

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم العالي و البحث العلمي

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

جامعة أبي بكر بلقايد - تلمسان -

Université Abou Bakr Belkaïd –Tlemcen –

Faculté de Technologie



MEMOIRE

Présenté pour l'obtention du **diplôme** de **MASTER**

En: Télécommunications

Spécialité: Systèmes de Télécommunications

Par : Mlle. TERKIA DERDRA Ikram et Mlle. TOUAT Marwa

Sujet

Etude, conception et réalisation d'un convertisseur DC-DC fort courant à base de régulateur variable pour ATX et pour des applications en télécommunications

Soutenu le 07.07.2021, devant le jury composé de :

Mr. BORSALI Ahmed Riad

Professeur

Président de jury

Mr. BOUSAHLA Miloud

MCB

Examinateur

Mr. BENAHMED Nasreddine

Professeur

Encadrant

Mr. RAHOU Fatima

MAB

Co-Encadrant

Remerciements

*Avant tout nous remercions le bon DIEU de nous avoir aidés à accomplir
ce modeste projet.*

*Nous remercions très sincèrement nos encadreurs Monsieur N.
BENAHMED et Mademoiselle F. RAHOU pour leurs remarques pertinentes et
leur optimisme qui nous fait parfois défaut. En outre leurs qualités d'encadreurs,
nous ont toujours permis d'avancer à un rythme régulier dans notre travail, nous
encourageant à persévérer.*

*Nous exprimons toute notre gratitude à nos examinateurs Monsieur M.
BOUSAHLA et Monsieur A. BORSALI pour avoir accepté d'examiner ce travail
et leurs participations au jury, et à toute personne ayant contribué de près ou de
loin à notre soutien moral.*

Dédicaces

Je dédie ce travail:

A dieu le tout puissant qui m'a donné la force, le courage et la santé de réaliser ce mémoire.

A mes chers parents, pour tous leurs sacrifices, leur amour, leur tendresse, leur soutien et leurs prières tout au long de mes études,

A mes chères sœurs, Amel et Nadia pour leurs encouragements permanents, et leur soutien moral,

A mes chers beaux frères Djawed et Charaf, pour leur appui et leur encouragement,

A toute les membres de la famille TERKIA DERDRA et KECHAIRI pour leur soutien tout au long de mon parcours universitaire,

A mon binôme Marwa, merci pour tous les bons moments qu'on a passé ensemble durant ces années, merci pour ton aide et ta confiance,

A toutes mes amies, surtout mes meilleures copines Sarah et Ahlem,

Que ce travail soit l'accomplissement de vos vœux tant allégués, et le fruit de votre soutien infallible.

T. Ikram

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail :

À mes très chers parents ma mère et mon père pour tous leurs sacrifices, leurs prières et leur patience tout au long de mes études;

À mes très chers sœurs : «Amina, Rania et Hayem »;

À mes grands-parents maternels, mes tantes et mes oncles pour leur appui et leur encouragement;

Je dédie spécialement a mon cher oncle« Sidahmed BERRABAH» professeur au département d'informatique à Université Abou Bakr Belkaid pour son aide consistante et ses conseils judicieux;

À mon fiancé je te remercie profondément pour ton soutien sans faille;

Aux personnes qui m'ont toujours aidé et encouragé;

À tous mes camarades et à toutes ces belles rencontres que j'ai faites durant ces années universitaires.

T.Marwa

سنة الفجر

Résumé

Il s'agit de concevoir et de réaliser sur plaque d'essai et sur circuit imprimé un convertisseur DC-DC fort courant. Ce convertisseur est à base d'un régulateur variable fort courant (3A). Le circuit ainsi réalisé sera utilisé d'une part pour former une ATX variable et d'autre part pour alimenter des circuits utilisés dans le domaine des télécommunications et nécessitant un fort courant.

Mots clés: Convertisseur DC-DC; Régulateur variable fort courant; Conception; Réalisation et test sur plaque d'essai; Réalisation et test sur circuit imprimé; ATX variable; Circuits de télécommunications à forts courants.

Abstract

This involves designing and producing a high current DC-DC converter on a test plate and on a printed circuit. This converter is based on a high current variable regulator (3A). The circuit thus produced will be used on the one hand to form a variable ATX and on the other hand to power circuits in the field of telecommunications and requiring a high current.

Key words: DC-DC converter; High current variable regulator; Design. Carrying out and testing on a test plate; Realization and test on printed circuit; ATX variable; High-current telecommunications circuits.

ملخص

يتضمن ذلك تصميم و إنتاج محول DC-DC عالي التيار على لوحة اختبار و على دائرة مطبوعة. يعتمد هذا المحول على منظم متغير تيار مرتفع (3A) . سيتم استخدام الدائرة المنتجة بهذه الطريقة من ناحية لتشكيل ATX متغير و من ناحية أخرى لتزويد الدوائر الكهربائية المستخدمة في مجال الاتصالات و التي تتطلب تيارا عاليا.

الكلمات الرئيسية: محول DC-DC منظم التيار العالي المتغير، تصميم، إجراء الاختبار و الاختبار على لوحة الاختبار، الإدراك و الاختبار على الدوائر المطبوعة، متغير ATX دوائر الاتصالات عالية التيار.

Table des matières

| | |
|---|-----------|
| Introduction Générale | 7 |
| Chapitre I : Alimentation à découpage : Convertisseur DC-DC BUCK..... | 9 |
| I.1 Introduction | 10 |
| I.2 Rappel sur l'alimentation linéaire | 10 |
| I.3. Alimentation à découpage : principe du BUCK..... | 11 |
| I.3.1 Filtre à inductance | 11 |
| I.3.2 Filtre à inductance + condensateur | 12 |
| I.3.3 Commutateur de l'alimentation à découpage..... | 12 |
| I.3.3.1 Fonctionnement | 13 |
| I.3.3.2 Ondulation de la tension de sortie | 15 |
| I.4 Applications..... | 17 |
| I.5 Avantages de l'alimentation à découpage..... | 17 |
| I.6 Conclusion..... | 17 |
| Chapitre II : Alimentation à découpage : Convertisseur | 19 |
| DC-DC BOOST..... | 19 |
| II.1 Introduction | 20 |
| II.2 Principe de fonctionnement..... | 20 |
| II.3 Applications | 23 |
| II.4 Conclusion..... | 25 |
| Chapitre III : Méthode de conception du convertisseur DC-DC BUCK..... | 26 |
| III.1 Rappels du schéma de principe du convertisseur DC-DC Buck et de son fonctionnement | 27 |
| III.2 Expression de l'inductance L_1 | 29 |
| III.3 Expression de la capacité C_o | 29 |
| III.4 Choix de la diode D_1 | 31 |

| | |
|---|-----------|
| III.5 Conclusion | 31 |
| Chapitre IV : Méthode de conception de régulateurs abaisseurs de commutation de la série LM2576 ; 3A ; 15 V et réalisation pratique..... | 32 |
| IV.1 Introduction : | 33 |
| IV.2 Caractéristiques : | 34 |
| IV.3 Applications :..... | 34 |
| IV.4 Boitier, brochage et schéma interne : | 34 |
| IV.5 Exemples de schémas d'alimentation à tension de sortie fixe et à tension de sortie réglable:..... | 35 |
| IV.6 Procédures de conception : | 36 |
| IV.6.1 Bases du convertisseur abaisseur (Buck)..... | 36 |
| IV.6.2 Procédure-version à tension de sortie fixe :..... | 39 |
| IV.6.3 Procédure-version de régulateur à tension de sortie variable : LM2576-ADJ | 41 |
| IV.6.4 Guides de sélection de valeur de la bobine (pour le fonctionnement en mode continu) | 45 |
| IV.7 Réalisation de convertisseur DC-DC variable :..... | 47 |
| IV.7.1 Schéma électrique : | 47 |
| IV.7.2 Réalisation pratique : | 47 |
| IV.8 Conclusion | 50 |
| Conclusion Générale..... | 51 |
| Références Bibliographiques | 53 |

Liste des Figures

| | |
|--|----|
| Figure I.1 : Alimentation linéaire basique | 10 |
| Figure I.2 : Alimentation à découpage : basique | 11 |
| Figure I.3 : Alimentation à découpage : filtre L | 12 |
| Figure I.4 : Alimentation à découpage : filtre LC..... | 12 |
| Figure I.5 : Schéma de principe du convertisseur Buck | 13 |
| Figure I.6 : Les deux configurations d'un convertisseur Buck suivant l'état de l'interrupteur S..... | 13 |
| Figure I.7 : Formes d'ondes courant/tension dans un convertisseur Buck..... | 14 |
| Figure II.1 : Schéma de principe du convertisseur Boost | 20 |
| Figure II.2 : Les deux configurations d'un convertisseur Boost suivant l'état de l'interrupteur S..... | 20 |
| Figure II.3 : Formes d'ondes courant/tension dans un convertisseur Boost | 21 |
| Figure II. 4 : Exemple de convertisseur Boost utilisé dans une calculatrice transformant du 2,4 V en 9 V | 24 |
| Figure III.1: Schéma de principe du convertisseur DC-DC Buck | 27 |
| Figure III.2: Dépendance entre la tension V_A et le courant I_L circulant dans la bobine d'inductance L_1 | 28 |
| Figure III.3: Pente de courant circulant dans la bobine du régulateur Buck | 31 |
| Figure IV.1 : Brochage du régulateur LM2576 | 34 |
| Figure IV.2 : Schéma interne du régulateur LM2576..... | 35 |
| Figure IV.3 : Exemple de schéma d'alimentation continue régulée de 5 V, 3 A utilisant le régulateur LM2576 | 35 |
| Figure IV.4 : Exemple de schéma d'alimentation continue régulée de 5 V, 3 A utilisant le régulateur variable le LM2576Adj où $V_{ref}=1.23V$ et R_1 comprise entre 1 et 5 $K\Omega$... | 36 |
| Figure IV.5 : Schéma de principe du convertisseur abaisseur | 36 |
| Figure IV.6 : Formes d'ondes courant/tension dans un convertisseur Buck..... | 38 |
| Figure IV.7 : LM2576-3.3 | 45 |
| Figure IV.8 : LM2576-5 | 45 |
| Figure IV.9 : LM2576-12 | 45 |
| Figure IV.10 : LM2576-15 | 45 |
| Figure IV.11 : LM2576-ADJ | 45 |

| | |
|--|----|
| Figure IV.12 : Schéma électrique du convertisseur DC-DC à tension de sortie variable utilisant le LM2576-ADJ, dessiné sous l'environnement ISIS-PROTEUS | 47 |
| Figure IV.13 : Photo de la face des composants de notre réalisation pratique du convertisseur DC-DC à tension de sortie variable utilisant le LM2576-ADJ, réalisé sur une plaque veroboard..... | 48 |
| Figure IV.14 : Photo de la face de soudure sur une plaque veroboard des composants de notre réalisation pratique du convertisseur DC-DC à tension de sortie variable utilisant le LM2576-ADJ | 49 |

Liste des Tableaux

| | |
|---|----|
| Tableau 1: Guide de sélection des diodes | 46 |
| Tableau 2: Guide de sélection de la bobine par numéro de pièce du fabricant | 46 |

Introduction Générale

De nos jours nous assistons à une évolution rapide de la technologie dans tous les domaines notamment dans le domaine de l'électronique et précisément les télécommunications.

Dans ce travail de mémoire, nous avons étudié et réalisé sur circuit imprimé un convertisseur DC-DC fort courant.

Le circuit ainsi réalisé sera utilisé d'une part pour former une ATX variable et d'autre part pour alimenter des circuits utilisés dans le domaine des télécommunications.

Nous avons dessiné le schéma électrique du convertisseur DC-DC sous l'environnement ISIS-PROTEUS.

Les convertisseurs DC/DC en général réalisent deux fonctions: modifier le niveau de tension et réguler cette dernière. L'électronique de conversion se trouve à l'interface entre les batteries et l'ensemble des blocs constitutifs du système considéré, des circuits électroniques numériques et analogiques, des écrans, des actionneurs, des claviers, etc. Plus de 5 à 6 niveaux de tensions peuvent cohabiter dans un ordinateur portable.

Les hacheurs sont des convertisseurs d'énergie qui font transiter l'énergie électrique d'une source continue vers une autre source continue. Nombreuses sont les applications pour la commande des machines à courant continu et les alimentations à découpage.

Le mémoire est composé de quatre (04) chapitres en plus d'une introduction et une conclusion générale.

- Le premier chapitre présente le principe de fonctionnement d'une alimentation à découpage de type convertisseur Buck (hacheur série).
- Le deuxième chapitre contient un autre type d'alimentation à découpage de type convertisseur Boost (hacheur parallèle).
- le troisième chapitre est consacré à la méthode de conception du convertisseur DC-DC Buck.

- Le quatrième chapitre montre la méthode de conception des régulateurs abaisseurs de commutation de la série LM2576, plus la réalisation pratique.

Enfin, nous terminons notre travail avec une conclusion générale.

Chapitre I : Alimentation à découpage : Convertisseur DC-DC BUCK

I.1 Introduction

Une alimentation à découpage repose toujours sur la commutation haute fréquence pour convertir une tension en une autre [1].

I.2 Rappel sur l'alimentation linéaire

Pour faire varier la luminosité d'une ampoule, on peut insérer une résistance en série avec cette ampoule. Cette résistance va dissiper de la chaleur.

Cette énergie perdue doit être dissipée par des radiateurs et par un refroidissement approprié. C'est ainsi que fonctionnent les régulateurs linéaires (Figure I.1).

Le régulateur de puissance se comporte comme une résistance en série avec la charge.

Pour les alimentations qui doivent être de taille réduite et légères (ce que chacun souhaite...), cette structure ne peut pas être utilisée.

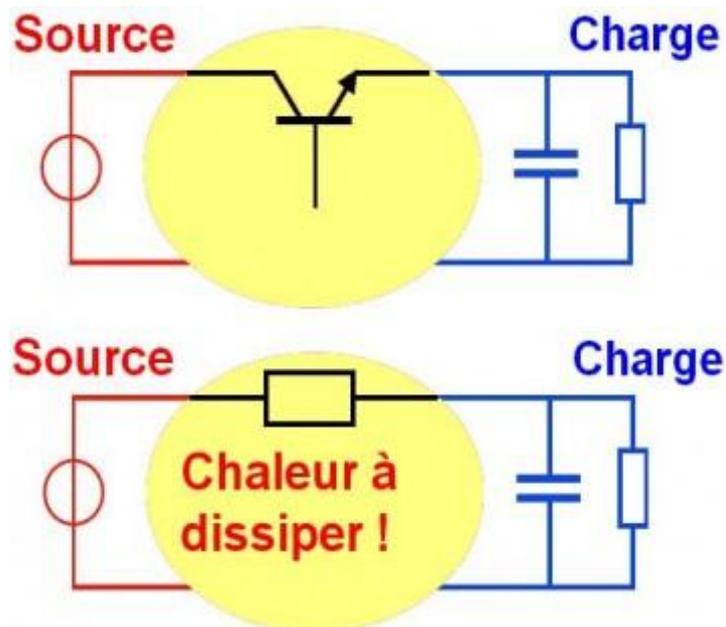


Figure I.1 : Alimentation linéaire basique

Les inconvénients de l'alimentation linéaire sont :

- Rendement faible ;
- Chaleur à dissiper, radiateurs encombrants ;

- Transformateur classique 50Hz lourd et encombrant ;
- Condensateurs de filtrage de forte valeur ;
- Coût élevé.

I.3. Alimentation à découpage : principe du BUCK

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

Reprenons l'exemple de l'ampoule. Si on alterne les états "ampoule allumée" et "ampoule éteinte" très rapidement, on pourra graduer la luminosité *moyenne* en fonction des durées "allumée" et "éteinte" (Figure I.2).

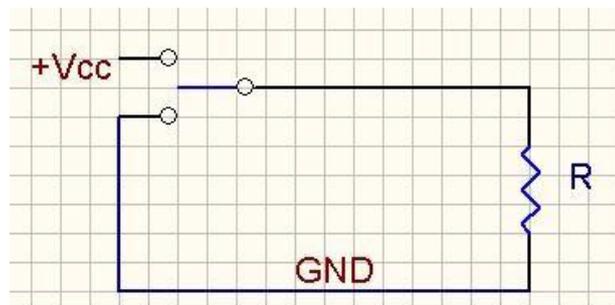


Figure I.2 : Alimentation à découpage : basique

La tension de sortie est soit égale à l'alimentation $+V_{cc}$, soit égale à 0.

Quand nous étions petites, on nous disait de ne pas éteindre et allumer tout le temps la lumière. C'est pourtant ce qu'une alimentation à découpage fait environ 100000 fois par seconde !

Etant donné qu'une alimentation doit donner une tension continue, un filtre doit être ajouté. Ce filtre utilise des éléments non dissipatifs : inductance et condensateur [1].

I.3.1 Filtre à inductance

L'inductance lisse le courant, ce qui lisse le courant dans la résistance est donc la tension à ses bornes (Figure I.3).

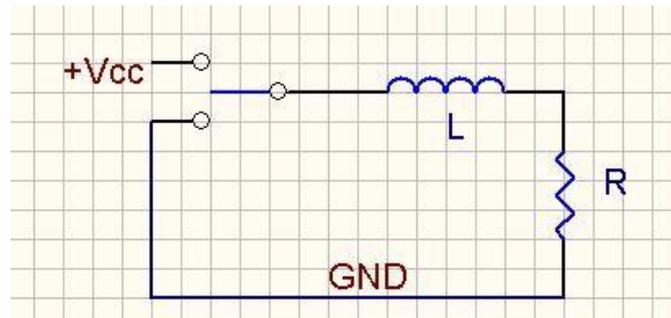


Figure I.3 : Alimentation à découpage : filtre L

Quand le commutateur est sur V_{cc} , le courant augmente dans l'inductance et l'énergie emmagasinée dans l'inductance augmente. Quand le commutateur est sur GND, l'inductance se comporte comme une source de courant et maintient ainsi le courant dans la résistance. Pendant cette période, le courant décroît. La constante de temps ($=L/R$) doit être supérieure à la période de découpage pour avoir un courant presque constant.

I.3.2 Filtre à inductance + condensateur

Ajouter un condensateur en parallèle avec la résistance (charge) permet de réduire l'ondulation de tension en sortie et constitue aussi une réserve d'énergie (Figure I.4).

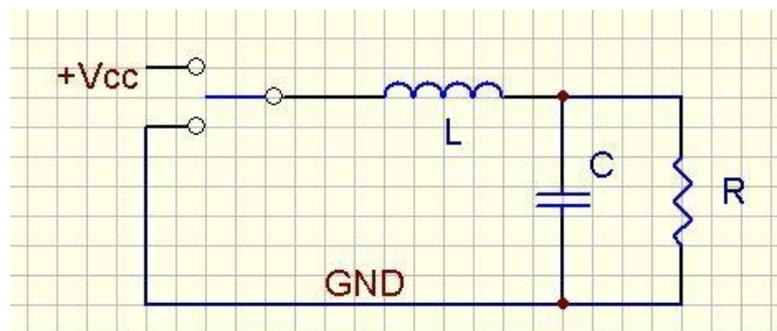


Figure I.4 : Alimentation à découpage : filtre LC

Cette structure est le montage classique "Buck" abaisseur de tension.

I.3.3 Commutateur de l'alimentation à découpage

Le commutateur ne peut pas être un interrupteur simple parce qu'il faut garantir la continuité du courant dans l'inductance. Un simple transistor ne convient donc pas. Il faut lui ajouter une diode qui joue le rôle de diode de roue libre (Figure I.5). Cette diode offre en effet un passage pour le courant de l'inductance [1].

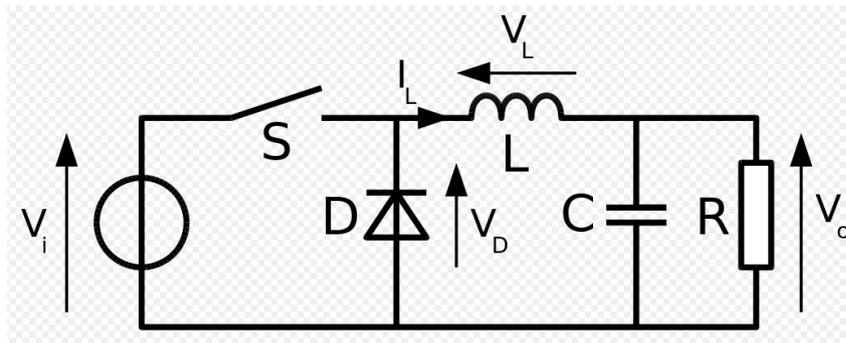
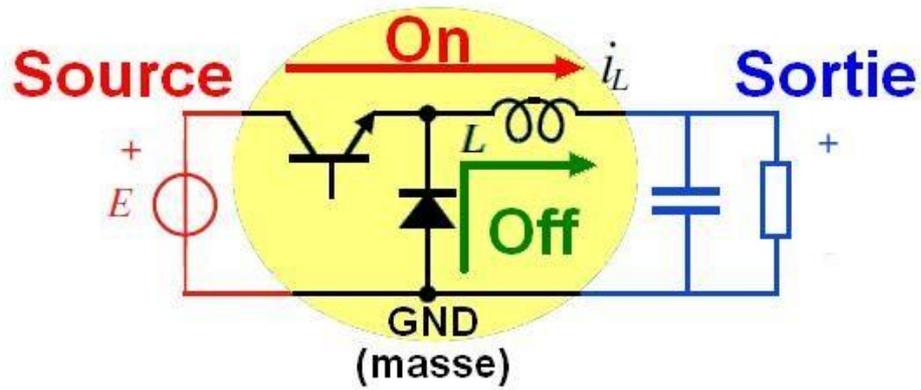


Figure I.5 : Schéma de principe du convertisseur Buck

I.3.3.1 Fonctionnement

Le fonctionnement d'un convertisseur Buck peut être divisé en deux configurations suivant l'état de l'interrupteur S (voir figure I.6) :

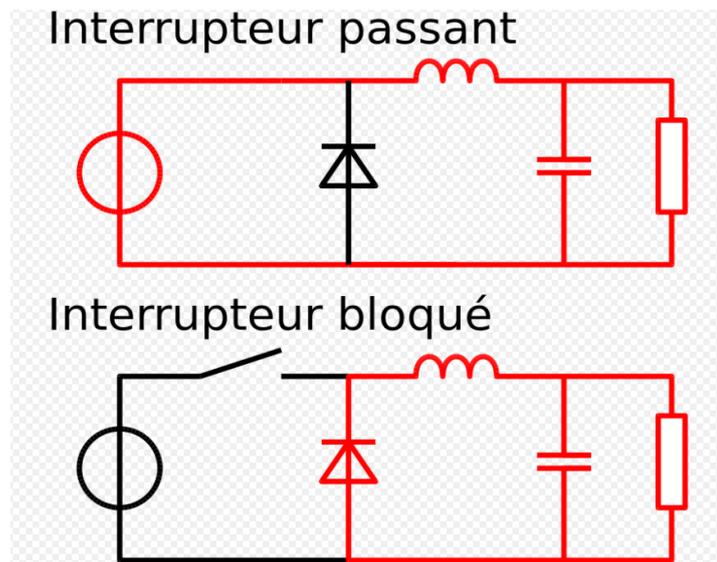


Figure I.6 : Les deux configurations d'un convertisseur Buck suivant l'état de l'interrupteur S

Dans l'état passant, l'interrupteur S (Figure I.6) est fermé, la tension aux bornes de l'inductance vaut : $V_L = V_i - V_o$.

Le courant traversant l'inductance augmente linéairement.

La diode étant polarisée en inverse et donc aucun courant ne la traverse.

Dans l'état bloqué, l'interrupteur est ouvert. La diode devient passante afin d'assurer la continuité du courant dans l'inductance. La tension aux bornes de l'inductance vaut $V_L = -V_o$.

Le courant traversant l'inductance décroît.

Quand un convertisseur Buck travaille en mode de conduction continue, le courant I_L traversant l'inductance ne s'annule jamais. La figure I.7 montre les formes d'ondes du courant et de la tension dans un convertisseur Buck.

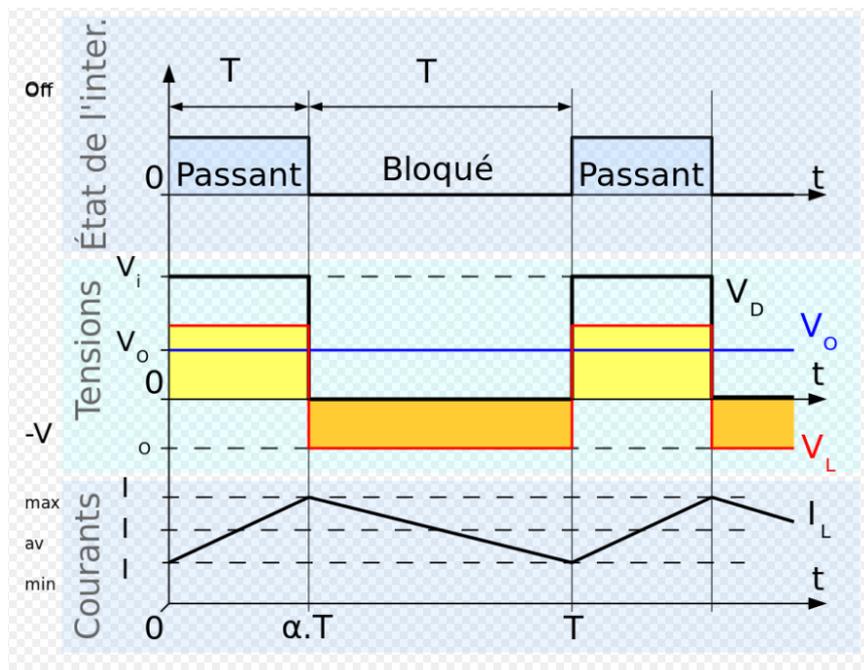


Figure I.7 : Formes d'ondes courant/tension dans un convertisseur Buck

Le taux d'accroissement de I_L est donné par [2] :

$$V_L = L \frac{dI_L}{dt} \quad (1)$$

Avec $V_L = V_i - V_o$ pendant l'état passant et $V_L = -V_o$ durant l'état bloqué. Par conséquent, l'augmentation de I_L durant l'état passant est donnée par :

$$\Delta I_{L_{on}} = \int_0^{\alpha \cdot T} dI_L = \int_0^{\alpha \cdot T} \frac{V_L}{L} dt = \frac{(V_i - V_o) \cdot \alpha \cdot T}{L} \quad (2)$$

De même, la baisse du courant dans l'inductance durant l'état bloqué est donnée par :

$$\Delta I_{L_{off}} = \int_{\alpha \cdot T}^T dI_L = \int_{\alpha \cdot T}^T \frac{V_L}{L} dt = -\frac{V_o \cdot (T - \alpha \cdot T)}{L} \quad (3)$$

Si on considère que le convertisseur est en régime permanent, l'énergie stockée dans chaque composant est la même au début et à la fin de chaque cycle de commutation. En particulier, l'énergie stockée dans l'inductance est donnée par [2] :

$$E = \frac{1}{2} L \times I_L^2 \quad (4)$$

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 :

$$\Delta I_{L_{on}} + \Delta I_{L_{off}} = 0 \quad (5)$$

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

$$\frac{(V_i - V_o) \cdot \alpha \cdot T}{L} - \frac{V_o \cdot (T - \alpha \cdot T)}{L} = 0 \quad (6)$$

Ce qui peut se réécrire de la façon suivante :

$$V_o = \alpha \cdot V_i \quad (7)$$

Grâce à cette équation, on peut voir que la tension de sortie varie linéairement avec le rapport cyclique ($\alpha T/T=\alpha$).

Le rapport cyclique étant compris entre 0 et 1, la tension de sortie V_o est toujours inférieure à celle d'entrée. C'est pour cela que l'on parle parfois de dévolteur [2].

I.3.3.2 Ondulation de la tension de sortie

le nom donné à l'augmentation de la tension de sortie à l'état passant et à la diminution de la tension lors de l'état bloqué. Plusieurs facteurs influent sur cette ondulation: la fréquence de fonctionnement du convertisseur, le condensateur de sortie, l'inductance, la charge mais aussi les caractéristiques du

circuit de contrôle du convertisseur. En première approximation, on peut considérer que l'ondulation de tension résulte de la charge et de la décharge du condensateur de sortie [3]:

$$dV_o = \frac{i \cdot dT}{C} \quad (8)$$

Pendant l'état bloqué, le courant mentionné dans cette équation est le courant traversant la charge. Durant l'état passant, ce courant désigne la différence entre le courant délivré par la source de tension et le courant traversant la charge. La durée (dT) est définie par le rapport cyclique (α) et la fréquence de découpage.

Pour l'état passant:

$$dT_{on} = \alpha \cdot T = \frac{\alpha}{f} \quad (9)$$

Pour l'état bloqué:

$$dT_{off} = (1 - \alpha) \cdot T = \frac{1 - \alpha}{f} \quad (10)$$

L'ondulation de tension diminue donc avec l'augmentation du condensateur de sortie ou de la fréquence de découpage.

L'ondulation de tension est généralement fixée par le cahier des charges de l'alimentation à réaliser.

Le choix du condensateur se fait sur des critères de coûts, de volume disponible et aussi des caractéristiques des différentes technologies de condensateur.

Le choix de la fréquence de découpage se fait suivant des critères de rendement, le rendement ayant tendance à baisser avec l'augmentation de la fréquence de découpage. L'augmentation de la fréquence de découpage peut aussi poser des problèmes de compatibilité électromagnétique.

L'ondulation de la tension de sortie est l'un des inconvénients des alimentations à découpage, et fait donc partie des critères de mesure de qualité.

I.4 Applications

Ce type de convertisseur est utilisé pour des applications que l'on peut classer en deux catégories [3] :

- ❖ Les applications visant à obtenir une tension continue fixe (et parfois réglée) à partir d'un générateur de tension continue supérieure.
 - ✓ Conversion des 12-24V fournis par une batterie d'ordinateur portable vers les quelques Volts nécessaires au processeur.
 - ✓ Conversion de la tension du secteur redressée en continu fixe.
- ❖ Les applications permettant d'obtenir une tension réglable mais toujours inférieure à celle présente à l'entrée.
 - ✓ Variateur de tension continue.

Un convertisseur Buck bien conçu possède un fort rendement (jusqu'à 95 %) et offre la possibilité de réguler la tension de sortie.

I.5 Avantages de l'alimentation à découpage

- ✓ Rendement élevé (100% théorique, 70 à 90% typiques) ;
- ✓ Dissipation de chaleur réduite ;
- ✓ Composants de petite taille (transfo, condensateurs) ;
- ✓ Coût réduit (moins de matière première) ;
- ✓ Nombreux contrôleurs et régulateurs intégrés pour découpage ;
- ✓ Plages d'alimentations étendues (85 à 264V, 110 à 400V par exemple) [4].

I.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté d'une façon succincte le schéma électrique non détaillé et le principe de fonctionnement d'une alimentation à découpage de type convertisseur Buck (hacheur série) permettant la conversion d'une tension continue en une autre tension continue de plus faible valeur. Notre présentation s'est basée principalement sur des documents de la littérature scientifique se trouvant sur internet.

Dans le chapitre suivant, nous allons nous intéresser à un autre type d'alimentation à découpage permettant de convertir une tension continue en une autre tension continue de plus forte valeur constituant ce qui est appelé convertisseur Boost (Step-Up en anglais) ou hacheur parallèle.

Chapitre II : Alimentation à découpage : Convertisseur DC-DC BOOST

II.1 Introduction

Un convertisseur Boost (ou Step-Up en anglais), ou hacheur parallèle, est une alimentation à découpage qui convertit une tension continue en une autre tension continue de plus forte valeur (Figure II.1). Son schéma de principe est le suivant [5] :

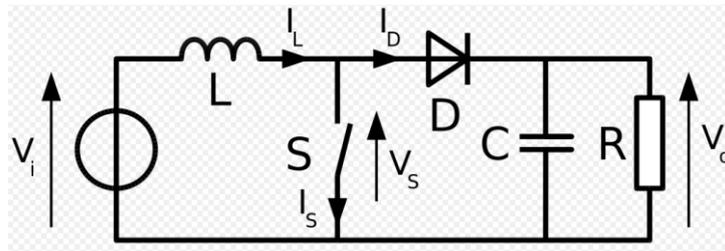


Figure II.1 : Schéma de principe du convertisseur Boost

II.2 Principe de fonctionnement

Le fonctionnement d'un convertisseur Boost peut être divisé en deux phases distinctes selon l'état de l'interrupteur S (Figure II.2) :

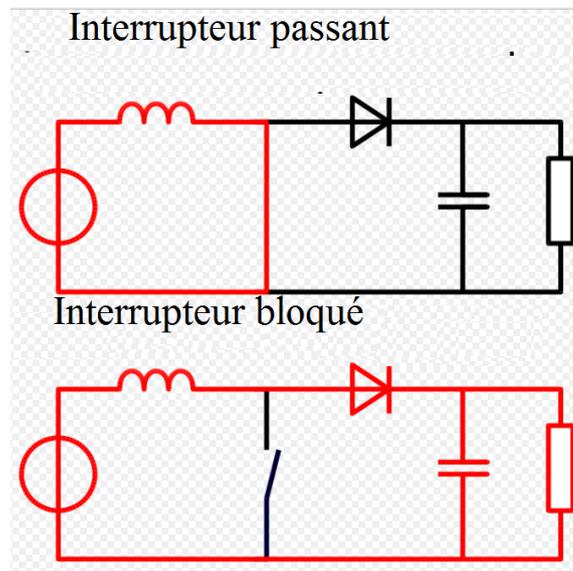


Figure II.2 : Les deux configurations d'un convertisseur Boost suivant l'état de l'interrupteur S

Une phase d'accumulation d'énergie : lorsque l'interrupteur S (Figure II.2) est fermé (état passant), cela entraîne l'augmentation du courant dans l'inductance donc le stockage d'une quantité d'énergie sous forme d'énergie magnétique. La diode D est alors bloquée et la charge est alors déconnectée de l'alimentation.

Lorsque l'interrupteur est ouvert, l'inductance se trouve alors en série avec le générateur et sa forme d'énergie magnétique s'additionne à celle du générateur (effet survolteur). Le courant traversant l'inductance traverse ensuite la diode D, le condensateur C et la charge R. Il en résulte un transfert de l'énergie accumulée dans l'inductance vers la capacité.

Quand un convertisseur Boost travaille en mode de conduction continue, le courant I_L traversant l'inductance ne s'annule jamais.

La figure II.3 montre les formes d'ondes du courant et de la tension dans un convertisseur Boost.

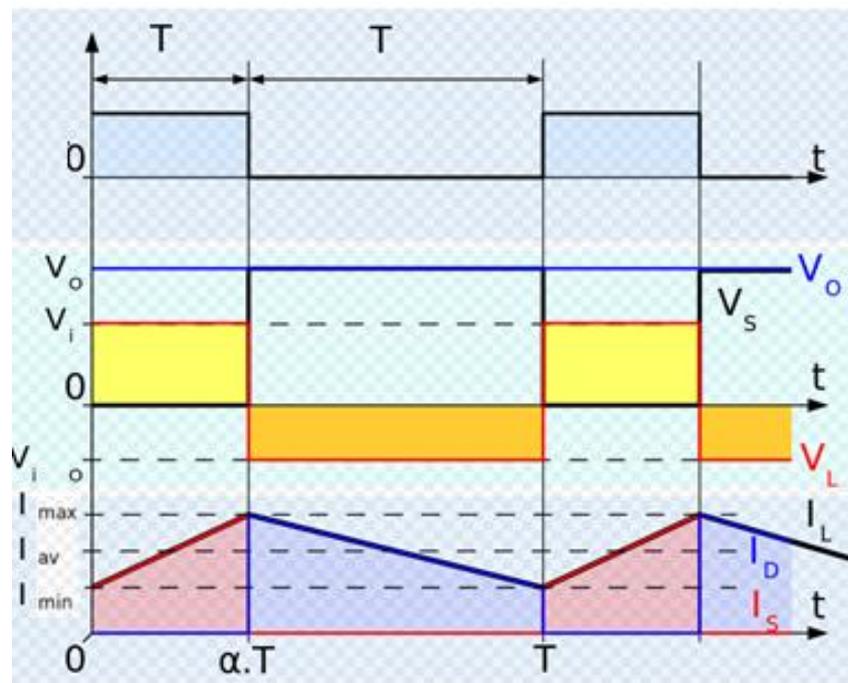


Figure II.3 : Formes d'ondes courant/tension dans un convertisseur Boost

La tension de sortie est calculée de la façon suivante (en considérant les composants comme parfaits) :

Durant l'état passant, l'interrupteur S est fermé, entraînant l'augmentation du courant suivant la relation :

$$V_i = L \frac{dI_L}{dt} \quad (1)$$

À la fin de l'état passant, le courant I_L a augmenté de :

$$\Delta I_{L_{On}} = \int_0^{\alpha T} dI_L = \int_0^{\alpha T} \frac{V_i \cdot dt}{L} = \frac{V_i \cdot \alpha \cdot T}{L} \quad (2)$$

α étant le rapport cyclique. Il représente la fraction de la période T pendant laquelle l'interrupteur S conduit. α est compris entre 0 (S ne conduit jamais) et 1 (S conduit tout le temps) [5, 6].

Pendant l'état bloqué, l'interrupteur S est ouvert, le courant traversant l'inductance circule à travers la charge. Si on considère une chute de tension nulle aux bornes de la diode et un condensateur suffisamment grand pour garder sa tension constante, l'évolution de I_L est :

$$V_i - V_o = L \frac{dI_L}{dt} \quad (3)$$

Par conséquent, la variation de I_L durant l'état bloqué est :

$$\Delta I_{L_{Off}} = \int_0^{(1-\alpha)T} dI_L = \int_0^{(1-\alpha)T} \frac{(V_i - V_o) dt}{L} = \frac{(V_i - V_o) (1 - \alpha) T}{L} \quad (4)$$

Si on considère que le convertisseur a atteint son régime permanent, la quantité d'énergie stockée dans chacun de ces composants est la même au début et à la fin d'un cycle de fonctionnement. En particulier, l'énergie stockée dans l'inductance est donnée par :

$$E = \frac{1}{2} L \cdot I_L^2 \quad (5)$$

En conséquence, le courant 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 :

$$\Delta I_{L_{On}} + \Delta I_{L_{Off}} = 0 \quad (6)$$

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

$$\Delta I_{L_{On}} + \Delta I_{L_{Off}} = \frac{V_i \cdot \alpha \cdot T}{L} + \frac{(V_i - V_o)(1 - \alpha)T}{L} = 0 \quad (7)$$

Ce qui peut se réécrire de la façon suivante [1, 2] :

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1 - \alpha} \quad (8)$$

Grâce à cette dernière expression, on peut voir que la tension de sortie est toujours supérieure à celle d'entrée (le rapport cyclique variant entre 0 et 1), qu'elle augmente avec α , et que théoriquement elle peut être infinie lorsque α se rapproche de 1. C'est pour cela que l'on parle de survolteur.

II.3 Applications

On utilise un convertisseur Boost lorsqu'on désire augmenter la tension disponible d'une source continue.

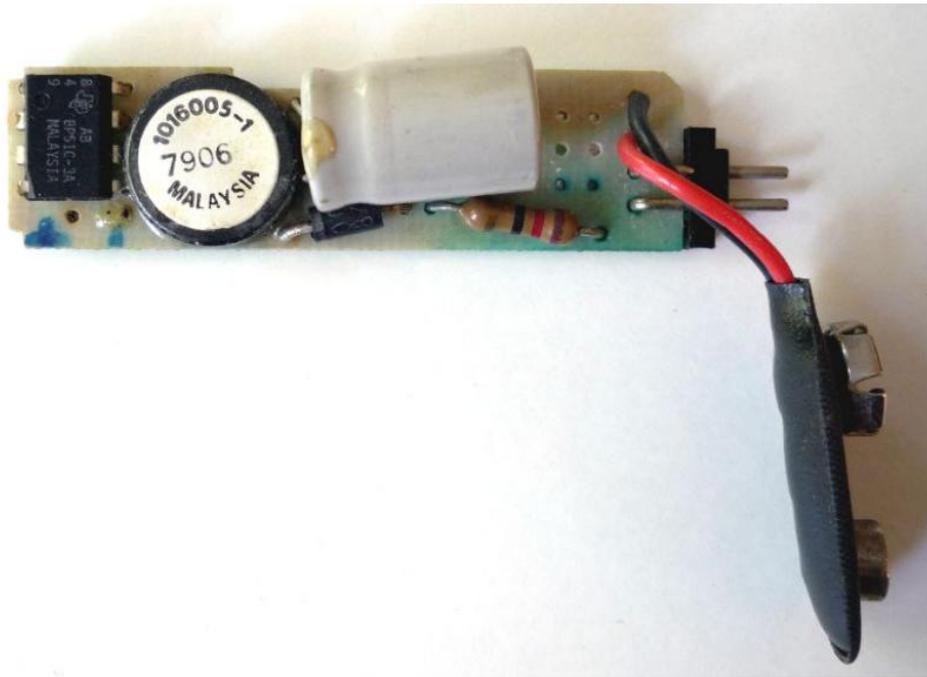


Figure II. 4 : Exemple de convertisseur Boost utilisé dans une calculatrice transformant du 2,4 V en 9 V

Les systèmes alimentés par batterie d'accumulateurs utilisent souvent plusieurs accumulateurs en série afin de disposer d'un niveau de tension suffisamment élevé. La place disponible étant souvent limitée, il n'est pas toujours possible de disposer d'un nombre suffisant d'éléments. Un convertisseur Boost permet d'augmenter la tension fournie par les batteries et ainsi diminuer le nombre d'éléments nécessaires pour atteindre le niveau de tension désiré. Les véhicules hybrides ainsi que les systèmes d'éclairage (utilisant des lampes à économie d'énergie) sont deux exemples typiques d'utilisation des convertisseurs Boost.

Les convertisseurs Boost sont utilisés dans des applications de faible puissance comme les systèmes d'éclairage portatifs. Une diode électroluminescente blanche nécessite une tension de 2,7 à 3,6 V environ pour fonctionner, un convertisseur Boost permet d'augmenter la tension fournie par une pile de 1,5 V afin de réaliser une lampe torche faible consommation.

Les convertisseurs Boost peuvent aussi délivrer des tensions bien plus élevées afin d'alimenter les tubes à cathode froide présents dans le rétro-éclairage des écrans à cristaux liquides ou les flash des appareils photo par exemple.

Une automobile hybride comme la Toyota Prius utilise un moteur électrique, nécessitant une tension de 500V. Sans convertisseur Boost, cette automobile devrait embarquer 417 éléments d'accumulateurs NiMH connectés en série pour alimenter ce moteur. Cependant, la Prius n'utilise que 168 éléments ainsi qu'un convertisseur Boost afin de passer la tension disponible de 202 à 500V.

II.4 Conclusion

En s'inspirant de documents de la littérature scientifique se trouvant sur internet, nous avons présenté dans ce chapitre l'essentiel de ce qu'il faut connaître sur le convertisseur Boost (hacheur parallèle) d'une alimentation à découpage permettant de convertir une tension continue en une autre tension continue de plus forte valeur.

Dans le chapitre suivant, nous allons montrer la méthode de conception du convertisseur DC-DC BUCK étudié dans le premier chapitre. Cette méthode est pour un cahier de charges fixé ou désiré, va nous aider à calculer les valeurs et à faire un choix sur ses composants électroniques qui le constituent.

Chapitre III : Méthode de conception du convertisseur DC-DC BUCK

III.1 Rappels du schéma de principe du convertisseur DC-DC Buck et de son fonctionnement

Le circuit de base d'un circuit régulateur de commutation abaisseur (Buck) est représenté sur la figure III.1 [7].

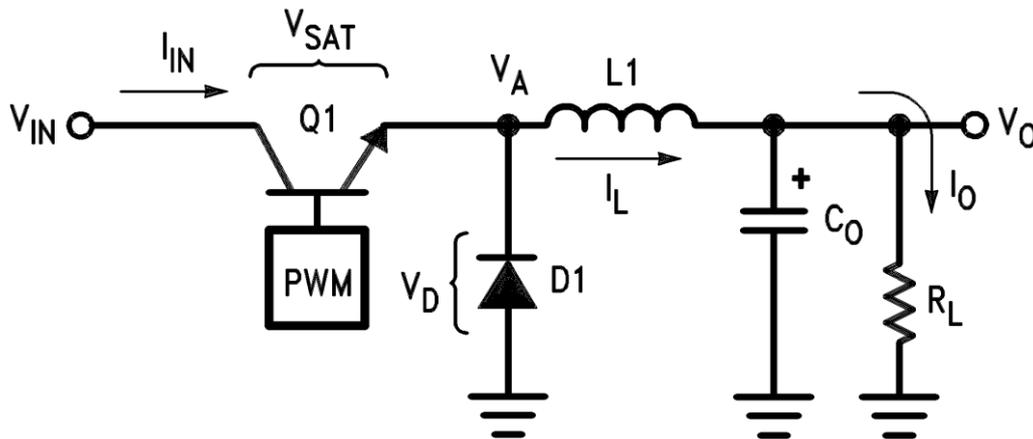


Figure III.1: Schéma de principe du convertisseur DC-DC Buck

Le circuit fonctionne comme suit: le transistor Q_1 est utilisé comme un commutateur, qui a deux états ON et OFF contrôlés par le modulateur de largeur d'impulsion (PWM).

Lorsque Q_1 est à l'état ON, la charge R_L est alimentée par la tension V_{IN} via la bobine d'inductance L_1 . La tension V_A est à peu près égale à V_{IN} , la diode D_1 est polarisée en inverse, et le condensateur réservoir C_0 est en charge.

Lorsque Q_1 est à l'état OFF, la bobine d'inductance L_1 force V_A négative pour maintenir le courant qui y circule, D_1 commence à conduire et le courant de charge circule dans D_1 et L_1 .

La tension V_A est filtrée par le filtre (L_1 , C_0) donnant une sortie continue V_o . Le courant traversant L_1 est égal au courant de charge nominal continu plus un certain courant ΔI_L qui est dû à la variation de tension à ses bornes (de la bobine). Une bonne règle est de fixer $\Delta I_{L-p} \approx 40\% \times I_o$.

A l'état ON : $V_L = V_{IN} - V_o$ (en négligeant la tension V_{CEsat} du transistor Q_1).

A l'état OFF : $V_L = -V_o$ (en négligeant la tension V_{AK} de la diode D_1).

A partir de la relation :

$$V_L = L \frac{di}{dt}, \Delta I_L \cong \frac{V_L T}{L1} \quad (1)$$

$$\Delta I_L^+ = \frac{(V_{IN} - V_o) t_{ON}}{L1} \quad (2)$$

$$\Delta I_L^- = \frac{V_o t_{OFF}}{L1} \quad (3)$$

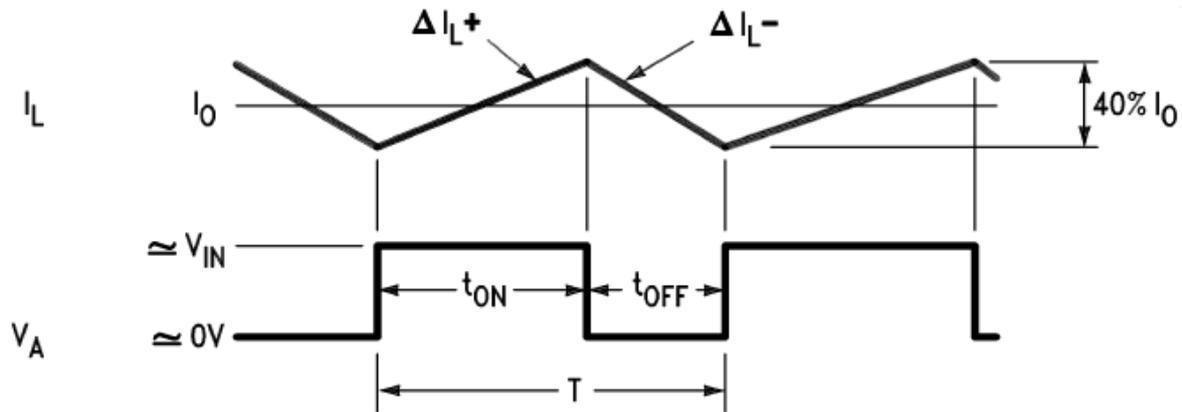


Figure III.2: Dépendance entre la tension V_A et le courant I_L circulant dans la bobine d'inductance L_1

En négligeant V_{CEsat} , V_{AK} et en posant $\Delta I_L^+ = \Delta I_L^-$ (Figure III.2), on aura :

$$V_o \cong V_{IN} \left(\frac{t_{ON}}{t_{OFF} + t_{ON}} \right) = V_{IN} \left(\frac{t_{ON}}{T} \right); \quad (4)$$

Où T est la période totale.

Cette dernière relation montre la relation qui existe entre V_{IN} , V_o et le rapport cyclique.

$$I_{IN(DC)} = I_{OUT(DC)} \left(\frac{t_{ON}}{t_{ON} + t_{OFF}} \right) \quad (5)$$

Comme Q_1 conduit uniquement durant t_{ON} , alors :

$$P_{IN} = I_{IN(DC)} V_{IN} = (I_o(DC)) \left(\frac{t_{ON}}{t_{ON} + t_{OFF}} \right) V_{IN} \quad (6)$$

$$P_o = I_o V_o \quad (7)$$

Le rendement η maximal en puissance est :

$$\eta_{MAX} = \frac{P_o}{P_{IN}} = \frac{I_o V_o}{I_o \frac{(t_{ON})}{T} V_{IN} + \frac{(V_{SAT} t_{ON} + V_{D1} t_{OFF})}{T} I_o}$$

$$= \boxed{\frac{V_o}{V_o + 1}} \text{ for } V_{SAT} = V_{D1} = 1V. \quad (8)$$

III.2 Expression de l'inductance L_1

Les relations (2) et (3) impliquent [7] :

$$t_{ON} \cong \frac{(\Delta I_L^+) \times L_1}{(V_{IN} - V_o)}, \quad (9)$$

$$t_{OFF} = \frac{(\Delta I_L^-) \times L_1}{V_o} \quad (10)$$

$$t_{ON} + t_{OFF} = T = \frac{(\Delta I_L^+) \times L_1}{(V_{IN} - V_o)} + \frac{(\Delta I_L^-) \times L_1}{V_o}$$

$$= \frac{0.4 I_o L_1}{(V_{IN} - V_o)} + \frac{0.4 I_o L_1}{V_o} \quad (11)$$

Comme $\Delta I_L^+ = \Delta I_L^- \cong 0.4 \times I_o$ on aura, après tout calcul fait:

$$\boxed{L_1 = \frac{2.5 V_o (V_{IN} - V_o)}{I_o V_{IN} f}} \quad (12)$$

Où L_1 est en Henry et $f=1/T$ est en Hertz.

III.3 Expression de la capacité C_o

La figure III.2 montre le courant circulant I_L dans L_1 par rapport aux temps de commutations t_{ON} et t_{OFF} de Q_1 (V_A est la tension collecteur de Q_1) [7].

Ce courant I_L doit charger le condensateur C_o (I_{C_o}) et alimenter (I_o) la charge R_L .

En appliquant la loi des nœuds :

$$I_{C_o} = I_L - I_o \quad (13)$$

De la figure III.2, on peut voir que le courant va circuler dans C_o durant la seconde moitié de t_{ON} et durant la première moitié de t_{OFF} , c'est-à-dire durant $t_{ON}/2 + t_{OFF}/2$.

Le courant circulant est donc $\Delta I_L/4$. Par conséquent, la tension d'ondulation sera obtenue comme suit :

$$dV_o = \frac{i \cdot dT}{C} \quad (14)$$

$$\begin{aligned} \Delta V_{op-p} &= \frac{1}{C} \times \frac{\Delta I_L}{4} \times \left(\frac{t_{ON}}{2} + \frac{t_{OFF}}{2} \right) \\ &= \frac{\Delta I_L}{4C} \left(\frac{t_{ON} + t_{OFF}}{2} \right) \end{aligned} \quad (15)$$

Comme

$$\Delta I_L = \frac{V_o(T - t_{ON})}{L_1}$$

Et

$$t_{ON} = \frac{V_o T}{V_{IN}}$$

Alors :

$$\Delta V_{op-p} = \frac{V_o \left(T - \frac{V_o T}{V_{IN}} \right)}{4C L_1} \left(\frac{T}{2} \right) = \frac{(V_{IN} - V_o) V_o T^2}{8V_{IN} C_o L_1} \quad (16)$$

Finalement on aura:

$$\boxed{C_o = \frac{(V_{IN} - V_o) V_o T^2}{8\Delta V_o V_{IN} L_1}} \quad (17)$$

Où :

C_o est en Farad ;

$T=1/f$ (f est la fréquence de commutation) ;

ΔV_o est la tension d'ondulation crête à crête (pic to pic).

Pour une meilleure régulation, le courant dans la bobine ne peut pas être autorisé à s'annuler. Un courant de charge minimum I_o , et donc un courant inducteur, est requis comme indiqué ci-dessous (Figure III.3):

$$I_{o(MIN)} = \frac{(V_{IN} - V_o) t_{ON}}{2L_1} = \boxed{\frac{(V_{IN} - V_o) V_o}{2fV_{IN}L_1}} \quad (18)$$

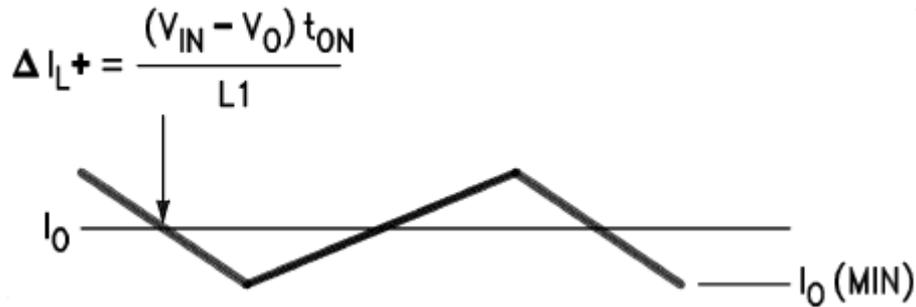


Figure III.3: Pente de courant circulant dans la bobine du régulateur Buck

III.4 Choix de la diode D_1

- Tension inverse maximale : au moins égale à V_A c'est-à-dire V_{IN} en négligeant V_{CEsat} .
- Courant I_{Dmin}

$$I_{IN} + I_D = I_L \rightarrow I_D = I_L - I_{IN}$$

Comme $I_L \approx I_o$ et $I_{IN} = (t_{ON}/T)I_o = \alpha I_o$ alors $I_D = I_o - \alpha I_o$ c'est-à-dire $I_D = (1 - \alpha)I_o$

Donc la diode à choisir doit laisser passer au moins un courant égal à $(1 - \alpha)I_o$

Exemple : $V_{IN} = 12$ Volts ; $V_o = 5$ Volts $\rightarrow \alpha = V_o/V_{IN} = 5/12 = 0.416 \rightarrow I_{Dmin} = (1 - 0.416)2$ (si $I_o = 2A$) $\rightarrow I_{Dmin} = 1.17A$. Choisissons une diode Schottky 1N5820, 20Volts, 3A.

III.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons montré la méthode de conception du convertisseur DC-DC BUCK étudié dans le premier chapitre en s'inspirant du datasheet de la série de régulateurs LM2524D/LM3524D se trouvant sur internet. Cette méthode consistait à trouver les expressions permettant le calcul des valeurs des différents composants du régulateur pour un cahier de charges désiré ou fixé.

Dans le chapitre suivant, nous allons montrer la méthode de conception des régulateurs abaisseurs de commutation de la série LM2576 que nous allons utiliser pour concevoir et pour réaliser un convertisseur DC-DC variable fort courant.

Chapitre IV : Méthode de conception
de régulateurs abaisseurs de
commutation de la série LM2576 ;
3A ; 15 V et réalisation pratique

IV.1 Introduction :

Les régulateurs de la série LM2576 sont des circuits intégrés monolithiques parfaitement adaptés à la conception simple et pratique d'un régulateur de commutation abaisseur (convertisseur abaisseur). Tous les circuits de cette série sont capables d'alimenter une charge avec un courant d'intensité 3A et avec une excellente régulation [8, 9].

Ces régulateurs sont disponibles avec des tensions de sortie fixes de 3.3 V, 5 V, 12 V, 15 V et une version à sortie réglable.

Ces régulateurs ont été conçus pour minimiser le nombre de composants externes afin de simplifier la conception de l'alimentation. Les séries standard de bobines d'inductances optimisées pour une utilisation avec le LM2576 sont proposées par plusieurs fabricants.

Comme le convertisseur LM2576 est une alimentation à découpage, son efficacité est nettement supérieure à celle des régulateurs linéaires classiques à trois bornes (tels que 78xx, LM317), en particulier avec des tensions d'entrée plus élevées.

Dans de nombreux cas, la puissance dissipée par le convertisseur LM2576 est si faible qu'aucun radiateur n'est nécessaire pour son fonctionnement ou que sa taille peut être réduite de façon spectaculaire.

Une série standard d'inductances optimisées pour une utilisation avec le LM2576 sont disponibles auprès de plusieurs et différents fabricants ce qui simplifie largement la conception des alimentations à découpage.

Le LM2576 se caractérise essentiellement par une tolérance de $\pm 4\%$ pour la tension de sortie, $\pm 10\%$ sur la fréquence de l'oscillateur ($\pm 2\%$ entre 0°C et 125°C) et une protection complète en cas de défaut.

IV.2 Caractéristiques :

- Tensions de sortie : 3.3 V, 5 V, 12 V, 15 V et versions réglables ;
- Plage de tension de sortie de la version réglable : 1.23 à 37 V \pm 4% ;
- Courant de sortie de 3 A ;
- Nécessite seulement 4 composants externes pour son fonctionnement ;
- Fréquence de l'oscillateur interne (intégré) : 52 kHz ;
- Haute efficacité ;
- Utilise des inductances (bobines) standard facilement disponibles ;
- Bonne protection.

IV.3 Applications :

- ✓ Régulateur abaisseur simple à haute efficacité (Buck) ;
- ✓ Pré-régulateur efficace pour les régulateurs linéaires ;
- ✓ Régulateurs de commutation sur carte ;
- ✓ Convertisseur positif à négatif (Buck-Boost) ;
- ✓ Convertisseurs élévateurs négatifs ;
- ✓ Alimentation pour chargeurs de batterie.

IV.4 Boitier, brochage et schéma interne :

La série LM2576 est conditionnée en boîtier TO-220. Son brochage est montré sur la figure suivante :

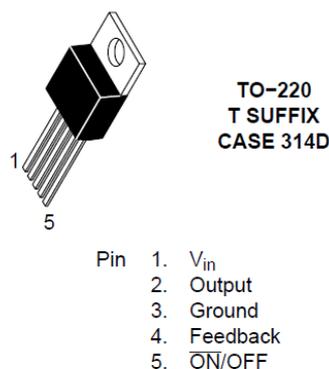


Figure IV.1 : Brochage du régulateur LM2576

La figure suivante montre le schéma interne (schéma bloc) de la série de régulateurs LM2576.

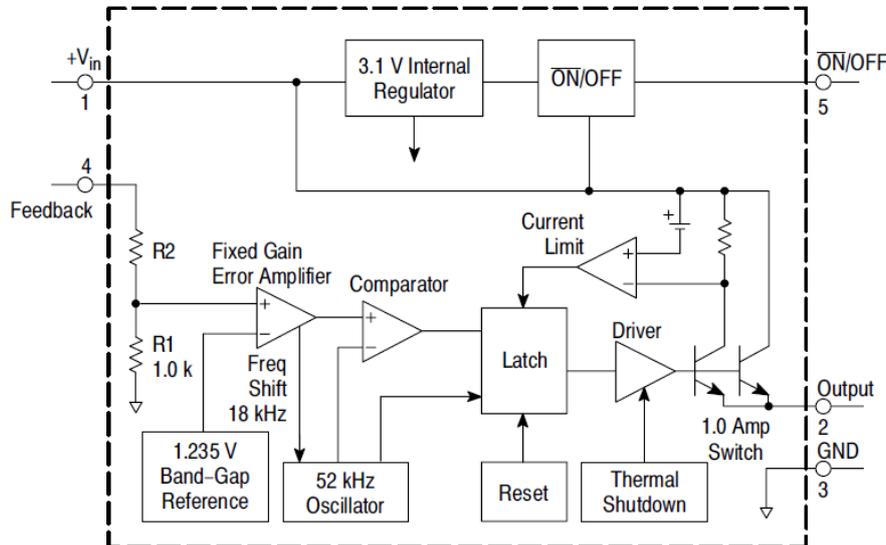


Figure IV.2 : Schéma interne du régulateur LM2576

IV.5 Exemples de schémas d'alimentation à tension de sortie fixe et à tension de sortie réglable:

Un exemple de schéma d'alimentation continue régulée de 5 V, 3 A utilisant le régulateur fixe LM2576 est donné comme suit :

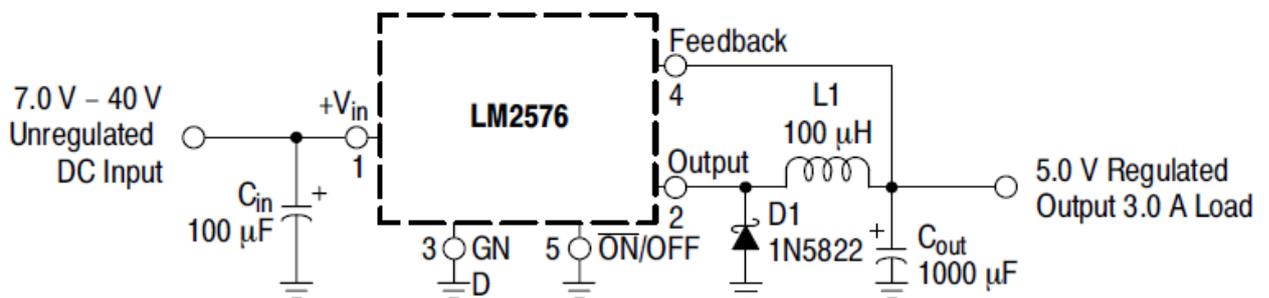


Figure IV.3 : Exemple de schéma d'alimentation continue régulée de 5 V, 3 A utilisant le régulateur LM2576

Un autre exemple de schéma est donné sur la figure suivante utilisant le régulateur variable le LM2576Adj.

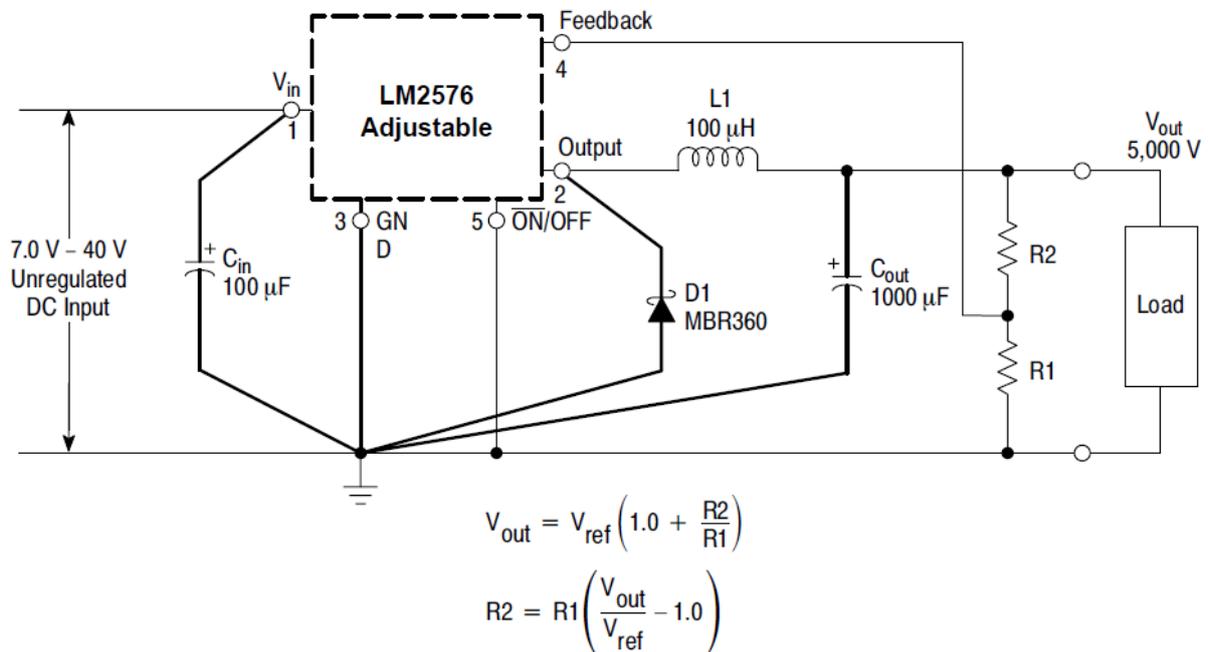


Figure IV.4 : Exemple de schéma d'alimentation continue réglée de 5 V, 3 A utilisant le régulateur variable le LM2576Adj où $V_{ref}=1.23V$ et R_1 comprise entre 1 et 5 K Ω

IV.6 Procédures de conception :

IV.6.1 Bases du convertisseur abaisseur (Buck)

Le LM2576 est un convertisseur «abaisseur» du mode direct le plus élémentaire. Son schéma de base est donné par la figure IV.5.

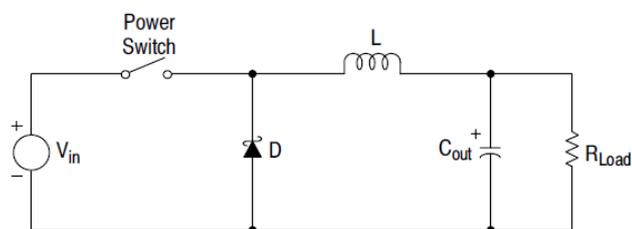


Figure IV.5 : Schéma de principe du convertisseur abaisseur

Le fonctionnement de cette topologie de régulateur a deux périodes de temps distinctes :

Le premier se produit lorsque le commutateur série est activé, la tension d'entrée est connectée à l'entrée de l'inductance. La tension de sortie est obtenue à la sortie de l'inductance et la diode D est polarisée en inverse et par conséquent aucun courant ne la traverse.

Pendant cette période, étant donné qu'une source de tension constante est connectée aux bornes de l'inductance, le courant d'inductance commence à augmenter linéairement selon l'équation suivante :

$$I_{L(\text{on})} = \frac{(V_{\text{in}} - V_{\text{out}}) t_{\text{on}}}{L} \quad (1)$$

Au cours de cette période "on", l'énergie est stockée dans le matériau du noyau sous la forme d'un flux magnétique. Si l'inductance est correctement conçue, il y a suffisamment d'énergie stockée pour supporter les exigences de la charge durant la période «off».

La période suivante est la période "off" de l'interrupteur d'alimentation.

Lorsque l'interrupteur d'alimentation s'ouvre la diode devient passante afin d'assurer la continuité du courant dans l'inductance. Le courant traversant l'inductance décroît selon l'équation suivante :

$$I_{L(\text{off})} = \frac{(V_{\text{out}} - V_D) t_{\text{off}}}{L} \quad (2)$$

Cette période se termine lorsque l'interrupteur d'alimentation est de nouveau fermé.

La régulation du convertisseur est réalisée en faisant varier le rapport cyclique de l'interrupteur de puissance. Il est possible de décrire le rapport cyclique comme suit:

$$d = \frac{t_{on}}{T} \quad (3)$$

Où T est la période de commutation.

Pour le convertisseur abaisseur avec des composants idéaux, le rapport cyclique peut également être décrit comme:

$$d = \frac{V_{out}}{V_{in}} \quad (4)$$

La figure IV.6 montre les formes d'onde idéales de la tension de la diode D et du courant d'inductance L .

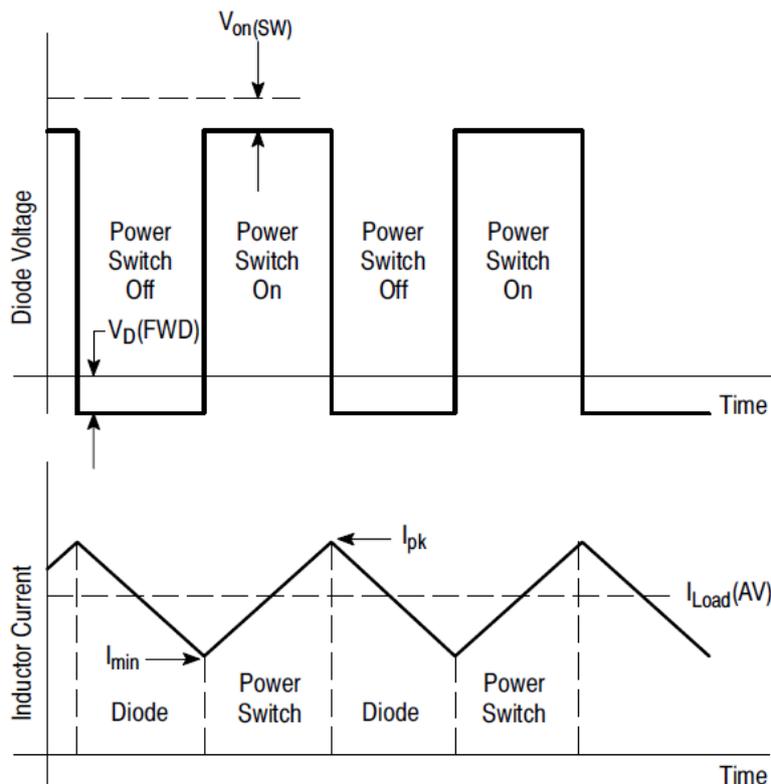


Figure IV.6 : Formes d'ondes courant/tension dans un convertisseur Buck

IV.6.2 Procédure-version à tension de sortie fixe :

Afin de simplifier la conception du régulateur de commutation, une procédure de conception étape par étape et quelques exemples sont fournis comme suit :

| Procédure | Exemple |
|---|---|
| <p>Paramètres donnés:</p> <p>V_{out} = Tension de sortie régulée (3.3 V, 5 V, 12 V ou 15 V)</p> <p>$V_{in(max)}$ = Tension d'entrée maximale</p> <p>$I_{Load(max)}$ = Courant de charge maximal</p> | <p>Paramètres donnés:</p> <p>$V_{out} = 5\text{ V}$</p> <p>$V_{in(max)} = 15\text{ V}$</p> <p>$I_{Load(max)} = 3\text{ A}$</p> |
| <p>1. Sélection du type de régulateur de la série LM2576</p> <p>En fonction de la tension d'entrée, de la tension de sortie et du courant requis, sélectionnez le type approprié du régulateur de la série LM2576.</p> | <p>1. Sélection du type de régulateur de la série LM2576</p> <p>On sélectionne le régulateur LM2576-5</p> |
| <p>2. Sélection du condensateur d'entrée (C_{in})</p> <p>Pour assurer un fonctionnement stable du convertisseur, un condensateur électrolytique en aluminium ou en tantale est nécessaire entre la broche d'entrée + V_{in} et le GND (la masse). Ce condensateur devrait être situé à proximité du régulateur en utilisant des liaisons courtes. Ce condensateur doit avoir une faible résistance série (ESR : Equivalent Series Resistance).</p> | <p>2. Sélection du condensateur d'entrée (C_{in})</p> <p>Un condensateur électrolytique en aluminium de 100 μF, 25 V situé à proximité des broches d'entrée et de la masse fournit une dérivation suffisante.</p> |
| <p>3. Sélection de la diode (D1) de la figure IV.3</p> <p>A/ Étant donné que le courant de pic maximal de la diode dépasse le courant de charge maximal du régulateur, le courant nominal de la diode doit être au moins 1,2 fois supérieur au courant de charge maximal.</p> | <p>3. Sélection de la diode (D1) de la figure IV.3</p> <p>A/ Pour cet exemple, le courant nominal de la diode est de 3,0 A.</p> |

| | |
|--|--|
| <p>B/ La tension nominale inverse de la diode doit être au moins égale à 1,25 fois la tension d'entrée maximale.</p> | <p>B/ Utilisez une diode Schottky 20 V 1N5820 ou l'une des diodes à récupération rapide.</p> |
| <p>4. Sélection de la bobine (L1) de la figure IV.3</p> <p>A/ Selon les conditions de travail requises, sélectionnez la valeur d'inductance correcte en utilisant le guide de sélection des figures IV.7 à IV.10.</p> <p>B/ A partir du guide de sélection de la bobine appropriée, identifiez la région d'inductance traversée par la ligne de tension d'entrée maximale et la ligne de courant de charge maximale. Chaque région est identifiée par une valeur d'inductance et un code d'inductance.</p> <p>C/ Sélectionnez une bobine approprié parmi les différents numéros de pièces du fabricant énumérés dans le tableau.</p> <p>Le concepteur doit réaliser que le courant nominal de la bobine doit être supérieur au courant de crête maximal qui circule dans la bobine. Ce courant de crête maximal peut être calculé comme suit:</p> $I_{p(max)} = I_{Load(max)} + \frac{(V_{in} - V_{out}) t_{on}}{2L}$ <p>Où t_{on} est la période "on" de l'alimentation et</p> $t_{on} = \frac{V_{out}}{V_{in}} \times \frac{1.0}{f_{osc}}$ | <p>4. Sélection de la bobine (L1) de la figure IV.3</p> <p>A/ Utilisez le guide de sélection de bobines montré dans la figure IV.8.</p> <p>B/ Dans le guide de sélection, la zone d'inductance recoupée par la ligne 15 V et la ligne 3,0 A est L100.</p> <p>C/ La valeur d'inducteur requise est de 100 μH. A partir du tableau 2, choisissez une bobine parmi les fabricants listés.</p> |
| <p>5. Sélection du condensateur de sortie (C_{out})</p> <p>A/ Puisque le LM2576 est un régulateur de commutation à mode direct avec contrôle de mode de tension et pour un fonctionnement</p> | <p>5. Sélection du condensateur de sortie (C_{out})</p> <p>A/ C_{out} = 680 μF à 2000 μF.</p> |

| | |
|---|---|
| <p>stable et une tension d'ondulation acceptable (environ 1% de la tension de sortie), une valeur comprise entre 680 μF et 2000 μF est recommandée.</p> <p>B/ Du fait que les condensateurs électrolytiques à plus haute tension ont généralement des valeurs ESR (Equivalent Series Resistance) plus faibles, la tension nominale du condensateur de sortie doit être au moins 1,5 fois supérieure à la tension de sortie.</p> <p>Pour un régulateur de 5,0 V, une tension nominale d'au moins 8,0 V est approprié et une valeur de 10 V ou 16 V est recommandé.</p> | <p>B/ tension maximale que peut supporter le condensateur = 20 V.</p> |
|---|---|

IV.6.3 Procédure-version de régulateur à tension de sortie variable : LM2576-ADJ

Afin de simplifier la conception du régulateur de commutation à tension de sortie variable (LM2576-ADJ), une procédure de conception étape par étape et quelques exemples sont fournis comme suit :

| Procédure | Exemple |
|---|--|
| <p>Paramètres donnés:</p> <p>V_{out} = Tension de sortie régulée</p> <p>$V_{\text{in(max)}}$ = Tension d'entrée maximale</p> <p>$I_{\text{Load(max)}}$ = Courant de charge maximal</p> | <p>Paramètres donnés:</p> <p>$V_{\text{out}} = 8.0 \text{ V}$</p> <p>$V_{\text{in(max)}} = 25 \text{ V}$</p> <p>$I_{\text{Load(max)}} = 2.5 \text{ A}$</p> |
| <p>1. Choix et calcul des résistances R_1 et R_2</p> <p>Pour sélectionner la bonne valeur des résistances R_1 et R_2 (voir Figure 4) utilisez la formule suivante:</p> | <p>1. Choix et calcul des résistances R_1 et R_2</p> $V_{\text{out}} = 1.23 \left(1.0 + \frac{R_2}{R_1} \right)$ <p>Choisir $R_1 = 1.8 \text{ k}\Omega$</p> |

| | |
|---|---|
| $V_{\text{out}} = V_{\text{ref}} \left(1.0 + \frac{R_2}{R_1} \right)$ <p>Où $V_{\text{ref}}=1.23\text{V}$</p> <p>La résistance R_1 peut être comprise entre $1\text{K}\Omega$ et $5\text{K}\Omega$.</p> | $R_2 = R_1 \left(\frac{V_{\text{out}}}{V_{\text{ref}}} - 1.0 \right) = 1.8 \text{ k} \left(\frac{8.0 \text{ V}}{1.23 \text{ V}} - 1.0 \right)$ <p>$R_2 = 9.91 \text{ k}\Omega$</p> |
| <p>2. Sélection du condensateur d'entrée (C_{in})</p> <p>Pour assurer un fonctionnement stable du convertisseur, un condensateur électrolytique en aluminium ou en tantale est nécessaire entre la broche d'entrée + V_{in} et le GND (la masse). Ce condensateur devrait être situé à proximité du régulateur en utilisant des liaisons courtes. Ce condensateur doit avoir une faible résistance série (ESR : Equivalent Series Resistance).</p> | <p>2. Sélection du condensateur d'entrée (C_{in})</p> <p>Un condensateur électrolytique en aluminium de $100 \mu\text{F}$, 50 V situé à proximité des broches d'entrée et de la masse fournit une dérivation suffisante.</p> |
| <p>3. Sélection de la diode (D1) de la figure IV.4</p> <p>A/ Étant donné que le courant de pic maximal de la diode dépasse le courant de charge maximal du régulateur, le courant nominal de la diode doit être au moins 1,2 fois supérieur au courant de charge maximal.</p> <p>B/ La tension nominale inverse de la diode doit être au moins égale à 1,25 fois la tension d'entrée maximale.</p> | <p>3. Sélection de la diode (D1) de la figure IV.4</p> <p>A/ Pour cet exemple, le courant nominal de la diode est de $3,0 \text{ A}$.</p> <p>B/ Utilisez une diode Schottky 30 V 1N5821 ou autre.</p> |
| <p>4. Sélection de la bobine (L1) de la figure IV.4</p> | <p>4. Sélection de la bobine (L1) de la figure IV.4</p> |

A/ Utilisez la formule suivante pour calculer la constante E x T en Volt x microsecondes [V x μ s]:

$$E \times T = (V_{in} - V_{out}) \frac{V_{out}}{V_{in}} \times \frac{10^6}{F[\text{Hz}]} \text{ [V x } \mu\text{s]}$$

Cette constante E x T est une mesure de la capacité de traitement de l'énergie d'une inductance et elle dépend du type de noyau, la zone centrale, le nombre de tours et le rapport cyclique.

B/ Faites correspondre la valeur E x T calculée avec le nombre correspondant sur l'axe vertical du guide de sélection de la valeur de la bobine représentée sur la figure 11.

C/L'étape suivante consiste à identifier la région de l'inductance recoupée par la valeur E x T et la valeur du courant de charge maximale sur l'axe horizontal représenté sur la figure 11.

D/ A partir du code de la bobine, identifiez la valeur de l'inductance. Sélectionnez ensuite une bobine appropriée dans le tableau 2.

L'inductance choisie doit avoir une fréquence de découpage de 52 kHz et une intensité nominale de $1,15 \times I_{Load}$.

Le courant nominal de l'inductance peut également être déterminé en calculant le courant de pic de la bobine:

A/ Calcul de E x T

$$E \times T = (25 - 8.0) \times \frac{8.0}{25} \times \frac{1000}{52} = 80 \text{ [V x } \mu\text{s]}$$

B/ E x T = 80 [V x μ s]

C/ $I_{Load(max)} = 2.5 \text{ A}$

Région de l'inductance = H150

D/ Valeur de l'inductance = 150 μ H

Choisissez l'inductance du tableau 2.

| | |
|---|--|
| $I_{p(max)} = I_{Load(max)} + \frac{(V_{in} - V_{out}) t_{on}}{2L}$ <p>Où t_{on} est la période "on" de l'alimentation et</p> $t_{on} = \frac{V_{out}}{V_{in}} \times \frac{1.0}{f_{osc}}$ | |
| <p>5. Sélection du condensateur de sortie (C_{out})</p> <p>A/ Pour un fonctionnement stable, le condensateur doit satisfaire la relation suivante:</p> $C_{out} \geq 13,300 \frac{V_{in(max)}}{V_{out} \times L [\mu H]} [\mu F]$ <p>B/ Les valeurs de condensateur comprises entre 10 μF et 2000 μF sont satisfaisantes pour un fonctionnement stable.</p> <p>C/ Du fait que les condensateurs électrolytiques à plus haute tension ont généralement des valeurs ESR (Equivalent Series Resistance) plus faibles, la tension nominale du condensateur de sortie doit être au moins 1,5 fois supérieure à la tension de sortie.</p> <p>Pour un régulateur de 5,0 V, une tension nominale d'au moins 8,0 V est approprié et une valeur de 10 V ou 16 V est recommandé.</p> | <p>5. Sélection du condensateur de sortie (C_{out})</p> <p>A/ $C_{out} \geq 13,300 \times \frac{25}{8 \times 150} = 332.5 \mu F$</p> <p>Choisir par exemple $C_{out} = 680 \mu F$ pour diminuer les ondulations.</p> |

IV.6.4 Guides de sélection de valeur de la bobine (pour le fonctionnement en mode continu)

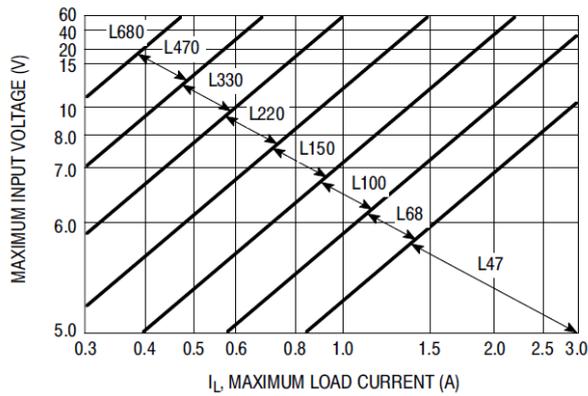


Figure IV.7 : LM2576-3.3

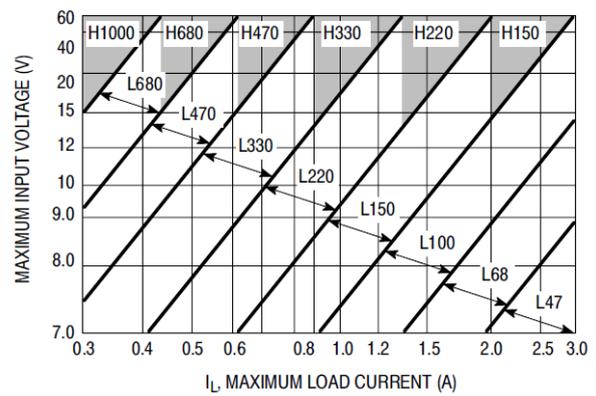


Figure IV.8 : LM2576-5

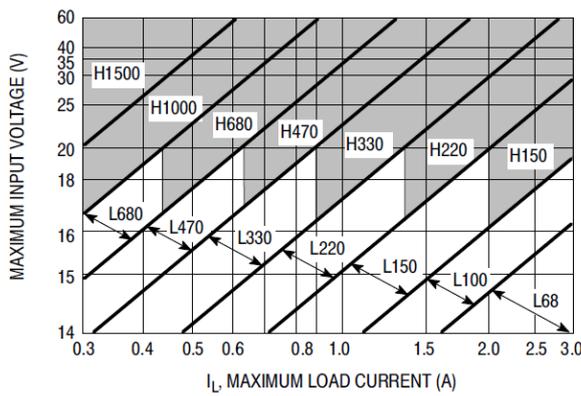


Figure IV.9 : LM2576-12

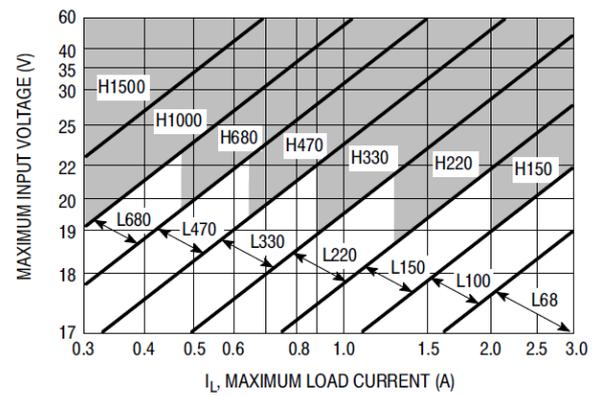


Figure IV.10 : LM2576-15

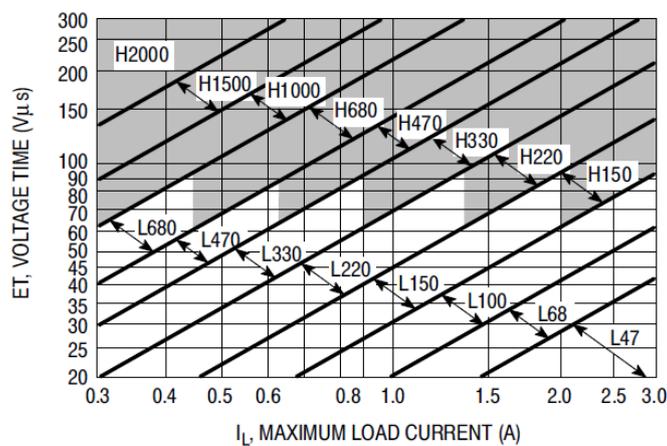


Figure IV.11 : LM2576-ADJ

| V _R | Schottky | | | | Fast Recovery | | | |
|----------------|-------------------------------------|--|--------------------------|---------------------|---|--|--|---|
| | 3.0 A | | 4.0 – 6.0 A | | 3.0 A | | 4.0 – 6.0 A | |
| | Through Hole | Surface Mount | Through Hole | Surface Mount | Through Hole | Surface Mount | Through Hole | Surface Mount |
| 20 V | 1N5820 MBR320P SR302 | SK32 | 1N5823 SR502 SB520 | | MUR320 31DF1 HER302 (all diodes rated to at least 100 V) | MURS320T3 MURD320 30WF10 (all diodes rated to at least 100 V) | MUR420 HER602 (all diodes rated to at least 100 V) | MURD620CT 50WF10 (all diodes rated to at least 100 V) |
| 30 V | 1N5821 MBR330 SR303 31DQ03 | SK33 30WQ03 | 1N5824 SR503 SB530 | 50WQ03 | | | | |
| 40 V | 1N5822 MBR340 SR304 31DQ04 | SK34 30WQ04 MBRS340T3 MBRD340 | 1N5825 SR504 SB540 | MBRD640CT 50WQ04 | | | | |
| 50 V | MBR350 31DQ05 SR305 | SK35 30WQ05 | SB550 | 50WQ05 | | | | |
| 60 V | MBR360 DQ06 SR306 | MBRS360T3 MBRD360 | 50SQ080 | MBRD660CT | | | | |

Tableau 1: Guide de sélection des diodes

| Inductor Code | Inductor Value | Tech 39 | Schott Corp. | Pulse Eng. | Renco |
|---------------|----------------|---------|--------------|------------|--------|
| L47 | 47 µH | 77 212 | 671 26980 | PE-53112 | RL2442 |
| L68 | 68 µH | 77 262 | 671 26990 | PE-92114 | RL2443 |
| L100 | 100 µH | 77 312 | 671 27000 | PE-92108 | RL2444 |
| L150 | 150 µH | 77 360 | 671 27010 | PE-53113 | RL1954 |
| L220 | 220 µH | 77 408 | 671 27020 | PE-52626 | RL1953 |
| L330 | 330 µH | 77 456 | 671 27030 | PE-52627 | RL1952 |
| L470 | 470 µH | * | 671 27040 | PE-53114 | RL1951 |
| L680 | 680 µH | 77 506 | 671 27050 | PE-52629 | RL1950 |
| H150 | 150 µH | 77 362 | 671 27060 | PE-53115 | RL2445 |
| H220 | 220 µH | 77 412 | 671 27070 | PE-53116 | RL2446 |
| H330 | 330 µH | 77 462 | 671 27080 | PE-53117 | RL2447 |
| H470 | 470 µH | * | 671 27090 | PE-53118 | RL1961 |
| H680 | 680 µH | 77 508 | 671 27100 | PE-53119 | RL1960 |
| H1000 | 1000 µH | 77 556 | 671 27110 | PE-53120 | RL1959 |
| H1500 | 1500 µH | * | 671 27120 | PE-53121 | RL1958 |
| H2200 | 2200 µH | * | 671 27130 | PE-53122 | RL2448 |

Tableau 2: Guide de sélection de la bobine par numéro de pièce du fabricant

IV.7 Réalisation de convertisseur DC-DC variable :

IV.7.1 Schéma électrique :

Nous avons dessiné le schéma électrique du convertisseur DC-DC à tension de sortie variable utilisant le LM2576-ADJ de la figure IV.4 sous l'environnement ISIS-PROTEUS comme suit.

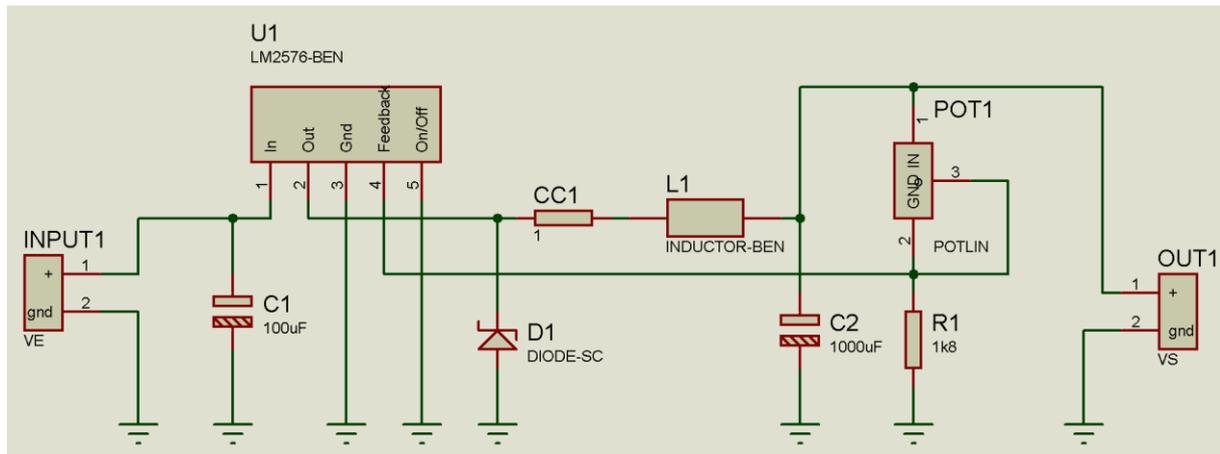


Figure IV.12 : Schéma électrique du convertisseur DC-DC à tension de sortie variable utilisant le LM2576-ADJ, dessiné sous l'environnement ISIS-PROTEUS

IV.7.2 Réalisation pratique :

Ensuite, nous avons implanté les différents composants sur une plaque veroboard et nous les avons soudés.

La face des composants et celle de soudures sont montrées respectivement par nos photos suivantes.

Université de Tlemcen
Dpt de Télécom.
2020 - 2021

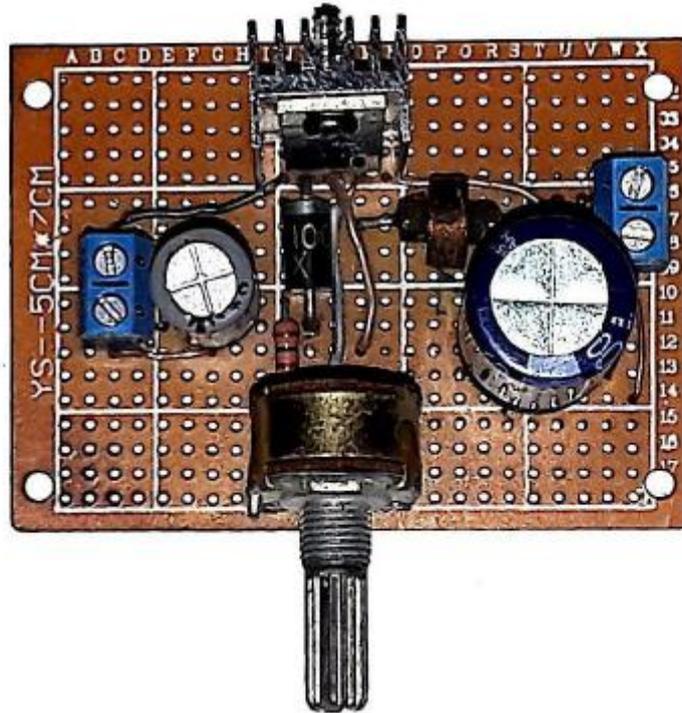


Figure IV.13 : Photo de la face des composants de notre réalisation pratique du convertisseur DC-DC à tension de sortie variable utilisant le LM2576-ADJ, réalisé sur une plaque veroboard

Université de Tlemcen
Dpt de Télécom,
2020 - 2021

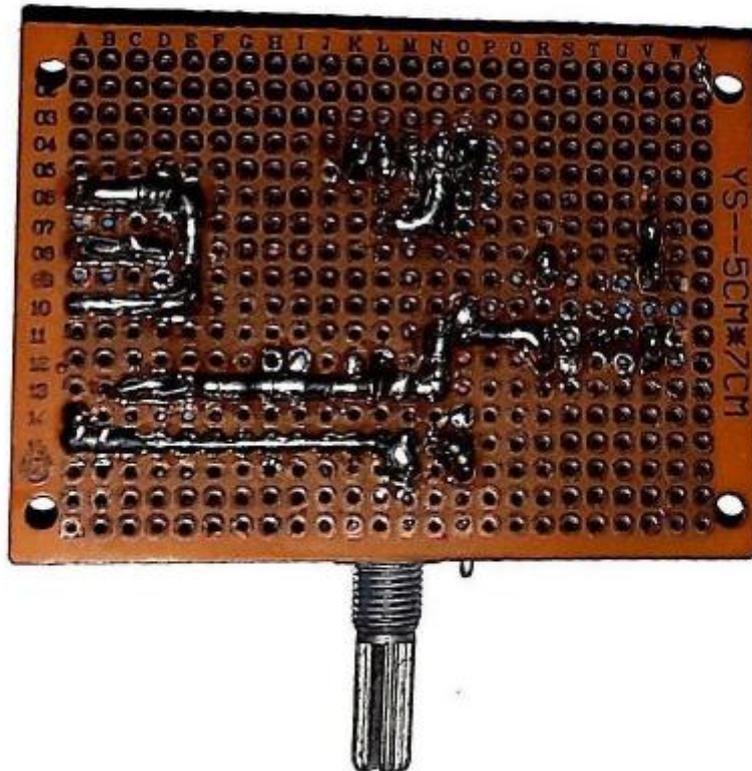


Figure IV.14 : Photo de la face de soudure sur une plaque veroboard des composants de notre réalisation pratique du convertisseur DC-DC à tension de sortie variable utilisant le LM2576-ADJ

IV.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons montré la méthode de conception des régulateurs abaisseurs de commutation de la série LM2576 que nous avons utilisés pour concevoir et pour réaliser un convertisseur DC-DC variable fort courant (3A).

La réalisation pratique, nous l'avons faite sur une plaque veroboard et les différents tests que nous lui avons appliqués montrent son bon fonctionnement.

Conclusion Générale

Le but de notre travail de mémoire de Master en Systèmes de télécommunications consiste à étudier et à réaliser un convertisseur DC-DC fort courant à base de régulateur variable pour ATX et pour des applications en télécommunications.

Notre projet est composé de deux parties principales:

- La partie théorique contient le principe de fonctionnement d'une alimentation à découpage de deux types de convertisseurs Buck et Boost. Deux méthodes de conception ont été utilisées, celle du convertisseur DC-DC Buck et des régulateurs abaisseurs de commutation de la série LM2576.
- La partie pratique qui a été réalisée sur une plaque veroboard.

Les résultats des tests que nous avons obtenus sont satisfaisants et donnent un bon fonctionnement.

Pour conclure, nous estimons avoir satisfait les objectifs initialement fixés, et avoir acquis le savoir nécessaire pour une éventuelle carrière professionnelle dans ce domaine.

Références Bibliographiques

[1] Alimentation à découpage : principe - Astuces Pratiques

<https://www.astuces-pratiques.fr/electronique/alimentation-a-decoupage-principe>

[2] Convertisseur Buck

http://www.electrosup.com/convertisseur_buck.php

[3] Convertisseur Buck

https://fr.wikipedia.org/wiki/Convertisseur_Buck

[4] Principe d'alimentation à découpage

<http://schema-montage-electronique.blogspot.com/2011/07/principe-d-decoupage.html>

[5] Convertisseur Boost

https://fr.wikipedia.org/wiki/Convertisseur_Boost

[6] M. Meddah, M. Bourahla et N. Bouchetata, « Synthèse des convertisseurs statiques DC/AC pour les systèmes photovoltaïques », Revue des Energies Renouvelables, ICESD'11 Adrar, pp.101-112, 2011.

https://www.cder.dz/download/icesd2011_12.pdf

[7] LM2524D/LM3524D Regulating Pulse Width Modulator, datasheet of Texas Instruments, SNVS766E –JUNE 2009–REVISED MAY 2013

<https://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm3524d.pdf>

[8] LM2576/D, 3.0 A, 15 V, Step–Down Switching Regulator, datasheet of Texas Instruments, Semiconductor Components Industries, LLC, January, 2006 – Rev. 8

<https://www.onsemi.com/pdf/datasheet/lm2576-d.pdf>

[9] N. Benahmed et N.Benabdallah, Les régulateurs abaisseurs de commutation de la série LM2576, 3A, 15 V, Researchgate, April 2018.

https://www.researchgate.net/publication/324213745_Les_regulateurs_abaisseurs_de_commutation_de_la_serie_LM2576

Résumé

Il s'agit de concevoir et de réaliser sur plaque d'essai et sur circuit imprimé un convertisseur DC-DC fort courant. Ce convertisseur est à base d'un régulateur variable fort courant (3A). Le circuit ainsi réalisé sera utilisé d'une part pour former une ATX variable et d'autre part pour alimenter des circuits utilisés dans le domaine des télécommunications et nécessitant un fort courant.

Mots clés: Convertisseur DC-DC; Régulateur variable fort courant; Conception; Réalisation et test sur plaque d'essai; Réalisation et test sur circuit imprimé; ATX variable; Circuits de télécommunications à forts courants.

Abstract

This involves designing and producing a high current DC-DC converter on a test plate and on a printed circuit. This converter is based on a high current variable regulator (3A). The circuit thus produced will be used on the one hand to form a variable ATX and on the other hand to power circuits in the field of telecommunications and requiring a high current.

Key words: DC-DC converter; High current variable regulator; Design. Carrying out and testing on a test plate; Realization and test on printed circuit; ATX variable; High-current telecommunications circuits.

ملخص

يتضمن ذلك تصميم و إنتاج محول DC-DC عالي التيار على لوحة اختبار و على دائرة مطبوعة. يعتمد هذا المحول على منظم متغير تيار مرتفع (3A). سيتم استخدام الدائرة المنتجة بهذه الطريقة من ناحية لتشكيل ATX متغير و من ناحية أخرى لتزويد الدوائر الكهربائية المستخدمة في مجال الاتصالات و التي تتطلب تيارا عاليا.

الكلمات الرئيسية: محول DC-DC منظم التيار العالي المتغير، تصميم ، إجراء الاختبار و الاختبار على لوحة الاختبار، الإدراك و الاختبار على الدوائر المطبوعة ، متغير ATX دوائر الاتصالات عالية التيار.