

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministre De L'enseignement Supérieur Et De
Recherche Scientifique
Université Kasdi Merbah Ouargla
Faculté De Nouvelle Technologie De L'information



Mémoire de fin d'étude En vue de l'obtention du diplôme de **Master** en :

Domaine : Sciences et Technologies
Filière : Électronique
Spécialité : Instrumentation et Systèmes

Présenté par :
HANICHI KHEIRDINE
NEMLI OUSSAMA
KHADRAOUI DJAMEL EDDINE

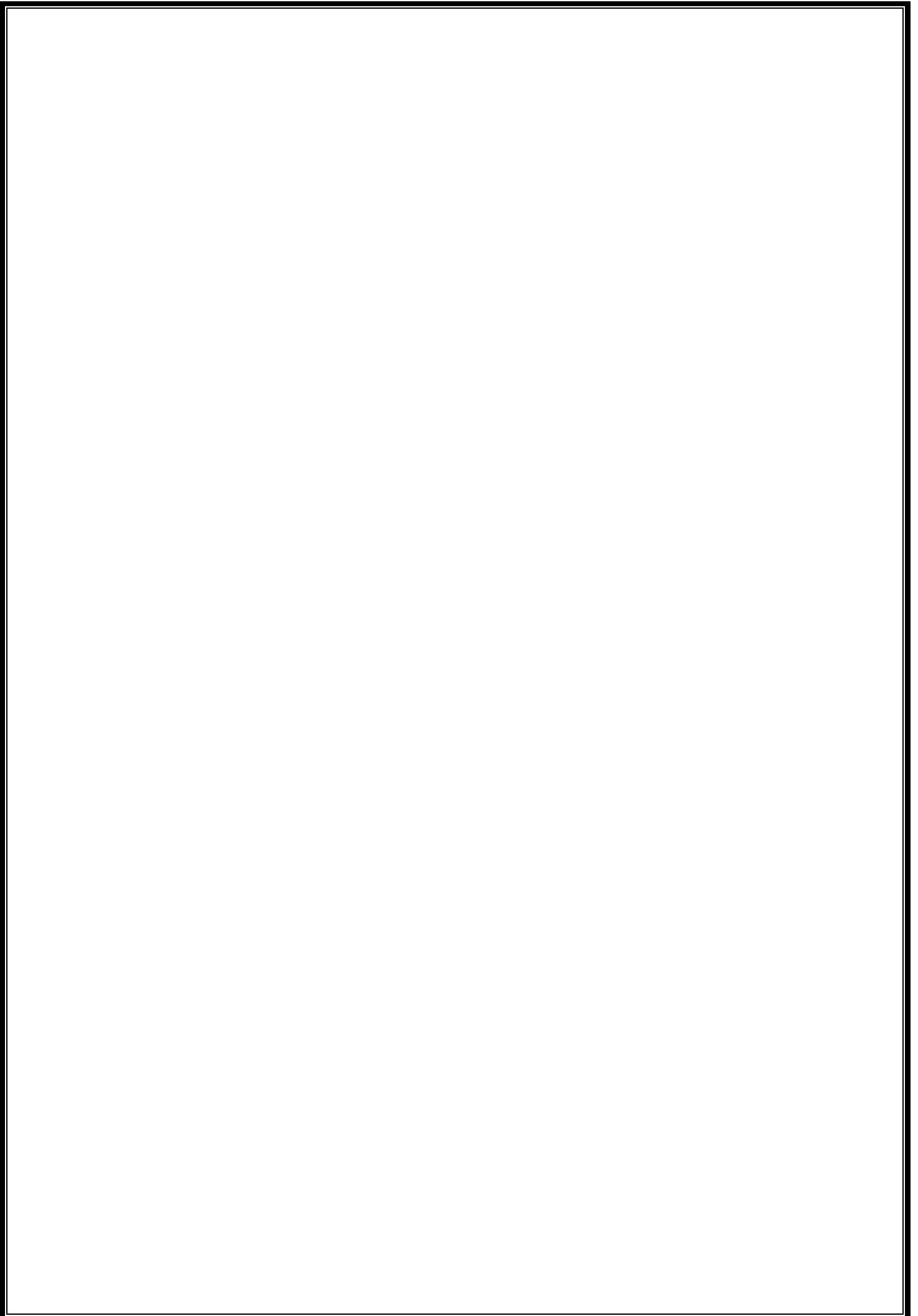
Thème:

**Étude et conception et
alimentation à découpage
(push-pull)**

Devant le jury composé de :

ABDESSEMED Djallal	MAA	UKM Ouargla	Président
BELHEDRI Abdelkarim	MAA	UKM Ouargla	Examineur
ABIMOULOUD Adel	MAA	UKM Ouargla	Encadreur

Année Universitaire 2020/2021



Remerciements

Premièrement nous remercions Dieu source de toute connaissance
Au terme de ce travail, nous adresse on s nos rem racinements les plus
sincère a notre encadrant M.ADEL ABI MILOUD en se gigantesque
université KASDI MERBAH faculté de la nouvelle technologie
OUARGLA, pour nous avoir permet de bénéficier de son grand savoir
dans différent sujets tout au dénoter PFE, pour son pédagogie, ces
compétences. Vraiment merci pour une qualité d'encadrement si sérieuse
et si consistante...

Nous remercions toutes les personnes qui nous ont soutenue, d'une façon
ou d'une autres, nous éprouvons incessamment leur estime et amabilité,
nous saluons réellement cette très haute bienveillance que vous portez a
notre grand et qui restera pour toujours une vrai image de marque en
nous.

Nous terminerons ces remerciements en saluant vivement les membres
de jury pour l'honneur qu'ils nous ont fait acceptant de juger notre
travail.

Dédicace :

À mes très chers parents qui m'ont guidé durant les moments les plus pénibles de ce long chemin, ma mère quia était âmes c otée m'a soutenu durant toute ma vie .Et mon père quia sacrifi é tout sa vie à fin de me vouloir devenu ce que je suis,

merci mes parents.

Âmes chère frères cette sœurs.

À toute ma famille.

À tous mes amis sans exception.

À mon binôme OUSSAMA ET KHEIRDINE qui m'on accompagnait tout le long cette année pour la réalisation de ce travaille.

A toute promotion instrumentation 2020/2021

Je dédie ce travail

DJAMEL EDDINE

Dédicace :

*À celui qui a toujours garnirent chemins avec forcé t lumière ...montrés
cher père*

À la plus par le dû monde...ma tendre mère A mes sœurs set frères

*À toute ma famille pour l'amour et le respect qu'ils m'ont toujours
accordé*

À mon binôme pour le frère agréable qu'il était et qu'il rester à pour moi

*À tous mes amis pour une sincérité merveilleuse... Jà mais ou b liable,
en leur souhaitant tous les succès...tout le bonheur*

Atout personne e qui m'a aidé à franchir un horizon dans ma vie...

Je dédie ce modeste travail

KHEIREDINE et OUSSAMA

Résumé:

L'objectif de ce mémoire est la conception, l'étude et la réalisation d'un prototype d'une alimentation à découpage, développant une puissance, dont l'application envisagée est l'alimentation d'un récepteur satellite (démodulateur). La recherche d'un tel prototype nous amène à présenter tout d'abord quelques généralités des principaux d'une alimentation linéaire, la protection pour l'alimentation ainsi plus des critères de choix des types d'interrupteurs. Le principe de fonctionnement d'une alimentation à découpage a été abordé. Ensuite, on a développé ces différents types. De cette étude on a déduit que l'alimentation à découpage a un excellent rendement lorsque la stabilité n'est pas une caractéristique essentielle. Elle a donc très utilisées en électronique embarquée La réalisation expérimentale du prototype a été faite avec succès.

Mots clés : Alimentation à découpage, Push-Pull, Forward, Fly back, Top switch
Alimentation linéaire, Transistor en commutation.

ملخص:

ويتمثل الهدف من هذه المذكرة في تصميم ودراسة وتنفيذ نموذج أولي للتغذية مقسم إلى قسمين وتطوير قوة من شأنها أن تستخدم كطاقة من مستقبل ساتلي (مثبت). البحث عن هذا النموذج يوصلنا أولاً إلى بعض الخطوط العامة الرئيسية لأداة تغذية خطية وحماية الطاقة بالإضافة إلى معايير اختيار أنواع مفاتيح الكهرباء. وقد نوقشت مبدأ تشغيل الغذاء. ثم طورنا هذه الأنواع المختلفة. وقد استنتجت هذه الدراسة أن التغذية قد قطعت شوطاً طويلاً عندما لا يكون الاستقرار سمة أساسية. لذا فقد استخدمت على نطاق واسع في الإلكترونيات المخبأة. تم عمل النموذج التجريبي بنجاح.

الكلمات الرئيسية: تقطيع الورق، Push-Stalt، Fly، Back، Top switch طاقة خطية، برنامج Transsor في التحويل .

Abstract

The objective of this thesis is the design, study and implementation of a prototype of a switch mode power supplies, developing a power whose intended application is the supply of a satellite receiver (demodulator).

The search for such a prototype brings us to first present some generalities of the leading linear power supply, protection for food and most of the criteria for selection of types of switches.

The operating principle of a switch mode power supplies discussed. Was then developed these different types. In this study it was deduced that the switch mode power supplies has excellent performance when stability is not an essential feature. It therefore widely used in embedded electronics

The experimental realization of the prototype was made successfully.

Key-words: Switch mode power supplies, Push-Pull Forward, Fly back, top switch linear power supply, switching transistor

Table de Matière

Didicas

Remerciement

Table de matière

Liste des figuers

Liste des Tables

Chapitre I Les alimentations électroniques

I.1 Introduction.....	4
I.2 Les alimentations linéaires:	4
I.2.1 Transformateur	5
I.3Redresseurs à diodes	7
2.3.1 Redresseur à simple alternance	9
I.3.1 Redresseur à double alternance à point milieu.....	11
I.4. LA STABILISATION :	15
I.5 Conclusion:.....	16

Chapitre II Principe de l'alimentation à découpage.

II.1 Introduction.....	18
II.2 les alimentations BUCK, BOOST et BUCK-BOOST.....	19
II.3- Alimentation type "Flyback":.....	22
II.4 Points fortes points faibles des alimentations à découpage :	25
II.4-1 Points forts:	25
II.4-2 Points faibles:	26
II.5 Conclusion:	26

Chapitre III Partie simulation

III.1 Introduction :.....	28
III.2 Dimensionnement de l'alimentation Push-pull :	28
III.2.1 Cahier de charges :.....	28
III.2.2 Calcul numérique :	29
III.3.3 Interprétations des résultats :	39
III.4 Conclusion :	39

Conclusion générale

Bibliographie

LISTE DES FIGUERS

Figure I.1 Schémas de base d'une alimentation linéaire.	4
Figure I.2 – Symboles d'un transformateur monophasé.....	5
Figure I.3 – Sens de bobinage : pas à gauche (a) et pas à droite (b).	6
Figure I.4 – Pointage des enroulements.....	6
Figure I.5 – Conventions de signe.	7
Figure I.6 principe d'une Diode.....	8
Figure I.7 Caractéristiques statiques dans le plan $i = f (v)$	8
Figure I.8 redressement mono-alternance.....	9
Figure I.9 redressement double alternance.	11
Figure I.10 redressement double alternance en pont.	13
Figure I.11 redressement double alternance en pont.	14
Figure I.12 principe de filtrage monoalternance	14
Figure I.13 principe de filtrage double alternance.....	15
Figure I.14 Schéma de principe d'une source de tension stabilisée.....	15
Figure II.1 Diagramme temporel d'une alimentation à découpage en deux phases.	18
Figure II.2 Alimentation à découpage, modèle Buck.	19
Figure II.3 Montage BUCK.....	20
Figure II.4 Montage BOOST	21
Figure II.5 Montage BUCK-BOOST.....	22
Figure II.06 Schéma d'alimentation de type FLYBACK. II.4-4 Alimentation Push-Pull	23
Figure II.07 schéma d'alimentation de type PUSH-PULL. II.4-5 Autres types de montages:	24

Figure III.1 Schéma de Simulation du Push-pull en pont.....	33
Fig III.2 tension de sortie V_s	33
Fig III.3 tension de sortie V_s	34
Figure III.4 Forme d'onde de la tension au primaire V_1	34
Figure III.5 Forme d'onde de la tension au primaire V_1	35
Fig.III.6 Formes d'ondes des tensions V_2 et V_3 au secondaire du transformateur.	35
Fig.III.7 Formes d'ondes des tensions V_2V_3 au secondaire du transformateur.	36
Fig.III.8 Formes d'ondes des i_{k1} et i_{k2}	36
Fig.III.9 Formes d'ondes des i_{k1} et i_{k2}	37
Fig.III.10 Formes d'ondes des i_1 et i_2	37
Fig.III.11 Formes d'ondes des i_1 et i_2	38
Fig.III.12 Formes d'ondes des i_L	38
Fig.III.13 Formes d'ondes des i_L	39

INTRODUCTION GENERALE

La miniaturisation, des équipements de télécommunication, des Machines de traitement de l'information, des ordinateurs etc..., oriente l'intention des chercheurs vers la recherche des éléments à grand rendement tout en réduisant le poids, la taille et les pertes.

Pour réduire la taille des systèmes de conversion, qui alimentent ce qui pâment secourant-continu, fonctionnant à une puissance définie, il est désirable d'augmenter la fréquence de fonctionnement afin de pouvoir utiliser des composantes ma gnète que s moins volumineuses.

Lorsqu'on veut utiliser des fréquences de commande supérieures à quelques kHz, on se heurte rapidement aux problèmes de pertes par commutation, qui affectent le rendement de façon considérable.

Une alimentation à découpage est un convertisseur statique continu-continu (DC-DC) qui , exploite un circuit magnétique (transformateur) pour réaliser l'isolation galvanique et assurer le transfert d'énergie entre une source (réseau alternatif redressé et filtré, batterie d'accumulateurs) et une charge.

Ces alimentations sont essentiellement constituées, en dehors des interrupteurs statiques, de composants magnétiques fonctionnant en haute fréquence et de condensateurs. Le choix et le bon dimensionnement de ces composants sont des éléments essentiels avant de réaliser une alimentation à découpage.

Il existe plusieurs types d'alimentations à découpage, parmi celles-ci les alimentations asymétriques et les alimentations symétriques. On distingue au sein de la famille des symétriques, les alimentations Push-pull.

Vu l'utilité que présente l'alimentation Push-pull en pont, qui est choisie lorsque la puissance de sortie est supérieure à quelques centaines de Watts (de 500 W à 5 KW), l'objectif de cette étude est l'analyse du fonctionnement de l'alimentation à découpage Push-pull en pont, ainsi que le dimensionnement de ces principaux éléments.

Pour réduire les pertes par commutation qui résultent du fonctionnement à haute fréquence, il est intéressant d'utiliser les convertisseurs de puissance à résonance Parmi les convertisseurs de puissance utilisés en hautes fréquences, on trouve les trois types de convertisseur sa résonance suivant: le convertisseur résonance série (CRS), le convertisseur

à résonance parallèle (CRP) et la combinaison série-parallèle (CRSP). Les principales différences, entre ces convertisseurs, dont chacun a ses avantages et inconvénients, résident dans le nombre de composants utilisés, l'attribution du circuit, le coût, le fonctionnement en court-circuit et à vide sur tous les contraintes sur les semi-conducteurs de puissance.

Dans cette étude nous comptons réaliser expérimentalement un prototype pouvant fonctionner à haute fréquence pour une charge variable, sans se soucier des problèmes de fonctionnement en pleine charge ou à vide, ainsi que chercher un rendement élevé en proposant une méthode d'étude et de design générale du convertisseur. Le prototype choisi doit développer une puissance. L'application envisagée est l'alimentation de plusieurs sorties.

Ce mémoire est divisé en trois parties, il présente en premier chapitre une généralité sur les convertisseurs de puissance à résonance ainsi que les avantages et les inconvénients de chacun d'eux. En deuxième chapitre on présente le principe de fonctionnement d'une alimentation à découpage, ainsi que les différents modèles de cette dernière. Dans la troisième partie on présente une application détaillée, du CRP à partir de laquelle on déduit le design complet du convertisseur incluant, les éléments du circuit résonant, les éléments du filtre d'entrée de sortie et les éléments magnétiques des inductances et du transformateur d'isolation.

Chapitre I

Les alimentations électroniques

I.1 Introduction

Presque tous les montages électroniques exigent une alimentation continue. Il faut en effet fournir à un circuit l'énergie nécessaire pour fonctionner correctement en lui permettant de délivrer une puissance utile à sa charge et de compenser ses pertes internes. Il faut également mettre les composants dans les conditions où ils peuvent assurer leur fonction requis.

Pour réaliser ces alimentations on utilise en générale deux types de structures qui sont les alimentations linéaires et les alimentations à découpage.

Nous avons divisé ce chapitre en : les alimentation linéaires, Transformateur, Redresseur à diodes, la stabilisation et en fin la conclusion.

I.2 Les alimentations linéaires:

Une alimentation linéaire est un dispositif à base d'électronique de puissance qui fournit à un dispositif électrotechnique une ou plusieurs tensions continues parfaitement stabilisées et maintenues constantes malgré les fluctuations de la source et de la charge. L'alimentation peut être conçue pour délivrer de quelques watts à plusieurs centaines de watts. [1]

Ce type d'alimentation est constitué de la mise en cascade des quatre éléments suivants (figure I.1):

- Le bloc d'abaissement de tension (un transformateur)
- Le bloc de redressement (pont de diode)
- Le bloc de lissage (un condensateur)
- Le bloc de stabilisation ou mieux, de régulation (diode zéner et transistor)

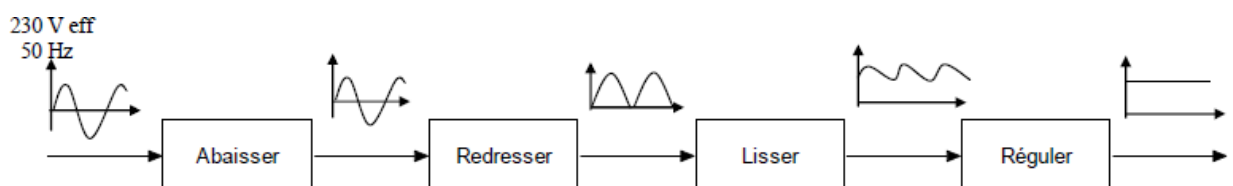


Figure I.1 Schémas de base d'une alimentation linéaire.

I.2.1 Transformateur

Le transformateur est présent dans presque toutes les alimentations branchées sur le secteur. Il assure l'isolement entre le réseau et l'appareil. De plus, dans les alimentations classiques, il permet d'abaisser la tension efficace du secteur à une valeur compatible avec les nécessités des circuits électroniques. L'étude du transformateur d'alimentation diffère des théories classiques de l'électrotechnique : d'une part, les courants ne sont pas sinusoïdaux et d'autre part, les approximations faites pour les transformateurs de forte puissance ne sont pas toujours justifiées pour les petites unités.[2,3]

Un transformateur monophasé est constitué d'un noyau ferromagnétique fermé réalisé avec un matériau de forte perméabilité sur lequel sont placés deux enroulements. L'une de ces bobines, appelée *primaire*, est alimentée par une source de tension alternative. Un flux magnétique est alors créé dans le noyau. L'autre enroulement, nommé *secondaire*, est le siège d'une force électromotrice induite.

Si le circuit est fermé sur un récepteur, il apparaît un courant qui donne une force magnétomotrice s'opposant à celle du primaire. Comme le flux est imposé par la tension de la source alternative, la force magnétomotrice résultante est inchangée et le primaire appelle un courant qui permet le maintien de l'état magnétique du noyau. On peut ainsi transférer une puissance du primaire vers le secondaire sans aucun contact électrique.

Dans son principe, l'appareil est réversible, l'un quelconque des enroulements pouvant être choisi comme primaire. En pratique, le rôle des deux bobines est cependant bien défini.

Sur les schémas, un transformateur peut être représenté par l'un des deux symboles indiqués sur la figure (I.2). Le premier fait apparaître les deux enroulements, séparés par un trait qui rappelle la présence du noyau ferromagnétique.

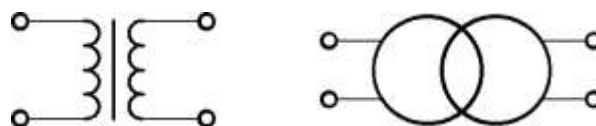


Figure I.2 – Symboles d'un transformateur monophasé.

Toutefois, ces symboles sont insuffisants pour connaître totalement le transformateur car les deux extrémités des enroulements ne sont pas équivalentes. En effet, le sens de bobinage détermine le sens du champ magnétique créé et donc les polarités instantanées des tensions induites. Les deux possibilités sont le pas à gauche et le pas à droite figure (I.3)

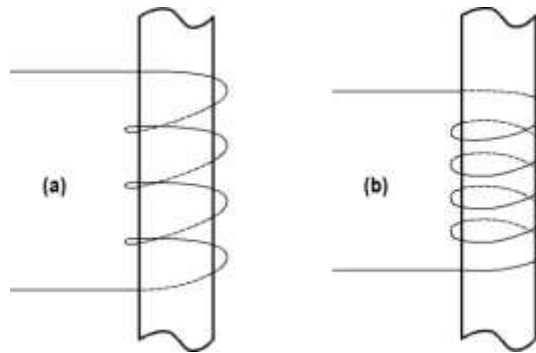


Figure I.3 – Sens de bobinage : pas à gauche (a) et pas à droite (b).

L'important est de savoir si les deux enroulements sont de même sens ou de sens contraire.

Pour conserver une information sur les sens de bobinage avec le symbole du transformateur, une extrémité de chaque enroulement est munie d'un point.

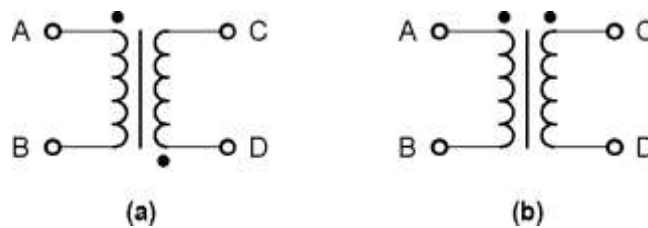


Figure I.4 – Pointage des enroulements.

Dans la figure I.4 les bornes homologues correspondent à des points de même polarité instantanée. En effet, si à un instant donné la borne A du transformateur (a) est à une tension positive par rapport à l'autre extrémité B du primaire, le courant entre par A (le primaire est un récepteur) et crée un flux qui induit une force électromotrice dans le secondaire telle que la borne D soit positive par rapport à C. Si

une charge est connectée sur le transformateur, le courant sortira à cet instant de la borne D (le secondaire est un générateur). Par contre, sur le transformateur (b), c'est la borne C qui serait positive par rapport à D à cet instant.

Avant de mettre en équations le transformateur, il est nécessaire de bien préciser les conventions de signe adoptées pour les différentes grandeurs électriques et magnétiques.

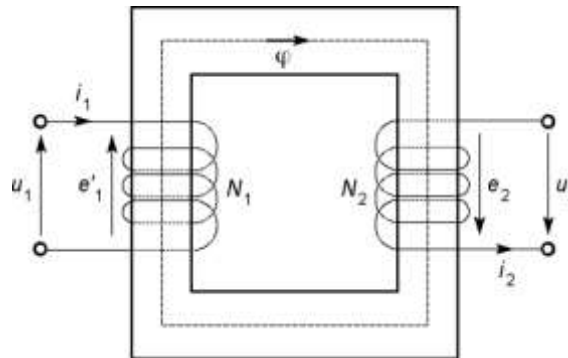


Figure I.5 – Conventions de signe.

Ces conventions ont de plus l'avantage de faire apparaître des signes + dans les principales relations pratiques. Les enroulements ont été choisis de même sens, ce qui est *a priori* le plus naturel.

La première orientation est arbitraire : on a choisi le sens de parcours du circuit magnétique afin de pouvoir attribuer un signe aux flux. La bobine primaire est ensuite orientée en concordance avec le circuit magnétique : un courant primaire positif crée un flux positif. Par contre, le secondaire est orienté de telle façon qu'un courant positif crée un flux négatif. Cela correspond à la réalité physique puisque le primaire magnétise le noyau tandis que le secondaire tend à le démagnétiser.

Pour les tensions, on utilise la convention réceptrice pour le primaire (qui constitue un récepteur vis-à-vis de la source) et la convention génératrice pour le secondaire (qui constitue un générateur vis-à-vis de la charge). Pour le primaire, on définit une force contre-électromotrice d'induction (une force contre-électromotrice positive tend à faire circuler un courant négatif) et pour le secondaire, on définit une force électromotrice (une force électromotrice positive tend à faire circuler un courant positif). Encore une fois, ce choix correspond au rôle réel des enroulements.

I.3 Redresseurs à diodes

La diode est un élément redresseur non contrôlable qui conduit le courant dans le sens anode cathode (A - C), on dit alors que la diode est conductrice ou passante. Il est Bloquée dans le sens (C - A) - diode bloquée. [3,4]

La diode est un élément semi-conducteur qui présente une faible résistance à l'état passant et une très grande résistance à l'état bloqué. À l'état intrinsèque, le semi-conducteur a une faible conductivité. Celle-ci est améliorée par l'ajout de certains additifs. Ce processus est appelé "dopage". Deux groupes d'éléments sont utilisés, pour le dopage pentavalent (cinquième sur la couche périphérique) : on utilise le phosphore, l'arsenic et pour le dopage trivalent (troisième sur la couche périphérique), l'aluminium, le gallium et indium.

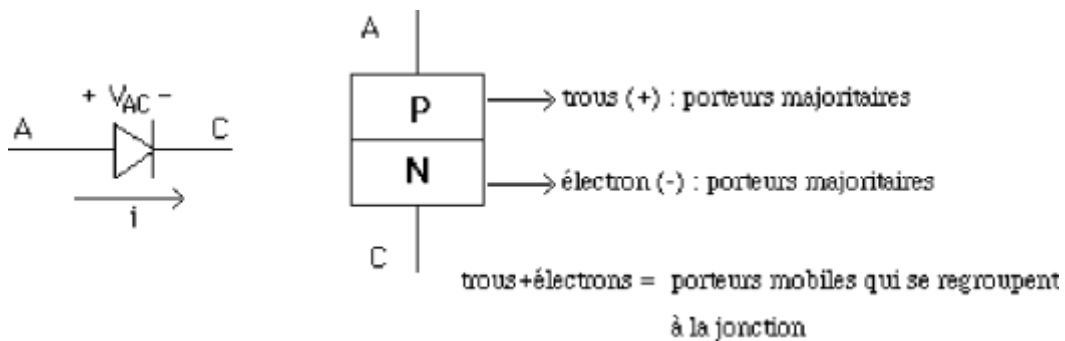


Figure I.6 principe d'une Diode.

Quand la diode est polarisée en direct, elle conduit, une faible tension apparaît à ses bornes. Quand la diode est bloquée (annulation de son courant direct), une tension inverse apparaît à ses bornes, un faible courant de fuite la traverse (quelques centaines de micro-ampères). La tension inverse est limitée jusqu'à un niveau qu'on appelle tension de claquage (breakdown) au-dessus de laquelle la diode perd ses caractéristiques. La tension inverse aux bornes d'une diode ne doit jamais dépasser la tension de claquage.

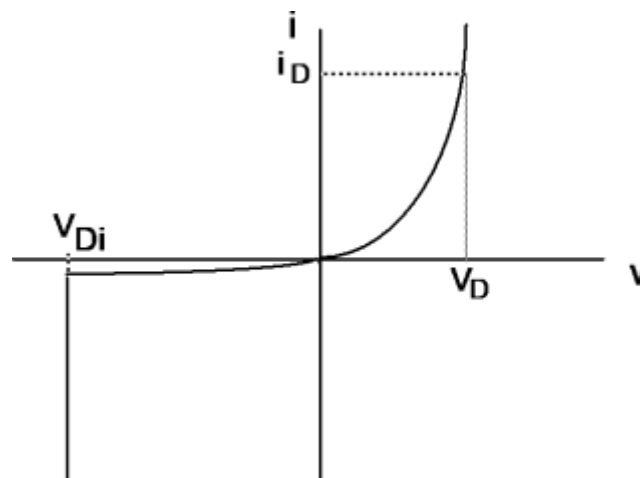


Figure I.7 Caractéristiques statiques dans le plan $i = f(v)$.

On utilise les caractéristiques idéales pour analyser les séquences de fonctionnement du convertisseur, par contre, les caractéristiques réelles sont utilisées pour le design (choix de la diode) et la conception des refroidisseurs.

2.3.1 Redresseur à simple alternance

i) Charge résistive

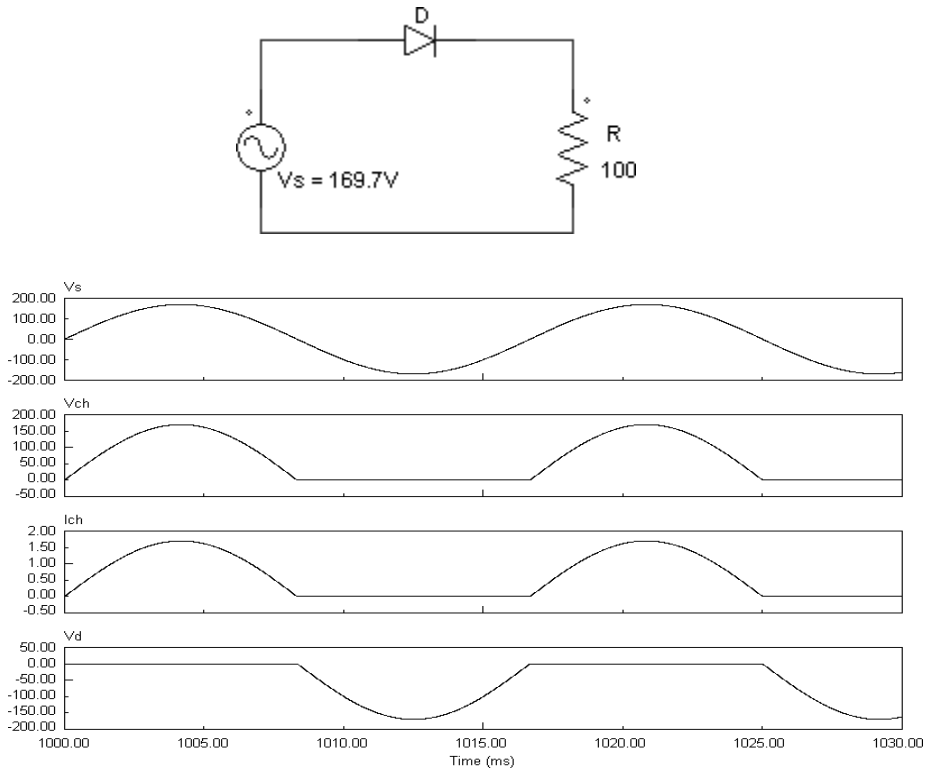


Figure I.8 redressement mono-alternance.

Pendant l'alternance positive, la diode D conduit et la tension d'entrée V_s se retrouve aux bornes de la charge R. À l'alternance négative, la diode D cesse de conduire et $V_{ch} = 0$.

Expressions de la tension et du courant dans la charge

$$V_{ch} = V_s \sin \omega t \quad 0 < \omega t < \pi$$

$$i_{ch} = \frac{\hat{V}_s}{R} \sin \omega t \quad 0 < \omega t < \pi$$

$$V_{ch} = 0 \quad \pi < \omega t < 2\pi$$

$$i_{ch} = 0 \quad \pi < \omega t < 2\pi$$

Tension moyenne aux bornes de la charge

$$V_{ch} = \frac{1}{T} \int_0^T V_s \sin \omega t \, dt = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \hat{V}_s \sin \omega t \, d\omega t = \frac{\hat{V}_s}{\pi}$$

où $V_s = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T V_s^2 dt}$

V_s est la valeur efficace de la tension sinusoïdale.

Courant moyen dans la charge

$$I_{ch} = \frac{V_{ch}}{R} = \frac{\hat{V}_s}{\pi R}$$

Tension efficace aux bornes de la charge

$$V_{chE} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi (\hat{V}_s \sin \omega t)^2 d\omega t} = \sqrt{\frac{\hat{V}_s^2}{2\pi} \int_0^\pi \frac{1}{2}(1 - \cos 2\omega t) d\omega t} = \frac{\hat{V}_s}{2}$$

Courant efficace dans la charge

$$I_{chE} = \frac{V_{chE}}{R} = \frac{\hat{V}_s}{2R}$$

Courant moyen de la diode

$$I_D = I_{ch} = \frac{\hat{V}_s}{\pi R}$$

Courant efficace de la diode

$$I_{DE} = I_{chE} = \frac{\hat{V}_s}{2R}$$

Tension inverse maximale de la diode

$$V_{IM} = \hat{V}_s$$

Facteur de forme de la tension de sortie

$$FF = \frac{V_{chE}}{V_{ch}} = \frac{V_s/2}{V_s/\pi} = \frac{\pi}{2} = 1.57$$

Valeur efficace de l'ondulation de la tension aux bornes de la charge

Tout signal peut être décomposé sous la forme :

$$V_{chE}^2 = V_{ch}^2 + V_{chEond}^2$$

d'où l'on déduit :

$$V_{chEond} = \sqrt{V_{chE}^2 - V_{ch}^2} = \sqrt{\frac{\hat{V}_s^2}{4} - \frac{\hat{V}_s^2}{\pi^2}} = \hat{V}_s \sqrt{\frac{0.385}{4}} = \frac{0.385}{2} \hat{V}_s$$

Coefficient de ronflement de la tension

$$\%r = \frac{V_{chEond}}{V_{ch}} = \frac{0.385 V_s}{V_s/\pi} = 0.385 \pi = 121.1\%$$

I.3.1 Redresseur à double alternance à point milieu

i) Charge résistive

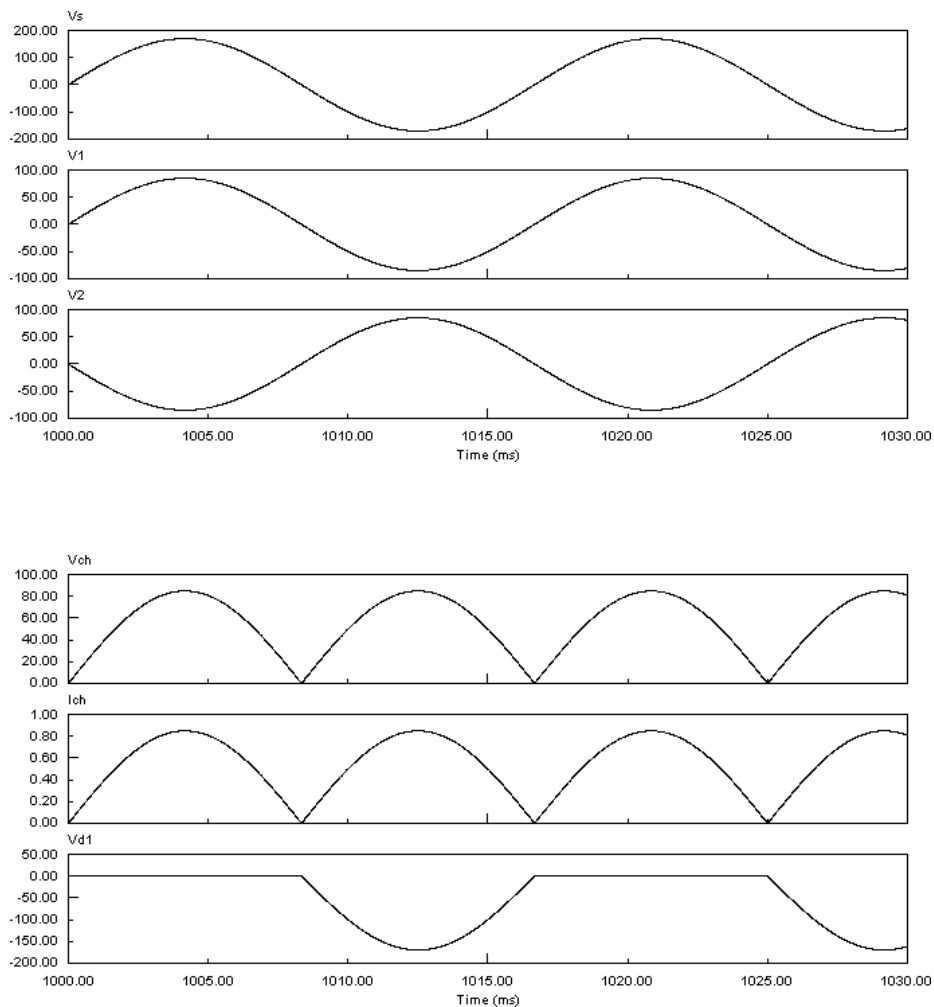
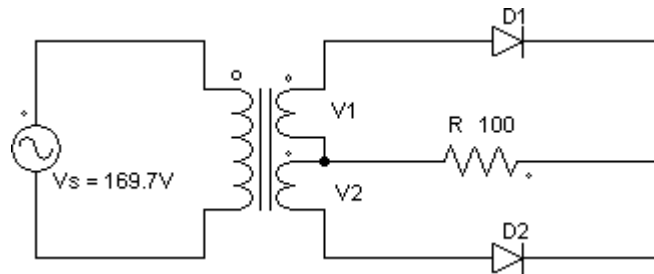


Figure I.9 redressement double alternance.

Expressions de la tension et du courant dans la charge

$$v_{ch} = V_1 \sin \omega t$$

$$i_{ch} = \frac{V_1}{R} \sin \omega t \quad 0 < \omega t < \pi \quad \text{et} \quad \pi < \omega t < 2\pi$$

Tension moyenne aux bornes de la charge

$$V_{ch} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \hat{V}_1 \sin \omega t \, d\omega t = \frac{2\hat{V}_1}{\pi}$$

Courant moyen dans la charge

$$I_{ch} = \frac{V_{ch}}{R} = \frac{2\hat{V}_1}{\pi R}$$

Tension efficace aux bornes de la charge

$$V_{chE} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} (\hat{V}_1 \sin \omega t)^2 \, d\omega t} = \frac{\hat{V}_1}{\sqrt{2}}$$

Courant efficace dans la charge

$$I_{chE} = \frac{V_{chE}}{R} = \frac{\hat{V}_1}{\sqrt{2} R}$$

Courant moyen dans une diode

$$I_D = \frac{I_{ch}}{2} = \frac{\hat{V}_1}{2\pi R}$$

Courant efficace dans une diode

$$I_{DE} = \frac{I_{chE}}{\sqrt{2}} = \frac{\hat{V}_1}{2\sqrt{2} R}$$

Tension inverse maximale d'une diode

$$T_{IM} = 2\hat{V}_1$$

Valeur efficace de l'ondulation de la tension aux bornes de la charge

$$V_{chE \text{ ond}} = \sqrt{(V_{chE})^2 - (V_{ch})^2} = \sqrt{\frac{\hat{V}_1^2}{2} - \frac{4\hat{V}_1^2}{\pi^2}} = \sqrt{\frac{1-0.30}{2}} \frac{\hat{V}_1}{\pi} V_s$$

Coefficient de ronflement

$$\%r = \frac{V_{chE \text{ ond}}}{V_{ch}} = \frac{0.30 - \frac{\hat{V}_1}{\pi}}{\frac{2\hat{V}_1}{\pi}} = \frac{0.30\pi}{2} = 48.34\%$$

Par rapport au montage à simple alternance, ce montage a les avantages suivants :

- meilleur facteur de forme;
- meilleur coefficient de ronflement;
- meilleur facteur d'utilisation du transformateur.

Cependant, il présente les inconvénients cités ci-dessous :

- nécessite un transformateur à point milieu (coûteux);
- les diodes doivent supporter une tension égale à deux fois la tension maximale au secondaire.

Redresseur double alternance en pont

C'est le montage redresseur le plus utilisé à cause de sa simplicité.

i) Charge résistive

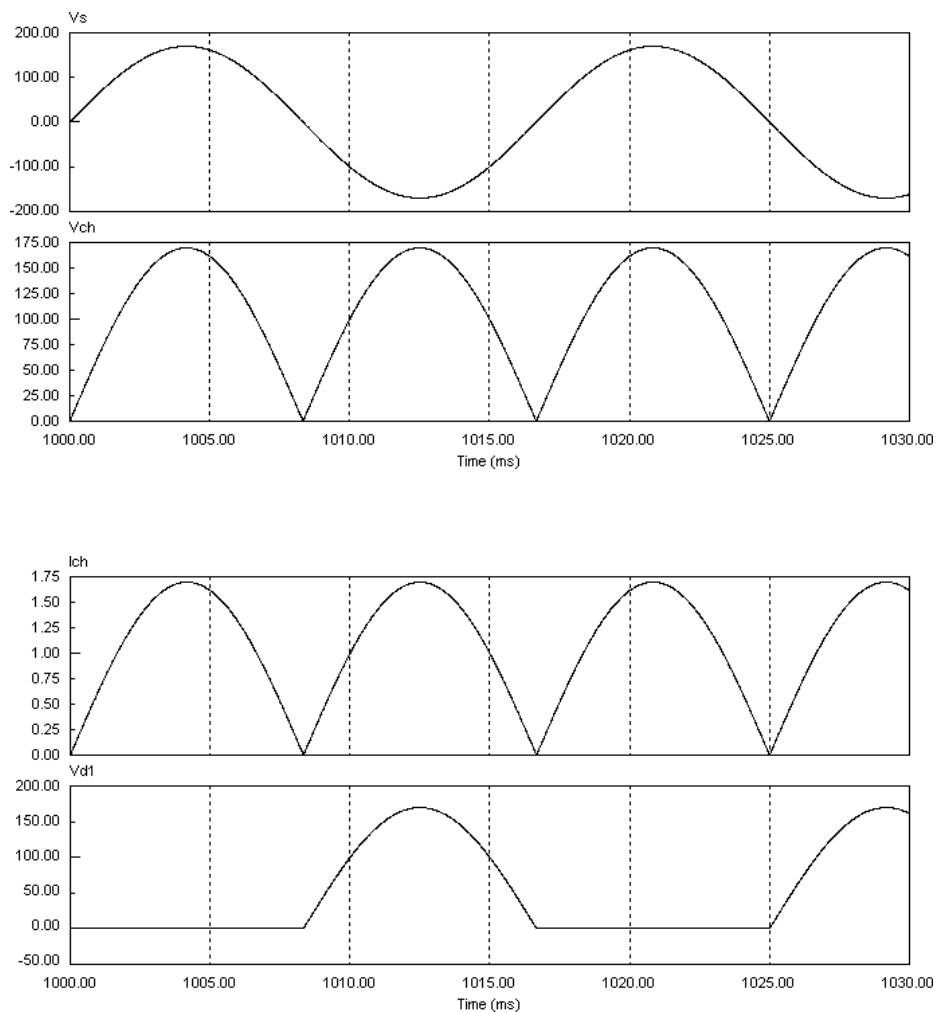
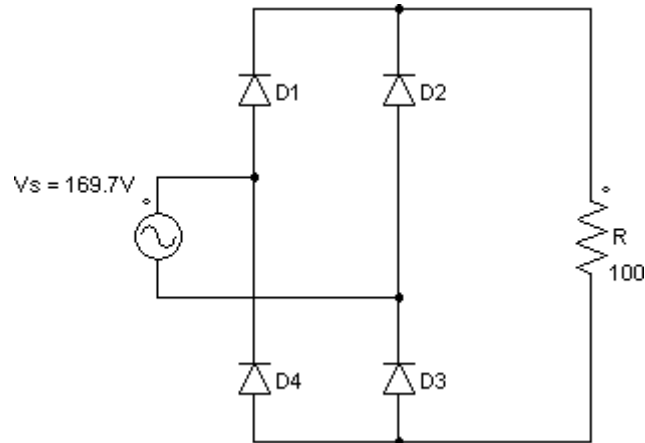


Figure I.10 redressement double alternance en pont.

Séquences de fonctionnement

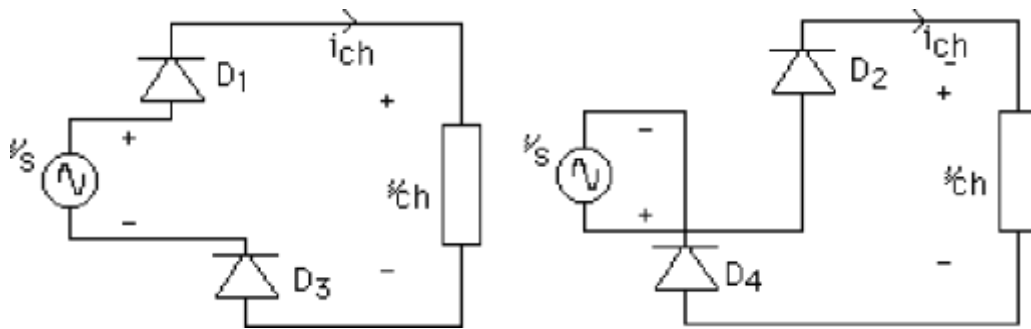


Figure I.11 redressement double alternance en pont.

Alternance positive : $0 < \omega t < \pi$; D1 et D3 sont polarisées en direct et conduisent.

Alternance négative : $\pi < \omega t < 2\pi$; D2 et D4 sont en conduction.

Ce montage a les mêmes grandeurs caractéristiques (tension moyenne, courant moyen, etc.) que le redresseur à point milieu à l'exception de TIM qui s'est améliorée.

Tension inverse maximale

TIM = \hat{V}_s

Filtrage et lissage de la tension redressée :

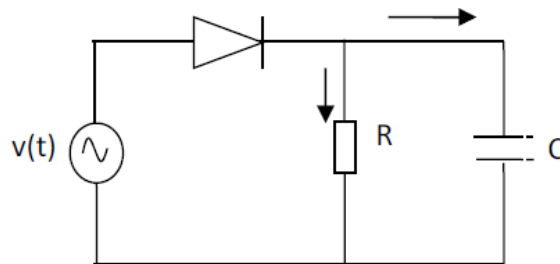


Figure I.12 principe de filtrage monoalternance .

Dans le cas d'un redressement mono-alternance, lorsque la diode conduit l'alternance positive, la capacité se charge en emmagasinant l'énergie, et la tension aux bornes de la capacité atteint la valeur maximale de la tension $v(t)$ fournie par la source d'énergie.

Lorsque la tension de la source commence à décroître (de la valeur V_{max}), la capacité commence à se décharger dans la charge R, elle continue à se décharger même quand la diode est bloquée (polarisation inverse de la diode pour l'alternance négative de la tension $v(t)$).

La pente de décharge de la capacité dans la résistance R est égale au temps de réponse d'une

charge capacitive $\tau = RC$. Plus la capacité est importante plus on a un meilleur filtrage de la tension redressée.

Pour un redressement double-alternance le filtrage donne une tension redressée avec moins d'ondulations, elle est plus proche d'une tension continue. La capacité a moins de temps pour se décharger dans la charge par rapport au cas du filtrage mono-alternance avec filtrage.

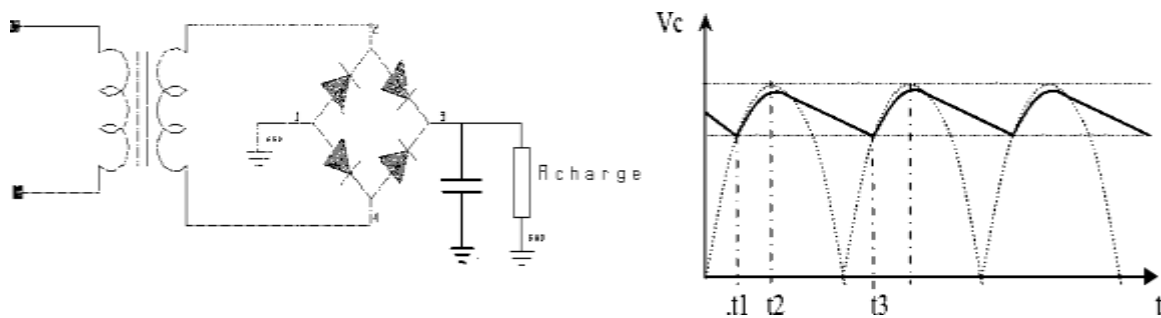


Figure I.13 principe de filtrage double alternance.

I.4. LA STABILISATION :

Le schéma de principe d'une alimentation stabilisée est représenté par la Figure I.14. A partir d'une source d'énergie à forte ondulation, comme par exemple un redresseur associé à un filtre de lissage en amont du réseau ou d'une alimentation à découpage dont la qualité de la tension de sortie est insuffisante, on stabilise la tension à un niveau acceptable par la mise en série d'un stabilisateur de tension. C'est une sorte de "rabort" de tension. Il fournit une tension de sortie constante quel que soit le courant demandé par la charge et quel que soit les variations de la tension issue du lissage (Celle-ci doit néanmoins rester dans des limites acceptables).

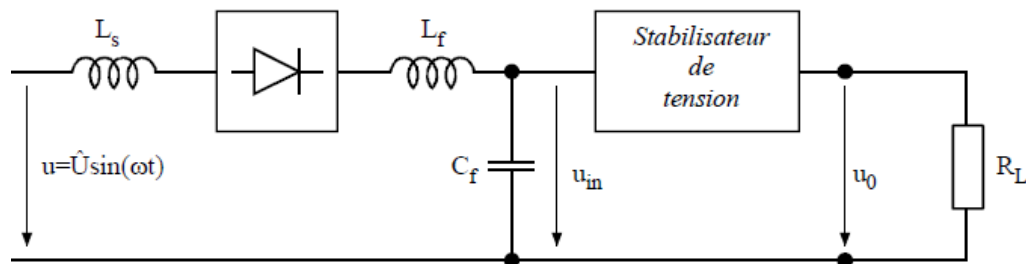


Figure I.14 Schéma de principe d'une source de tension stabilisée

I.5 Conclusion:

Dans le domaine des alimentations, les technologies ne cessent d'évoluer. Une alimentation linéaire est un dispositif à base d'électronique de puissance qui fournit à un dispositif électrotechnique une ou plusieurs tensions continues parfaitement stabilisées et maintenues constantes malgré les fluctuations de la source et de la charge. Avec ce mode de fonctionnement les composants électroniques sont utilisés en mode linéaire et dissipent

Beaucoup d'énergie. Par contre, une alimentation à découpage est une alimentation électrique dont la régulation est assurée par des composants électroniques de puissance utilisés en commutation et épargne ainsi la consommation d'énergie. Ce type d'alimentation sera abordé dans le deuxième chapitre.

Chapitre I I

**Principe de l'alimentation à
découpage.**

II.1 Introduction

Contrairement aux alimentations linéaires où on dissipe la puissance d'entrée, les alimentations à découpage ont pour but de limiter les pertes en n'intégrant aucun élément dissipatif dans leur circuit.

Nous avons divisé ce chapitre en : les alimentation BUCK, BOOST et BUCK-BOOST, alimentation type « flyback », points fortes points faibles des alimentation à découpage et en fin la conclusion.

Pour que ce type d'alimentation fonctionne, on procède en deux phase, une phase de charge des selfs ou des capacités et une phase de décharge. A l'aide d'un interrupteur, sur une période T, on va faire en sorte que la tension de sortie soit égale à V_e pendant un temps $D.T$ et égale à 0 pendant un temps $(1-D).T$ avec $0 < D < 1$. D est appelé le rapport cyclique, c'est le facteur qui va déterminer quelle sera la tension de sortie.

On obtient donc le diagramme temporel ci-dessous.

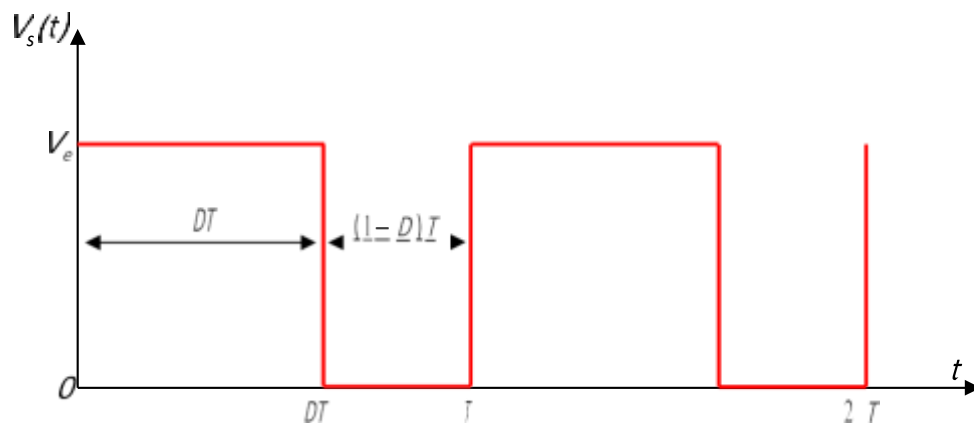


Figure II.1 Diagramme temporel d'une alimentation à découpage en deux phases.

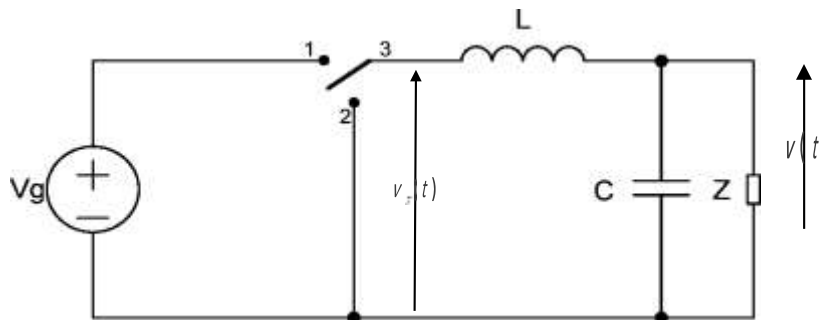
La tension moyenne $\langle V_s \rangle$ est déterminé par le calcul suivant (cas du modèle Buck) :

$$\langle V_s \rangle = \frac{1}{T} \cdot \int_{t_1}^{t_1+T} V_s(t) dt$$

$$\langle V_s \rangle = D \cdot V_e$$

Cependant, ce découpage en deux phases introduit des harmoniques (dû à la fréquence de découpage). Afin d'obtenir la tension de sortie moyenne (ordre 0), un filtre passe bas est ajouté au circuit afin d'éliminer les harmoniques d'ordre supérieur. Ce filtre passe bas peut être uniquement composé d'une inductance et d'un condensateur. Les éléments du filtre ainsi que l'interrupteur étant des éléments non

dissipatifs, on en conclut que le rendement théorique de l'alimentation à découpage est de 1.



$$v(t) \approx \langle v_s \rangle = D \cdot V_g$$

Figure II.2 Alimentation à découpage, modèle Buck.

Tous ces avantages face aux alimentations linéaires cachent une forte complexité quant à l'obtention d'une tension de sortie stable. Afin de stabiliser la tension de sortie, on peut ajouter une boucle de contre-réaction qui modulerait la valeur de D en fonction de la tension $V(t)$. Cela implique d'étudier la stabilité de la boucle de contre-réaction, d'où la complexité du système.

II.2 les alimentations BUCK, BOOST et BUCK-BOOST

Le principe d'une alimentation à découpage consiste à contrôler la valeur moyenne d'un signal sur une période (que l'on note T_s), en maintenant le signal à une valeur (en l'occurrence, V_g) pendant un certain temps (par définition: $D \cdot T_s$) puis à 0 pendant le reste de la période ($(1-D) \cdot T_s$ donc). Reste donc à moyenner le signal obtenu. Étant donné qu'un signal peut se décomposer en la somme de ses harmoniques, et que sa valeur moyenne est l'harmonique d'ordre 0, on peut donc utiliser un filtre passe-bas afin de ne conserver que la valeur moyennée du signal. La méthode la plus simple pour réaliser un filtre passe-bas d'ordre 2 consiste à utiliser un circuit LC. La tension au borne de la capacité est alors celle au borne du générateur du circuit à laquelle on aurait appliqué un filtre passe-bas. Ceci impose donc de placer la capacité en parallèle du circuit alimenté.

Toutefois, étant données les caractéristiques particulières d'une alimentation à découpage, à savoir la présence d'un switch, il y a trois possibilités de placement de l'inductance. Ces trois variations correspondent aux montages BUCK, BOOST et BUCK-BOOST. Elles permettent de modifier l'intervalle de valeurs que peut prendre V_s et ainsi d'obtenir une sortie plus "souple" qu'avec par exemple une alimentation

linéaire.

Considérons donc $v_s(t)$ la tension aux bornes de la capacité, $v_L(t)$ la tension aux bornes de l'inductance et V_g la tension aux bornes du générateur. Pour les calculs, qui vont suivre, nous allons supposer que $v_s(t)$ est constante. Ceci est pertinent à partir du moment où le circuit LC, qui agit comme filtre passe-bas, possède une fréquence de coupure suffisamment faible. Nous noterons donc dorénavant $v_s(t) = V_s$.

Définissons le rapport : $M(D) = V_s/V_g$.

C'est ce rapport qui est particulièrement important dans le cadre de nos trois montages car il s'agit de la fonction de transfert de notre alimentation. Nous remarquerons d'ailleurs au passage que ce M ne dépend que de D , et pas de la fréquence de découpage ou des composants (bien que ceux-ci aient une influence sur la valeur maximale que peut prendre M). En outre, on considérera que le montage fonctionne en régime permanent: l'intensité est donc constante d'une période à une autre, ce qui implique que $\langle v_L \rangle = 0$ (car $v_L(t) = L \cdot d(i)/d(t)$).

Montage BUCK:

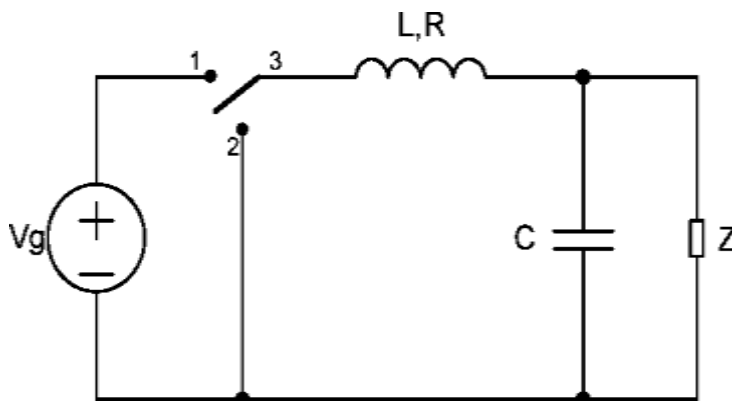


Figure II.3 Montage BUCK

Le fonctionnement se déroule en deux phases.

La première étape correspond à l'interrupteur dans l'état 1 pour une durée $D \cdot T_s$. Durant cette étape, l'inductance et la capacité sont en charge. Elles emmagasinent de l'énergie. La seconde étape correspond à l'interrupteur dans l'état 2 pour une durée $(1 - D) \cdot T_s$. Dans cette phase, l'inductance et la capacité se décharge afin de s'opposer à la variation d'intensité. Elles maintiennent donc la tension constante.

Phase 1 : $v_L = V_g - V_s$

Phase 2 : $v_L = -V_s$

En moyenne : $\langle V_L \rangle = D \cdot (V_g - V_s) + (1 - D) \cdot (-V_s) = 0$ d'où $M(D) = V_s/V_g = D$.

On a donc $0 < V_s < V_g$ ce qui induit de ce point de vue un intervalle comparable à celui qu'on obtiendrait en régime linéaire. Toutefois, cette alimentation ne contient pas de composant dissipatif donc le rendement est largement supérieur à celui d'une alimentation linéaire.

C'est un exemple extrêmement simple d'alimentation à découpage.

Montage BOOST :

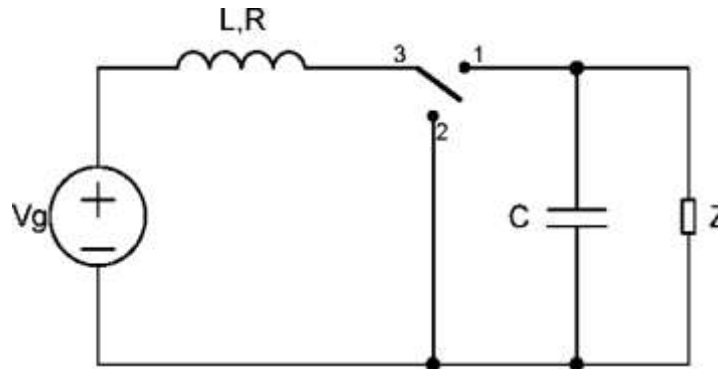


Figure II.4 Montage BOOST

Ce montage fonctionne aussi en deux étapes :

Durant la première étape, l'interrupteur est en position 2 pour une durée $D \cdot T_s$. Durant la seconde, il passe en position 1.

Phase 1 : $V_L = V_g$ Phase 2

: $V_L = V_g - V_s$

En moyenne : $\langle V_L \rangle = D \cdot V_g + (1-D) \cdot (V_g - V_s) = 0$

D'où $M(D) = V_s/V_g = 1/(1-D)$

On constate qu'avec ce montage, on obtient une relation du type $V_g < V_s$. On est donc capable de fournir une tension de sortie plus grande que la tension d'entrée, ce dont une alimentation linéaire classique est incapable.

En pratique, cela se fait au détriment du rendement de l'alimentation.

Montage BUCK-BOOST :

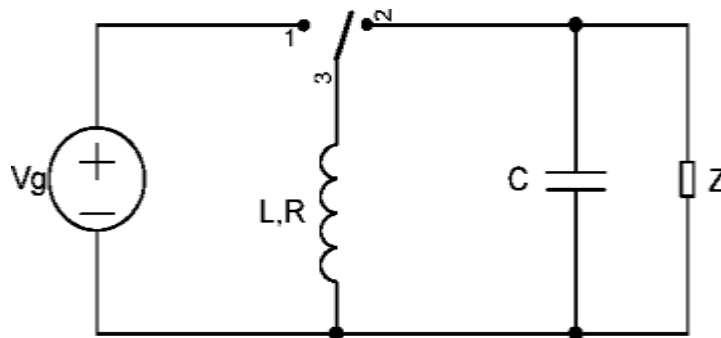


Figure II.5 Montage BUCK-BOOST

Le fonctionnement du BUCK-BOOST, comme les montages précédents, fonctionne en deux étapes.

Durant la première étape, l'interrupteur est en position 1.

Durant la seconde, il est en position 2.

Phase 1 : $V_L = V_g$

Phase 2 : $V_L = V_s$

En moyenne : $\langle V_L \rangle = D \cdot V_g + (1 - D) \cdot V_s = 0$

D'où $M(D) = V_s/V_g = -D/(1 - D)$

Ce montage présente la particularité de fournir une tension négative en sortie (comme si le circuit était muni d'une résistance négative) ce qui n'est pas possible avec une simple résistance (on peut toutefois parvenir à ce résultat ç l'aide d'un amplificateur opérationnel qui permet de jouer le rôle d'une résistance négative).

II.3- Alimentation type "Flyback":

Le principe de l'alimentation Flyback repose sur le transfert d'énergie du primaire vers le secondaire par l'intermédiaire d'un transformateur. Ce transformateur permet l'isolation électrique contrairement au montage Buck (inductance simple).

Il ressemble à un montage Buck, à la différence que la self y est substituée par un enroulement de transformateur et qu'intuitivement on imagine bien que le rapport de transformation ait une influence sur la tension de sortie. On retrouve ce type pour toutes les petites alimentations de la classe 100 VA. Cette alimentation souffre d'un défaut inhérent à sa conception qui fait que l'énergie n'est stockée que pendant le temps de conduction de l'interrupteur.

Les avantages de cette alimentation sont :

- peu de composants,
- un seul composant bobiné,
- architecture économique pour les faibles puissances (< 150 W),
- pour le FLYBACK en mode de conduction continue, la capacité du condensateur de sortie est de moitié que celle du mode discontinu, les pics de courants dans le transistor et la diode de sortie sont également de moitié environ,

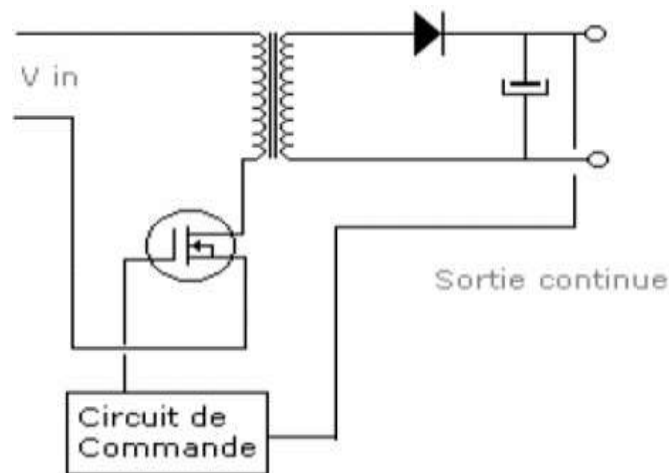


Figure II.06 Schéma d'alimentation de type FLYBACK.II.4-4 Alimentation Push-Pull

Dans ce type d'alimentation le cycle magnétique du transformateur est symétrique. Ce mode de fonctionnement conduit théoriquement à une meilleure utilisation du circuit magnétique mais nécessite au moins deux interrupteurs. Ce type d'alimentation est choisi lorsque la puissance de sortie est supérieure à quelques 100W. La famille de ces alimentations est divisée en trois :

- 1- Push-pull à double primaire avec point milieu,
- 2- Push-pull à demi-pont,
- 3- Push-pull à pont complet.

La figure II.11 décrit le principe de l'alimentation Push-Pull à demi-pont.

- **Avantages :**

- fortes puissances possibles,
- utilisation rationnelle du transformateur par emploi de son CM dans le premier et le troisième quadrant, flux symétrique (si utilisation d'une capacité en série avec le primaire).

• Inconvénients :

- nécessité d'un circuit de commande pour deux interrupteurs,
- redressement en sortie par deux diodes et une self de filtrage, ce qui nécessite deux bobinages dans le secondaire du transformateur.

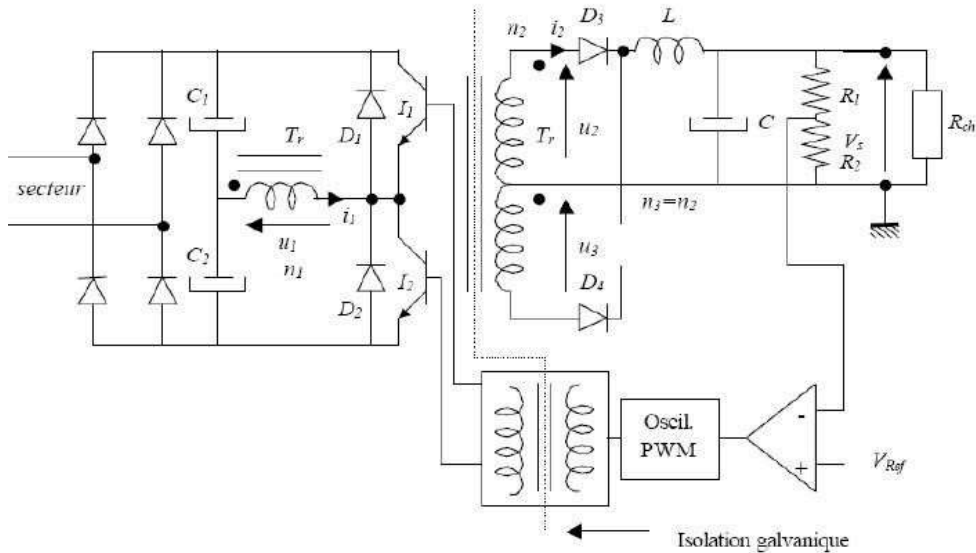


Figure II.07 schéma d'alimentation de type PUSH-PULL. II.4-5 Autres types de montages:

Les différents montages vus font partis des principaux rencontrés. Il en existe bien sur beaucoup d'autres. Dans le tableau II.1 suivant, nous avons classé quelques montages selon leurs caractéristiques.

Tableau II.1 les différents type d'alimentation classer selon leurs gammes de puissance.

Topologie	Fonction	Gamme de puissance(W)	Tension d'entrée (V)	Isolation entrée-sortie	Rendement typique (%)
Buck	abaisseur	0-1000	5-1000	non	78
Boost	élévateur	0-150	3-600	non	80
Buck-boost	mixte	0-150	3-600	non	80
Sepic	mixte	0-150	3-600	non	80
Half forward		0-150	5-500	oui	78
Flyback		0-150	5-500	oui	80
Push pull		100-1000	50-1000	oui	75
Half bridge		100-500	50-1000	oui	75
Full bridge		400-2000 +	50-1000	oui	75

En pratique, le choix du principe sera fixé par la puissance de sortie de l'alimentation :

- **Flyback:** $PS < 100W$
- **Forward:** $100W < PS < qq 100W$
- **Push-Pull:** $PS > qq 100W$

Remarque : Du fait de la mise en œuvre difficile des interrupteurs dans les structures Push- Pull (commutation de deux ou quatre interrupteurs rapides de forte puissance), les alimentations de forte puissance (>100 quelque W) sont parfois réalisées avec des structures asymétriques (Forward ou Flyback) associées en parallèle.

II.4 Points fortes points faibles des alimentations à découpage :

II.4-1 Points forts:

- Le transformateur travaille à une fréquence f de $20k$ Hz très supérieure à celle du réseau 50Hz, il est donc de dimension réduite.
- Le transistor de puissance fonctionne en régime de commutation (V_{CE0} et I_C pour l'état *On*, $I_C=0$ pour l'état *Off*, soit $P=V_{CE}I_C=0$ » et présente des pertes Réduites.

Donc:

Le dissipateur associé est de faibles dimensions, d'où un gain en volume et en masse.

Le rendement de l'alimentation est supérieur à 80% (contre 60% Maximum pour les

alimentations linéaires).

II.4-2 Points faibles:

- Elles sont moins simples à mettre en œuvre que les alimentations linéaires.
 - Une ondulation résiduelle de découpage subsiste en sortie, la stabilité relative est comprise entre 10^{-2} et 10^{-3} .
 - Elles sont perturbatrices pour l'environnement électrique et électronique, les parasites rayonnés sont importants du fait du découpage.

II.5 Conclusion:

Les alimentations à découpage sont légères et peu encombrantes. Elles ont un excellent rendement. Par contre leur stabilité est moyenne ou médiocre. Elles sont donc très utilisées en électronique embarquée (légereté, rendement) ou simplement pour leur excellent rendement lors que la stabilité n'est pas une caractéristique essentielle.

Chapitre III

Partie simulation

III.1 Introduction :

Dans ce chapitre nous allons calculer les différents éléments d'une alimentation à découpage Push-pull en pont (transformateur, inductance, condensateur) et choisir les interrupteurs de puissance (MOSFET s et diodes) à partir de la détermination des valeurs maximales des courants à l'état « On » et des tensions supportées à l'état « Off ». La simulation sous Simulink nous permet de suivre l'évolution des différentes grandeurs d'entrée et de sortie, dans le cas d'un fonctionnement du montage en mode continu. Ceci permet aussi de comparer les valeurs des différentes grandeurs, déterminées par calcul à celles obtenues par simulation.

III.2 Dimensionnement de l'alimentation Push-pull :

Le rapport de transfert en tension continue du convertisseur pour ce mode est :

$$M_v = \frac{V_s}{V_e} = \frac{n_2 \cdot a}{n_1(a+a_1)} \quad (2.8)$$

le rapport cyclique est :

$$\alpha = \frac{M_v \cdot n_1}{2\eta \cdot n_2} = \frac{V_s \cdot n_1}{2V_e \cdot \eta \cdot n_2} \quad (2.9)$$

La valeur minimale de l'inductance L pour maintenir le convertisseur dans la conduction continue est donnée par :

$$L_{min} = \frac{V_s(0.5 - a_{min})}{2f \cdot I_{smin}} = R_{max} \frac{(0.5 - a_{min})}{2f} = \alpha_{min} \frac{(V_{e_{max}} \frac{n_2}{n_1} - V_s)}{2f \cdot I_{smin}} \quad (2.10)$$

le courant dans le primaire du transformateur est :

$$I_1 = \frac{1}{L_1} \int V_1(t) dt = \frac{1}{L_1} \int_0^t V_e \cdot dt + I_1(0) = \frac{V_e}{L_1} \cdot t + I_{1min} \quad (2.11)$$

le courant i_L :

$$I_l = \frac{1}{L} \int_0^t V_l \cdot dt + I_l(0) = \frac{1}{L} \int_0^t \left(\frac{V_e \cdot n_2}{n_1} - V_s \right) \cdot dt + I_l(0) = \frac{\frac{V_e \cdot n_2}{n_1} - V_s}{L} \cdot t + i_L(0) \quad (2.12)$$

la valeur minimale de la capacité :

$$C_{min} = \frac{(0.5 - a_{min})}{16f^2 \cdot L \frac{\Delta V_s}{V_s}} \quad (2.13)$$

III.2.1 Cahier de charges :

Pour dimensionner le convertisseur Push-pull en pont et fonctionnant en mode continu (CCM), nous avons les paramètres suivants : Tension d'entrée :

Ve nom = 311 V, Ve min = 283 V, Ve max = 340 V,

Tension de sortie: Vs = 48 V,

Courant de sortie: Is min = 2.5 A, Is max = 25 A,

Fréquence de découpage ultrasonore: f = 50 KHz,

Ondulation relative de la tension de sortie : $\Delta V_s/V_s \leq 1 \%$

III.2.2 Calcul numérique :

Les valeurs maximale et minimale de la puissance de sortie sont :

$$P_{smax} = V_s I_{smax} = 48 \times 25 = 1200 \text{ W} \quad (3.3)$$

$$P_{smin} = V_s I_{smin} = 48 \times 2.5 = 120 \text{ W} \quad (3.4)$$

Les valeurs maximale et minimale de la résistance de la charge sont :

$$R_{min} = \frac{48}{25} = 1,92 \Omega \quad (3.5)$$

$$R_{max} = \frac{V_s}{I_{smin}} = \frac{48}{2.5} = 19,2 \Omega \quad (3.6)$$

Les valeurs minimale, nominale et maximale du rapport de transfert en tension sont :

$$M_{V \min} = \frac{V_s}{V_{emax}} = \frac{48}{340} = 0,1412 \quad (3.7)$$

$$M_{V \text{ nom}} = \frac{V_s}{V_{enom}} = \frac{48}{311} = 0,1543 \quad (3.8)$$

$$M_{V \max} = \frac{V_s}{V_{emin}} = \frac{48}{283} = 0,1696 \quad (3.9)$$

On suppose que le rendement du convertisseur est $\eta = 85 \%$ et la valeur maximale du rapport cyclique est $\alpha_{max} \approx 0.4 < 0.5$, donc :

$$\frac{n_1}{n_2} = \frac{2\eta\alpha_{max}}{M_{V \max}} = \frac{2 \times 0,85 \times 0,4}{0,1696} = 4,01 \quad (3.10)$$

Prenons $n_1 = 4$, donc $n_2 = n_3 = 1$, les valeurs minimale et nominale du rapport cyclique sont :

$$\alpha_{min} = \frac{n_1 M_{V \min}}{2\eta n_2} = \frac{4 \times 0,1412}{2 \times 0,85 \times 1} = 0,3322 \quad (3.11)$$

$$\alpha_{nom} = \frac{n_1 M_{V \text{ nom}}}{2\eta n_2} = \frac{4 \times 0,1543}{2 \times 0,85 \times 1} = 0,363 \quad (3.12)$$

Pour une fréquence de commutation $f = 50 \text{ KHz}$,

la valeur minimale de l'inductance nécessaire pour fonctionner en mode continu (CCM) est :

$$L_{min} = \frac{R_{max}(0,5 - \alpha_{min})}{2f} = \frac{19,2 \times (0,5 - 0,3322)}{2 \times 50 \times 10^3} = 32,22 \mu H \quad (3.12)$$

On choisit : $L = 40 \mu H$.

La valeur maximale de l'ondulation du courant d'inductance L est :

$$\frac{\Delta i}{L_{max}} = \frac{V_s(0,5 - \alpha_{min})}{L f} = \frac{48 \times (0,5 - 0,3322)}{50 \times 10^3 \times 40 \times 10^{-6}} = 4,027 \text{ A} \quad (3.13)$$

• **Inductances propres du primaire et du secondaire De l'équation (2.11) du**

chapitre III :

$$\Delta i_1 = I_{1max} - I_{1min} = \frac{\alpha V_e}{fL_1} \quad (3.14)$$

En utilisant la relation du rapport entre les courants du transformateur, on a :

$$\frac{i_1}{i_2} = 1 \frac{n_2}{n_1} \Leftrightarrow i_1 = 1 \frac{n_2}{n_1} i_2 \quad (3.15)$$

De l'équation (2.12) du chapitre III :

$$i_2 = i_{D1} = i_{L1} = \frac{n_2}{n_1} i_L \rightarrow \Delta i_1 = \frac{n_2}{n_1} \Delta i_L \quad (3.16) \quad \text{Donc}$$

$$\Delta i_{1max} = \frac{n_2}{n_1} \Delta i_{Lmax} = \frac{1}{4} (4,027) = 1 \text{ A} \quad (3.17)$$

De l'équation (2.10) on obtient :

$$L_{1min} = \frac{V_e \alpha_{min}}{f \Delta i_{1max}} = \frac{311,0,3322}{50,103,1} = 2,066 \text{ mH} \quad (3.18)$$

Les valeurs des inductances propres du secondaire sont déterminées à partir de la relation :

$$\frac{L_1}{L_2} = \left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2 \Leftrightarrow L_2 = L_3 = \left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2 \quad (3.19)$$

$$L_1 = \left(\frac{1}{4}\right)^2 \cdot 2,5 \cdot 10^{-3} = 0,156 \text{ mH}$$

Prenons : $L_1 = 2,5 \text{ mH}$, $L_2 = L_3 = 0,156 \text{ mH}$.

• **Ondulation de la tension et choix de**

$$\frac{\Delta V_s}{V_s} = \frac{1}{100} \Leftrightarrow \Delta V_s = \frac{V_s}{100} = \frac{48}{100} = 0,48 \text{ V} \quad (3.20)$$

De l'équation (2.13) :

$$C_{min} = V_s \frac{1}{2} - \alpha_{min} \frac{1}{16f^2 L \Delta V_s} \frac{V_s \left(\frac{1}{2} - \alpha_{min}\right)}{16f^2 L \Delta V_s} = \frac{0,5 - 0,3322}{16,500002,40,10^{-6},0,01} \approx 10,5 \mu F \quad (3.21)$$

Prenons $C = 15 \mu F$ ou un peu plus pour un meilleur filtrage de la tension de sortie.

• **Choix des interrupteurs et des diodes**

Puisque $i_1 = \frac{i_{D1} n_2}{n_1}$, la valeur maximale du courant au primaire du transformateur est :

$$I_{1max} = \frac{I_{smax} n_2}{n_1} + \frac{\Delta i_{Lmax} n_2}{2n_1} = \frac{25}{4} + \frac{4,027}{2,4} = 6,25 + 0,503 = 6,753 \text{ A} \quad (3.22)$$

Les valeurs maximales de la tension et du courant des MOSFET s sont :

$$V_{Kmax} = V_{emax} = 340 \text{ V} \quad (3.23)$$

$$I_{Kmax} = \frac{I_{smaxn2}}{n1} + \frac{\Delta iLmaxn2}{2n1} = \frac{25}{4} + \frac{4,027.1}{2.4} = 6,753 \text{ A} \quad (3.24)$$

La tension maximale que supportent les diodes du redresseur à point milieu est :

$$V_{DMmax} = \frac{2V_{emaxn2}}{n1} = \frac{2.340.1}{4} = 170 \text{ V} \quad (3.25)$$

et le courant maximal des diodes est :

$$I_{DMmax} = I_{smax} + \frac{\Delta iLmax}{2} = 25 + \frac{4,027}{2} = 27,01 \text{ A} \quad (3.26)$$

Les MOSFETs qu'on peut sélectionner ont pour caractéristiques : [4]

$$V_{DSS} = 400 \text{ V}, (AV) = 15 \text{ A}, = 300 \text{ m}\Omega \text{ et } C_0 = 100 \text{ Pf}$$

Et les diodes choisies ont pour caractéristiques :

$$(AV)_{max} = 40 \text{ A}, I_{FSM} = 350 \text{ A}, V_{DM} = 600 \text{ V}, V_F = 0.7 \text{ V}, R_F = 12,5 \text{ m}\Omega.$$

• **Calcul du rendement**

Les pertes de puissance et le rendement seront calculés pour la valeur maximale du courant de la charge $I_{smax} = 25 \text{ A}$ et la tension d'entrée minimale $e_{min} = 283 \text{ V}$. Les pertes de conduction dans chaque MOSFET sont :

$$P_{K1} = \frac{\alpha_{max} r_{DS} I_{smax}^2}{n1^2} = \frac{0,4.0,3.25^2}{16} = 4,6875 \text{ W} \quad (3.27)$$

Les pertes de commutation de chaque transistor sont :

$$P_{SW} = f C_0 V_{emin}^2 = 50.10^3.100.10^{-12}.283^2 = 0,4 \text{ W} \quad (3.28)$$

Donc les pertes de puissance totales pour chaque transistor sont :

$$P_{FET} = P_{K1} + \frac{P_{sw}}{2} = 4,687 + 0.2 = 4,8875 \text{ W}$$

Supposons que la résistance de l'enroulement primaire est $r_{T1} = 25 \text{ m}\Omega$ et les résistances des enroulements secondaires du transformateur sont $r_{T2} = r_{T3} = 10 \text{ m}\Omega$, les pertes de puissance dans ces résistances sont :

$$P_{rT1} = \frac{2\alpha_{max} r_{T1} I_{smax}^2}{n1^2} = \frac{2.0,4.0,025.25^2}{16} = 0,78 \text{ W} \quad (3.29)$$

et

$$P_{rT2} = P_{rT3} = \frac{(2\alpha_{max} + 1) r_{T2} I_{smax}^2}{4} = \frac{(2.0,4 + 1).0,01.25^2}{4} = 2,8 \text{ W} \quad (3.30)$$

Les pertes dues à la résistance directe de la diode sont :

$$P_{RF1} = \frac{(2\alpha_{\max}+1)RFI_{\max}^2}{4} = \frac{(2.0,4+1).0,0125.252}{4} = 3,515 \text{ W} \quad (3.31)$$

Les pertes dues à la chute de tension directe V_F de la diode sont :

$$P_{VF1} = \frac{I_{\max}V_F}{2} = \frac{0,7.25}{2} = 8,75 \text{ W} \quad (3.32)$$

Et les pertes de puissance dans chaque diode sont :

$$P_{D1} = P_{RF1} + P_{VF1} = 3,515 + 8,75 = 12,265 \text{ W} \quad (3.33)$$

En supposant que la résistance de l'inductance est $r_L = 10 \text{ m}\Omega$, les pertes de conduction au niveau de l'inductance sont :

$$P_{rL} = r_L I_{\max}^2 = 0,01.25^2 = 6,25 \text{ W} \quad (3.34)$$

Et les pertes au niveau de la résistance parasite du condensateur sont :

$$P_{rC} = \frac{r_C \Delta i_{L\max}^2}{12} = \frac{0,1.4,0272}{12} = 0,135 \text{ W} \quad (3.35)$$

Les pertes de puissance totales du montage sont :

$$P_T = 4P_{K1} + 4P_{sw} + P_{rT1} + 2P_{rT2} + 2P_{D1} + P_{rL} + P_{rC} = 4.4,6875 + 1,6 + 0,78 + 2.2,8 + 2.12,265 + 6,25 + 0,135$$

$$P_T = 57.645 \text{ W} \quad (3.36)$$

D'où, le rendement du convertisseur est :

$$\eta = \frac{P_{\max}}{P_{\max} + P_T} = \frac{1200}{1200 + 57,645} = 95,42 \% \quad (3.37)$$

III.3 Simulation du fonctionnement en boucle ouverte du push-pull :

III.3.1 Schéma de simulation :

La figure (III.1) présente le schéma de simulation pour l'alimentation push-pull considérée, réalisé sous SIMULINK :

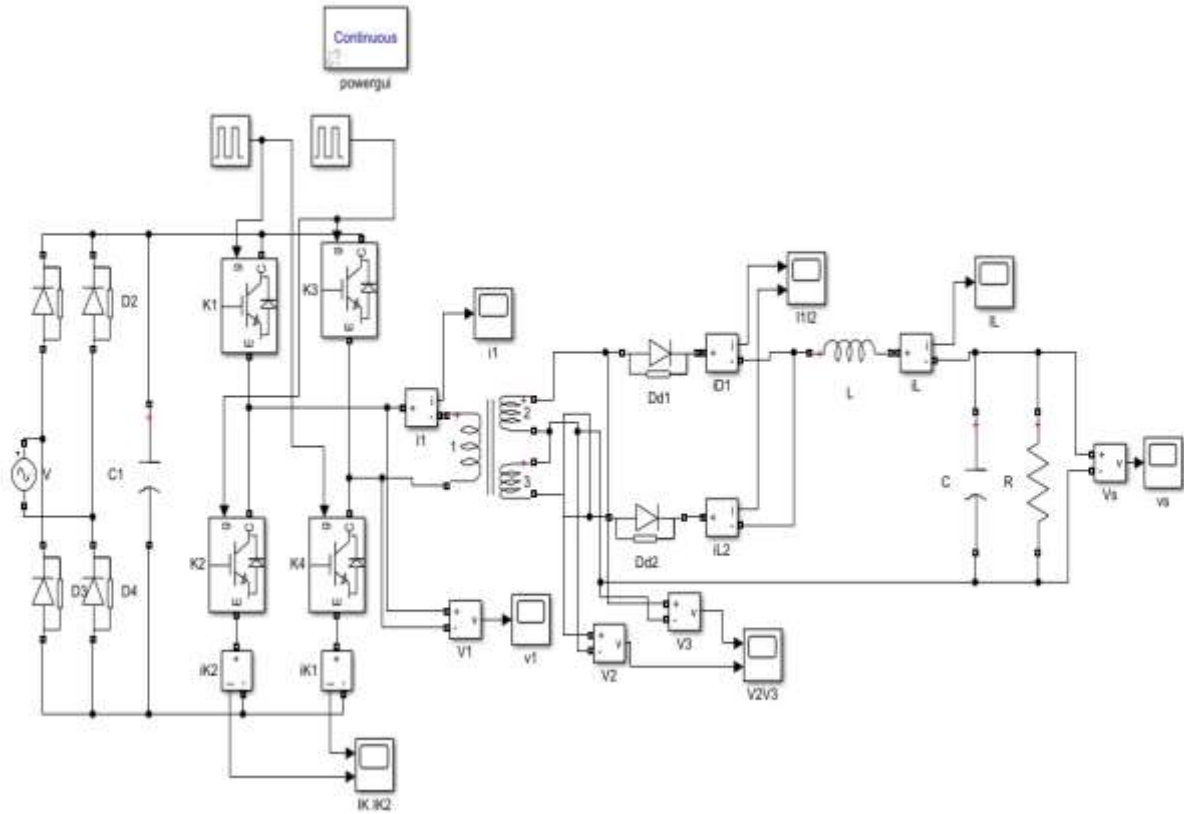


Figure (III.1) Schéma de Simulation du Push-pull en pont.

III.3.2 Résultats de simulation :

La tension de sortie V_s de l'alimentation Push-pull est représentée par la figure (III.2) :

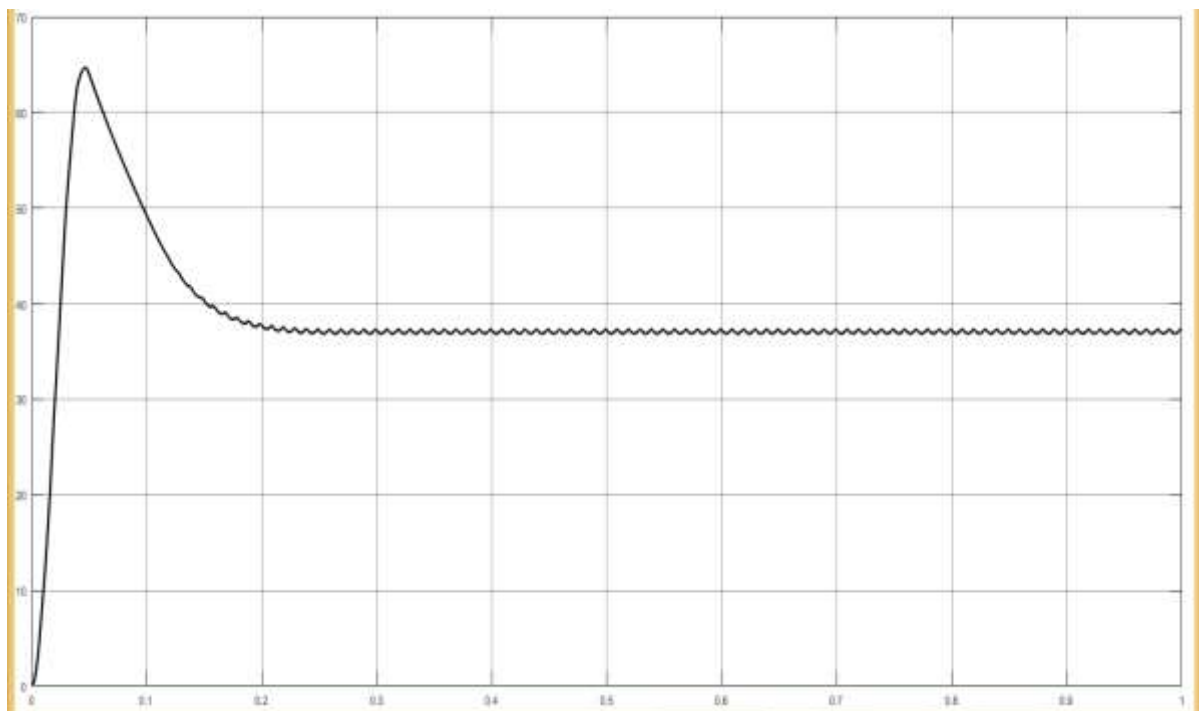


Fig (III.2) tension de sortie V_s

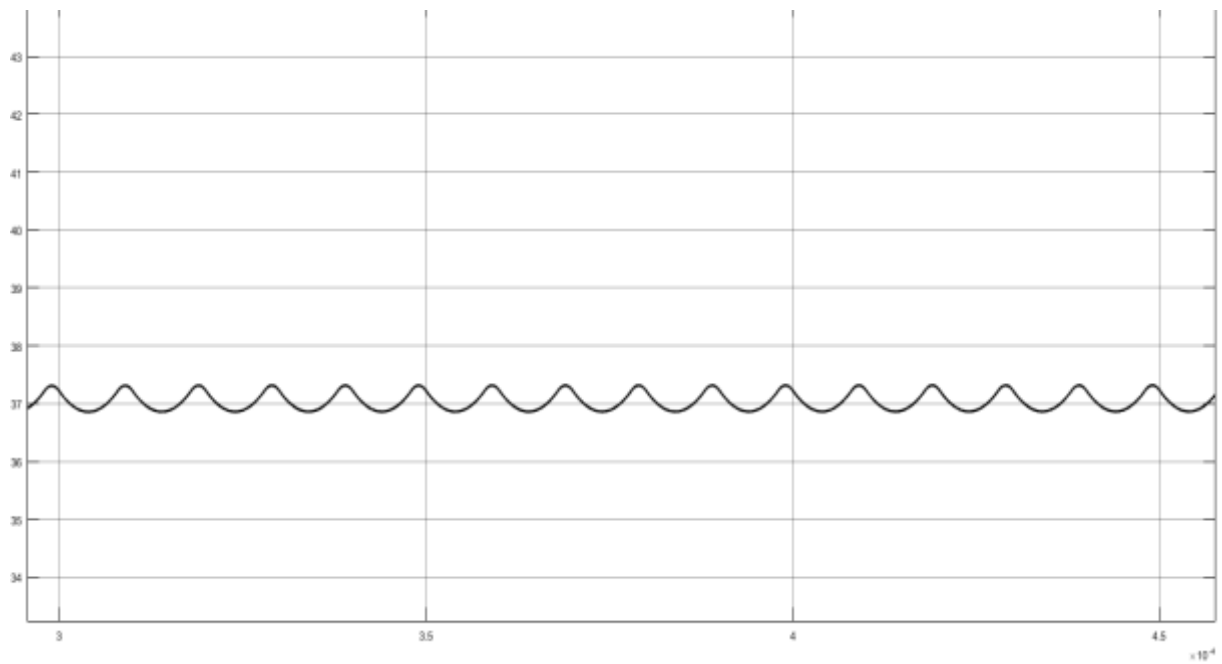


Fig (III.3) tension de sortie V_s

La forme d'onde de la tension aux bornes du primaire est donnée par la figure (III.3)

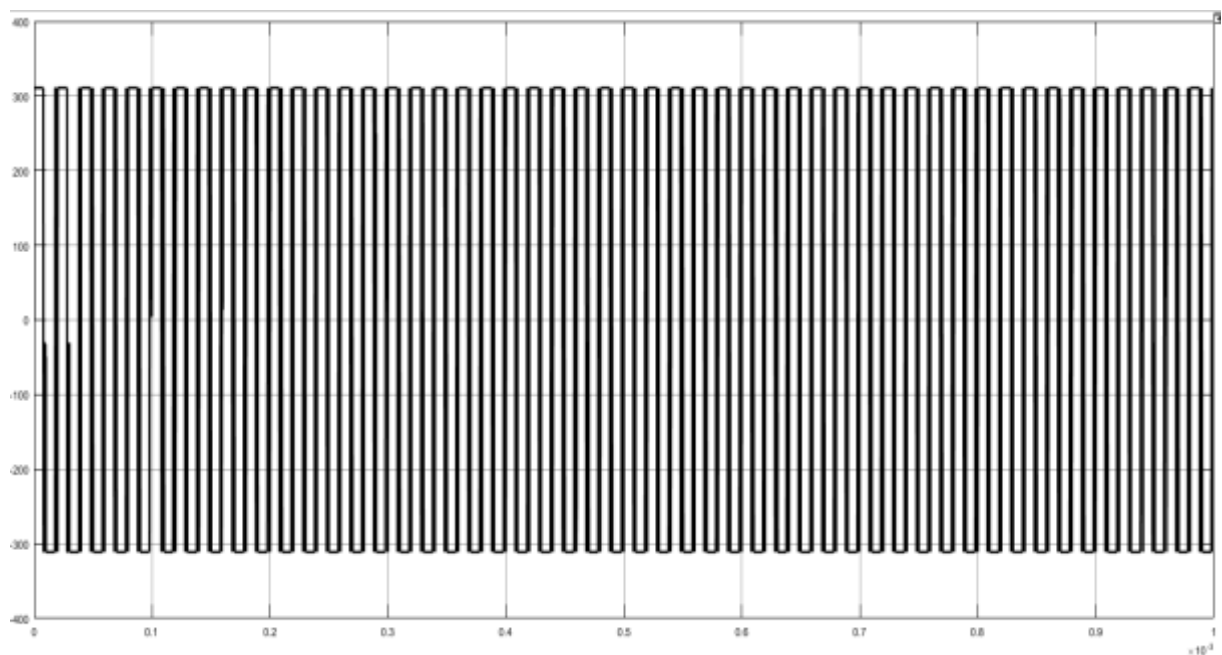


Figure III.4 Forme d'onde de la tension au primaire V_1 .

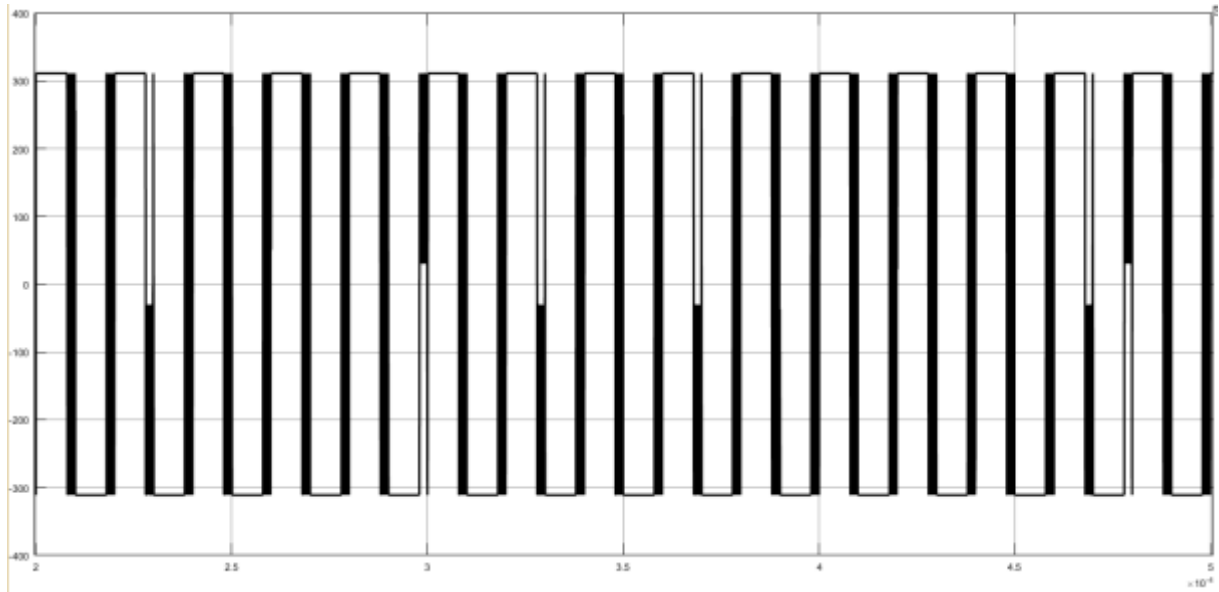


Figure III.5 Forme d'onde de la tension au primaire V1.

Les formes d'ondes des tensions V2 et V3 aux bornes des bobines du secondaire sont représentées par la figure:

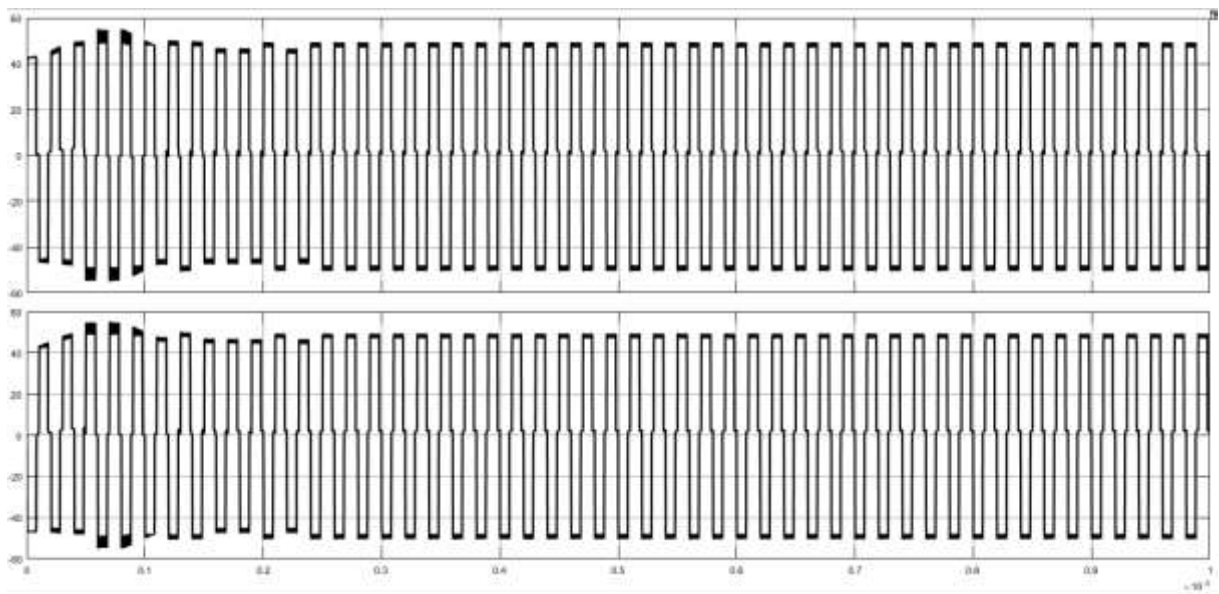


Fig.III.6 Formes d'ondes des tensions V2 et V3 au secondaire du transformateur.

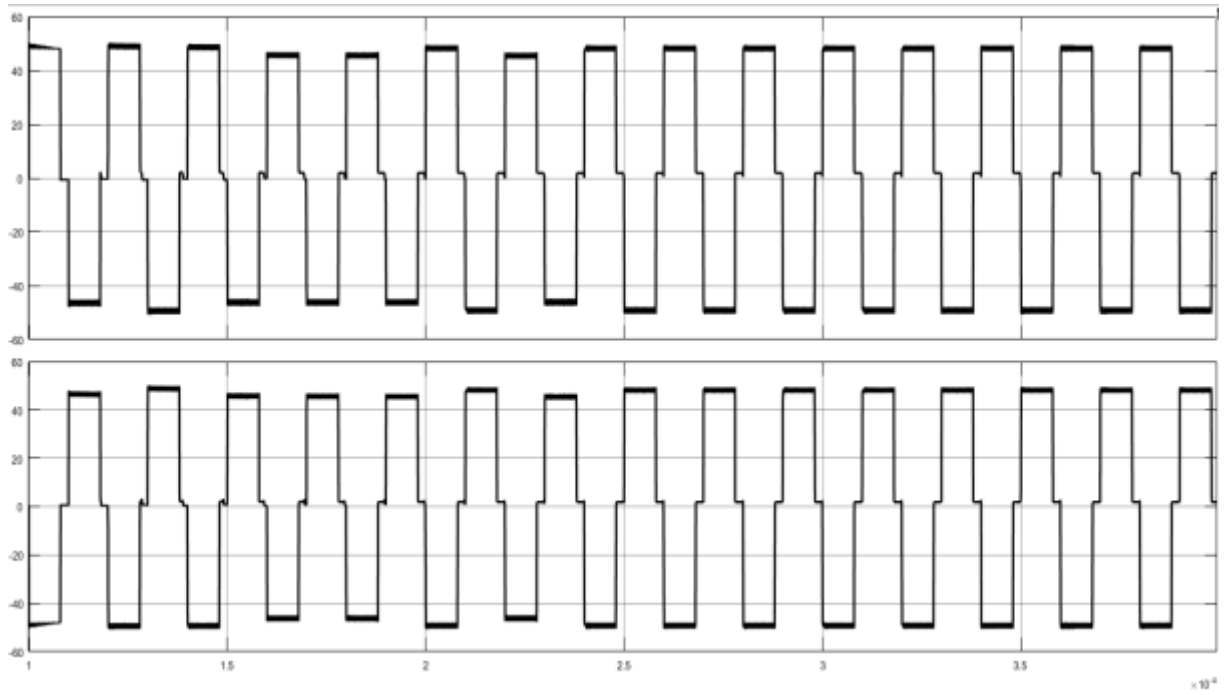


Fig.III.7 Formes d'ondes des tensions V2V3 au secondaire du transformateur.

Les formes d'ondes ik_1 et ik_2 aux bornes des interrupteurs obtenus par simulation sont :

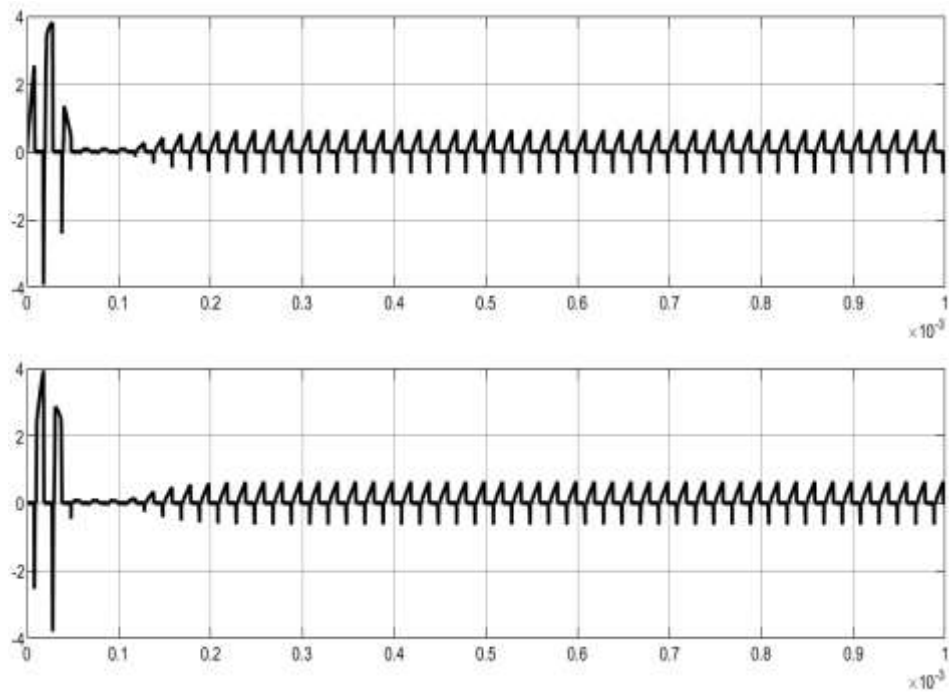


Fig.III.8 Formes d'ondes des ik_1 et ik_2

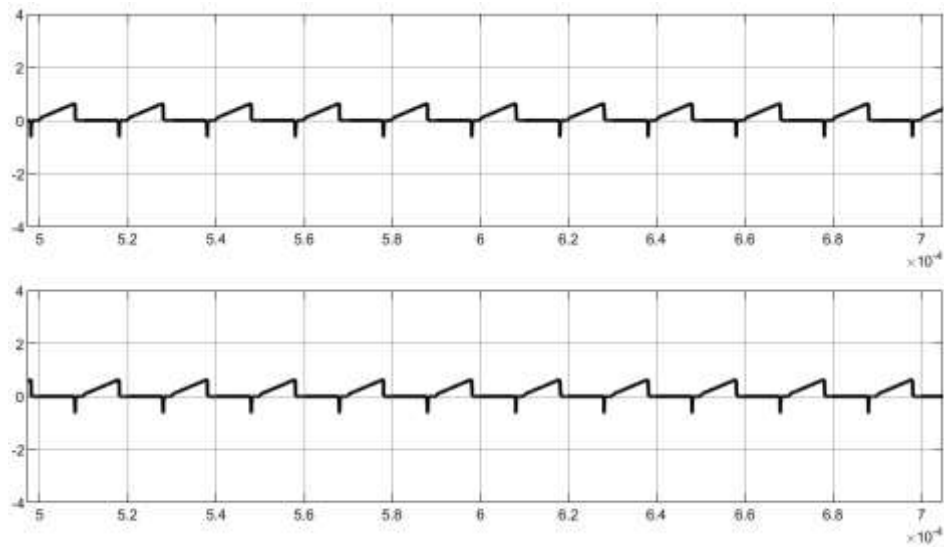


Fig.III.9 Formes d'ondes des ik1 et ik2

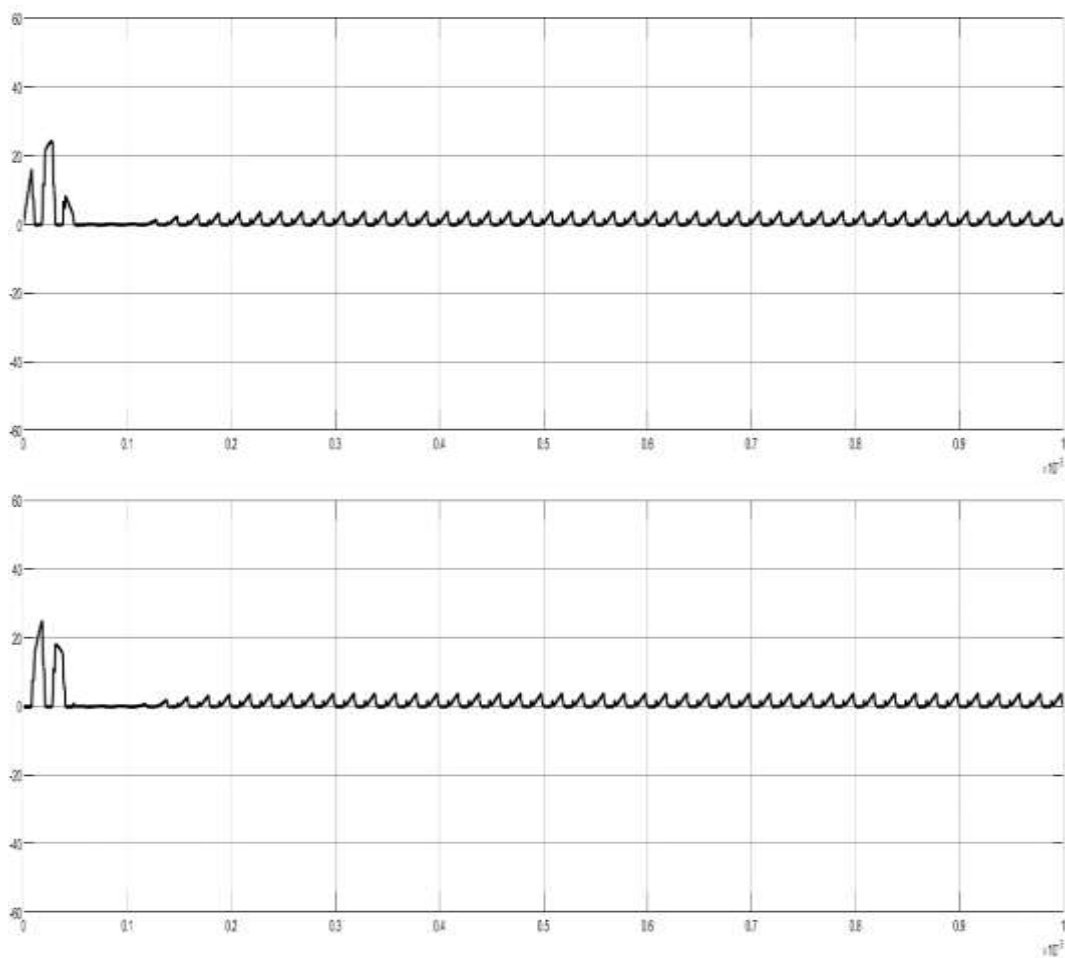


Fig.III.10 Formes d'ondes des i1 et i2

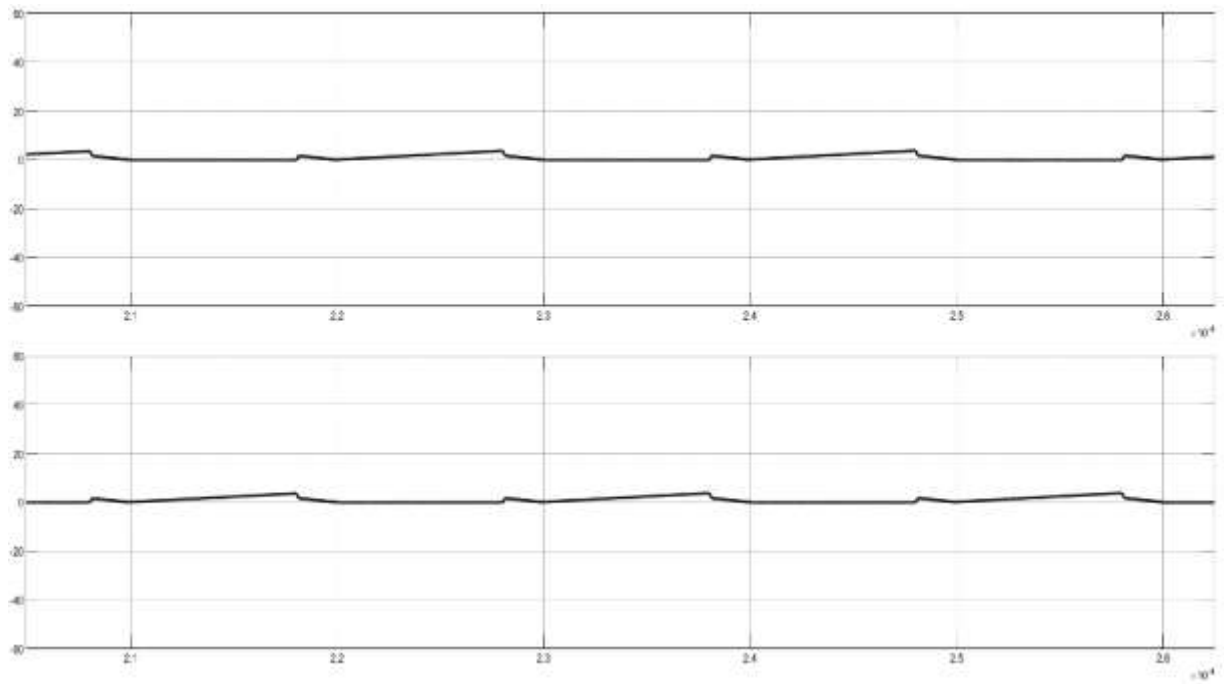


Fig.III.11 Formes d'ondes des i_1 et i_2

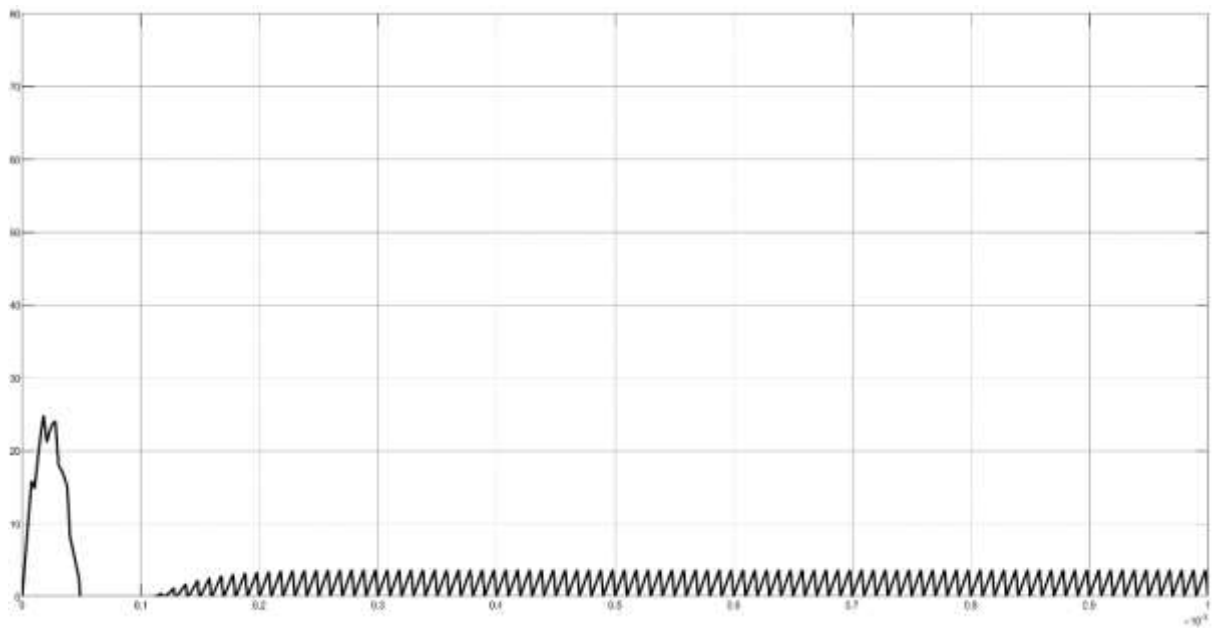


Fig.III.12 Formes d'ondes des i_L

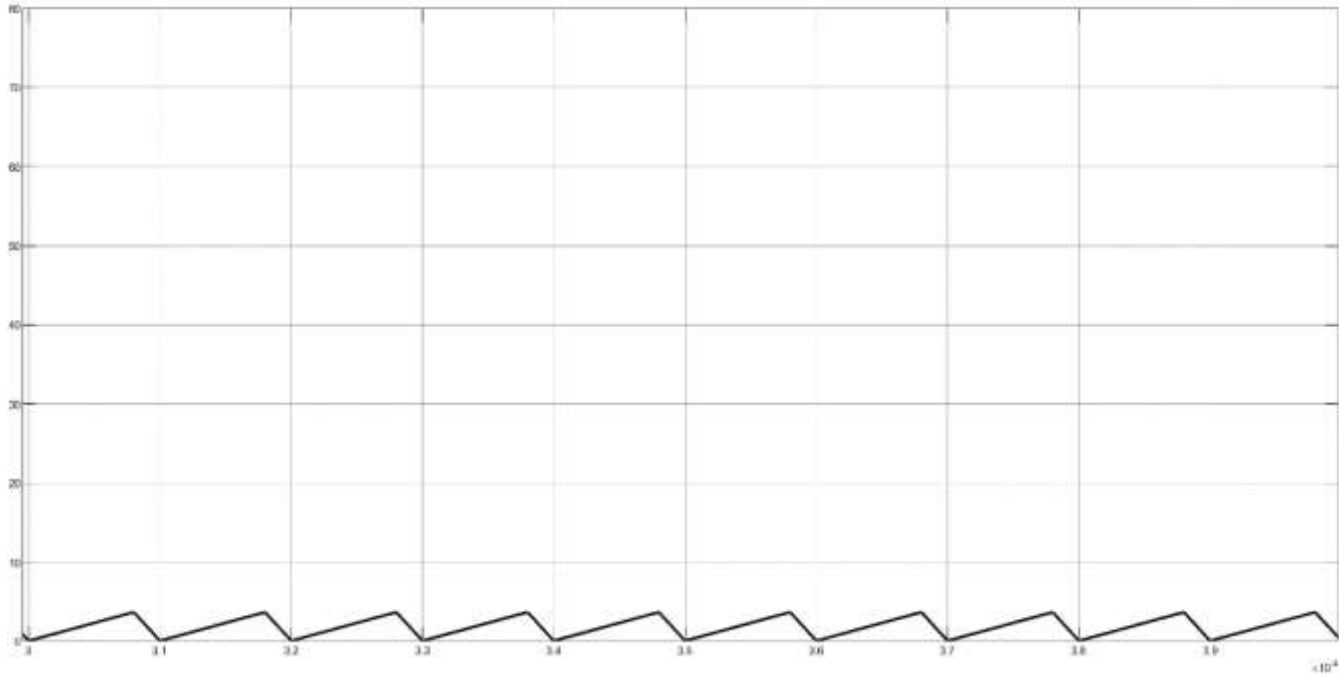


Fig.III.13 Formes d'ondes des iL

III.3.3 Interprétations des résultats :

La simulation du montage Push-pull sous MATLAB, nous a permis d'avoir : - Une tension de sortie qui atteint une valeur presque constante (faible ondulation) après un régime transitoire dû à l'enclenchement du fonctionnement (selon les valeurs initiales) qui se traduit par un retard de réponse avant d'atteindre le régime permanent. - Un courant à travers les interrupteurs qui apparait sous forme de rampes à partir d'une valeur initiale (puisque le mode de fonctionnement est continu) jusqu'à une valeur maximale et la partie négative est celle du courant à travers la diode en antiparallèle avec le MOSFET. Chaque diode est conductrice avec une autre de la même diagonale du pont de l'onduleur, lors de la phase de récupération de l'énergie emmagasinée dans la bobine du primaire à l'ouverture de tous les interrupteurs. - des tensions aux bornes des bobines du transformateur, qui prennent deux valeurs positive et négative selon les séquences de commande des interrupteurs. Les tensions au secondaire sont en opposition de phase puisqu'il s'agit d'un transformateur à point milieu. - Un courant dans la bobine qui est ondulé puisque le mode de fonctionnement est continu.

III.4 Conclusion :

A partir d'un cahier de charges désiré, nous avons : - dimensionné une alimentation à découpage de type Push-pull par calcul de ses différents éléments (inductances, condensateur)

pour un régime de fonctionnement continu imposé par la puissance de sortie et le rapport cyclique maximal,

- déterminé les valeurs maximales du courant à l'état "on" et de la tension à l'état "off" des interrupteurs de puissance et des diodes, dans le but de faire un choix convenable de ces composants. - Simulé sous MATLAB les différentes grandeurs caractérisant le fonctionnement de l'alimentation pour un mode de conduction continu.

Conclusion générale

Le but de Cette étude est d'étudier une alimentation à découpage utilisant le convertisseur à résonance parallèle. Le principe de la résonance est utilisé pour maximiser le rendement, diminuer le poids et le coût. Ainsi, dans ce travail nous avons présenté une étude sur l'analyse du fonctionnement et le dimensionnement d'une alimentation à découpage symétrique de type Push-pull en pont dont la structure s'adapte bien aux sorties basses tensions et forts courants.

Dans cette étude nous avons :

- Présenté les principales structures des alimentations à découpage, avec leurs avantages et inconvénients. Le choix du type d'alimentation à découpage, dépend essentiellement de la puissance et de la tension de sortie désirée.

- Analysé le fonctionnement de l'alimentation à découpage Push-pull en pont complet, selon les modes de conduction continu avec la détermination des ondulations de courant et de la tension de sortie dans le but de dimensionner les inductances de bobines et le condensateur de sortie employés, ainsi que le choix des éléments de puissance à partir de la détermination des valeurs maximales des courants à l'état "on" et des tensions à l'état "off".

Ce type de simulation permet de faire dimensionnement et de déterminer la protection nécessaire avant de passer à la réalisation pratique de ce type d'alimentation.

Comme perspectives pour ce travail, nous proposons :

- l'étude détaillée de la protection de ce type d'alimentation à découpage,
- l'étude de la régulation de la tension de sortie, indispensable face aux variations de la charge. Cette régulation ne peut être réalisée que par la détermination du correcteur nécessaire, permettant d'agir sur la commande des interrupteurs de puissance,
- la réalisation de ce type d'alimentation à découpage pour une utilisation didactique au niveau du laboratoire.

Bibliographie

- <https://www.techniques-ingenieur.fr/www.tomshardware.fr> (08/...../2021 , 18 :20)
- <https://www.astuces-pratiques.fr/www.abcelectronique.com> (10/...../2021, 22 ::00)
- Wikipédia
- Étude d'une alimentation à découpage Push-pull .par Faiz Mohamed et Hebbaz Farid.
- Étude et conception d'une alimentation à découpage. Par : Temdi Walid et Drif Lahcene.