

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



Université A.MIRA Bejaïa
Faculté de technologie
Département de Génie Electrique



Mémoire De Fin d'Etudes

En vue de l'obtention du Diplôme Master en

Électrotechnique

Option : Electrotechnique Industrielle

Thème

*Modélisation et Commande des Alimentations
à Découpage*

Présenté par :

M^r: Younes LASMI

M^r: Aissa MAOUCHE

Encadré par :

M^r: A. AZIB

Année Universitaire

2021/2022

Remerciements

Avec ce mémoire qui vient de clôturer cinq ans d'étude, qui est le résultat d'un travail que nous avons élaboré avec effort et persévérance mais surtout avec plaisir.

Nos premiers mots de remerciement s'adressent au bon Dieu le tout puissant de nous avoir donné le courage, la patience et la volonté pour mener à terme ce mémoire de fin d'étude.

*Nous tenons à remercier notre encadreur **Mr. AZIB Ahmed** pour son accompagnement et disponibilité tout au long de ce travail, ses observations constructives nous ont aidées à bien planifier et gérer notre travail.*

Nos sincères remerciements aux messieurs les membres du jury, de bien vouloir accepter de juger notre travail, et nous souhaitons qu'il serve de bonne documentation dans les années prochaines pour les étudiants de département génie électrique.

Nous rendons hommage à notre Université Abderrahmane Mira de Bejaia, qui nous a offert l'opportunité de suivre notre parcours universitaire.

Dédicace

Grace à notre bonne volante, notre acharnement, Dieu tout puissant nous a donné la force et le courage pour la réalisation de notre mémoire.

Je dédie ce modeste travail tout d'abord à mes très chers parents qui m'ont soutenu moralement et qui n'ont jamais cessé de prier pour moi durant tous mon cursus.

A mes chers frères, sœurs

A toute ma famille

*A mon cher binôme **Aissa***

A tous mes amis.

A toutes les personnes qui ont contribué à la réalisation de ce travail de près ou de loin.

Lasmi younes

Dédicace

Grace à notre bonne volante, notre acharnement, Dieu tout puissant nous a donné la force et le courage pour la réalisation de notre mémoire.

Je dédie ce modeste travail tout d'abord à mes très chers parents qui m'ont soutenu moralement et qui n'ont jamais cessé de prier pour moi durant tous mon cursus.

A mes chers frères, sœurs

A toute ma famille

*A mon cher binôme **younes***

A tous mes amis.

A toutes les personnes qui ont contribué à la réalisation de ce travail de près ou de loin.

Aissa MAOUCHE

Sommaire

<i>Remerciements</i>	ii
<i>Dedicace</i>	iii
<i>Dedicace</i>	iv
Introduction générale	01

Chapitre I : Généralités sur les alimentations à découpage

I.1. Introduction	3
I.2. Alimentation à découpage de type courant continu (DC)	3
I.2.1. Définition	3
I.2.2. Principe des alimentations à découpage	4
I.2.3. Avantages et inconvénients des alimentations à découpage	4
I.2.4. Classification des alimentations à découpage :	5
I.2.4.1. Alimentations à découpage asymétriques	6
I.2.4.2. Alimentations à découpage symétriques	9
I.2.5. Autres types de montages :	11
I.3. Conclusion	12

Chapitre II : Etude et modélisation des alimentations à découpage

II.1. Introduction	13
II.2. Modélisation des Alimentation à découpage asymétrique	13
II.2.1. Alimentation FLYBACK	13
II.2.1.1. Fonctionnement au régime discontinu	14
II.2.1.2. Fonctionnement au régime continu	17
II.2.2. Alimentation FORWARD	18
II.3. Alimentation symétrique	23
II.3.1. Alimentation push pull à double primaire	23
II.3.2. Alimentation a découpage de type push-pull à pont complet	27
II.3.2.1. Fonctionnement continu (démagnétisation incomplet)	27
II.3.2.2. Fonctionnement en mode discontinu	35
II.4. Conclusion	41

Chapitre III : Dimensionnement et simulation d'une alimentation en push-pull en pont

III.1. Introduction :	42
III.2. Dimensionnement de l'alimentation Push-pull	42
III.2.1. Cahier de charges :	42

Sommaire

III.2.2. Calcul numérique	42
III.3. La commande MLI des interrupteurs :	45
III.3.1. Principe de la commande MLI :	45
III.4. Simulation d'une alimentation push-pull en pont à un seul transformateur :	46
III.4.1. Schéma de simulation :	46
III.4.2. Résultats de simulation :	47
III.4.3. Interprétation des résultats :	51
III.5. Simulation d'une alimentation push-pull en pont a doublé transformateur :	52
III.5.1. Schéma de simulation :	52
III.5.2. Résultat de simulation :	53
III.5.3. Interprétation des résultats :	57
III.6. Conclusion :	58
Conclusion générale	59
Bibliographie	60

Liste des figures

Figure I. 1 : Principe des alimentations à découpage.....	4
Figure I. 2 : Principe de l'alimentation à découpage Flyback.....	6
Figure I. 3 : Principe de l'alimentation à découpage FORWARD.....	10
Figure I. 4 : Principe de l'alimentation Push-Pull à double primaire avec point milieu	9
Figure I. 5 : Principe de l'alimentation Push-Pull à demi-pont.....	10
Figure I. 6 : Principe de l'alimentation Push-Pull à pont complet.....	11
Figure II. 1 : schémas de fonctionnement.....	13
Figure II. 2 : formes d'onde en régime permanent en mode discontinu	17
Figure II. 3 : montre les formes d'onde en régime permanent	18
Figure II. 4 : Schéma de fonctionnement d'un convertisseur Forward.....	19
Figure II. 5 : formes d'onde en régime permanent d'une alimentation FORWARD	22
Figure II. 6 : Schémas de principe de fonctionnement	23
Figure II. 7 : formes d'onde en régime permanent d'une alimentation	24
Figure II. 8 : Alimentation Push-pull : interrupteurs $K1$, $K3$ et diode $D1$ fermés.	27
Figure II. 9 : Alimentation Push-pull : interrupteurs ouverts et diodes passantes	28
Figure II. 10 : Alimentation Push-pull : interrupteurs $K2$, $K4$ et diode $D2$ fermés.	29
Figure II. 11 : Alimentation Push-pull : interrupteurs ouverts et diodes passantes	31
Figure II. 12 : Ondulation de courant	33
Figure II. 13 : Forme d'onde du courant d'inductance à la limite entre le mode continu et le discontinu	33
Figure II. 14 : Circuit équivalent pour $0 \leq t < \alpha T$	35
Figure II. 15 : Circuit équivalent pour $\alpha T \leq t < (\alpha + \alpha_1) T$	36
Figure II. 16 : Circuit équivalent pour $(\alpha + \alpha_1) T \leq t < T/2$	37
Figure II. 17 : Forme d'onde du courant d'inductance à la limite entre le mode continu et discontinu pour V_{emin} et V_{emax}	40
Figure III. 1 : schéma de simulation de la commande MLI.....	45
Figure III. 2 : simulation des signaux de commande	46
Figure III. 3 : schéma de simulation du push-pull en pont complet.....	46
Figure III. 4 : le signal de la tension de sortie V_s	47
Figure III. 5 : Ondulation de la tension de sortie V_s	47
Figure III. 6 : Réponse du courant dans la bobine d'inductance L	48
Figure III. 7 : Ondulation du courant dans la bobine L	48
Figure III. 8 : Forme d'ondes des courants des interrupteurs (K_1 , K_2).	49
Figure III. 9 : Forme d'ondes des courants des diodes (D_1 , D_2).	49
Figure III. 10 : courant au primaire du transformateur.....	50
Figure III. 11 : forme d'onde de la tension au primaire V_1	50
Figure III. 12 : les forme d'ondes des tensions V_2 et V_3 au secondaire du transformateur.....	51
Figure III. 13 : schéma de fonctionnement de l'alimentation push-pull en pont a doublé transformateur	52
Figure III. 14 : le signal de la tension de sortie V_s	53

Liste des figures

Figure III. 15 : <i>ondulation de la tension de sortie V_s.</i>	53
Figure III. 16 : <i>Réponse du courant dans la bobine d'inductance L.</i>	54
Figure III. 17 : <i>Ondulation du courant dans la bobine L.</i>	54
Figure III. 18 : <i>Forme d'ondes des courants des interrupteurs (K_1, K_2).</i>	55
Figure III. 19 : <i>Forme d'ondes des courants des diodes (D_1, D_2).</i>	55
Figure III. 20 : <i>Forme d'ondes des courants des diodes (D_3, D_4).</i>	56
Figure III. 21 : <i>courant au primaire du transformateur.</i>	56
Figure III. 22 : <i>les forme d'onde de la tension au primaire V_1 et V_2.</i>	57
Figure III. 23 : <i>les forme d'ondes des tensions V_3 et V_4 au secondaire du transformateur.</i>	57

Introduction Générale

Les alimentations à découpage sont des convertisseurs continu-continu (DC-DC) qui permettent de fournir une tension continue variable, à partir d'une source à tension continue constante obtenue, le plus souvent, d'un réseau alternatif redressé et filtré. Les alimentations à découpage se sont fortement développées depuis les années 1980 et sont en fait directement dérivées de la structure des alimentations stabilisées, où l'on aurait cherché à minimiser les deux inconvénients principaux des alimentations dites linéaires :

- la taille et le poids du transformateur,
- le mauvais rendement dû à la puissance dissipée dans le régulateur.

La technologie des alimentations à découpage est basée sur les composants de l'électronique de puissance à commande de tension, notamment les transistors IGBT et les MOSFET fonctionnant en régime de commutation. Les matériaux magnétiques et composants utilisés dans ces circuits répondent aussi à certaines contraintes (dimensionnement des interrupteurs, du transformateur, ...).

Les alimentations à découpage sont très employées dans les appareils électroniques (PC, TV, appareils de mesure,...) et dans les centres de télécommunication.

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 asymétriques les alimentations Flybak et forward et au sein de la famille des symétriques les alimentations push-pull avec ces différents type de montages (pont complète, demi pont et point milieu).

Vu l'utilité que présente ces alimentations, l'objectif de ce mémoire est l'analyse du fonctionnement, ainsi que la modélisation et dimensionnement des principaux éléments les constituants.

Ce mémoire est divisé en trois chapitres, il présente en premier chapitre des généralités sur les alimentations à découpage ainsi que leurs avantages et inconvénients.

En deuxième chapitre, nous allons présenter la modélisation et le principe de fonctionnement des alimentations à découpage asymétrique et symétrique.

Le troisième et dernier chapitre, est réservé à une application et calcul d'une alimentation à découpage Push-pull en pont complet, et les éléments du filtre d'entrée et de sortie, les éléments

magnétiques des inductions, les interrupteurs de conduction, la charge et l'analyse du fonctionnement sous Psim par la commande MLI obtenue par la variation du rapport cyclique α , ceci permet de suivre les différentes grandeurs d'entrée et de sortie.

Enfin une conclusion générale termine cette étude.

Chapitre I

I.1. Introduction

Les alimentations, qui sont largement utilisées dans les applications industrielles, sont souvent nécessaires pour répondre à toutes ou à la plupart des spécifications suivantes :

1. Isolation entre la source et la charge
2. Fonctionnement à des fréquences élevées pour la réduction de la taille et du poids
3. Transit bidirectionnel de puissance
4. Conversion avec rendement élevé
5. Formes d'onde d'entrée et de sortie avec un faible taux total de distorsion harmonique et ce pour des filtres moins dimensionnés.
6. La possibilité de régler le facteur de puissance à l'entrée si la source d'entrée est alternative.

Les convertisseurs DC/DC ou DC/AC ou AC/DC ou AC/AC à un étage, respectivement, ne répondent pas à la plupart de ces spécifications [13], et les conversions à plusieurs étages sont normalement requises. Il existe différentes topologies de conversion possibles, en fonction de la complexité autorisée et des exigences de conception. Selon le type de tension de sortie, les alimentations peuvent être classées en deux types :

- Les alimentations de type courant continu (DC)
- Les alimentations de type courant alternatif (AC)

Plusieurs étages de conversion sont souvent utilisés pour les alimentations en courant continu et en courant alternatif afin de produire une sortie avec certaines spécifications souhaitables. Les alimentations en courant continu peuvent être classées en trois types : (1) à découpage, (2) résonnantes et (3) bidirectionnelles de même pour les alimentations en courant alternatif. Le type à découpage a un rendement élevé et peut fournir un courant de charge élevée à basse tension. Ce type peut être implémenté dans cinq topologies de circuit : fly-back, forward, push-pull, demi-pont et pont complet.

Dans ce chapitre, nous présenterons les différentes topologies des alimentations à découpage en courant continu [1].

I.2. Alimentation à découpage de type courant continu (DC)

I.2.1. Définition

Les alimentations à découpage sont des convertisseurs continu-continu (DC-DC) qui permettent de fournir une tension continue variable, à partir d'une source à tension continue constante obtenue, le plus souvent, d'un réseau alternatif redressé et filtré. Les alimentations

à découpage comportent un transformateur assurant l'isolation galvanique entre la sortie et l'entrée et qui permet aussi d'abaisser ou élever la tension de sortie selon le rapport de transformation [10].

I.2.2. Principe des alimentations à découpage

Les alimentations à découpage utilisent le principe des hacheurs (Figure. I.1) :

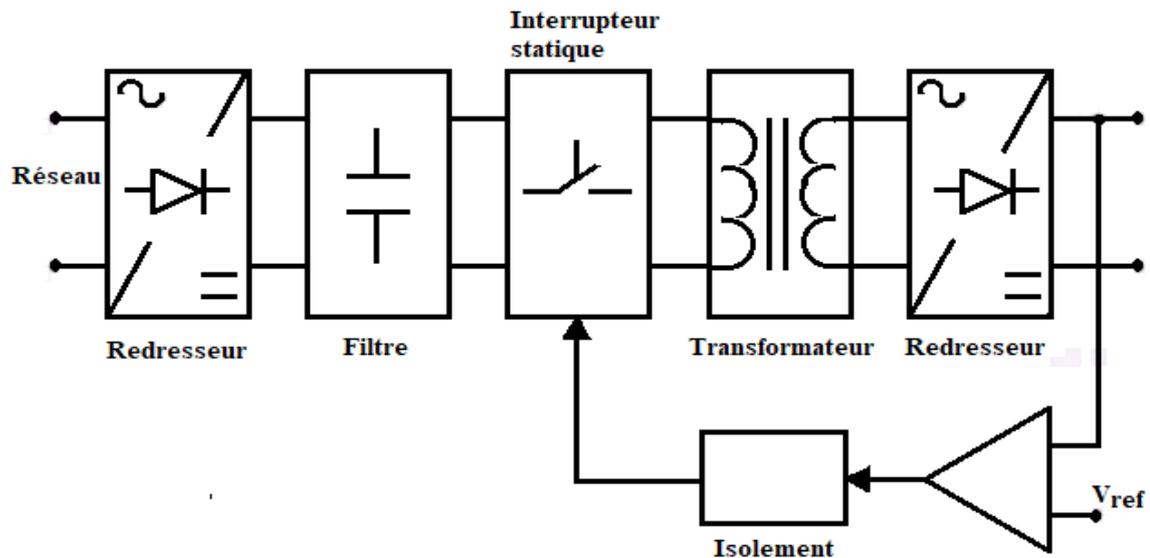


Figure I. 1 : Principe des alimentations à découpage

- La tension continue obtenue (par redressement et filtrage) est découpée par un ou des interrupteurs fonctionnant en commutation. Ce découpage s'opère à haute fréquence (supérieure à 20 kHz, c-à-d au-delà des fréquences audibles).
- L'isolement galvanique est obtenu par un transformateur haute fréquence.
- La tension continue désirée est générée par redressement et filtrage de la tension découpée.
- La régulation s'effectue par action sur le temps de conduction des interrupteurs statiques (transistor de commutation) et ces derniers étant au primaire, il est nécessaire que la chaîne de retour soit isolée galvaniquement [10].

Les avantages et les inconvénients de ces alimentations sont :

I.2.3. Avantages et inconvénients des alimentations à découpage

➤ **Avantage**

Le transformateur travaillant à une fréquence élevée ($F_d \geq 20\text{KHz}$) est de dimension relativement réduite. Rappelons la relation de Boucherot, pour un circuit magnétique fonctionnant en régime sinusoïdal :

$$U_{eff} = 4,44 f B_{max} n S \begin{cases} f \rightarrow \text{Hz} \\ B \rightarrow \text{T} \\ S \rightarrow \text{m}^2 \\ U_{eff} \rightarrow \text{V} \\ n \rightarrow \text{nombre de spire} \end{cases}$$

- On remarque que si f augmente, S et n diminuent. Il en est de même en régime impulsif. La haute fréquence de fonctionnement diminue aussi la dimension du condensateur de sortie.
- Le transistor de puissance travaillant en commutation présente des pertes réduites, Le dissipateur associé est alors de faible dimension.
- Ces deux éléments (transformateur haute fréquence et dissipateur réduit) font que les puissances massique (W/kg) et volumique (W/litre) sont importantes.
- Les alimentations à découpage sont légères et peu encombrantes, leur rendement (η) peut être excellent [10].

➤ Inconvénients

- Elles ne sont pas faciles à mettre en œuvre
- Une ondulation résiduelle de découpage subsiste en sortie (stabilité relative se situant entre 10^{-2} et 10^{-3}).
- Elles sont perturbatrices (parasites rayonnés et conduits importants).

I.2.4. Classification des alimentations à découpage :

Selon la symétrie et l'asymétrie du cycle du circuit magnétique, on distingue deux types au sein de la famille des alimentations à découpage :

- Les alimentations à découpage asymétriques,
- Les alimentations à découpage symétriques.

I.2.4.1. Alimentations à découpage asymétriques

Dans ce cas l'induction B à travers le Circuit Magnétique (CM) du transformateur est toujours de même signe (le point de fonctionnement du CM n'évolue que dans un seul quadrant du plan (B, H)). Ce comportement particulier provient du fait que ces alimentations ne sont pas réversibles, à l'exception de l'alimentation isolée à stockage capacitif. Parmi ces alimentations, l'alimentation FLYBACK et l'alimentation FORWARD.

I.2.4.1.1. Alimentation FLYBACK

Ce type d'alimentation est choisi lorsque la puissance de sortie est inférieure à 150 W. Le schéma de principe est donné par (Figure I.2)

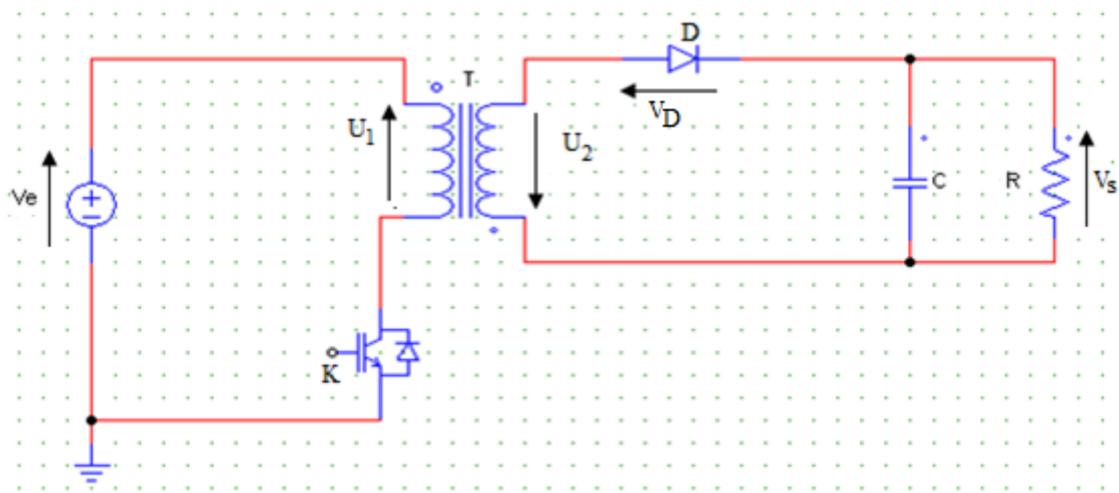


Figure I. 2 : Principe de l'alimentation à découpage Flyback

➤ Cycles de fonctionnement

- K fermé : $U_1 = V_e$; $U_2 = -(n_2/n_1) \cdot V_e < 0$; $v_D = U_2 - V_s < 0$, donc la diode D est bloquée ; il croît et l'enroulement primaire du transformateur T_r emmagasine de l'énergie électromagnétique.
- K ouvert : il décroît de façon quasi-instantanée, u_1 et u_2 s'inversent de façon quasi instantanée, $U_2 > 0$ d'où D conduit ; $U_2 = V_s$. L'énergie emmagasinée précédemment est restituée vers la charge grâce au secondaire de T_r .

La régulation est assurée par le comparateur et l'oscillateur MLI (ou PWM). Le transformateur assure l'isolation galvanique [5].

Les avantages et les inconvénients de cette alimentation sont :

➤ Avantages

- 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,
- Pour le FLYBACK en mode de conduction discontinue, les meilleurs facteurs de forme du FLYBACK permettent d'obtenir une puissance supérieure. Pour un même dimensionnement, le temps de réponse est excellent, les sorties ne nécessitent qu'une seule diode de redressement, un filtrage inductif n'est pas nécessaire [6,7].

➤ Inconvénients

- L'énergie étant stockée dans l'inductance couplée et dans le condensateur de sortie, ceux-ci deviennent encombrants pour des puissances supérieures à 200 W, et l'alimentation FLYBACK devient alors moins intéressante.
- Risque de surtension lors du fonctionnement à vide : l'énergie stockée durant la phase de magnétisation est alors transmise au condensateur durant la phase de démagnétisation. Cette énergie est alors stockée par le condensateur qui voit sa tension monter, et il y a alors risque de destruction.
- Pour le FLYBACK en mode de conduction continue, La diode de sortie doit être quatre fois plus rapide que dans le mode discontinu, le transformateur est plus volumineux.
- Pour le FLYBACK en mode de conduction discontinue, forts courants de pointe dans les diodes de sortie et le transistor de commutation. La capacité du condensateur de sortie est environ le double que celle nécessaire en mode discontinu [6,7].

I.2.4.1.2. Alimentation FORWARD

Ce type d'alimentation est choisi lorsque la puissance de sortie est comprise entre 100W et quelques KW. Le schéma de principe est donné par (Figure I.3) :

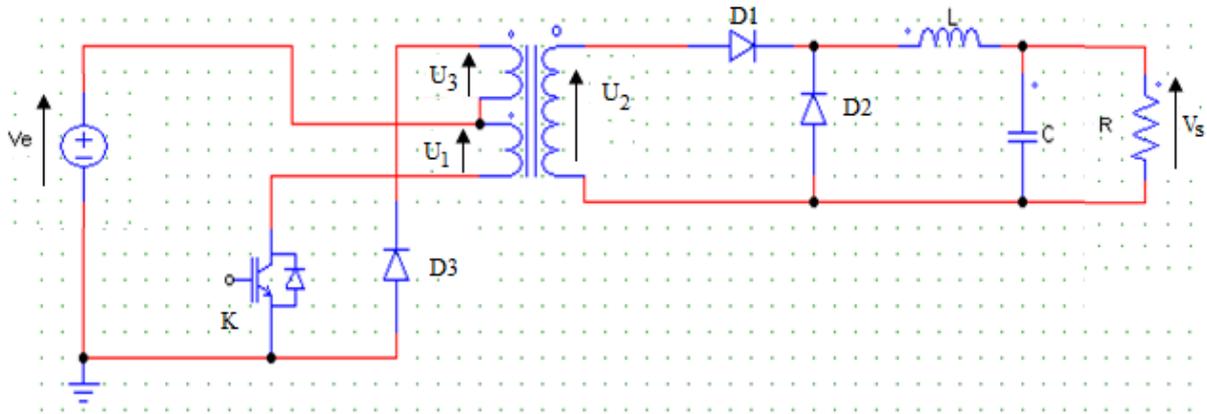


Figure I. 3 : Principe de l'alimentation à découpage FORWARD

Les deux cycles de fonctionnement sont les suivants :

- K fermé : $U_1 = V_E$; $U_3 > 0$, donc D_3 est bloquée et $i_3 = 0$; $U_2 = (n_2/n_1).U_1 > 0$, donc la diode D_1 est passante, la diode D_2 est bloquée.
- K ouvert : il décroît de façon très rapide et s'annule quasi instantanément. La décroissance de i_1 est la cause de l'inversion instantanée des tensions U_1 , U_2 et U_3 . Donc D_1 se bloque et le courant $i_2 = 0$.

Dès que $U_3 > V_E$, D_3 conduit et i_3 charge le condensateur CE. L'énergie emmagasinée dans le circuit magnétique (CM) est entièrement transférée vers le condensateur de filtrage à l'entrée CE. La démagnétisation du CM s'effectue donc par l'enroulement 3 du transformateur Tr [5].

Les avantages et les inconvénients de cette alimentation sont :

➤ **Avantages**

- Faible ondulation,
- Faible bruit en sortie,
- Circuit de commande simple.

➤ **Inconvénients**

- Plus coûteuse que la topologie FLYBACK,
- Utilisation peu rationnelle du transformateur,
- La tension de blocage du transistor est le double de la tension d'entrée,
- Délicate à mettre en œuvre en mode multi-sorties,
- Transformateur assez coûteux (nécessité d'un bobinage de démagnétisation),
- Deux diodes de redressement [6,7].

I.2.4.2. Alimentations à découpage symétriques

Dans ce cas le cycle magnétique du transformateur est symétrique par rapport à l'origine dans le plan (B, H). Ce mode de fonctionnement conduit théoriquement à une meilleure utilisation des CM, 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.

I.2.4.2.1. Alimentation Push-Pull à double primaire avec point milieu

Considérons un montage à transistors MOSFET (**Figure I.4**) :

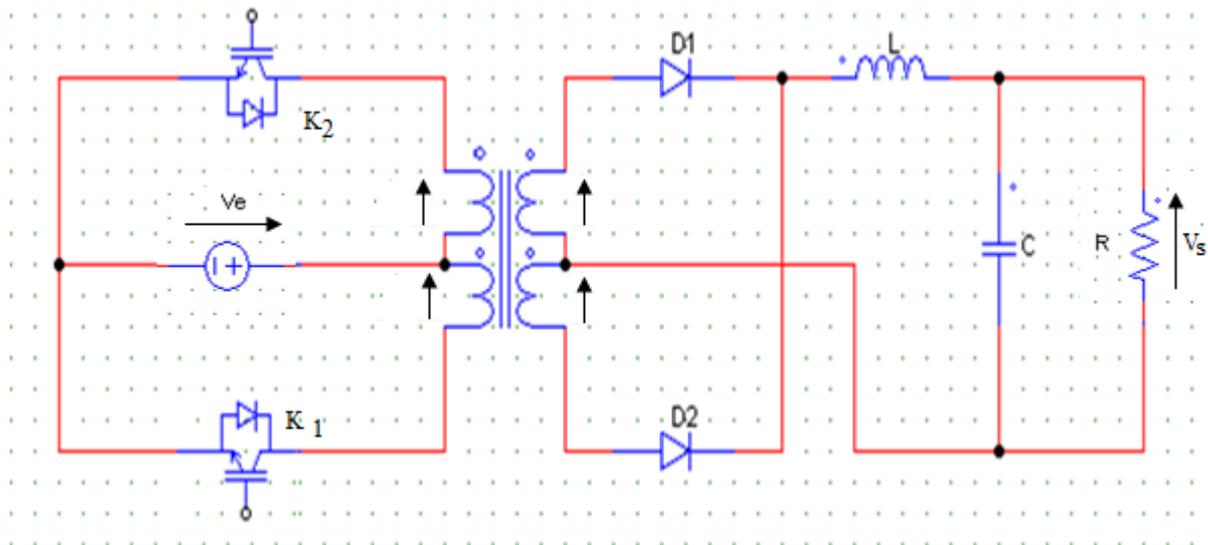


Figure I. 4 : Principe de l'alimentation Push-Pull à double primaire avec point milieu

Dans les convertisseurs DC/DC, une topologie similaire à celle du demi-pont est employée, appelée convertisseur push-pull. Comme la tension appliquée à l'élément de commutation est généralement faible, ce dispositif est conçu pour diviser par deux le courant de commutation primaire dans chaque élément de commutation. Conçu pour réduire de moitié le courant de commutation primaire dans chaque élément de commutation, sinon le fonctionnement est similaire à celui d'un demi-pont.

I.2.4.2.2. Alimentation Push-Pull à demi-pont

Selon le schéma de principe donné ci-dessous (**Figure I .5**), il est à noter que :

- Les condensateurs C1 et C2 sont identiques et de capacité suffisamment importante pour considérer que la tension à leurs bornes est constante, égale à $\frac{V_e}{2}$.
- Le demi-pont fonctionne en onduleur, ce qui permet d'obtenir une tension alternative en créneaux aux bornes de l'enroulement primaire n1.
- Le redressement au secondaire s'effectue :
- Soit par un pont redresseur monophasé PD2,
- Soit par un montage à point milieu (comme sur la **Figure I. 4**) [5].

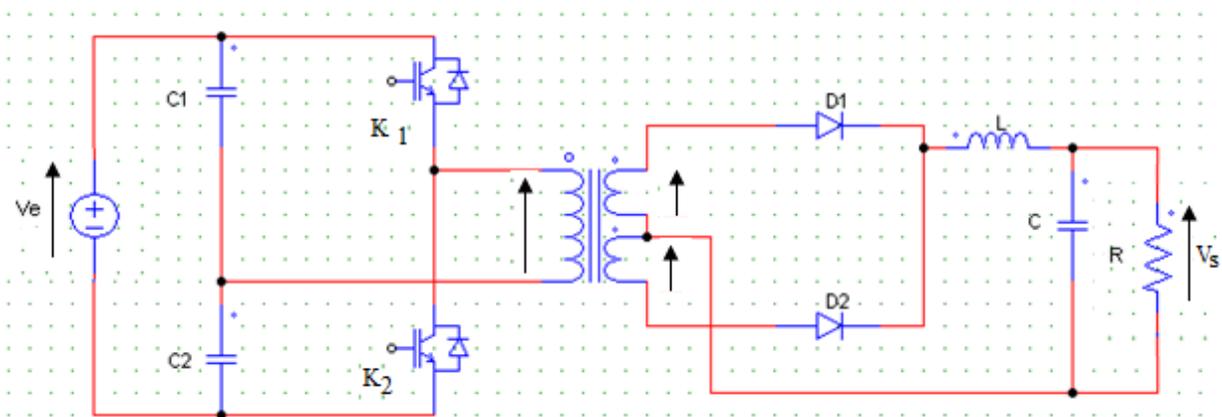


Figure I. 5 : Principe de l'alimentation Push-Pull à demi-pont

➤ 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 [6,7].

I.2.4.2.3. Alimentation Push-Pull pont complet

Considérons le cas d'un montage à transistors de type MOSFET (**Figure I.6**) :

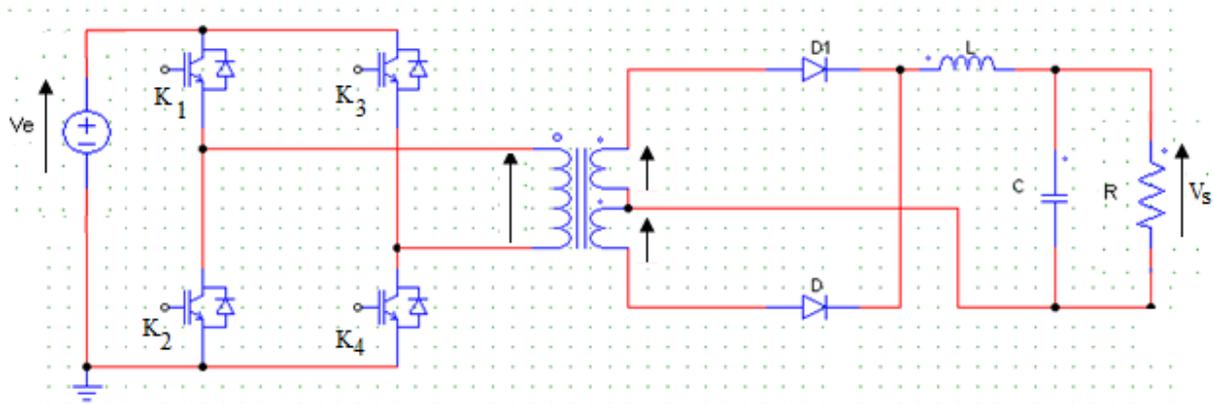


Figure I. 6 : Principe de l'alimentation Push-Pull à pont complet

➤ Avantages

- Très fortes puissances possibles,
- Mêmes avantages que pour le demi-pont,
- La mise en parallèle de transformateurs est courante.

➤ Inconvénients

- Nécessité d'un circuit de commande pour quatre interrupteurs,
- Redressement en sortie par deux diodes et une self de filtrage, ce qui nécessite deux bobinages dans le secondaire [6,7].

I.2.5. Autres types de montages

Les différents montages vus font partie des principaux rencontrés. Il en existe bien sur beaucoup d'autres. Le tableau suivant résume quelques montages selon leurs caractéristiques [3]

Tableau I. 1 : les différents types d'alimentation classée 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

I.3. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté les différentes topologies d'alimentation à découpage de type courant continu qui sont : flyback, forward, push-pull, demi-pont et pont complet, tout en indiquant leurs principes de fonctionnement et leurs avantages et inconvénients.

Le chapitre suivant sera consacré à l'étude et modélisation de ces différentes topologies.

Chapitre II

II.1. Introduction

Le comportement électrique et dynamique d'un système quelconque ne peut être étudié que s'il est possible de le définir par un modèle mathématique, c'est ce qu'on appelle modélisation, il est donc évident que cette étape de modélisation est considérée comme un passage indispensable pour concevoir des systèmes de commande performants.

L'objet de ce qui suit est de présenter en première partie les différentes étapes permettant de mettre en équation les éléments constituant les différentes topologies des alimentations à découpage de type courant continu. Et en seconde partie, on donnera les formes d'onde d'entrée et sortie sous le logiciel PSIM de ces alimentations afin d'évaluer leurs performances.

II.2. Modélisation des Alimentation à découpage asymétrique

II.2.1. Alimentation FLYBACK

La figure II.1 montre la configuration de base d'un convertisseur Flyback :

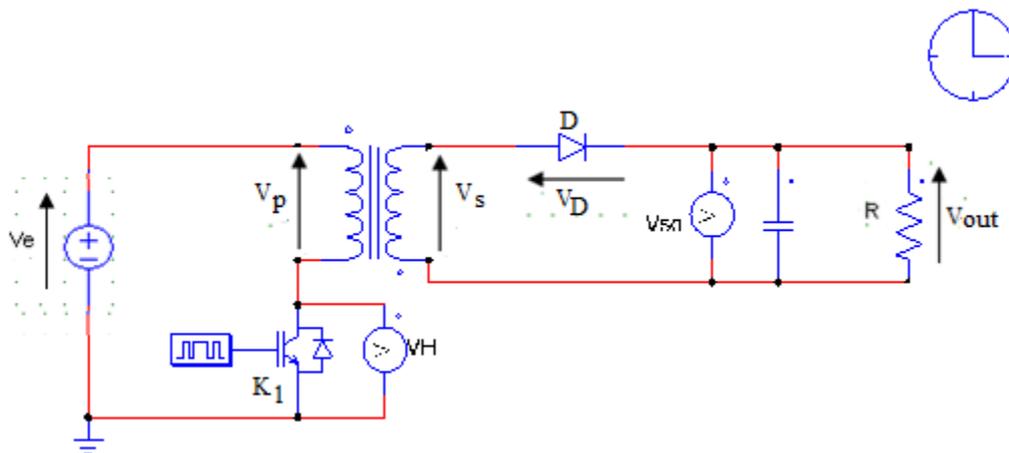


Figure II. 1 : schémas de fonctionnement

On peut distinguer deux phases :

Phase 1 : on accumule de l'énergie dans L1 (transistor passant et diode D bloquée).

Phase 2 : on bloque le transistor, D s'amorce et l'énergie est transférée à la sortie à travers D. Le condensateur C lisse la tension de sortie.

Il existe deux modes de fonctionnement avec chacun ses avantages et ses inconvénients :

- Démagnétisation complète ou régime discontinu.
- Démagnétisation incomplète ou régime continu.

II.2.1.1. Fonctionnement au régime discontinu

Pour dimensionner le convertisseur FLYBACK, nous avons les paramètres suivants :

- Tension d'entrée : $V_e = 100V$,
- Tension de sortie : $V_{out} = 12 V$,
- Courant de sortie : $I_s = 5 A$,

A partir de ce cahier de charge, on déduit que la charge peut se dimensionner sous cette équation :

$$V_s = R * I_s \Leftrightarrow R = \frac{V_{out}}{I_s} \quad (II.1)$$

$$R = \frac{12}{5} = 2.4 \Omega$$

Le mode de fonctionnement est appelé discontinu lorsque le flux dans les enroulements a le temps de s'annuler au cours d'un cycle

Phase 1. Ce mode commence lorsque l'interrupteur K1 est activé et il est valable pour $0 < t \leq \alpha T$, où α est le rapport cyclique et T est la période de commutation. La tension aux bornes de l'enroulement primaire du transformateur est V_e . Le courant primaire i_p commence à s'accumuler et stocker de l'énergie dans l'enroulement primaire. En raison de la disposition de polarité opposée entre les enroulements d'entrée et de sortie du transformateur, la diode D1 est polarisée en inverse. Il n'y a pas d'énergie transférée de l'entrée à la charge R. Le condensateur de filtrage de sortie C maintient la tension de sortie et fournit le courant de charge i_{ch} . Le courant primaire i_p qui augmente linéairement est donné par [1]:

$$i_p = \frac{V_e t}{L_p} \quad (II.2)$$

Où L_p est l'inductance magnétisante primaire. A la fin de ce mode à $t = \alpha T$, le courant primaire crête atteint une valeur égale à $I_{p(p\alpha)}$ donnée par :

$$i_{p(p\alpha)} = i_p(t = \alpha T) = \frac{V_e \alpha T}{L_p} \quad (II.3)$$

Le courant secondaire crête $i_{se(p\alpha)}$ est donné par

$$i_{se(p\alpha)} = \frac{N_p}{N_s} i_{p(p\alpha)} \quad (II.4)$$

Phase 2. Ce mode commence lorsque le commutateur K1 est désactivé. La polarité des enroulements s'inverse du fait que i_p ne peut pas changer instantanément. Cela provoque l'activation de la diode D1 et charge le condensateur de sortie C et fournit également du courant à R.

Le courant secondaire qui décroît linéairement est donné par :

$$i_{se} = i_{se(p\alpha)} - \frac{V_o}{L_s} t \quad (\text{II.5})$$

Où L_s est l'inductance magnétisante secondaire.

Dans le cadre du fonctionnement en mode discontinu, i_{se} diminue linéairement jusqu'à zéro avant le début du cycle suivant. Étant donné que l'énergie est transférée de la source à la sortie uniquement pendant l'intervalle de temps 0 à αT , la puissance d'entrée est donnée par :

$$P_e = \frac{\frac{1}{2} L_p I_p^2(p\alpha)}{T} = \frac{(\alpha V_e)^2}{2fL_p} \quad (\text{II.6})$$

Pour un rendement de η , la puissance de sortie P_o peut être trouvée à partir de :

$$P_o = \eta P_e = \frac{\eta(\alpha V_e)^2}{2fL_p} \quad (\text{II.7})$$

Qui peut être assimilé à $P_o = \frac{V_o^2}{R}$ afin que nous puissions trouver la tension de sortie V_o comme :

$$V_o = \alpha V_e \sqrt{\frac{\eta R}{2fL_p}} \quad (\text{II.8})$$

Ainsi, V_o peut être maintenu constante en maintenant le produit $V_e \alpha T$ constant. Étant donné que le rapport cyclique maximal α_{max} se produit à la tension d'alimentation minimale $V_{e(min)}$, le α admissible pour le mode discontinu peut être trouvé à partir de l'équation. (II.9) comme :

$$\alpha_{max} = \frac{V_o}{V_{e(min)}} \sqrt{\frac{2fL_p}{\eta R}} \quad (\text{II.9})$$

La tension de sortie V_o pour un rapport cyclique maximal α_{max} est donnée par :

$$V_o = V_{e(min)} \alpha_{max} \sqrt{\frac{\eta R}{2fL_p}} \quad (\text{II.10})$$

Étant donné que la tension de collecteur V_H de l'interrupteur H est maximale lorsque V_e est maximale, la tension de collecteur maximale V_{Hmax} , comme illustré à la Figure II.2 est donnée par :

$$V_{Hmax} = V_{e(max)} + \frac{N_p}{N_s} V_o \quad (II.11)$$

Le courant primaire de crête $I_{p(p\alpha)}$, qui est le même que le courant de collecteur maximal $I_{C(max)}$ de l'interrupteur de puissance H, est donné par :

$$I_{C(max)} = I_{p(p\alpha)} = \frac{2P_e}{\alpha V_e} = \frac{2P_o}{\eta \alpha V_e} \quad (II.12)$$

Le convertisseur flyback est principalement utilisé dans les applications inférieures à 100 W. Il est largement utilisé pour une tension de sortie élevée à une puissance relativement faible. Ses caractéristiques essentielles sont la simplicité et le faible coût [1].

La figure II.2 et II.3 montrent respectivement les formes d'onde en régime permanent dans un fonctionnement en mode discontinu et continu. On suppose que la tension de sortie illustrée est sans ondulation.

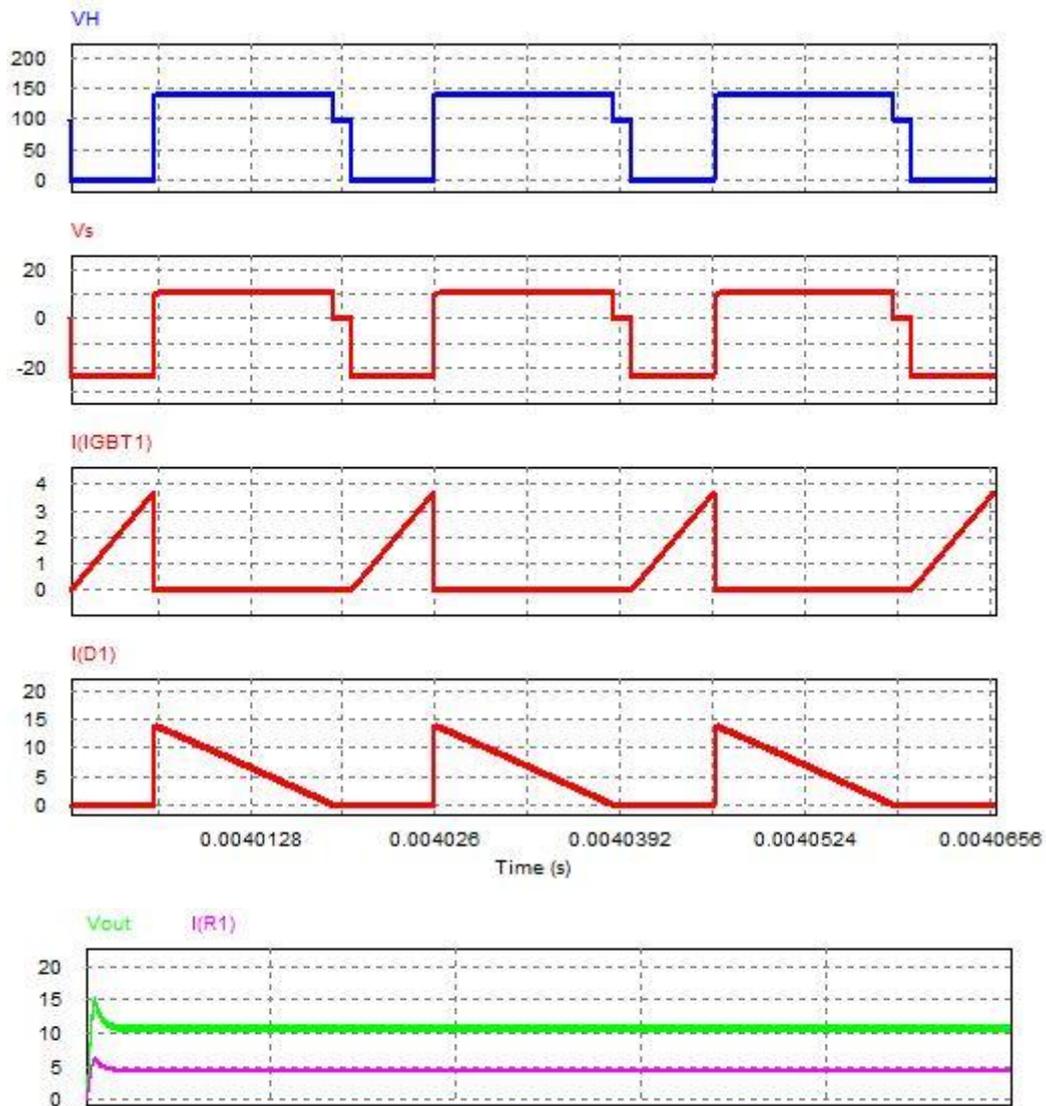


Figure II. 2 : formes d'onde en régime permanent en mode discontinu

II.2.1.2. Fonctionnement au régime continu

Dans un mode de fonctionnement continu, l'interrupteur H est fermé avant que le courant secondaire ne s'annule. Le mode continu peut fournir une capacité de puissance supérieure pour la même valeur de courant de crête $I_{p(p\alpha)}$. Cela signifie que, pour une même puissance de sortie, les courants de crête en mode discontinu sont beaucoup plus élevés que ceux en mode continu. En conséquence, un transistor de puissance plus cher avec un courant nominal plus élevé est nécessaire. De plus, les courants de crête secondaires plus élevés en mode discontinu peuvent avoir un pic transitoire plus important à l'instant de désactivation. Cependant, malgré tous ces problèmes, le mode discontinu est encore plus préféré que le mode continu. Il y a deux principales raisons. Tout d'abord, l'inductance de magnétisation intrinsèquement plus petite en

mode discontinu a une réponse plus rapide et un pic de tension de sortie transitoire inférieur à un changement soudain du courant de charge ou de la tension d'entrée. Deuxièmement, le mode continu a un zéro dans le demi-plan droit dans sa fonction de transfert, ce qui rend le circuit de commande plus difficile à concevoir [1].

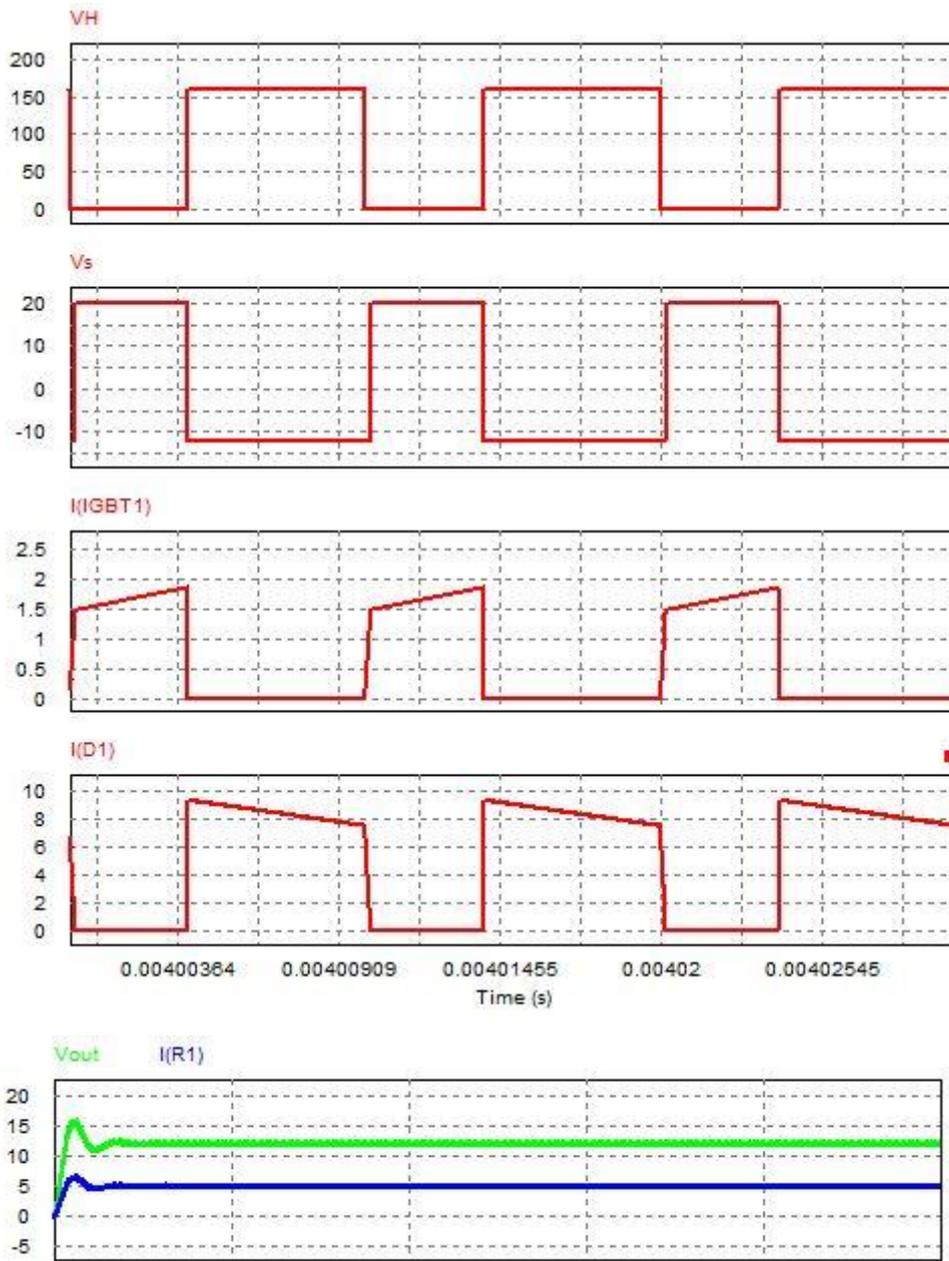


Figure II. 3 : montre les formes d'onde en régime permanent

II.2.2. Alimentation FORWARD

Le convertisseur direct est similaire au flyback. Le noyau du transformateur est réinitialisé par un enroulement de réinitialisation, comme le montre la figure II.4, où l'énergie stockée dans

le noyau du transformateur est renvoyée vers l'alimentation et le rendement est augmenté. Le point sur l'enroulement secondaire du transformateur est disposé de telle sorte que la diode de sortie D_2 est polarisée en direct lorsque la tension aux bornes du primaire est positive, c'est-à-dire lorsque le transistor est activé. Ainsi, l'énergie n'est pas stockée dans l'inductance primaire comme c'était le cas pour le flyback. Le transformateur agit strictement comme un transformateur idéal. Contrairement au flyback, le convertisseur direct fonctionne en mode continu. En mode discontinu, le convertisseur direct est plus difficile à contrôler en raison d'un double pôle existant au niveau du filtre de sortie. Il existe deux modes de fonctionnement [1] :

Phase 1 : Lorsque le commutateur Q_1 est activé.

Phase 2 : lorsque Q_1 est désactivé. La figure II.5 montre les formes d'onde en régime permanent dans le mode de fonctionnement continu.

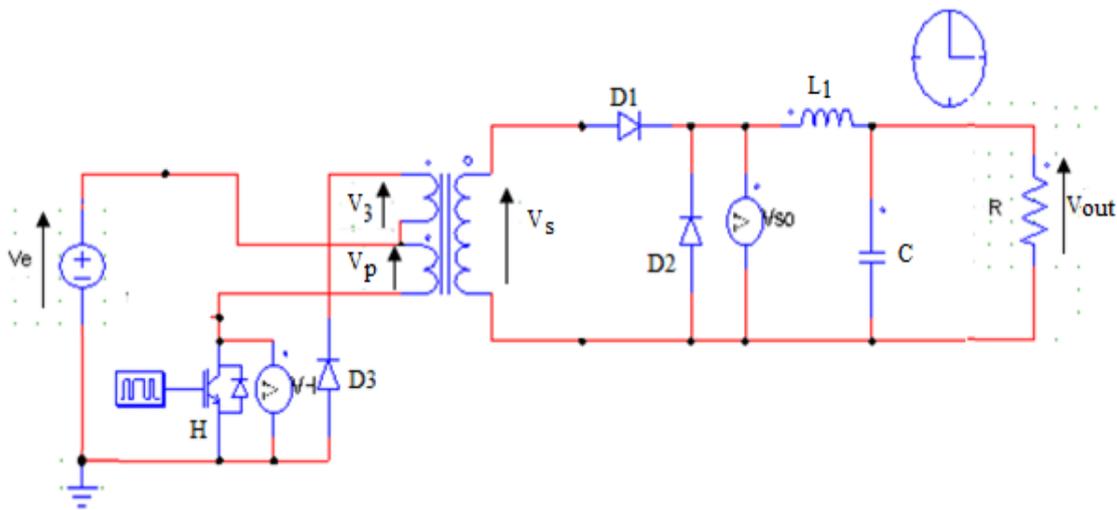


Figure II. 4 : Schéma de fonctionnement d'un convertisseur Forward

Pour dimensionner le convertisseur forward, nous avons les paramètres suivants :

- Tension d'entrée : $V_e = 100V$,
- Tension de sortie : $V_{out} = 12 V$,
- Courant de sortie : $I_s = 5 A$,

A partir de ce cahier de charge, on déduit que la charge peut se dimensionner sous cette équation :

$$U_s = R * I_s \Leftrightarrow R = \frac{V_{out}}{I_s} \quad (II.14)$$

$$R = \frac{12}{5} = 2.4 \Omega$$

Phase 1. Ce mode commence lorsque le commutateur H s'allume. La tension aux bornes de l'enroulement primaire est V_s . Le courant primaire commence à s'accumuler et transfère l'énergie de l'enroulement primaire au secondaire et au filtre L_1 C et à la charge RL par l'intermédiaire de la diode redresseuse D_2 . L_1 C et la charge RL par l'intermédiaire de la diode de redressement D_2 , qui est polarisée dans le sens direct [1].

Le secondaire I_{se} est réfléchi dans le primaire en tant que I_p , comme le montre la figure II.6 données par [1] :

$$i_p = \frac{N_s}{N_p} \cdot I_{se} \quad (\text{II.15})$$

Le courant magnétisant primaire I_{mag} qui monte linéairement est donné par :

$$I_{mag} = \frac{V_s}{L_p} \cdot t \quad (\text{II.16})$$

Ainsi, le courant primaire total i'_p est donné par :

$$i'_p = i_p + i_{mag} = \frac{N_s}{N_p} \cdot i_{se} + \frac{V_s}{L_p} \cdot t \quad (\text{II.17})$$

A la fin du mode 1 à $t=\alpha T$, le courant primaire total atteint une valeur de pointe $I'_p(p\alpha)$ donnée par :

$$I'_p(p\alpha) = I_p(p\alpha) + \frac{V_s \alpha T}{L_p} \quad (\text{II.18})$$

Ou $I_p(p\alpha)$ est le courant de crête réfléchi de l'inducteur de sortie L_1 du secondaire, tel que donné par :

$$I_p(p\alpha) = \left(\frac{N_p}{N_s} \right) I_{L1}(p\alpha) \quad (\text{II.19})$$

La tension développée aux bornes de l'enroulement secondaire est :

$$V_{se} = \frac{N_s}{N_p} V_s \quad (\text{II.20})$$

Comme la tension aux bornes de l'inducteur de sortie L_1 est $V_{se}-V_0$, son courant i_{L1} augmente linéairement à une vitesse de :

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{V_s - V_0}{L_1} \quad (\text{II.21})$$

Ce qui donne le courant inducteur de sortie de crête $i_{L1}(p\alpha)$ à $t = \alpha T$ comme suit :

$$I_{L1}(p\alpha) = I_{L1}(0) + \frac{(V_s - V_o)}{L_1} \quad (\text{II.22})$$

Ce mode commence lorsque Q_1 s'éteint. La polarité de la tension du transformateur s'inverse. Cela provoque l'arrêt de D_2 et l'allumage de D_1 et D_3 . Pendant que D_3 est conducteur, l'énergie est fournie à RL à travers l'inducteur L_1 . La diode D_1 et l'enroulement tertiaire fournissent un chemin pour le courant de magnétisation qui retourne à l'entrée. Le courant i_{L1} à travers l'inducteur L_1 , qui est égal au courant i_{D3} à travers la diode D_3 , diminue linéairement comme donné par

$$i_{L1} = i_{D3} = I_{L1}(p\alpha) - \frac{V_o}{L_1} t \quad \text{pour} \quad 0 < t \leq (1 - \alpha)T \quad (\text{II.23})$$

Ce qui donne $I_{L1}(0) = i_{L1}(t = (1 - \alpha)T) = I_{L1}(p\alpha) - V_o(1 - \alpha)T/L_1$ en mode continu. La tension de sortie V_o , qui est l'intégrale temporelle de la tension de l'enroulement secondaire, est donnée par la formule suivante :

$$V_o = \frac{1}{T} \int_0^{\alpha T} \frac{N_s}{N_p} V_s dt = \frac{N_s}{N_p} V_s \alpha \quad (\text{II.24})$$

Le courant maximal du collecteur $I_{c(\max)}$ pendant la mise sous tension est égal à $I'_p(p\alpha)$, comme le montre la formule suivante :

$$I_c(\max) = I'_p(p\alpha) = \left(\frac{N_p}{N_s}\right) I_{L1}(p\alpha) + \frac{V_s \alpha T}{L_p} \quad (\text{II.25})$$

La tension maximale du collecteur $V_{Q1(\max)}$ à l'arrêt, qui est égale à la tension d'entrée maximale $V_i(\max)$ plus la tension maximale $V_r(\max)$ aux bornes du tertiaire, est donnée par la formule suivante :

$$V_{Q1}(\max) = V_s(\max) + V_r(\max) = V_s(\max) \left(1 + \frac{N_p}{N_r}\right) \quad (\text{II.26})$$

Si l'on égalise l'intégrale temporelle de la tension d'entrée lorsque Q_1 est sous tension avec la tension de blocage V_r lorsque Q_1 est éteint et donne par l'équation suivante :

$$V_s \alpha T = V_r (1 - \alpha) T \quad (\text{II.27})$$

Qui, après remplacement de V_r / V_s par N_r / N_p , donne le rapport cyclique maximal α_{max} comme suit :

$$\alpha_{max} = \frac{1}{1+N_r/N_p} \tag{II.28}$$

Ainsi, α_{max} dépend du rapport t_{ums} entre l'enroulement de réenclenchement et le primaire. Le rapport cyclique α doit être maintenu en dessous du rapport cyclique maximal α_{max} pour éviter de saturer le transformateur. Le courant magnétisant du transformateur doit être remis à zéro à la fin de chaque cycle. Sinon, le transformateur peut être amené à saturation, ce qui peut endommager le dispositif de commutation. Saturation, Un enroulement tertiaire, comme illustré à la figure II.4, est ajouté au transformateur afin que le courant de magnétisation puisse revenir à la source d'entrée V_s lorsque le transistor est désactivé [1].



Figure II. 5 : formes d'onde en régime permanent d'une alimentation FORWARD

II.3. Alimentation symétrique

II.3.1. Alimentation push pull à double primaire

La figure II.6 donne le schéma du montage push-pull avec transformateur à point milieu au primaire et au secondaire. L'utilisation d'un redresseur P2 au secondaire limite la chute de tension due au redresseur puisqu'elle se limite à une seule chute de tension de diode.

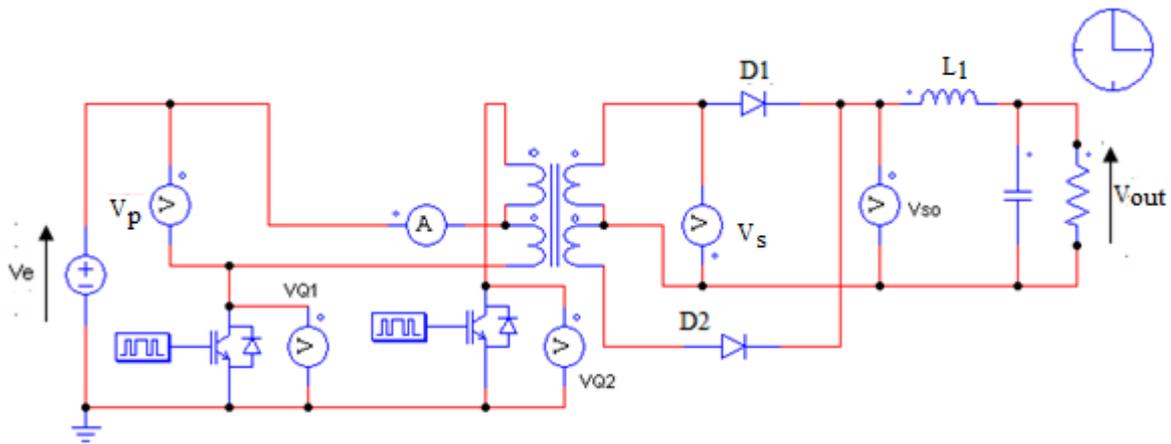


Figure II. 6 : Schémas de principe de fonctionnement

Si on désigne par ω la pulsation correspondant à la fréquence de fonctionnement, en conduction continue, on trouve par période $\frac{2\pi}{\omega}$ quatre phases de fonctionnement. Pour en simplifier la présentation, on néglige la résistance et l'inductance de fuites des enroulements du transformateur et on suppose le courant I_2 constant. Les formes d'ondes sont alors celles représentées figure II.7 [11].

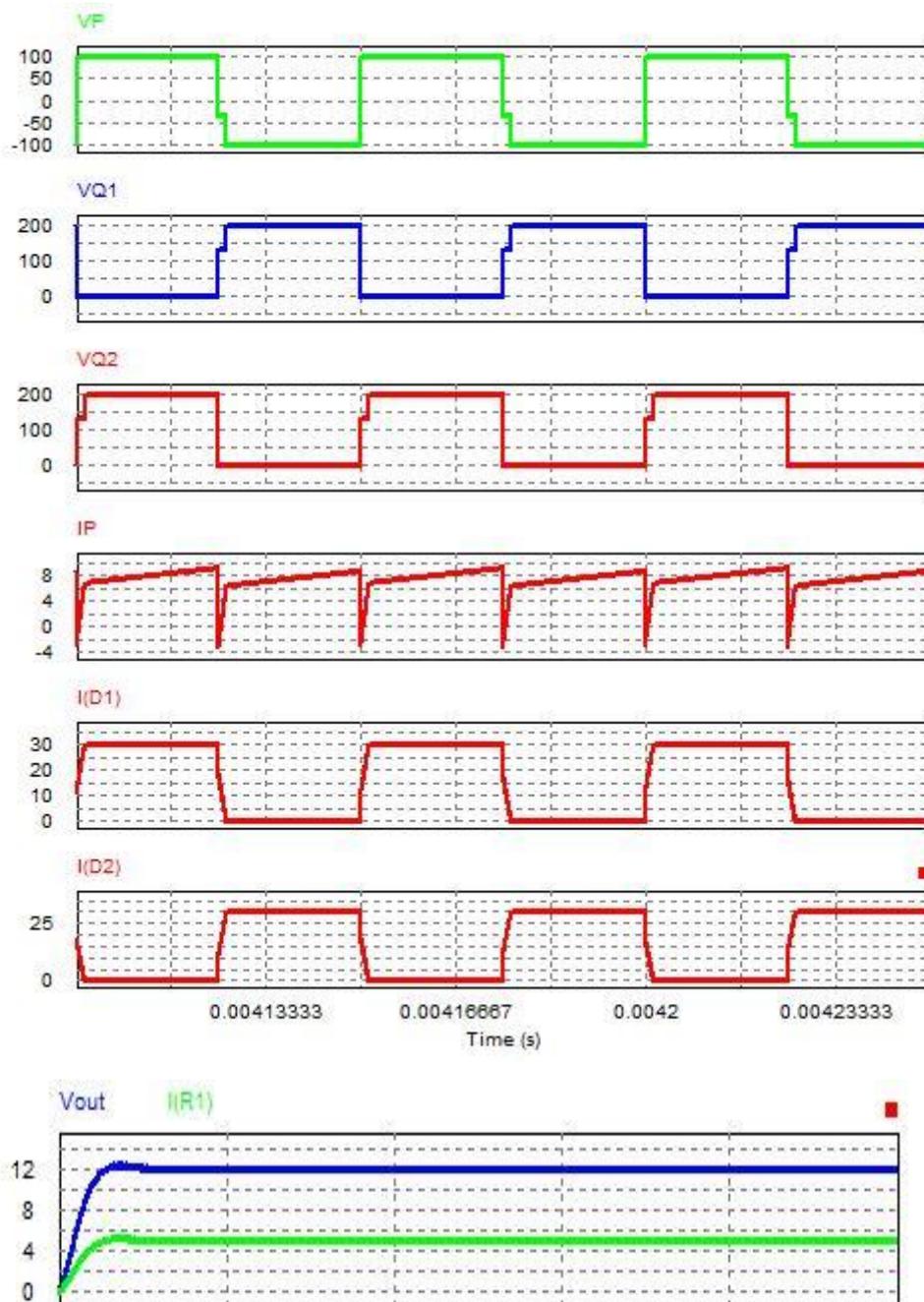


Figure II. 7 : formes d'onde en régime permanent d'une alimentation

➤ Phases de fonctionnement

Phase 1 : $0 < \omega t < \pi\alpha$

Le transistor Q1 conduit. Les tensions V_{21} et V_{22} étant rendues positives, la diode $D1$ conduit et la diode $D2$ est bloquée :

$$V_{11} = V_{12} = V_e \quad \text{est} \quad V_{21} = V_{22} = V_e \frac{n_2}{n_1} \quad (\text{II.27})$$

La tension aux bornes de transistors Q2 et la diode D2 :

$$V_{Q2} = 2V_e \quad \text{est} \quad V_{D2} = -2V_e \quad (\text{II.28})$$

$$I_{22} = 0 \quad , \quad I_{21} = I_2 \quad , \quad I_{12} = 0$$

$$I_{11} = I_1 = I_2 \frac{n_2}{n_1} + I_{1\mu} \quad (\text{II.29})$$

Le flux ϕ dans le noyau du transformateur, donné par :

$$\frac{n_1}{2} \frac{d\phi}{dt} = V_{11} = V_e = L_\mu \frac{di_\mu}{dt} \quad (\text{II.30})$$

Passé de $-\phi_{max}$ à $+\phi_{max}$ le courant magnétisant $I_{1\mu}$ passe de $\frac{-\phi_{max}}{L_\mu}$ à $\frac{+\phi_{max}}{L_\mu}$

Phase 2 : $\alpha T < \omega t < T$: aucuns transistors ne conduisent

La continuité du courant I_2 et celle du flux nécessitent que $D1$ continue à conduire et que $D2$ entre en conduction. Si $D1$ conduisait seule la somme des ampères-tours passerait brusquement de $(\frac{n_1}{2})I_{1\mu max}$ à $-(\frac{n_2}{2})I_2$

La conduction simultanée de $D1$ et $D2$ met le secondaire en court-circuit :

$$V_{so} = V_{21} = V_{22} = 0 \quad , \quad V_{11} = V_{12} = 0$$

La tension aux bornes des transistors

$$V_{Q1} = V_{Q2} = V_e \quad , \quad I_{11} = I_{12} = 0$$

Le flux et donc la somme des ampères-tours doivent rester constants. Les courants dans les deux diodes sont donc tels que :

$$I_{21} + I_{22} = I_2 \quad \text{et} \quad \frac{n_2}{2} (I_{21} - I_{22}) = \frac{n_1}{2} I_{1\mu max} \quad (\text{II.31})$$

Phase 3 : $T < \omega t < (1 + \alpha)T$: Q2 et D2 conduisent

$$V_{11} = V_{12} = -V_e, \quad V_{21} = V_{22} = -V_e \frac{n_2}{n_1} = -V_{so}$$

La tension aux bornes de transistors et la diode D1 est :

$$V_{Q1} = +2V_e \quad \text{et} \quad V_{D1} = -2V_e \frac{n_2}{n_1} \quad (\text{II.32})$$

$$I_{21} = I_2 \quad , \quad I_{12} = I_2 \frac{n_2}{n_1} - I_{1\mu}$$

Le flux passe de Φ_{max} à $-\Phi_{max}$ et le courant de $\frac{\Phi_{max}}{L_\mu}$ à $-\frac{\Phi_{max}}{L_\mu}$

Phase 4 : $(1 - \alpha)T < \omega < T$:

Aucun transistor ne conduit. Le débit simultané de D1 et D2 met le secondaire en court-circuit.

L'ensemble formé par les semi-conducteurs et le transformateur a un comportement d'hacheur série : alternance de phases où l'entrée est reliée à la sortie et de phases de court-circuit de la sortie.

La tension aux bornes de l'inductance **L** ayant une valeur moyenne nulle, la tension V_s à la sortie de l'alimentation à découpage a la même valeur moyenne que la tension V_{so} à la sortie du redresseur :

$$V_s = V_{so} = \alpha \frac{n_2}{n_1} V_e \quad (\text{II.33})$$

À cause des diverses chutes de tension, à α donné, V_s diminue au fur et à mesure que le courant débité augmente.

Aux faibles débits, la conduction devient discontinue. Quand le courant de sortie tend vers **0**, V_s tend vers $V_e(n_2/n_1)$.

Le filtre **LC** permet une bonne réduction de l'ondulation résiduelle de la tension de sortie. Ce filtrage est en outre facilité par le fait que la fréquence de la tension V_{so} à filtrer est le double de la fréquence de fonctionnement des semi-conducteurs [11].

II.3.2. Alimentation a découpage de type push-pull à pont complet

II.3.2.1. Fonctionnement continu (démagnétisation incomplet)

➤ **Premier intervalle : $0 \leq t < \alpha T$**

A travers cette phase de conduction, les interrupteurs K1 et K3 ainsi que la diode D1 sont fermés. D'autre part, les interrupteurs K2 et K4 et la diode D2 sont ouverts. Le schéma équivalent de cette phase est illustré sur la figure (II.8) :

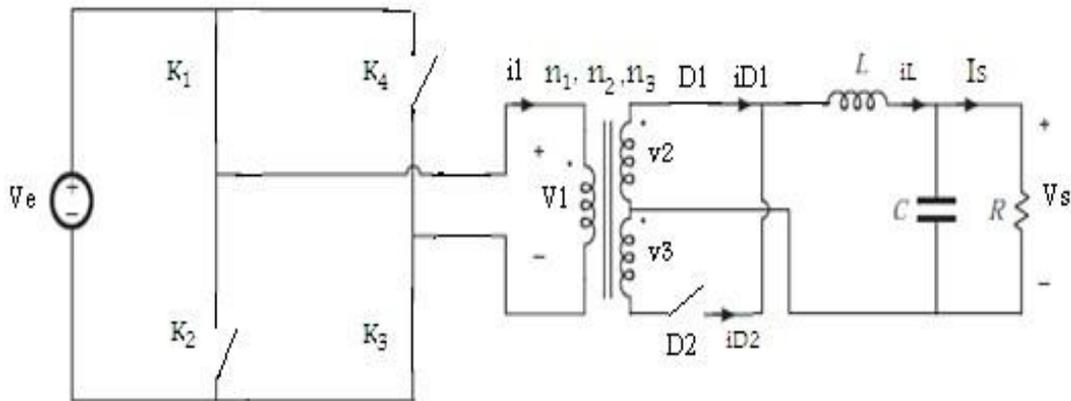


Figure II. 8 : Alimentation Push-pull : interrupteurs K1, K3 et diode D1 fermés.

Les tensions aux bornes des interrupteurs sont :

$$V_{k2} = V_{k4} = V_e \tag{II.34}$$

La tension aux bornes du primaire du transformateur est :

$$V_1 = -V_e = L_1 \frac{di_1}{dt} \tag{II.35}$$

Donc le courant dans le primaire du transformateur est :

$$i_1 = \frac{1}{L_1} \int_0^t V_e dt + I_1(0) = \frac{V_e}{L_1} t + I_{1min} \tag{II.36}$$

I_{1min} : est la valeur initiale du courant i_1

Les tensions aux bornes du secondaire du transformateur sont :

$$V_2 = V_3 = \frac{V_1 n_2}{n_1} = \frac{-V_e n_2}{n_1} \tag{II.37}$$

La tension aux bornes de la diode D2 est :

$$V_{D2} = V_A - V_K = -V_3 - V_2 = -2 \frac{V_e n_2}{n_1}$$

$$V_{D2} = -2 \frac{V_e n_2}{n_1} \tag{II.38}$$

$V_{D2} < 0$, donc D2 est bloqué.

La tension aux bornes de l'inductance L est :

$$V_L = V_2 - V_s = \frac{V_e n_2}{n_1} - V_s \tag{II.39}$$

Donc le courant i_L devient :

$$i_L = \frac{1}{L_1} \int_0^t \left(\frac{V_e n_2}{n_1} - V_s \right) dt + i_L(0) = \frac{V_e n_2 - V_s}{L} t + i_L(0) \tag{II.40}$$

Avec : $i_{D1} = i_L = i_2$

Et le courant à travers les interrupteurs est :

$$i_{k2} = i_{k3} = i_1 = \frac{V_e}{L_1} t + I_{1min} \tag{II.41}$$

➤ **Deuxième intervalle : $\alpha T \leq t < T/2$:**

A travers cette phase tous les interrupteurs sont ouverts, le flux est constant d'où $v_2 = v_3 = 0$ et par conséquent les diodes D1 et D2 deviennent passantes puisque la tension aux bornes de L est inversée (restitution de l'énergie emmagasinée). Le schéma équivalent de cette phase est montré sur la figure (II.9) :

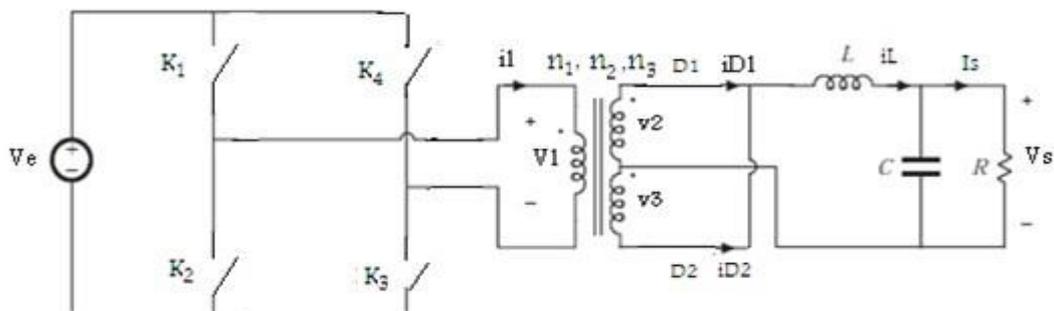


Figure II. 9 : Alimentation Push-pull : interrupteurs ouverts et diodes passantes

Les tensions à l'ouverture sont les mêmes pour tous les interrupteurs, donc :

$$V_{k1} = V_{k2} = V_{k3} = V_{k4} = \frac{V_e}{2} \quad (\text{II.42})$$

La tension aux bornes du primaire du transformateur est : $V_1 = 0$

Donc le courant $i_1 = 0$

La tension aux bornes du secondaire du transformateur est :

$$V_2 = V_3 = 0 \quad (\text{II.43})$$

La tension aux bornes de l'inductance L est :

$$V_L = -V_s = L \frac{di_L}{dt} \quad (\text{II.44})$$

Donc, le courant d'inductance i_L est défini comme :

$$i_L = \frac{1}{L} \int_{\alpha T}^t V_L dt + i_L(\alpha T) = -\frac{V_s}{L} (t - \alpha T) + i_L(\alpha T) \quad (\text{II.45})$$

Le redresseur à point milieu est symétrique, le courant de l'inductance est divisé entre les deux diodes :

$$i_{D1} = i_{D2} = \frac{i_L}{2} = -\frac{V_s}{2L} (t - \alpha T) + i_L(\alpha T) \quad (\text{II.46})$$

➤ **Troisième intervalle : $T/2 \leq t < T/2 + \alpha T$:**

A travers cette phase, les interrupteurs K1 et K3 ainsi que la diode D1 sont ouverts. D'autre part, les interrupteurs K2 et K4 et la diode D2 sont fermées. Le schéma équivalent de cette phase est montré sur la figure (II.10) :

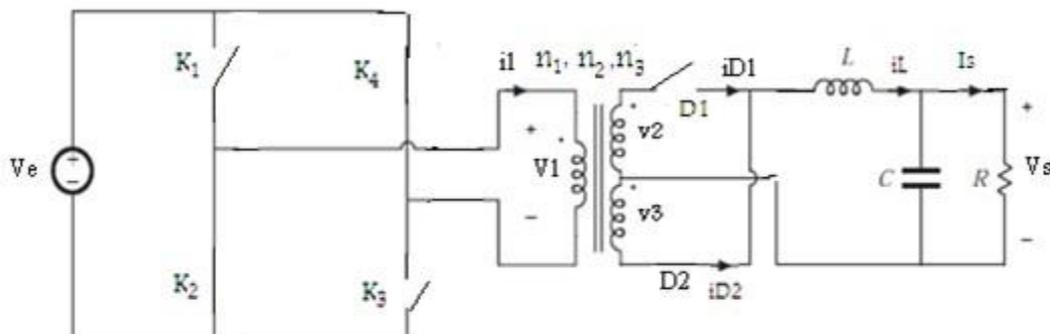


Figure II. 10 : Alimentation Push-pull : interrupteurs K2, K4 et diode D2 fermés.

Les tensions aux bornes des interrupteurs sont :

$$V_{k1} = V_{k3} = V_e \quad (\text{II.47})$$

La tension aux bornes du primaire du transformateur est :

$$V_1 = -V_e = L_1 \frac{di_1}{dt} \quad (\text{II.48})$$

La tension aux bornes du secondaire du transformateur est :

$$V_2 = V_3 = \frac{V_1 n_2}{n_1} = -\frac{V_e n_2}{n_1} \quad (\text{II.49})$$

La tension aux bornes de la diode D1 est :

$$V_{D1} = V_A - V_k = V_2 - (-V_3) = \frac{-2V_e n_2}{n_1} \quad (\text{II.50})$$

La tension aux bornes de l'inductance L est :

$$V_L = -V_3 - V_s = \frac{V_e n_2}{n_1} - V_s \quad (\text{II.51})$$

Le courant dans le troisième enroulement du transformateur, de la diode D2 et de l'inductance est :

$$i_3 = -i_{D2} = i_L = \frac{1}{L} \int_{\alpha T}^t V_L dt + i_L \left(\frac{T}{2} \right) = \frac{\frac{V_e n_2}{n_1} - V_s}{L} \left(t - \frac{T}{2} \right) + i_L \left(\frac{T}{2} \right)$$

Donc le courant dans le primaire du transformateur est :

$$i_1 = \frac{i_3 n_2}{n_1} = -\frac{i_{D2} n_2}{n_1} = \frac{1}{L} \frac{n_2}{n_1} \left(\frac{V_e n_2}{n_1} \right) \left(t - \frac{T}{2} \right) + \frac{n_2}{n_1} i_L \left(\frac{T}{2} \right) \quad (\text{II.52})$$

Où :

$$i_1 = \frac{1}{L_1} \int V_1(t) dt = \frac{1}{L_1} \int_0^t -V_e dt + i_1 \left(\frac{T}{2} \right) = -\frac{V_e}{L_1} t - I_{1min} \quad (\text{II.53})$$

➤ **Quatrième intervalle : $T/2 + \alpha T \leq t < T$:**

Le schéma électrique de cet intervalle est présenté par la figure (II.11), où tous les interrupteurs sont ouverts, et les deux diodes sont fermées. Dans ce cas l'analyse du fonctionnement de cette phase est identique à celui de l'intervalle " $\alpha T \leq t < T/2$ "

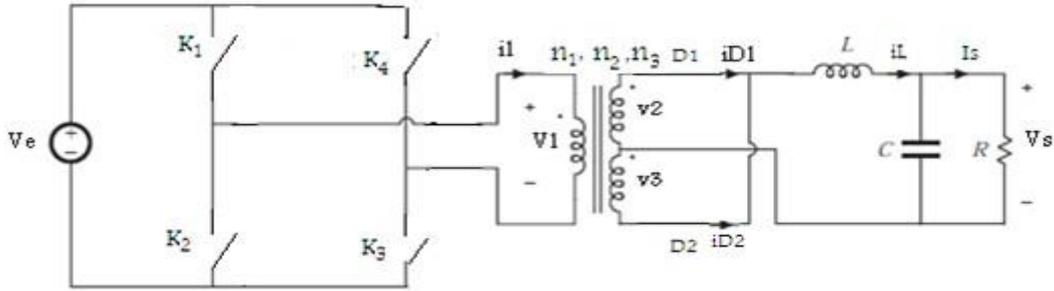


Figure II. 11 : Alimentation Push-pull : interrupteurs ouverts et diodes passantes

II.3.2.1.1. Valeurs maximales des grandeurs des composants de puissance

La valeur maximale de la tension aux bornes de chaque interrupteur est :

$$V_{kmax} = V_{emax} \tag{II.54}$$

La valeur maximale du courant à travers chaque interrupteur est :

$$i_{kmax} = \frac{I_{smax}n_2}{n_1} + \frac{\Delta i_{Lmax}n_2}{n_1} \tag{II.55}$$

La valeur maximale de la tension aux bornes de chaque diode est :

$$V_{Dmax} = \frac{2V_{emax}n_2}{n_1} \tag{II.56}$$

La valeur moyenne du courant d'inductance est égale au courant de sortie Is, donc la valeur maximale du courant de chaque diode est donnée par :

$$I_{Dmax} = I_{smax} + \frac{\Delta i_{Lmax}}{2} \tag{II.57}$$

II.3.2.1.2. Étude en valeur moyenne et rapports de transfert

Si on considère que le convertisseur a atteint son régime permanent, la valeur de la tension moyenne aux bornes de l'inductance L est nulle sur une période de fonctionnement [8] :

$$V_{Lmoy} = \frac{1}{T/2} \int_0^{T/2} V_L(t) dt = \frac{2}{T} \left[\int_0^{\alpha T} (V_e \frac{n_2}{n_1} - V_s) dt + \int_{\alpha T}^{T/2} (-V_s) dt \right] = 0$$

$$V_s = 2V_e \frac{n_2}{n_1} \alpha \tag{II.58}$$

Le rapport de transfert en tension continue du convertisseur sans pertes et fonctionnant en mode continu est $M_v = \frac{V_s}{V_e} = \frac{2\alpha n_2}{n_1}$ pour $\alpha \leq 0.5$

L'intervalle de M_v est : $0 \leq M_v \leq \frac{n_2}{n_1}$

Pour le convertisseur idéal, la tension de sortie V_s est indépendante de la résistance de la charge R et dépend uniquement de la tension d'entrée V_e .

Le rapport de transfert en courant est :

$$M_I = \frac{I_s}{I_e} = \frac{n_1}{2\alpha n_2} \quad (\text{II.59})$$

Pour $0 \leq \alpha < 0.5$, M_I décroît de l'infini à $\frac{n_1}{n_2}$

II.3.2.1.3. Ondulations de courant et de tension

a) Ondulation de courant :

Pour $0 \leq t \leq \alpha T$:

$$i_L(t) = \left(V_e \frac{n_2}{n_1} - V_s \right) \frac{t}{L} + i_L(0) \quad (\text{II.60})$$

$i_L(0)$: valeur initial du courant i_L

$$i_L(t) = \left(V_e \frac{n_2}{n_1} - V_s \right) \frac{\alpha T}{L} + i_L(0) \quad (\text{II.61})$$

$$\Delta i_L = i_L(\alpha T) - i_L(0) = \left(V_e \frac{n_2}{n_1} - V_s \right) \frac{\alpha T}{L} = \frac{V_s(0.5-\alpha)}{fL} \quad (\text{II.62})$$

b) Ondulation de tension et choix de C :

Le condensateur que nous rencontrons dans les alimentations à découpage remplit un rôle très important : il sert également de condensateur de filtrage vis-à-vis du fonctionnement haute fréquence de l'alimentation.

La valeur de C est calculée en fonction du taux d'ondulation maximale toléré en sortie $\frac{\Delta V_s}{V_s}$. En considérant une croissance et une décroissance de C linéaire en fonction du temps, ce qui est réaliste pour de faibles ondulations [8] :

La variation de la quantité de charge du condensateur C est égale à l'aire sous l'allure de $i_L(t)$, autrement dit figure (II.12) :

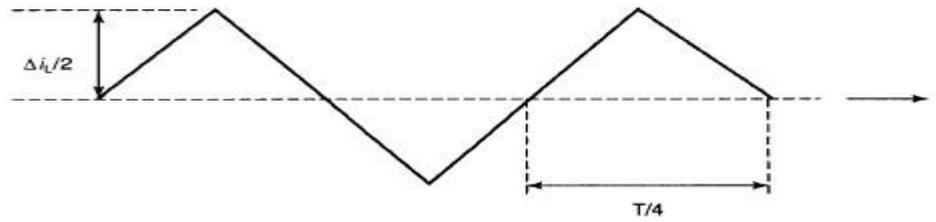


Figure II. 12 : Ondulation de courant

$$\Delta Q = \frac{1}{2} \frac{\Delta i_L}{2} \frac{T}{4} = 0.25(0.5 - \alpha) V_s \frac{T^2}{4L} = (0.5 - \alpha) \frac{V_s}{16Lf^2} = \frac{(1-2\alpha)V_s}{32Lf^2}$$

Donc $\Delta Q = C \Delta V_s$

D'où $\Delta V_s = \frac{(0.5-\alpha)}{16f^2LC}$ (II.63)

ΔV_s est l'ondulation de la tension aux bornes du condensateur.

Donc la valeur minimale de la capacité devient :

$$C_{min} = \frac{(0.5-\alpha_{min})}{16f^2L \frac{\Delta V_s}{V_s}} \quad (II.64)$$

II.3.2.1.4. Limite entre modes de conduction continu et discontinu

La forme d'onde du courant d'inductance à la limite entre continu et le discontinu est représentée par la figure (II.13) :

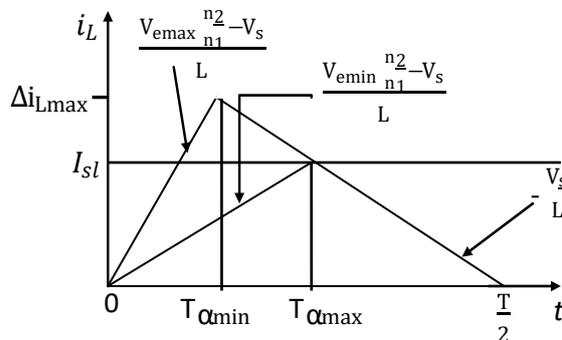


Figure II. 13 : Forme d'onde du courant d'inductance à la limite entre le mode continu et le discontinu

Pour $\alpha T \leq t < T/2$, ce courant est donné par :

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

Ce qui conduit à :

$$i_L\left(\frac{T}{2}\right) = -\frac{V_s\left(\frac{1}{2}-\alpha\right)}{L} + i_L(\alpha T) = 0 \quad (\text{II.65})$$

Pour obtenir la valeur maximale du courant d'inductance à la limite entre le mode continu et le discontinu est :

$$\Delta i_{Lmax} = i_{Lmax} = i_L(\alpha T) = \frac{V_s(0.5-\alpha_{min})}{L_{min}} = \frac{V_s}{R_{max}} \quad (\text{II.66})$$

Le courant de sortie à la limite I_{sl} est :

$$I_{sl} = I_{smin} = \frac{\Delta i_{Lmax}}{2} = \frac{V_s(0.5-\alpha_{min})}{2fL_{min}} = \frac{V_s}{R_{max}} \quad (\text{II.67})$$

Le courant normalisé de la charge $\left(\frac{I_{sl}}{V_s} 2fL\right)$ en fonction du rapport cyclique α est égal à $(0.5 - \alpha)$

La résistance de la charge à la limite est :

$$R_l = \frac{V_s}{I_{sl}} \frac{2fL}{0.5-\alpha} \quad (\text{II.68})$$

La résistance normalisée de la charge $\left(\frac{R_l}{2fL}\right)$ en fonction du rapport cyclique est égale à $\frac{1}{(0.5-\alpha)}$

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

$$L_{min} = \frac{V_s(0.5-\alpha_{min})}{2fI_{smin}} = R_{max} \frac{(0.5-\alpha_{min})}{2f} = \alpha_{min} \frac{(V_{emax} \frac{n_2}{n_1} - V_s)}{2fI_{smin}} \quad (\text{II.69})$$

II.3.2.2. Fonctionnement en mode discontinu

a) Premier intervalle : $0 \leq t < \alpha T$

Pendant cet intervalle, les interrupteurs K1 et K3 ainsi que la diode D1 sont fermés, d'autre part les autres interrupteurs sont ouverts. Le circuit équivalent dans ce cas est donné par la figure (II.14) :

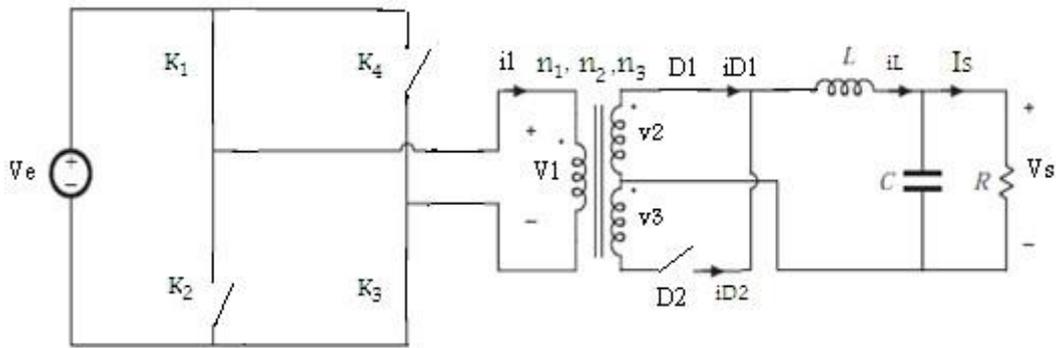


Figure II. 14 : Circuit équivalent pour $0 \leq t < \alpha T$.

Les tensions aux bornes des interrupteurs ouverts sont :

$$V_{k2} = V_{k4} = V_e \tag{II.70}$$

Les tensions aux bornes du secondaire du transformateur sont :

$$V_2 = V_3 = \frac{V_e n_2}{n_1} \tag{II.71}$$

La tension aux bornes de la diode D2 est :

$$V_{D2} = -(V_2 + V_3) = -\frac{2V_e n_2}{n_1} \tag{II.72}$$

La tension aux bornes de l'inductance L est :

$$V_L = V_e \frac{n_2}{n_1} - V_s = L \frac{di_L}{dt} \quad \text{avec} \quad i_L(0) = 0$$

Le courant dans l'inductance est :

$$i_L = \frac{1}{L} \int_0^t V_L dt = \frac{(V_e \frac{n_2}{n_1} - V_s)}{L} t \tag{II.73}$$

Avec

$$i_{D1} = i_L$$

Le courant primaire du transformateur est :

$$i_1 = \frac{V_e}{L_1} t \quad \text{puisque} \quad i_1(0) = 0$$

b) Deuxième intervalle : $\alpha T \leq t < (\alpha + \alpha 1) T$

Pendant cet intervalle, tous les interrupteurs sont ouverts, et les diodes sont passantes. Le circuit équivalent dans ce cas est donné par la figure (II.15) [8] :

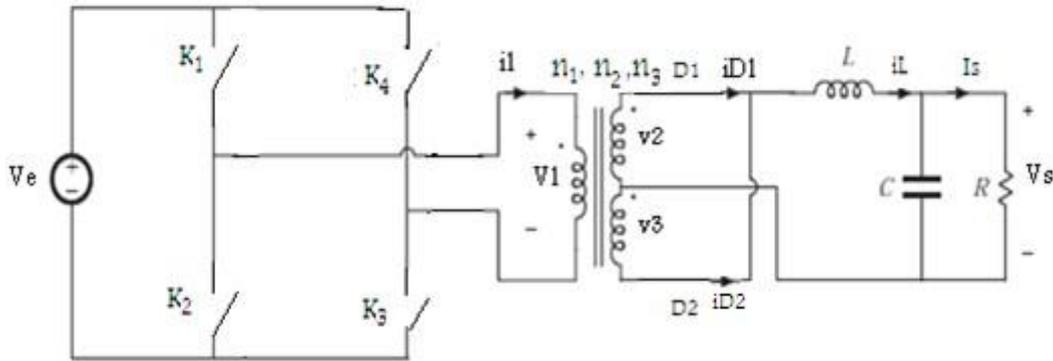


Figure II. 15 : Circuit équivalent pour $\alpha T \leq t < (\alpha + \alpha 1) T$.

Les tensions aux bornes des interrupteurs K1, K2, K3 et K4 sont :

$$V_{k1} = V_{k2} = V_{k3} = V_{k4} = \frac{V_e}{2} \tag{II.74}$$

Les tensions aux bornes du primaire et du secondaire du transformateur sont :

$$V_1 = V_2 = V_3 = 0 \tag{II.75}$$

La tension aux bornes de l'inductance L est :

$$V_L = -V_s = L \frac{di_L}{dt} \tag{II.76}$$

Le courant dans l'inductance L est :

$$i_L = \frac{1}{L} \int_{\alpha T}^t V_L dt + i_L(\alpha T) = -\frac{V_s}{L} (t - \alpha T) + \left(\frac{V_e \frac{n_2}{n_1} - V_s}{L} \right) \alpha T \tag{II.77}$$

Les courants des diodes sont :

$$i_{D1} = i_{D2} = \frac{i_L}{2} = -\frac{V_s}{2L}(t - \alpha T) + \frac{i_L(\alpha T)}{2}$$

c) Troisième intervalle : $(\alpha + \alpha_1) T \leq t < T/2$

Au cours de cet intervalle, tous les interrupteurs et les diodes sont ouverts. Le circuit équivalent est donné par la figure (II.16) :

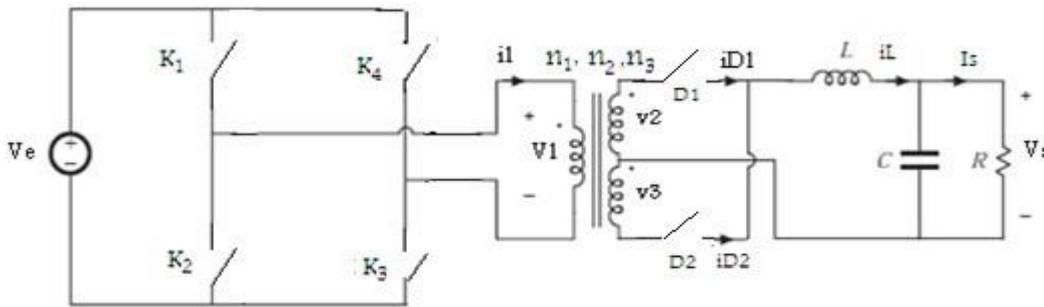


Figure II. 16 : *Circuit équivalent pour $(\alpha + \alpha_1) T \leq t < T/2$.*

Les tensions aux bornes des interrupteurs K1, K2, K3 et K4 sont :

$$V_{k1} = V_{k2} = V_{k3} = V_{k4} = \frac{V_e}{2} \tag{II.78}$$

Les tensions aux bornes du primaire et du secondaire du transformateur sont :

$$V_1 = V_2 = V_3 = 0$$

Les tensions aux bornes des diodes sont :

$$V_{D1} = V_{D2} = -V_s$$

Le courant de l'inductance i_L , la tension aux bornes de l'inductance V_L et les courants des

Diodes D_1 et D_2 sont tous nuls :

$$V_L = 0$$

$$i_L = i_{D1} = i_{D2} = 0$$

II.3.2.2.1. Etude en valeur moyenne :

La valeur moyenne de la tension aux bornes de l'inductance L est nulle sur une période de fonctionnement. On a:

$$V_L = \begin{cases} V_e \frac{n_2}{n_1} - V_s, & \text{pour } 0 \leq t \leq \alpha T \\ -V_s & \text{pour } \alpha T \leq t < (\alpha + \alpha_l)T \\ 0 & \text{pour } (\alpha + \alpha_l)T \leq t < T/2 \end{cases} \quad (\text{II.79})$$

Donc
$$V_{L\text{moy}} = \frac{1}{T/2} \int_0^{T/2} V_L(t) dt = 2 \left(V_e \frac{n_2}{n_1} - V_s \right) \alpha - 2\alpha_l V_s$$

D'où

$$V_s = \frac{\alpha}{\alpha + \alpha_l} V_e \frac{n_2}{n_1} \quad (\text{II.80})$$

II.3.2.2.2. Ondulation de courant

De l'équation (II.80) :

$$i_L(\alpha T) = \frac{\left(\frac{V_e n_2}{n_1} - V_s \right)}{L} \alpha T \quad (\text{II.81})$$

Nous avons :

$$\Delta i_L = i_L(\alpha T) = \frac{\left(\frac{V_e n_2}{n_1} - V_s \right)}{L} \alpha T \quad (\text{II.82})$$

De l'équation (II.77) :

$$\Delta i_L = i_L(\alpha T) = \frac{V_s}{L} \alpha_l T \quad (\text{II.83})$$

II.3.2.2.3. Rapport de transfert du convertisseur en mode discontinu

Des équations (II.82) et (II.83), on a :

$$\left(\frac{V_e n_2}{n_1} - V_s \right) \alpha T = V_s \alpha_l T \quad (\text{II.84})$$

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

$$M_v = \frac{V_s}{V_e} = \frac{n_2 \alpha}{n_1 (\alpha - \alpha_l)} \quad (\text{II.85})$$

Des équations (II.82) et (II.85) :

$$\Delta i_L = \frac{\left(\frac{V_e n_2}{n_1} - V_s \right)}{L} \alpha T \quad (\text{II.86})$$

Le courant de sortie est égal à la valeur moyenne du courant d'inductance. En utilisant (II.85) et (II.86), on obtient :

$$I_s = \frac{1}{T/2} \int_0^{T/2} i_L dt = (\alpha + \alpha_l) \Delta i_L$$

D'où

$$I_s = \frac{n_2 \alpha^2 V_s (n_2 - n_1 M_V)}{n_1^2 M_V^2 f L} \quad (\text{II.87})$$

Donc :

$$\alpha = \sqrt{\frac{n_1^2 M_V^2 f L}{n_2 (n_2 - n_1 M_V) R}} \quad (\text{II.88})$$

$$\text{Pour } \alpha \leq 0.5 - \frac{2fL}{R} = 0.5 - \frac{2fLI_s}{V_s}$$

A la limite de conduction continue et discontinue on a :

$$M_{Vl} = \frac{2n_2 \alpha_l}{n_1} \quad (\text{II.89})$$

Comme dans le mode de conduction continu, la substitution de cette équation dans (II.88) donne le rapport cyclique α_l à la limite de mode de conduction continu et discontinu :

$$\alpha_l = 0.5 - \frac{2Lf}{R_L} \quad (\text{II.90})$$

Le courant continu d'entrée est donné par :

$$i_e = i_{k1} = i_1 = \frac{i_2 n_2}{n_1} = \frac{i_L n_2}{n_1} = \frac{n_2 \left(\frac{V_e n_2}{n_1} \right)}{L n_1} t$$

Donc

$$I_e = \frac{1}{T/2} \int_0^{\alpha T} i_1 dt = \frac{\alpha^2 n_2 \left(\frac{V_e n_2}{n_1} - V_s \right)}{n_1 f L} \quad (\text{II.91})$$

La puissance d'entrée est :

$$P_e = V_e I_e = \frac{\alpha^2 n_2 \left(\frac{V_e^2 n_2}{n_1} - V_s V_e \right)}{n_1 f L} \quad (\text{II.92})$$

La puissance de sortie est :

$$P_s = \frac{V_s^2}{R} \quad (\text{II.93})$$

Le rendement de convertisseur est :

$$\eta = \frac{P_s}{P_e} = \frac{fLn_1^2M_V^2}{\alpha^2Rn_2^2\left(1-\frac{M_Vn_1}{n_2}\right)} \quad (\text{II.94})$$

Ce qui donne le rapport cyclique α du convertisseur avec pertes :

$$\alpha = \sqrt{\frac{fLn_1^2M_V^2}{\eta Rn_2^2\left(1-\frac{M_Vn_1}{n_2}\right)}} \quad (\text{II.95})$$

Pour $\alpha \leq 0.5 - \frac{2fL}{R} = 0.5 - \frac{2fLI_s}{V_s}$

Le rapport de transfert en tension devient :

$$M_V = \frac{V_s}{V_e} = \frac{2n_2}{n_1\left(1+\sqrt{1+\frac{4fL}{\eta\alpha^2R}}\right)} \quad (\text{II.96})$$

Pour $\alpha \leq 0.5 - \frac{2fL}{R} = 0.5 - \frac{2fLI_s}{V_s}$

II.3.2.2.4. Valeur maximale de l'inductance pour la conduction discontinue :

La forme d'onde du courant d'inductance à la limite entre le mode de conduction continu et le discontinu pour V_{emin} et V_{emax} est représentée à la figure (II.17) [8] :

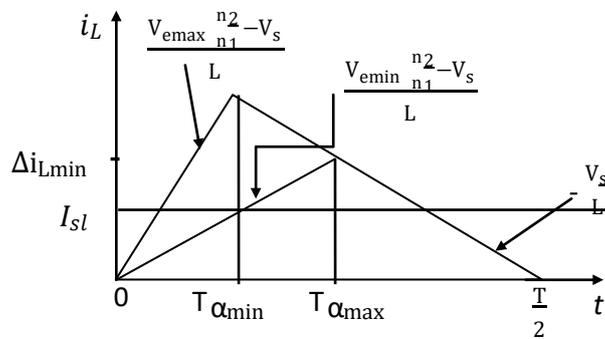


Figure II. 17 : Forme d'onde du courant d'inductance à la limite entre le mode continu et discontinu pour V_{emin} et V_{emax} .

Le maximum du courant de sortie à la limite est :

$$I_{smax} = I_{sl} = \frac{\Delta i_{Lmin}}{2} = \frac{V_s(0.5-\alpha_{lmax})}{2fL_{max}} = \frac{V_s}{R_{min}}$$

D'où, la valeur maximale de l'inductance nécessaire pour maintenir le convertisseur en conduction discontinue est [9] :

$$L_{max} = R_{min} \frac{(0.5 - \alpha_{lmax})}{2f} = \frac{V_s(0.5 - \alpha_{lmax})}{2fI_{smax}}$$

II.4. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons modélisé les alimentations à découpage asymétrique à savoir le convertisseur Flyback et Forward, et symétrique à savoir le convertisseur Push-pull à double primaire et Push-pull à pont complète.

Vu l'utilité que présente l'alimentation *Push-pull*, qui est choisie lorsque la puissance de sortie est de quelques centaines de Watts, le chapitre suivant sera consacré à l'analyse du fonctionnement et au dimensionnement des différents éléments de cette alimentation.

Chapitre III

III.1. Introduction :

Dans ce chapitre, nous allons calculer les différentes composantes d'une alimentation à découpage push-pull en pont (transformateurs, inductances, condensateurs) et les interrupteurs de puissance (IGBT et diodes) à partir de la détermination de la valeur du courant à l'état « *On* » et de la Tensions supportées à l'état « *Off* ».

La simulation sous Psim nous permet de suivre l'évolution des différentes grandeurs d'entrée et de sortie, dans le cas d'un fonctionnement du montage en mode discontinu. 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

III.2.1. Cahier de charges :

Pour dimensionner le convertisseur *Push-pull* en pont et fonctionnant en mode discontinu nous avons les paramètres suivants :

- Tension d'entrée : $V_e = 563 V$
- Tension de sortie : $V_s = 48 V$
- Courant de sortie : $I_s = 125 A$
- Fréquence de découpage : $F = 20 KHz$

Ondulation Relative de la Tension de sortie : $\frac{\Delta V_s}{V_s} \leq 1\%$

III.2.2. Calcul numérique

La valeur de la tension de sortie est :

$$P_s = V_s I_s = 48 \times 125 = 6000 W \quad (III.1)$$

La valeur de la résistance de sortie est :

$$R_s = \frac{V_s}{I_s} = \frac{48}{125} = 0.384 \Omega \quad (III.2)$$

Rapport de Transformateur en Tension est :

$$M_V = \frac{V_s}{V_e} = \frac{48}{563} = 0.085 \quad (III.3)$$

D'après le tableau I.1 on suppose que le Rendement $\eta = 0.75$ est la valeur de Rapport Cyclique :

$$\alpha = 0.4 < 0.5$$

Donc

$$\frac{n_1}{n_2} = \frac{2\eta\alpha}{M_V} = \frac{2 \times 0.75 \times 0.4}{0.085} = 7.06 \quad (\text{III.4})$$

Donc en prenant $n_1 = 7$ est $n_2 = n_3 = 1$, la valeur du rapport cyclique est :

$$\alpha = \frac{n_1 M_V}{2\eta n_2} = \frac{7 \times 0.085}{2 \times 0.75 \times 1} = 0.4 \quad (\text{III.5})$$

Pour une fréquence de commutation = 20 KHz , la valeur de l'inductance nécessaire pour fonctionner en mode discontinu est :

$$L = \frac{R_s(0.5-\alpha)}{2 \times f} = \frac{0.384 \times (0.5-0.4)}{2 \times 20 \times 10^3} = 1 \mu H \quad (\text{III.6})$$

On choisit : $L = 10 \mu H$

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

$$\Delta i_L = \frac{V_s(0.5-\alpha)}{L \times f} = \frac{48 \times (0.5-0.4)}{10 \times 10^{-6} \times 20 \times 10^3} = 24 A \quad (\text{III.7})$$

- **Ondulation de la tension et choix de C**

$$\frac{\Delta V_s}{V_s} = \frac{1}{100} \leftrightarrow \Delta V_s = \frac{V_s}{100} = \frac{48}{100} = 0.48 V \quad (\text{III.8})$$

De l'équation (II.34) :

$$C = \frac{V_s(0.5-\alpha)}{16f^2 L \Delta V_s} = \frac{(0.5-0.4)}{16 \times (20 \times 10^3)^2 \times 10 \times 10^{-6} \times 0.01} = 1.56 \mu F \quad (\text{III.9})$$

Donc en prenant : $C = 10 \mu F$ ou un peu plus pour un meilleur filtrage de la tension de sortie.

- **Inductance propre du primaire et du secondaire :**

De l'équation (II.53) de chapitre II :

$$\Delta i_1 = I_{1max} - I_{1min} = \frac{\alpha V_e}{f L_1} \quad (\text{III.10})$$

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

$$\frac{i_1}{i_2} = \frac{n_2}{n_1} \leftrightarrow i_1 = \frac{n_2}{n_1} i_2$$

De l'équation (II.40) chapitre II : $i_2 = i_{D1} = i_L$

$$i_1 = \frac{n_2}{n_1} i_L \rightarrow \Delta i_1 = \frac{n_2}{n_1} \Delta i_L$$

Donc

$$\Delta i_1 = \frac{n_2}{n_1} \Delta i_L = \frac{1}{7} \times 24 = 3.42 \text{ A} \quad (\text{III.11})$$

De l'équation (III.46) on obtient :

$$L_1 = \frac{V_e \times \alpha}{f \times \Delta i_1} = \frac{563 \times 0.4}{20 \times 10^3 \times 3.42} = 3.58 \text{ mH} \quad (\text{III.12})$$

Les valeurs de l'inductance propre du secondaire sont déterminées à partir de la relation suivante :

$$\frac{L_1}{L_2} = \left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2 \leftrightarrow L_2 = L_3 = \left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2 L_1 = \left(\frac{1}{7}\right)^2 \times 3.58 \times 10^{-3} = 0.0731 \text{ mH} \quad (\text{III.13})$$

Donc en prenant : $L_1 = 3.58 \text{ mH}$, $L_2 = L_3 = 0.0731 \text{ mH}$.

- **Choix des interrupteurs est des diodes**

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

$$I_1 = \frac{I_s n_2}{n_1} + \frac{\Delta i_L n_2}{2 n_1} = \frac{125}{7} + \frac{24}{2 \times 7} = 17.86 + 1.71 = 20 \text{ A} \quad (\text{III.14})$$

Les valeurs de la tension et du courant des IGBT sont :

$$V_k = V_e = 563 \text{ V}$$

Et

$$I_k = \frac{I_s n_2}{n_1} + \frac{\Delta i_L n_2}{2 n_1} = \frac{125}{7} + \frac{24}{2 \times 7} = 20 \text{ A} \quad (\text{III.15})$$

La tension que peut supporter les diodes du redresseur est :

$$V_D = \frac{2V_e n_2}{n_1} = \frac{2 \times 563 \times 1}{7} = 160.85 \text{ A} \quad (\text{III.16})$$

Le courant des diodes est :

$$I_d = I_s + \frac{\Delta i_L}{2} = 125 + \frac{24}{2} = 137 \text{ A} \quad (\text{III.17})$$

- Les IGBT utilisés dans le montage supposant parfait et aussi les diodes choisies sont parfaites.
- **Calcule le rendement**

Les pertes de puissance dans les diodes et les IGBT sont négligeables parce qu'elles sont des éléments parfaits, et le rendement sera calculé comme suit :

$$\eta = \frac{P_s}{P_s + P_T} = \frac{6000}{6000 + 0} = 100\% \quad (\text{III.18})$$

III.3. La commande MLI des interrupteurs :

III.3.1. Principe de la commande MLI :

Le schéma principal de la commande MLI utilisé dans la simulation est représenté par la figure (III.1)

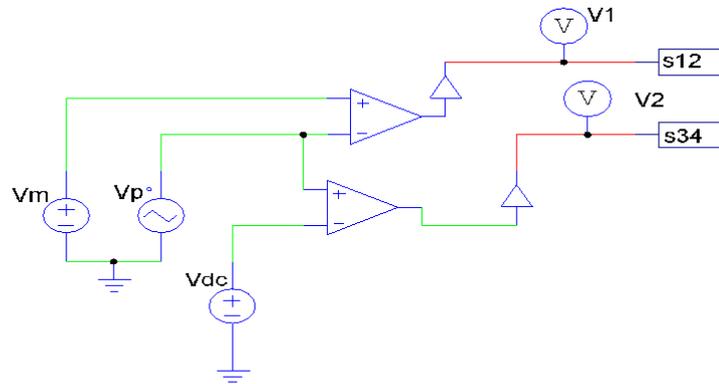


Figure III. 1 : schéma de simulation de la commande MLI.

En calculant les tensions continues pour un rapport cyclique $\alpha = 0.4$ et une amplitude de la porteuse $V_p = 5$ on aura :

$$V_m = \alpha \times V_p = 0.4 \times 5 = 2 \text{ V}$$

$$V_{dc} = V_p - V_m = 5 - 2 = 3 V$$

La Figure (III.2) représente les signaux de commande des interrupteurs (IGBT) obtenus par simulation :

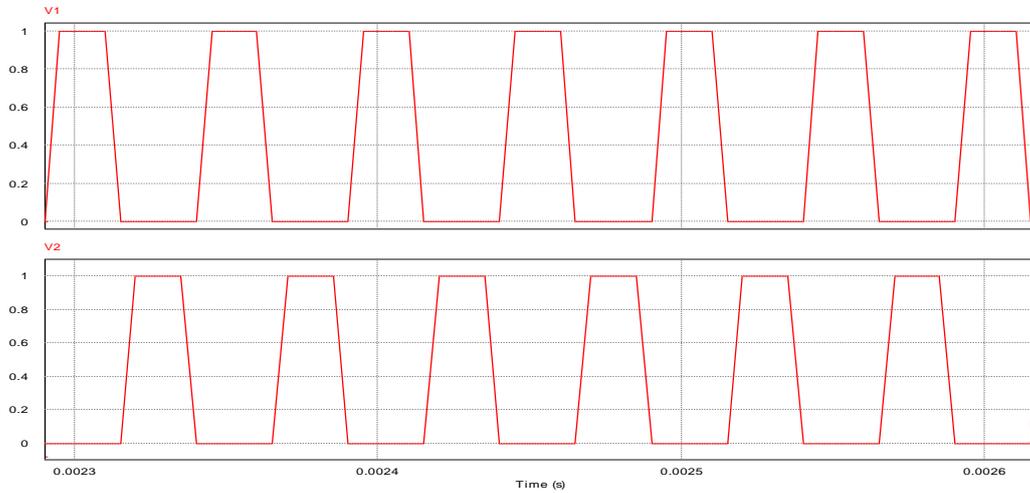


Figure III. 2 : simulation des signaux de commande

III.4. Simulation d'une alimentation push-pull en pont à un seul transformateur :

III.4.1. Schéma de simulation :

La figure (III.3) présente le schéma de simulation pour l'alimentation push-pull, réaliser sous psim :

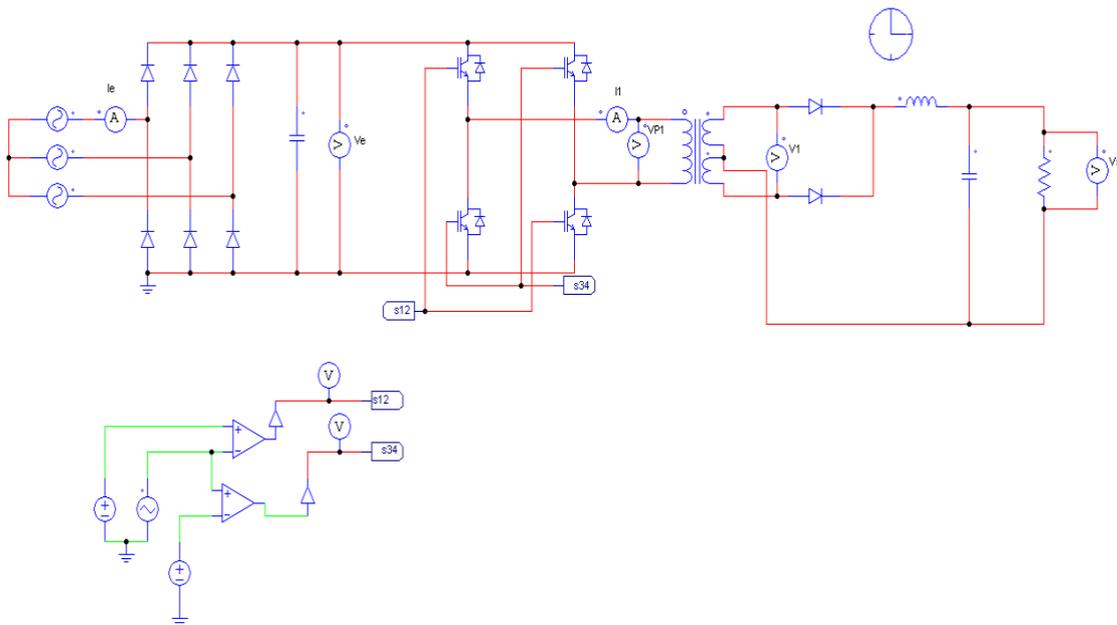


Figure III. 3 : schéma de simulation du push-pull en pont complet

III.4.2. Résultats de simulation :

La tension de sortie V_s de l'alimentation push-pull est représentée par la figure (III.4).

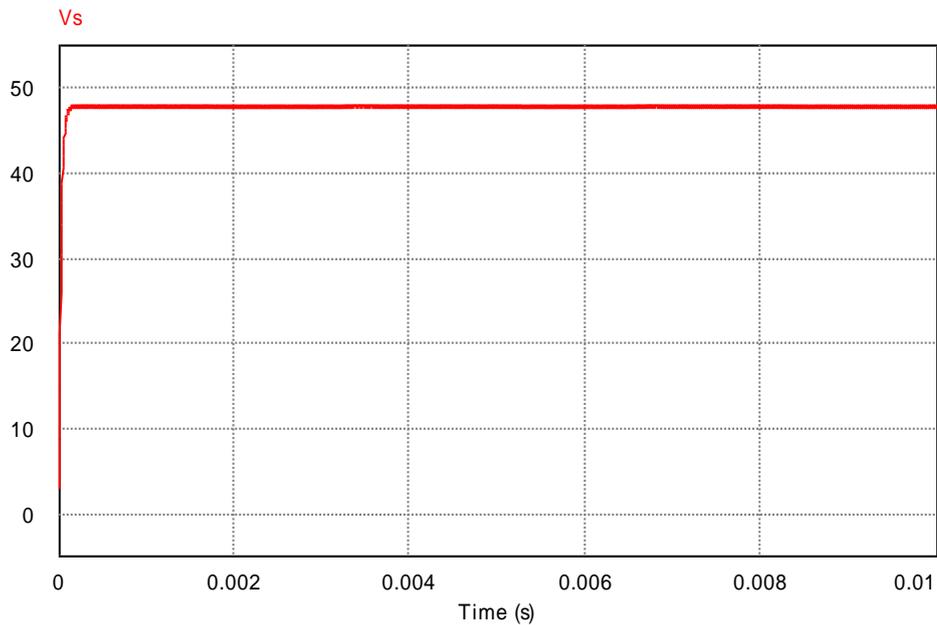


Figure III. 4 : le signal de la tension de sortie V_s

L'ondulation de la tension de sortie est obtenue en agrandissant l'échelle selon l'axe des ordonnées. (Figure III.5) :

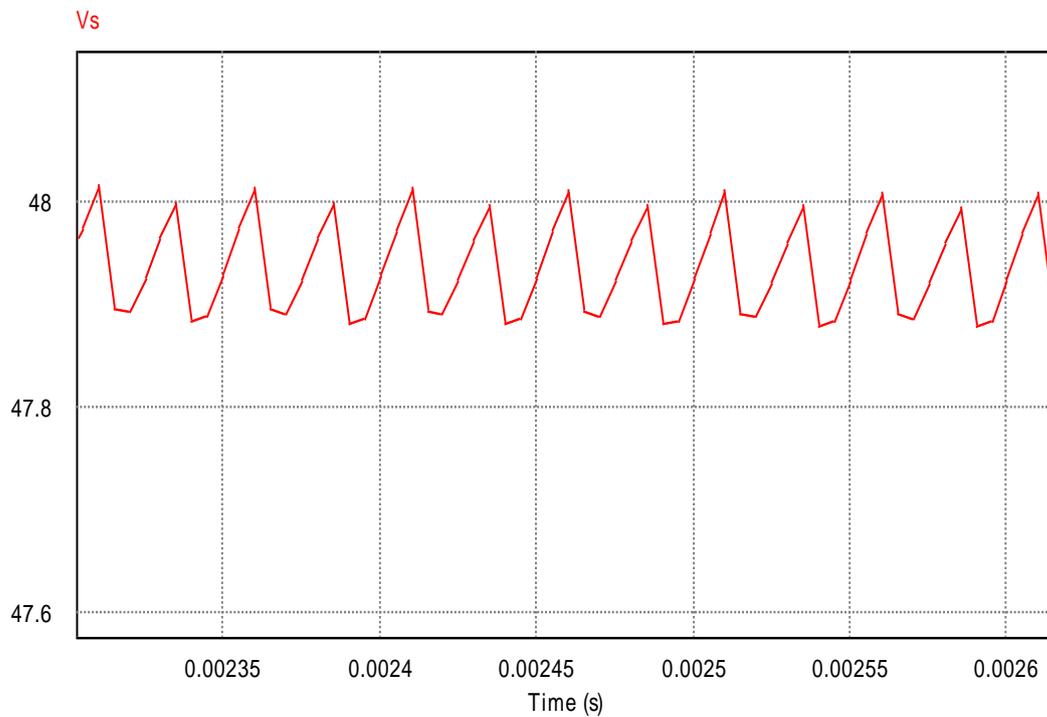


Figure III. 5 : Ondulation de la tension de sortie V_s

Le courant dans la bobine d'inductance L pour un mode de conduction discontinu dans celle-ci est donnée par la (figure III.6) :

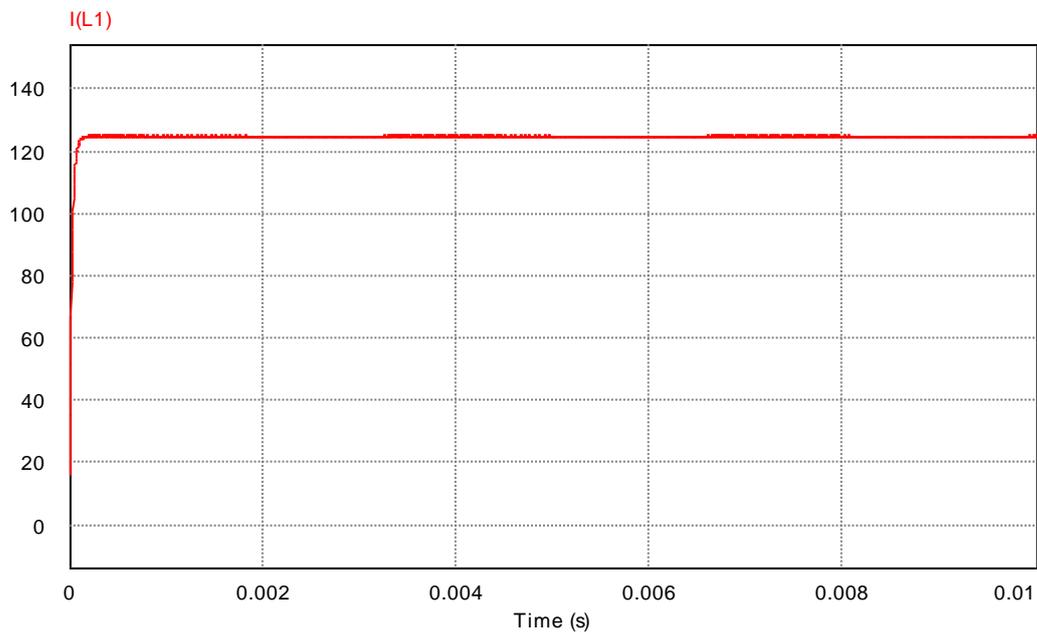


Figure III. 6 : Réponse du courant dans la bobine d'inductance L

L'ondulation du courant d'inductance est obtenue en agrandissant l'échelle selon l'axe des ordonnées, (figure III.7) :

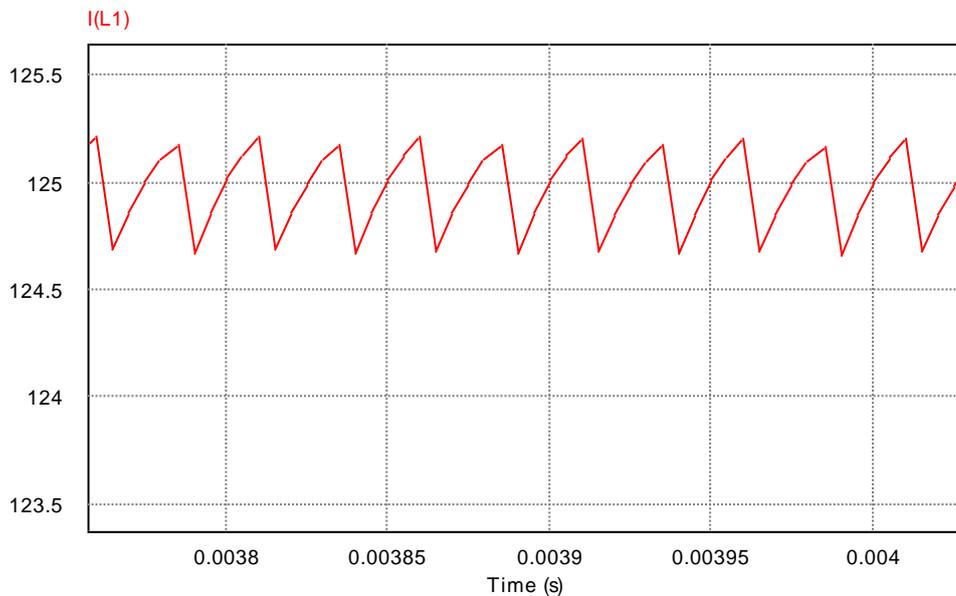


Figure III. 7 : Ondulation du courant dans la bobine L

Les figures (III.8) et (III.9) montrent les formes d'ondes des courants des interrupteurs et des diodes respectivement, pour un mode de fonctionnement discontinu :

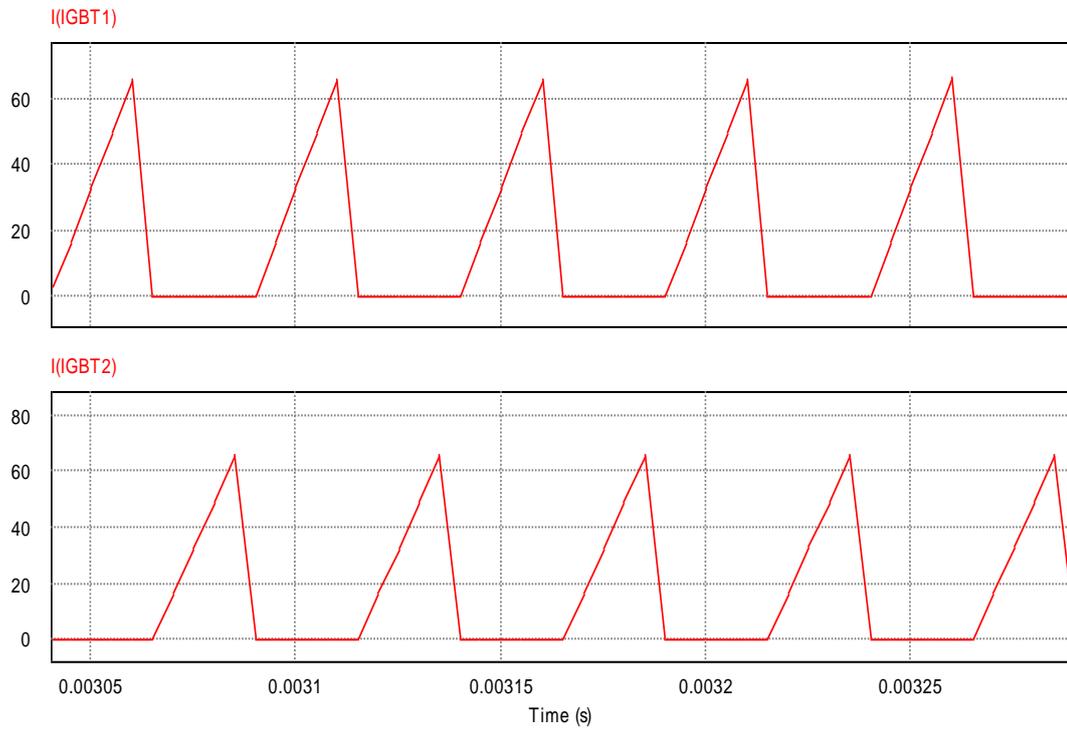


Figure III. 8 : Forme d'ondes des courants des interrupteurs (K_1 , K_2).

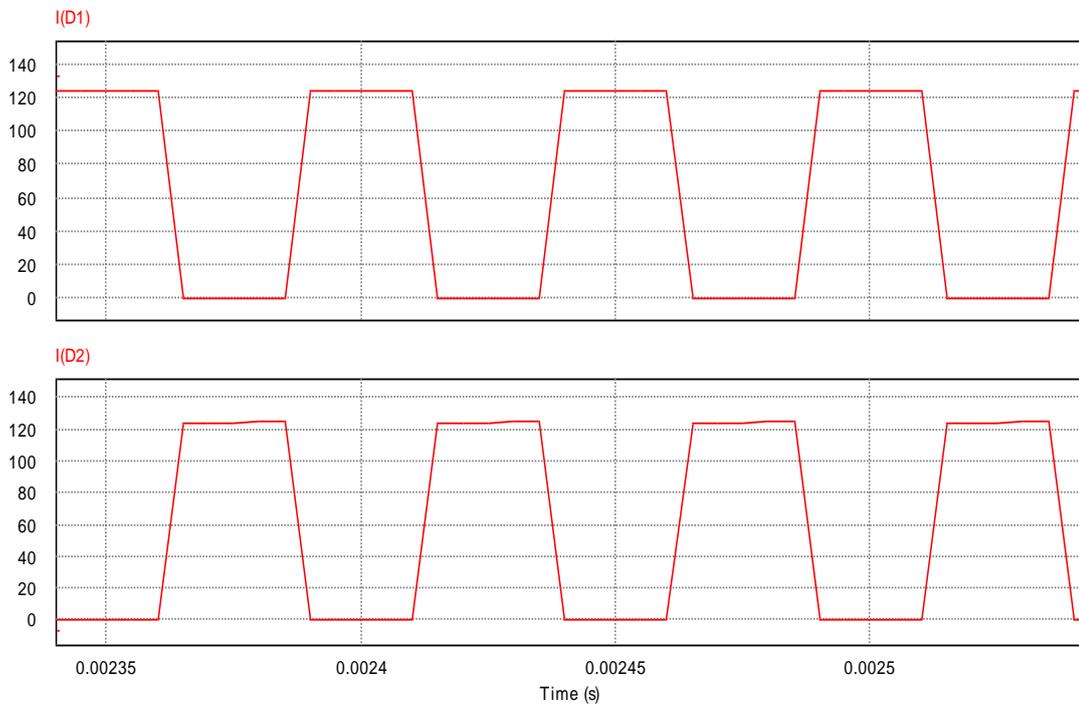


Figure III. 9 : Forme d'ondes des courants des diodes (D_1 , D_2).

Le courant au primaire du transformateur est donné par la figure (III.10) :

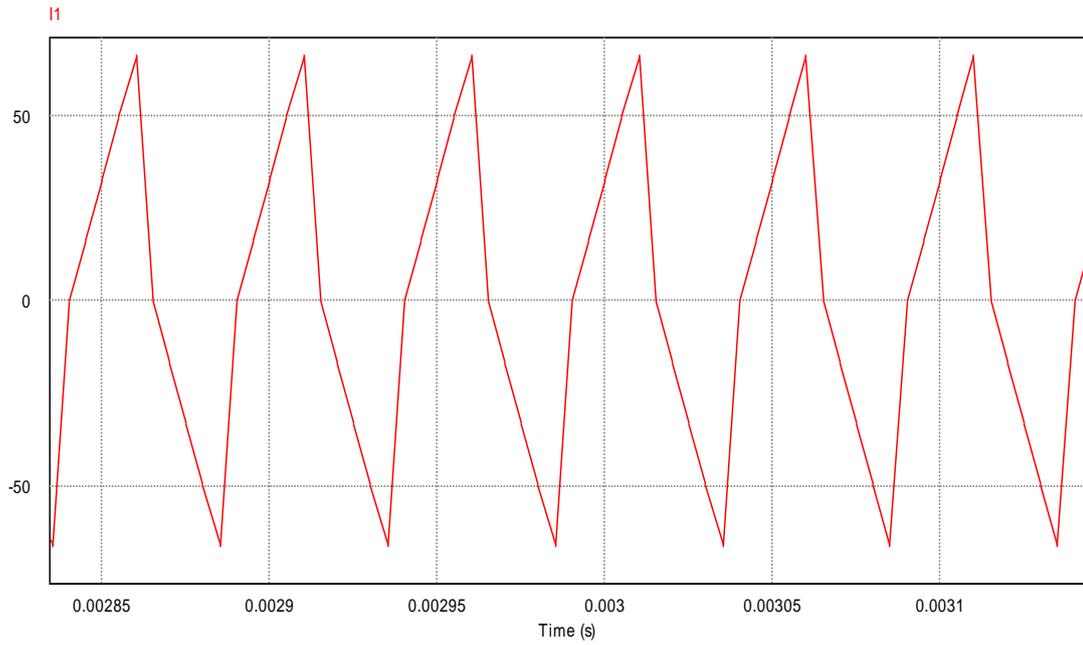


Figure III. 10 : courant au primaire du transformateur.

La forme d'onde de la tension aux bornes du primaire est donnée par la figure (III.11) :

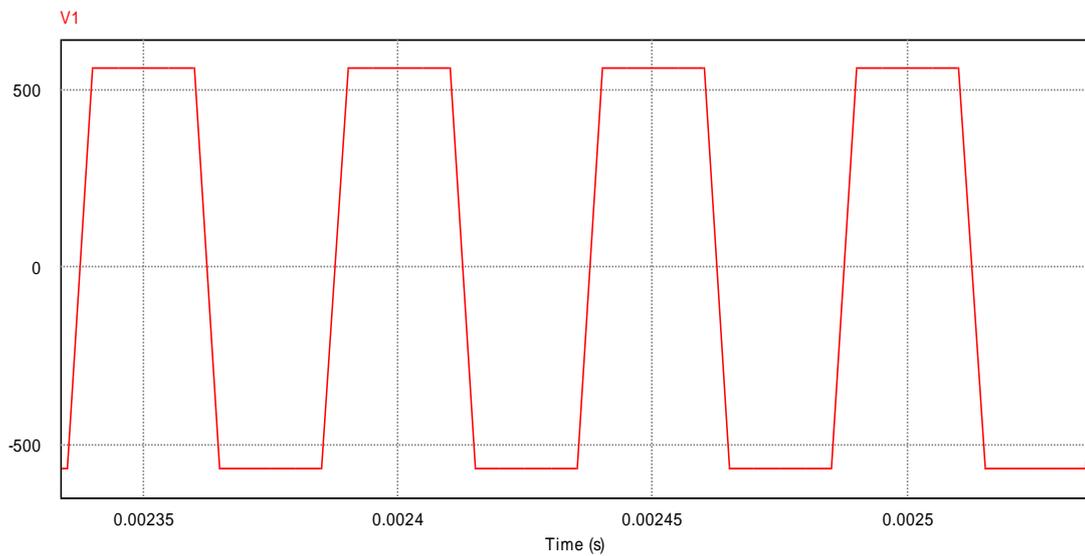


Figure III. 11 : forme d'onde de la tension au primaire V_1

Les forme d'onde des tension V_2 et V_3 aux bornes des bobines du secondaire sont représentées par la figure (III.12) :

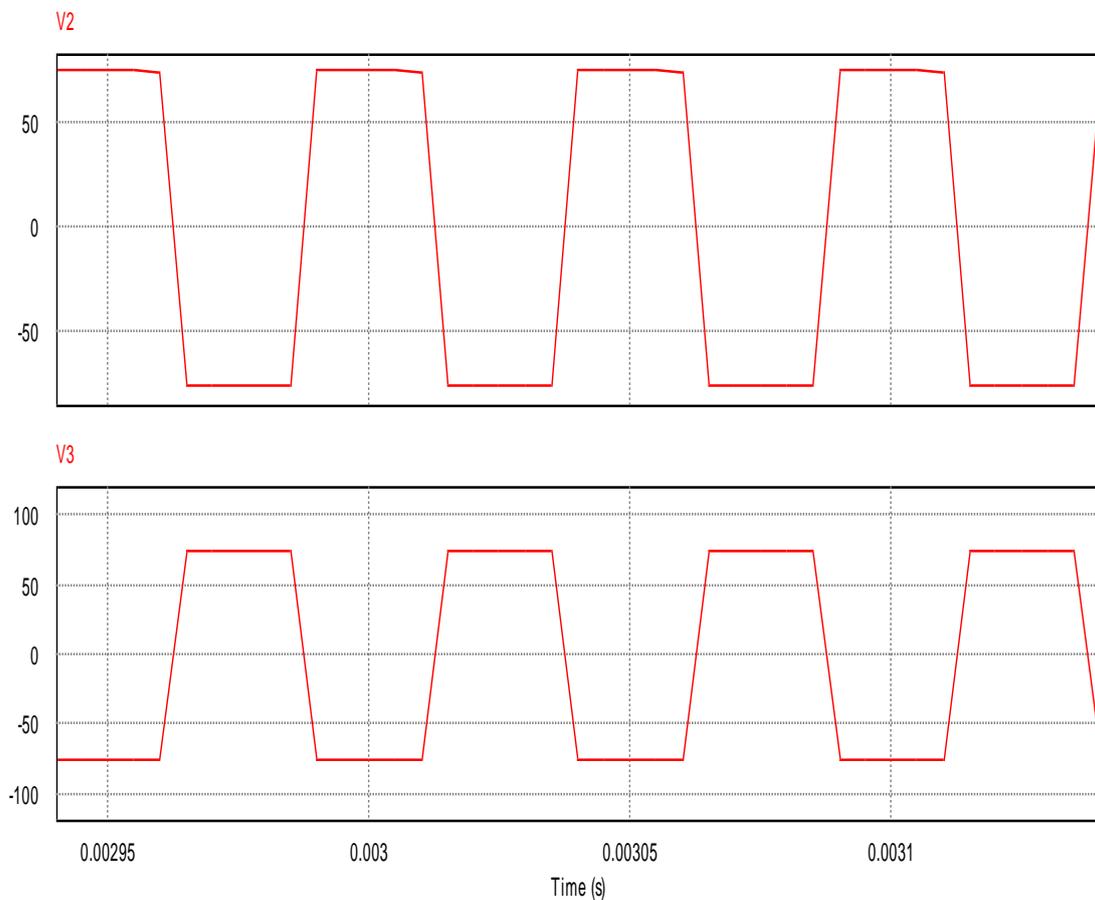


Figure III. 12 : les forme d'ondes des tensions V_2 et V_3 au secondaire du transformateur

III.4.3. Interprétation des résultats :

Les résultats de la simulation de l'alimentation à découpage push-pull en pont complet sur Psim, nous permet d'avoir les résultats précédents.

- Une tension de sortie V_S qui atteint une valeur presque constante avec des faibles ondulations, et atteindre le régime permanent.
- Un courant dans la bobine qui atteint une valeur presque constante avec des faibles ondulations qui prennent la même forme que la tension de sortie.
- Le courant des diodes D_1 et D_2 atteint presque la valeur du courant de la bobine et la courant de sortie, dès que la diode D_1 conduit la diode D_2 bloquée, et cela se répète de la sorte dans chaque période.

- La tension aux bornes du transformateur prend des valeurs positive et négative. Pour la tension au primaire du transformateur, elle prend la valeur de V_e et prend aussi des valeurs positive et négative.
- Le courant qui traverse les interrupteurs est en mono-alternance (prend une valeur positive) qui est sous forme des pics puisque le mode de fonctionnement est discontinu (démagnétisation complète).

III.5. Simulation d'une alimentation push-pull en pont à double transformateur :

III.5.1. Schéma de simulation :

La figure (III.13) présente le schéma de simulation pour l'alimentation push-pull, réalisé sous psim :

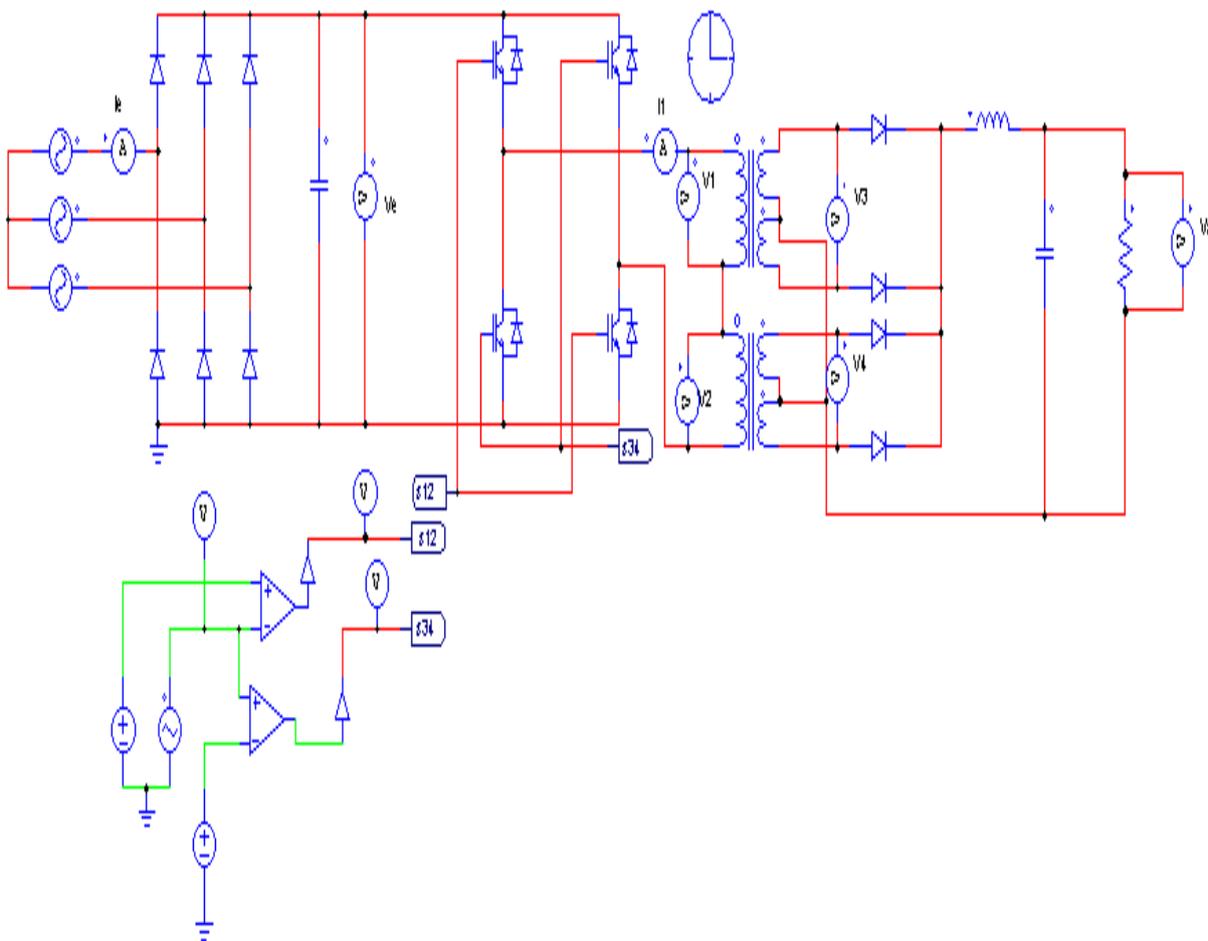


Figure III. 13 : schéma de fonctionnement de l'alimentation push-pull en pont à double transformateur

III.5.2. Résultat de simulation :

La tension de sortie V_s de l'alimentation push-pull à pont complet est représentée par la figure (III.14).

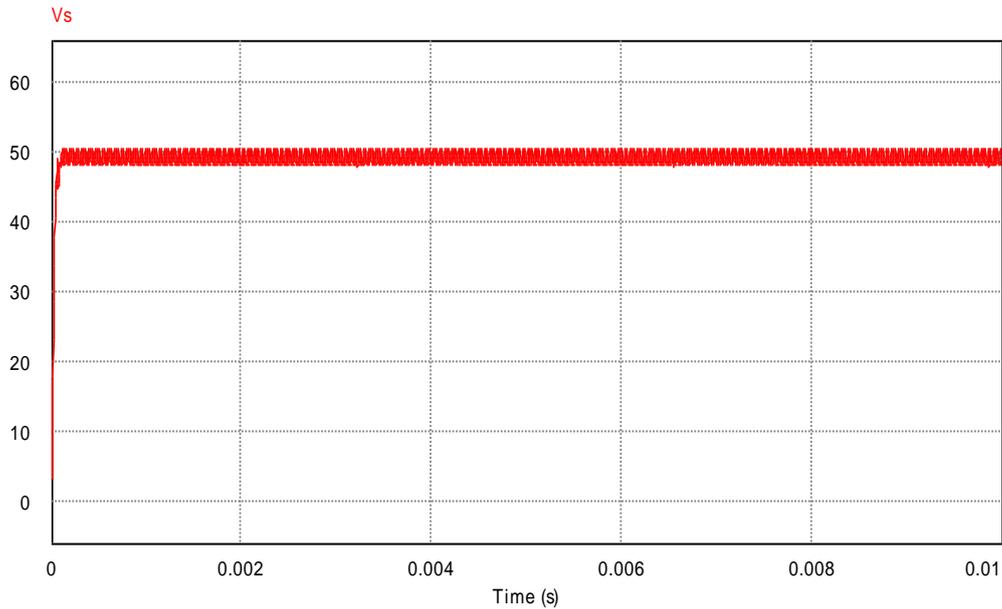


Figure III. 14 : le signal de la tension de sortie V_s

L'ondulation de la tension de sortie est obtenue en agrandissant l'échelle selon l'axe des ordonnées. (Figure III.15) :

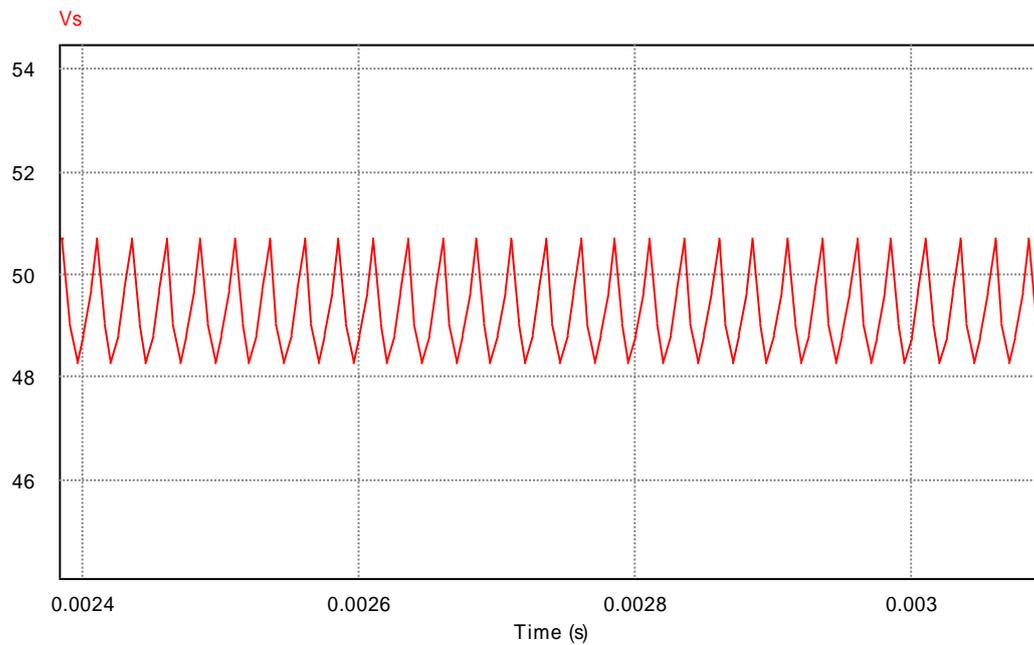


Figure III. 15 : ondulation de la tension de sortie V_s .

L'ondulation du courant d'inductance est obtenue en agrandissant l'échelle selon l'axe des ordonnées, (figure III.16) :

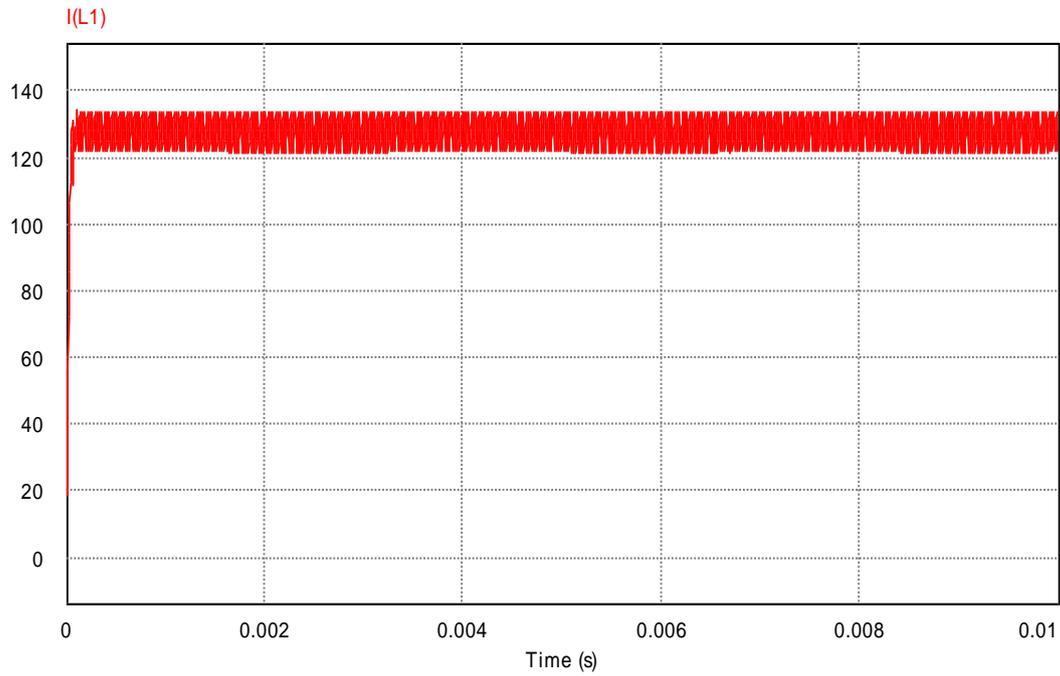


Figure III. 16 : Réponse du courant dans la bobine d'inductance L

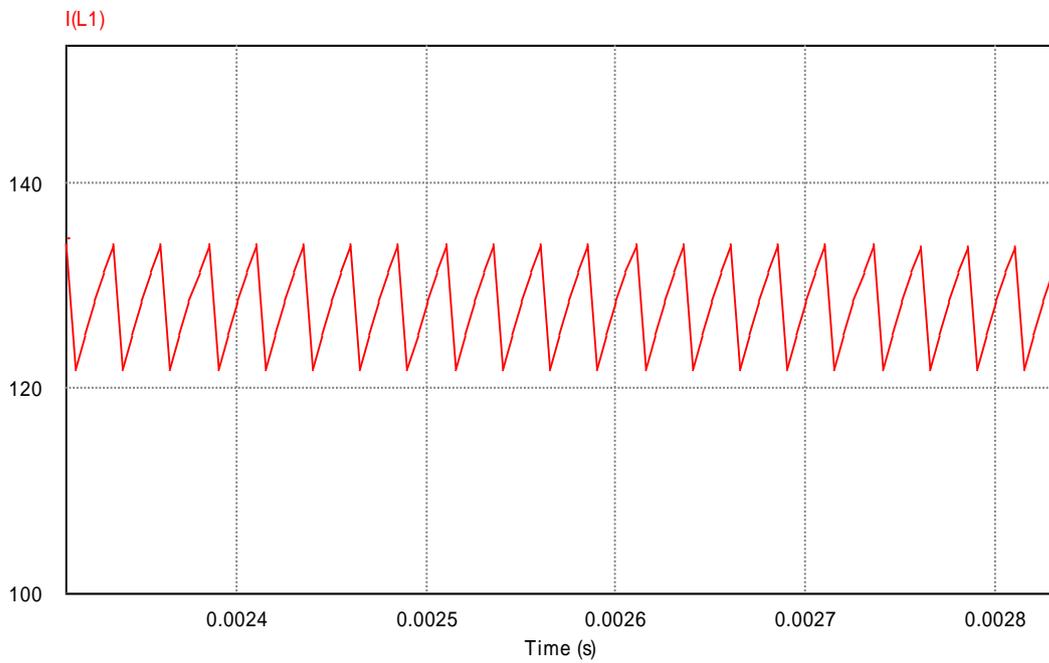


Figure III. 17 : Ondulation du courant dans la bobine L

Les figures (III.18) et (III.19) et (III.20) montrent les formes d'ondes des courants des interrupteurs et des diodes respectivement, pour un mode de fonctionnement discontinu :

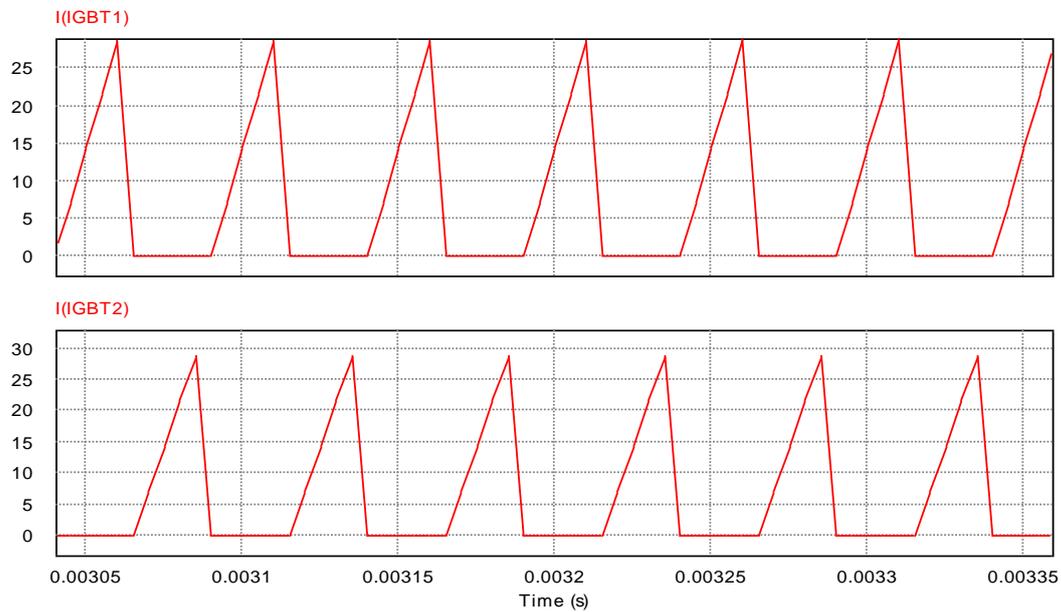


Figure III. 18 : Forme d'ondes des courants des interrupteurs (K_1, K_2).

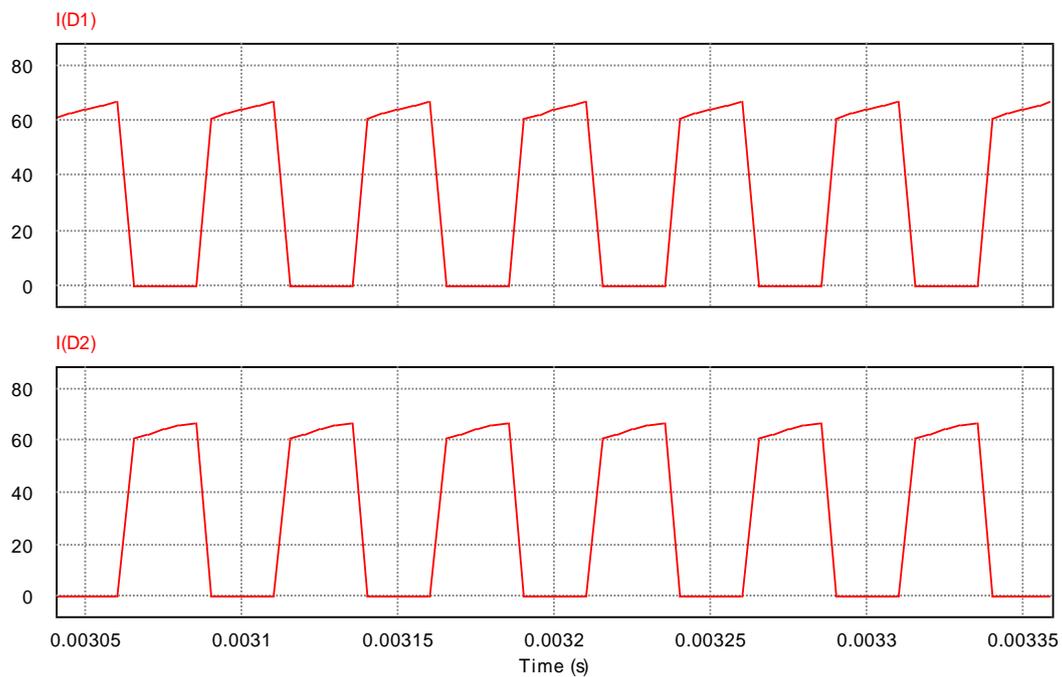


Figure III. 19 : Forme d'ondes des courants des diodes (D_1, D_2).

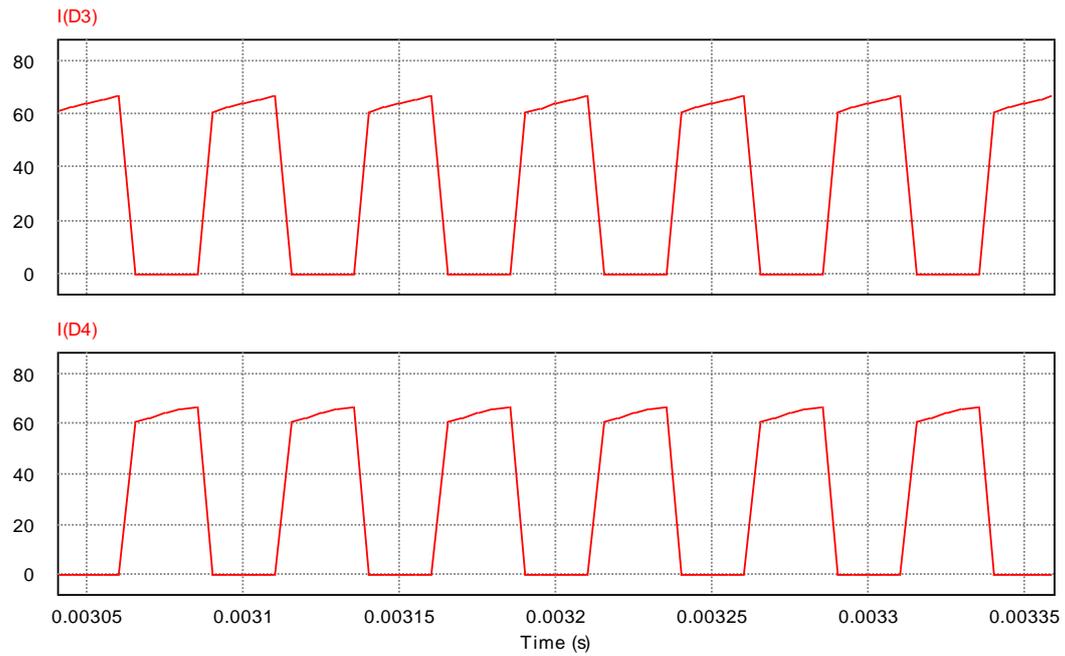


Figure III. 20 : Forme d'ondes des courants des diodes (D_3, D_4).

Le courant au primaire du transformateur est donné par la figure (III.21) :

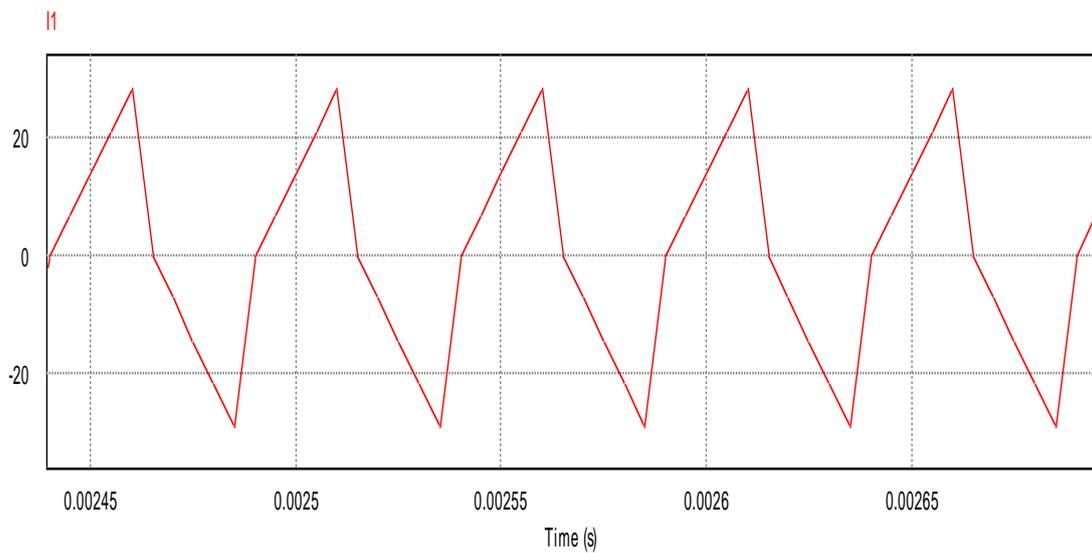


Figure III. 21 : courant au primaire du transformateur.

La forme d'onde de la tension aux bornes du primaire est donnée par la figure (III.22) :

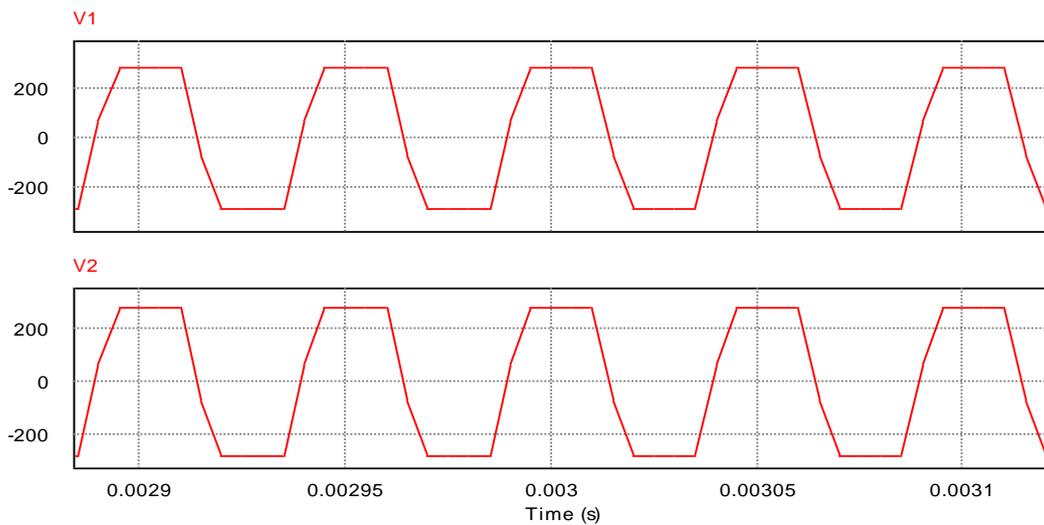


Figure III. 22 : les forme d'onde de la tension au primaire V_1 et V_2

Les formes d'onde des tensions V_2 et V_3 aux bornes des bobines du secondaire sont représentées par la figure (III.23) :

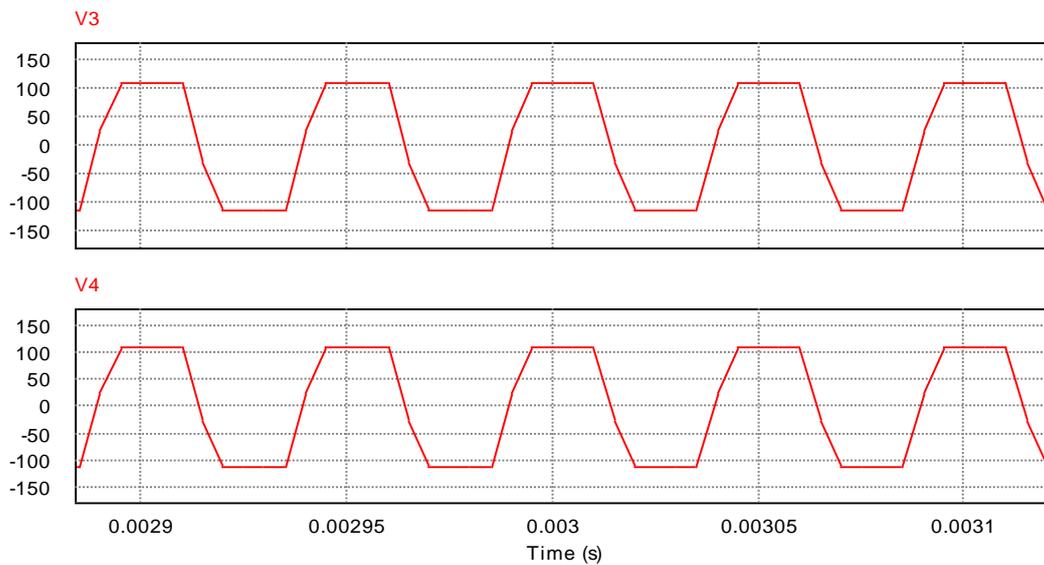


Figure III. 23 : les forme d'ondes des tensions V_3 et V_4 au secondaire du transformateur

III.5.3. Interprétation des résultats :

Les résultats de la simulation de l'alimentation à découpage push-pull en pont complet sur Psim, nous permet d'avoir les résultats précédents.

- Une tension de sortie V_S qui atteint une valeur presque constante avec des ondulations très importantes, et la réponse du système est aussi importante atteint le régime permanent.
- Un courant dans la bobine qui atteint une valeur presque constante avec des ondulations importantes qui prennent la même forme de la tension de sortie.
- Le courant aux bornes des diodes D_1 et D_3 est la moitié du courant de la bobine où bien le courant de la charge, et dès que la diode D_1 conduite, la diode D_3 bloque et la valeur de courant dans ces diodes est la moitié de courant de sortie.
- Les tension V_1 et V_2 aux bornes des deux transformateurs prennent des valeurs positive et négative. Pour la tension au primaire des deux transformateurs, elle prend la moitié de la tension d'entrée V_e est prend aussi des valeurs positive et négative est la même chose pour les tensions de sortie V_3 et V_4 .
- Le courant qui traverse les interrupteurs est en mono-alternance (prend une valeur positive) qui est sous forme des pics puisque le mode de fonctionnement est discontinu (démagnétisation complet).

III.6. Conclusion :

A partir de cahier de charge :

➤ Nous avons dimensionné une alimentation à découpage push-pull en pont complet, par calcul de ses différents composants, (la charge et le circuit de filtrage et les diodes et le transformateur et aussi les interrupteurs), pour le fonctionnement discontinu (démagnétisation complète), imposé par la puissance de sortie et le rapport cyclique.

➤ Nous avons déterminé la valeur du courant à l'état « On » et de la tension à l'état « Off » des interrupteurs, et nous avons déterminé les différentes formes d'onde du circuit de fonctionnement avec deux différents montages :

- Montage push-pull en pont complet à un seul transformateur.
- Montage push-pull en pont complet à double transformateur.

Et nous avons fait ses deux montages dans le cadre de réduire la tension au primaire et au secondaire du transformateur et réduire le courant aux bornes des diodes.

➤ Nous avons simulé sous Psim les différentes grandeurs caractérisant le fonctionnement de l'alimentation pour le mode de conduction discontinu.

Conclusion Générale

Dans ce travail nous avons présenté une étude sur l'analyse du fonctionnement et le dimensionnement d'une alimentation à découpage asymétrique de type flyback et forward, ainsi que symétrique de type Push-pull en pont complet dont la structure s'adapte bien aux sorties de basses tensions et forts courants.

- 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 la sortie désirée.
- Nous avons analysé le fonctionnement de l'alimentation à découpage *Push-pull* en pont complet, selon les modes de conduction continu et discontinu avec la détermination des ondulations du 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*".
- Nous avons simulé le fonctionnement d'une alimentation *Push-pull* abaisseur de tension pour une mode de conduction continu selon un cahier de charges choisi. Ceci après le calcul des différents éléments utilisés et en considérant une commande MLI pour la variation du rapport cyclique. Ce type de simulation permet de faire un bon dimensionnement et de déterminer la protection nécessaire avant de passer à la réalisation pratique de ce type d'alimentation.

Comme perspectives, 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

- [1] **M. Rashid** « Power electronics handbook: devices, circuits, and applications, ed. Academic Press». Elsevier 2010
- [2] **G. Bock**, « The essential guide to power supplies », written and published by XP power.
- [3] **T. Walid & D. Lahcen** « Étude et conception d'une alimentation à découpage », mémoire de master en génie électrique, Université Aboubaker Belkaid Telmcen, octobre 2016.
- [4] **K. Marian & K. rczuk** « Pulse-width Modulated DC–DC Power Converters », John Wiley & Sons, Ltd, 2008.
- [5] **Chapitre 6** : « Alimentations à découpage issues du secteur Énergie et convertisseurs d'énergie », Université de Savoie.
- [6] **M. Kaïd Kasbah & S. Kouah** « Etude d'une alimentation à découpage *Flyback* », mémoire de Master en Génie Electrique, Université Larbi Ben M'hidi, Oum El-Bouaghi, juin 2009.
- [7] **M. Touati & I. Azri** « Dimensionnement d'une alimentation à découpage » : application au *Forward*, mémoire de Master en Génie Electrique, Université Larbi Ben M'hidi, Oum El-Bouagh, juin 2010.
- [8] **M. faiz & F. Hebbaz** « Étude d'une alimentation a découpage push-pull », mémoire de master en génie électrique, université Larbi Ben Mhidi oum elboughi, juin 2010.
- [9] **A. lakrim** « Étude d'une alimentation à découpage dans le contexte de CEM », mémoire de master sciences technique en génie industriel, juin 2010. (2)
- [10] **G. Séguier & F. labrique & Ph. Labrique** « Electronique de puissance, structure, commande, application », 10^{ème} édition, Livre, Edition Dunod, Paris 2015