Figure IV.14. Courant de l'interrupteur M2	48
Figure IV.15. Tension d'entrée	49

LISTE DES TABLEAUX

Tableau II.1 Comparaison des interrupteurs commandables	8
Tableau III.1 Contraintes des éléments du convertisseur Buck synchrone	38

NOTATIONS 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.
α	: Le rapport cyclique.
t_f	: La durée de fonctionnement (conduction).
T	: La période du hachage.
I_m	: Le courant minimal.
I_M	: Le courant maximal.
$f (Hz)$: La fréquence du hachage.
ΔV	: L'amplitude de l'ondulation de la tension.
ΔI	: L'amplitude de l'ondulation du courant
M1,M2	: Sont des interrupteurs.
I_{moy}	: Le courant moyenne
V_F	: tension de seuil
t_{rr}	: temps de recouvrement inverse
v_{GS}	: tension grille - source
i_D	: courant de drain
$V_{GS(th)}$: tension de seuil (threshold voltage)
v_{DS}	: tension drain -source

t_{on}	: temps passante.
t_{off}	: temps bloqué.
$i_{AK} (\langle i_{AK} \rangle)$: le courant moyen
t_{rr}	: temps de recouvrement
P_d	: puissance de diode.
P_M	: puissance de mosfet.
R_m	: Résistance de mosfet.
$i_{M,eff}$: le courant efficace de la mosfet.
GTO	: Gate-Turn-Off thyristor,
MOS	: Metal-Oxide-Semiconductor,
IGBT	: Insulated-Gate-Bipolar-Transistor,

TABLES DES MATIERES

INTRUDUCTION

CHAPITRE I

Etude des composants du convertisseur DC/DC

« Buck synchrone »

I.1-Introduction.....	1
I.2-Generalites.....	2
I.2.1-Representation du convertisseur continu-continu.....	2
I.2.2-Hacheurs à « demi-pont » :	2
I.2.3-Les composantes du convertisseur « Buck ».....	3
I.2.3.1-Representation des sources.....	3
I.2.3.2-L'interrupteurs non commandable.....	4
I.2.3.3-l'interrupteurs commandable.....	5
I.2.3.4-Fonctionnement en commutation.....	8
I.2.3.5-Choix des composants (Choix de Bobine, Condensateur et La charge).....	9
I.2.3.6-Technique MLI.....	12
I.2.4-Structures de base du convertisseur continu-continu.....	13

Table des Matières

CHAPITRE II

Etude théorique du convertisseur DC/DC

«Buck synchrone »

II.1-Introduction.....	14
II.2-Structure du convertisseur buck synchrone	15
II.3-Améliorations	15
II.4-Problèmes	16
II.5-Calcul pour le rapport cyclique	17
II.6-Calcul pour l'inductance	18
II.7-Calcul pour le condensateur	23
II.8-Les Modes Conduction	24
II.8.1-Mode de Conduction-Continu (MCC)	24
II.8.2-Mode de Conduction-Discontinu (DCM)	26
II.8.3-Mode de Conduction-Critique.....	28

CHAPITRE III

Régulation d'un convertisseur buck synchrone

III.1-Introduction.....	29
III.2-Regulation d'un Convertisseur Buck.....	30
III.3- Dimensionnement des éléments du Convertisseur Buck synchrone.....	34
III.3.1- Calcul et Choix des éléments.....	35
III.3.2- Choix des éléments.....	35

Table des Matières

CHAPITRE IV

Simulation d'un convertisseur DCDC/ Buck synchrone

IV.1-Introduction	39
IV.2-Simulation Du Montage	40
IV.2.1-MATLAB/SIMULINK.....	40
IV.2.1-Les équation utilisée Pour la Simulation.....	40
IV.2.2-Schéma du BUCK Sous Matlab.....	41
IV.2.3- Résultats de simulation.....	41
IV.3- Comparaison entre les résultats théoriques et la simulation	49

CONCLUSION	50
------------------	----

BIBLIOGRAPHIE.....	51
--------------------	----
