

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Université A. MIRA – BEJAIA



Faculté de Technologie

Département de Génie électrique

Spécialité : Electrotechnique Industrielle

MEMOIRE DE FIN D'ETUDE

En vue de l'obtention du diplôme de Master

Thème

**Etude et Réalisation d'une Alimentation à Découpage Push
Pull à Demi Pont**

Réalisé par :

- ABAREBOUR M.Larbi
- ZIANE Nassim

Encadreur :

Mr. AZIB Ahmed

Co-Encadré par :

Mr. AISSOU Said

Promotion 2021/2022

Remerciements

*Ce travail a été réalisé au sein de L'université Abderrahmane
Mira Bejaïa*

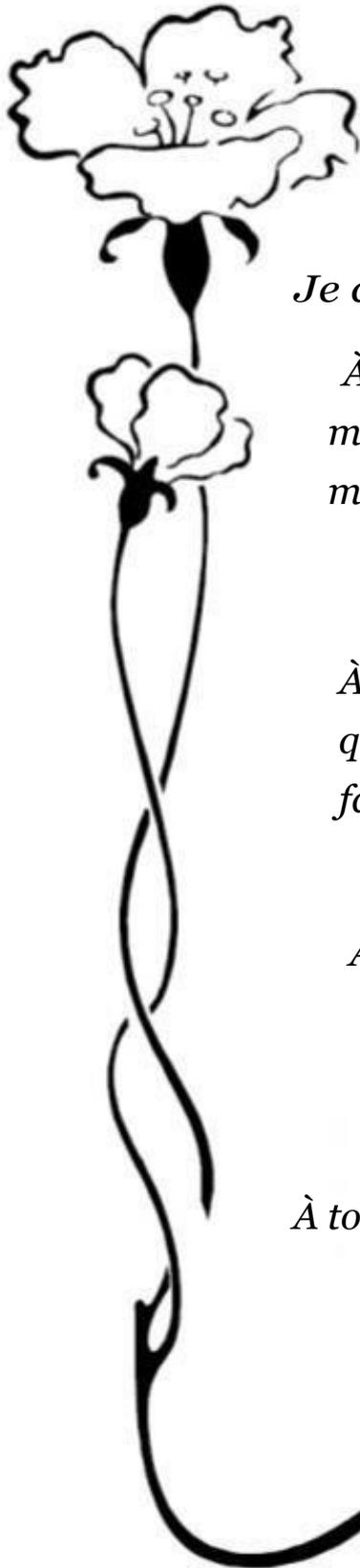
*Tout d'abord, nous tenons à remercier DIEU le tout
puissant de nous avoir accordé santé et courage pour
accomplir ce travail.*

*Nous tenons à remercier vivement messieurs les membres du jury
d'avoir consacré de leurs temps à la lecture de ce manuscrit, et
d'accepter de juger et d'évaluer ce travail.*

*Nous remercions chaleureusement notre promoteur, Mr
AZIB Ahmed, pour sa démarche et son exigence
scientifique qui nous ont permis de prendre de bonnes
leçons pour la suite de notre parcours. Il a été le garant
des orientations de ce travail.*

*Nous tenons également à remercier vivement notre Co-encadreur Mr
AISSOU Saïd ; de nous avoir permis d'user de son précieux temps et
prodigué ses directives précieuses et ses conseils qui nous ont
beaucoup aidés afin de réaliser notre travail. Ainsi que Mr Tayeb
Nabil le chef de département de nous avoir logé une salle afin de
réaliser notre travail.*

Dédicaces 1



Je dédie ce modeste travail

*À mes très chers parents qui
m'ont tant aidé tout au long de
mes études.*

*À mes frères et sœurs ainsi
que tous les membres de ma
famille ;*

*À tous mes amis et camarades
sans exception ;*

À tous mes proches ;

*À tous ceux qui aiment partager le
Savoir sans rien en retour*

Dédicaces 2



Je dédie ce modeste travail

*À mes très chers parents qui
m'ont tant aidé tout au long de
mes études.*

*À mes frères et sœurs Anis
Naouel Sylia ainsi que tous
les membres de ma famille
mes oncle Karim Moustapha
Meziane EL Hachimi mes
cousin et cousine Halim
djamel lounesse Nassima;*

*À tous mes amis et camarades
sans exception ;*

À tous mes proches ;

*À tous ceux qui aiment partager le
savoir sans rien en retour*

Table des matières

<i>Introduction générale</i>	1
Chapitre I Généralités sur les Alimentation à Découpage	
<i>I.1 Introduction</i>	3
<i>I.2 Les différents types d'alimentation</i>	3
<i>I.2.1 Alimentation linéaire</i>	3
<i>I.2.1.1 Les avantages et les inconvénients de ces alimentations :</i>	4
<i>I.2.2 Alimentation à découpage</i>	4
<i>I.2.2.1 Principe d'une alimentation à découpage</i>	5
<i>I.2.2.2 Les avantages et les inconvénients de ces alimentations :</i>	5
<i>I.2.2.3 Classification des alimentations à découpage de type courant continu</i> ..	6
<i>I.2.2.3.1 Alimentations à découpage asymétriques</i>	6
<i>I.3 Conclusion</i>	17
Chapitre II Etude et Analyse du Fonctionnement d'une Alimentation à Découpage Pull-Pull à Demi Pont	
<i>II.1 Introduction</i>	19
<i>II.2 Principe de fonctionnement d'une alimentation à découpage push-pull à demi-pont</i>	19
<i>II.3 Analyse du fonctionnement d'une alimentation push-pull à demi- pont</i>	20
<i>II.3.1 Fonctionnement en mode continu</i>	20
<i>II.3.1.1 Valeurs maximales des grandeurs des composants de puissance</i>	24
<i>II.3.1.2 Étude en valeur moyenne et rapports de transfert</i>	25
<i>II.3.1.3 Ondulations de courant et de tension</i>	25
<i>II.3.1.4 Limite entre modes de conduction continu et discontinu (CCM/DCM)</i> ..	26
<i>II.3.1.5 Pertes de puissance et rendement du Push-pull en CCM</i>	29
<i>II.3.2 Fonctionnement en mode discontinu</i>	32
<i>II.3.2.1 Etude en valeur moyenne</i>	38
<i>II.3.2.2 Ondulation de courant</i>	38
<i>II.3.2.3 Rapport de transfert du convertisseur en mode discontinu</i>	38
<i>II.3.2.4 Valeur maximale de l'inductance pour la conduction discontinue</i>	41
<i>II.4 Cahier de charges</i>	42
<i>II.4.1 Calcul numérique</i>	42

<i>II.5 Résultat de simulation.....</i>	45
<i>II.5.1 Interprétation du résultat.....</i>	49
<i>II.6 Conclusion.....</i>	49
Chapitre III Dimensionnement et Réalisation d'une Alimentation a Découpage Push-Pull à Demi Pont	
<i>III.1 Introduction</i>	49
<i>III.2 Présentation de système.....</i>	49
<i>III.2.1 Description du fonctionnement de notre système.....</i>	50
<i>III.2.2 Composant du système</i>	51
<i>III.2.3 Circuit pilotage des grilles des MOSFT (TL494).....</i>	51
<i>III.3 Résultat expérimentaux.....</i>	54
<i>III.3.1 Interprétation des résultats</i>	56
<i>III. 4 Conclusion</i>	56
<i>Conclusion générale</i>	57

Liste des figures

Fig.I.1 - Le principe du fonctionnement d'une alimentation à découpage	5
Fig.I.2 - Schéma d'une alimentation à découpage de type FLYBACK	7
Fig.I.3 - Allures de la tension V_s de sortie et du courant de sortie I_s	8
Fig.I.4 - Allures des grandeurs électriques principales pour le mode de conduction discontinu (DCM) lors d'un montage FLYBACK.	8
Fig.I.5 - Allures des grandeurs électriques principales pour le mode de conduction continu (CCM) d'un montage FLYBACK.	9
Fig.I.6 - Schéma d'une alimentation à découpage de type FORWARD	10
Fig.I.7 - Allures de la tension V_s de sortie et du courant de sortie I_s	11
Fig.I.8 - Allures des grandeurs électriques principales pour le mode de conduction continu (CCM) d'un montage FORWARD.....	12
Fig.I.9 - Allures des grandeurs électriques principales pour le mode de conduction discontinu (DCM) d'un montage FORWARD.....	12
Fig.I.10 - Schéma d'une alimentation à découpage de type Push Pull à point milieu	14
Fig.I.11 - Allures de la tension V_s de sortie et du courant de sortie I_s	14
Fig.I.12 Forme d'onde en régime permanent d'une alimentation	15
Fig.I.13 - Schéma d'une alimentation à découpage de type Push-Pull à demi-pont... ..	15
Fig.I.14 - Schéma d'alimentation de type Push Pull à pont complet	17
Fig.II.1 - Circuit de puissance de l'alimentation à découpage Push-pull.....	19
Fig.II.2 - Alimentation Push Pull : l'interrupteur H_1 , les diodes D_1 et D_4 sont fermées	20
Fig.II.3 - Alimentation Push Pull : les interrupteurs sont ouverts et les diodes sont fermées.....	22
Fig.II.4 - Alimentation Push Pull : l'interrupteur H_2 et les diodes D_2 et D_4 sont fermées.....	23
Fig.II.5 - Alimentation Push Pull : les interrupteurs sont ouverts et les diodes sont fermées.....	24
Fig.II.6 - Ondulation de courant.....	26
Fig.II.7 - Forme d'onde du courant d'inductance à la limite entre CCM et DCM	27
Fig.II.8 - Courant normalisé de la charge en fonction du rapport cyclique à la limite entre CCM/DCM[4].....	28
Fig.II.9 - Résistance normalisée de la charge en fonction du rapport cyclique à la limite entre CCM/DCM [4].	29

Fig.II.10 - Alimentation Push Pull : l'interrupteur H_2 est ouvert et les diodes D_1 et D_4 sont fermées	33
Fig.II.11 - Alimentation Push Pull : les interrupteurs sont ouverts et les diodes sont fermés.....	34
Fig.II.12 - Alimentation Push Pull tous les interrupteurs sont ouverts	35
Fig.II.13 - Alimentation Push Pull : l'interrupteur H_2 et les diodes D_2 et D_4 sont fermées.....	35
Fig.II.14 - Alimentation Push Pull : les interrupteurs sont ouverts et les diodes sont fermées.....	37
Fig.II.15 - Alimentation Push Pull : tous les interrupteurs sont ouverts	37
Fig.II.16 - Rapport cyclique α en fonction du courant normalisé de la	40
Fig.II.17 - Rapport cyclique α en fonction de la résistance normalisée de la charge $R2Lf$ les valeurs de $MvN1N2[4]$	40
Fig.II.18 -Forme d'onde du courant d'inductance à la limite entre	41
Fig.II.19 - Allures de la tension de sortie V_s et de courant de charge	46
Fig.II.20 - Formes d'ondes de tension et de courant dans les interrupteurs H_1 et H_2	47
Fig.II.21 - Forme d'ondes de tension et de courant de la diode (D_1).....	48
Fig.II.22 - Tensions primaire et secondaire du transformateur	48
Fig.II.23 - Courant au primaire du transformateur.....	49
Fig.III.1 - Schéma de circuit de puissance et de commande de l'alimentation push pull	49
Fig.III.2 -La partie puissance d'une alimentation a découpage Push Pull en demi-pont	51
Fig.III.3 - Brochage du TL494.....	52
Fig.III.4 - Diagramme bloc du TL 494	52
Fig.III.5 -Un amplificateur cascade de classe B	53
Fig.III.6 - Photo finale du circuit d'alimentation réalisé.....	54
Fig.III.7 - Tension de sortie sur l'oscilloscope	55
Fig.III.8 - Chronogramme du signal de sortie du TL 494.....	55

Liste des tableaux

Tableau I.1 - Comparaisons des caractéristiques des alimentations à découpages et linéaires	6
---	---

Notations et symboles

DC =Tension continue

TV=Télé Vision

CM=Circuit Magnétique

CCM=Conduction au mode continu

DCM=Conduction au mode discontinue

R=La résistance

D=Diode

C=Capacité

L=Inductance

r_c = la résistance parasite du condensateur

F=Fréquence

N=Nombre de spire

m=Rapport de transfert

M_v =Rapport de transfert en tension

M_i =Rapport de transfert en courant

α =Rapport cyclique

η =Le rendement

V_e =La tension d'entrée

V_s =La tension de sortir

V_H =La tension dans les interrupteurs

V_D =La tension dans les diodes

i =Courant

Δi =Ondulation du courant

Introduction générale

Dès le moment où on se lance dans le secteur de l'électronique, en pensant à tout ce que l'on peut accomplir aux solutions et aux différents moyens d'améliorer la vie quotidienne. L'alimentation électrique est la composante la plus importante dans un appareil électronique.

Il existe deux familles principales d'alimentations stabilisées, les alimentations linéaires et les alimentations à découpage. L'alimentation à découpage fortement développées depuis les années 1980 pour pallier les inconvénients des alimentations linéaires ;

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

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

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 aujourd'hui utilisées dans presque tous les appareils électroniques : elles sont à la pointe de la technologie dans les ordinateurs et les téléviseurs ainsi que dans les appareils et systèmes industriels.

Il existe plusieurs types d'alimentations à découpage, parmi celles-ci les alimentations asymétriques (FLYBACK, FORWARD), et les alimentations symétriques Push-Pull avec ses différents montages (point milieu, demi pont et en pont complet) [1].

Compte tenu de l'utilité de l'alimentation à découpage, l'objectif de ce travail est d'étudier et réaliser une alimentation à découpage push pull en demi-pont.

Ce mémoire est constitué de trois chapitres, il présente en premier chapitre des généralités approfondies sur les alimentations à découpages, tout en indiquant les avantages et les inconvénients des différents types, ainsi que le type de transformateur utilisé.

Au deuxième chapitre, nous allons présenter la modélisation d'une alimentation push-pull avec accent particulier sur l'analyse de fonctionnement de ce dernier. Une étude par simulation sous le logiciel PSIM à été faite pour vérifier son fonctionnement.

Le troisième et dernier chapitre, est réservé à une réalisation d'un type d'alimentation symétrique Push-Pull à demi-pont à l'aide de TL494 ainsi le choix de ses composants utilisés pendant la pratique avec une application numérique et la description du principe de fonctionnement de notre montage.

Enfin une conclusion générale sera proposée ainsi que quelques perspectives pour terminer cette étude.

Chapitre I

Généralités sur les Alimentations à Découpage

I. Généralités sur les Alimentations à Découpage

I.1 Introduction

Les alimentations électriques, qui sont largement utilisées dans les applications industrielles, sont souvent nécessaires pour répondre à toutes ou à la plupart des spécifications comme, conversion avec rendement élevé, transit bidirectionnel de puissance, forme d'onde d'entrée et de sortie avec un faible taux total de distorsion harmonique et ce pour des filtres moins dimensionnés. Les alimentations peuvent être classées en deux types, l'alimentation à courant alternatif (AC) et alimentation à courant continu (DC), dans les deux alimentations sont classées en trois types :

- Les alimentations à découpage
- Les alimentations résonantes
- Les alimentations bidirectionnelles

Les alimentations à découpage de type à courant continu (DC) sont des convertisseurs continu-continu (DC-DC) qui permet 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. Dans les alimentations à découpage on trouve plusieurs topologies, les alimentations symétriques (FLYBACK et FORWARD) et les alimentations asymétriques (push-pull).

I.2 Les différents types d'alimentation

I.2.1 Alimentation linéaire

Les alimentations linéaires sont conçues pour un faible bruit et sont souvent considérées comme silencieuses car il n'y a pas de commutation à haute fréquence. Ils ont été utilisés partout où une excellente régulation et une faible ondulation sont requises, ainsi que de faibles émissions électromagnétiques et une excellente réponse transitoire. Les alimentations linéaires ne peuvent abaisser une tension d'entrée que pour produire une tension de sortie inférieure. Une alimentation linéaire utilise généralement un grand transformateur pour faire chuter la tension d'une ligne AC à une tension AC beaucoup plus faible, puis utilise une série de circuits redresseurs et un processus de filtrage pour produire une tension DC très propre. Les inconvénients sont le poids, la taille et la faible efficacité.

Quelques exemples d'applications pouvant nécessiter une alimentation linéaire sont les équipements de communication ; matériel médical, amplificateurs à faible bruit ; traitement de signal ; acquisition de données, y compris capteurs, multiplexeurs, circuits d'échantillonnage et de maintien, équipement de test automatique ; matériel d'essai en laboratoire ; circuits de contrôle ; applications informatiques et industrielles.

I.2.1.1 Les avantages et les inconvénients de ces alimentations :

• Avantages

- L'alimentation linéaire offre de nombreux avantages, notamment un coût global relativement inférieur et une conception plus simple ;
- Une haute qualité de tension de sortie (excellente précision, stabilité, absence quasi totale d'ondulations parasites ou de bruit) ;
- Un temps de réponse très rapide en cas de perturbation, [1,2].

• Inconvénients

- Une faible sensibilité au niveau de la charge (circuit ouvert ou fortement chargé), sans problème de stabilité ;
- Un rendement faible (dépendant de la charge et de la différence de tension entre leur entrée et leur sortie) ;
- Un encombrement important (souvent liés à la dissipation thermique) ;
- Un réglage aisé de la tension de sortie sur une large plage.

I.2.2 Alimentation à découpage

Les alimentations précédentes (linéaires) présentent trois inconvénients majeurs :

- Le volume et le poids du transformateur ;
- Le volume du condensateur de filtrage ;
- Le rendement trop faible.

Dans une alimentation à découpage, plutôt que d'agir instantanément sur la tension, on va découper celle-ci à fréquence élevée, de manière à obtenir une tension rectangulaire. Après un filtrage de type passe bas de cette dernière, on obtient une tension continue proportionnelle au rapport cyclique.

En réglant le rapport cyclique, on règle alors la tension de sortie. On agit pour cela sur le temps de saturation du transistor qui découpe la tension d'entrée de l'alimentation.

De même, si le filtre est non dissipatif, c'est à dire qu'il n'utilise pas de résistances, mais des inductances et condensateurs, il ne dissipera théoriquement pas de puissance si les éléments LC sont parfaits.

I.2.2.1 Principe d'une alimentation à découpage

Voilà un schéma de principe du fonctionnement d'une alimentation à découpage

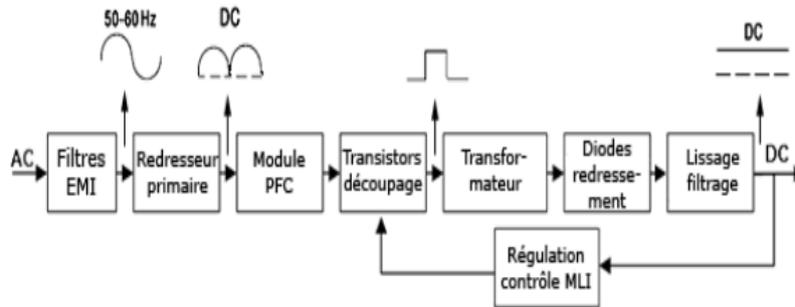


Fig.I.1 - Le principe du fonctionnement d'une alimentation à découpage[2]

I.2.2.2 Les avantages et les inconvénients de ces alimentations :

• Avantages

- Légères et peu encombrantes : le transformateur fonctionne à $f \geq 20$ kHz, supérieur à celle du réseau, il est donc de dimension réduite ;
- A pertes faibles, l'interrupteur de puissance fonctionne en commutation, donc le dissipateur associé est de dimensions réduites ;
- Excellent rendement ($\eta > 80\%$) par rapport aux alimentations linéaires.

• Inconvénients

- Moins simples à mettre en œuvre que les alimentations linéaires ;
- Ondulation résiduelle due au découpage subsiste en sortie ;
- La stabilité relative $\Delta V_s/V_s$ se situe entre 10^{-2} , 10^{-3} ;
- Perturbatrices pour l'environnement électrique et électronique ; les parasites.

La comparaison des caractéristiques des alimentations à découpages et linéaires sont illustrées dans le Tableau (I.1)

Tableau I.1 - Comparaisons des caractéristiques des alimentations à découpages et linéaires

Caractéristiques	Alimentation linéaire	Alimentation à découpage
Taille et poids	Grosse et lourde, elle doit pouvoir dissiper la chaleur	Beaucoup plus léger et plus petit
Tension de sortie	$0 < V_s < V_e$	V_s peut être plus grand que V_e et peut même être négative
Stabilité et rendement	« Bonne stabilité » Rendement mauvais (de l'ordre de 40%)	Stabilité difficile à obtenir Rendement théorique de 1
Complexité	Simple	Complexe
Rayonnement	Faible	Important à cause des oscillations
Bruit acoustique	Généralement inaudible	Dépend de la fréquence de découpage et des oscillations de l'asservisseur. Peut-être gênant

I.2.2.3 Classification des alimentations à découpage de type courant continu

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.2.2.3.1 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.

a) Alimentation type "FLYBACK"

Le montage FLYBACK est basé sur un hacheur à stockage inductif, il est utilisé pour des puissances allant jusqu'à 150 W et a fréquence qui peut atteindre 150 kHz. (Fig.I.2)

La tension V_e est constante, L'élément magnétique fonctionne en inductance d'accumulation d'énergie. L'énergie est emmagasinée durant la période de conduction de transistor H (de 0 à αT), puis restituée par le secondaire (de αT à T) ; Pour une démagnétisation incomplète la tension de sortie est donnée par :

$$V_s = V_e \left(\times \frac{N_2}{N_1} \right) \times \left(\frac{\alpha}{(1-\alpha)} \right) \quad (\text{I. 1})$$

Et peut être ajustée par le rapport cyclique α ou par le rapport de nombre de spires ; Pour une démagnétisation incomplète la tension de sortie est donnée par ;

$$V_s = V_e \times \alpha \times \sqrt{\frac{R \times T}{2 \times L}} \quad (\text{I. 2})$$

On peut l'ajuster par la variation du rapport cyclique ou par la période de charge T , Ondulation de la tension de sortie :

$$\Delta V_s = \frac{i_s \times \alpha}{C \times F} \quad (\text{I. 3})$$

Ondulation du courant d'entrée :

$$\Delta i_1 = \frac{V_e \times \alpha}{C \times F} \quad (\text{I. 4})$$

La régulation est assurée par le comparateur et l'oscillateur MLI (ou PWM), tel que D est une diode rapide.

Le transformateur assure l'isolation galvanique [3].

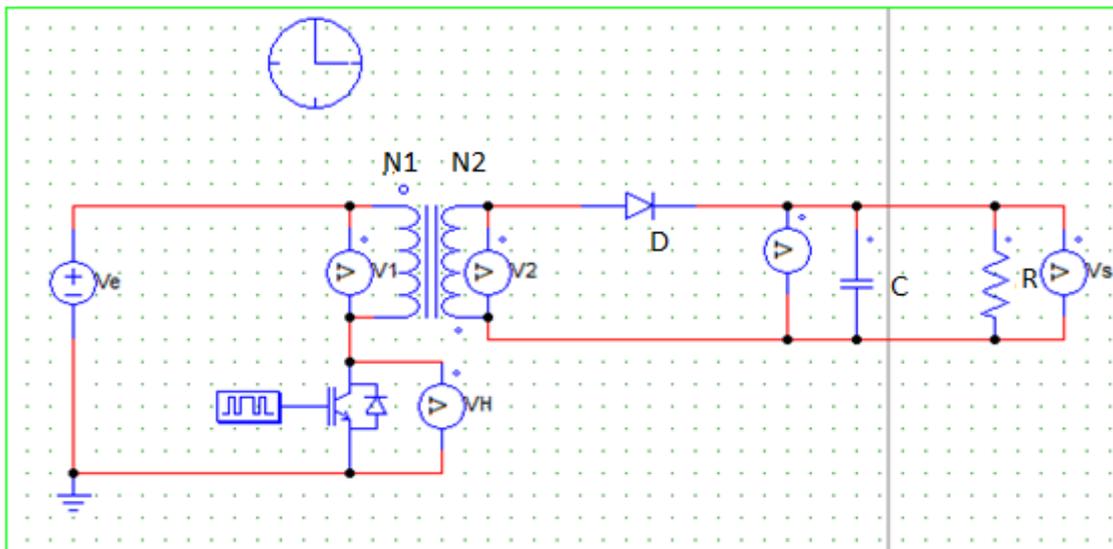


Fig.I.2- Schéma d'une alimentation à découpage de type FLYBACK

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

- Tension d'entrée : $U_e = 100V$,
- Tension de sortie : $U_s = 12 V$,
- 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 :

$$U_s = R * I_s \Leftrightarrow R = \frac{U_s}{I_s}$$

$$R = \frac{12}{5} = 2,4\Omega$$

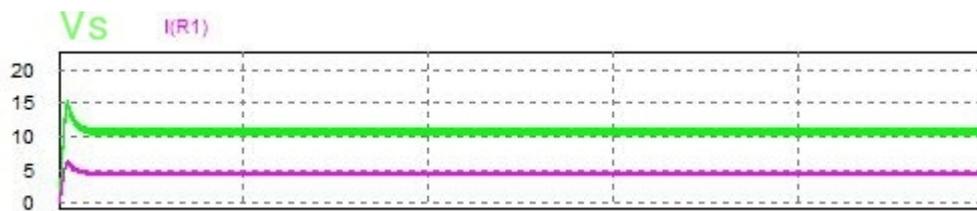


Fig.I.3- Allures de la tension V_s de sortie et du courant de sortie I_s

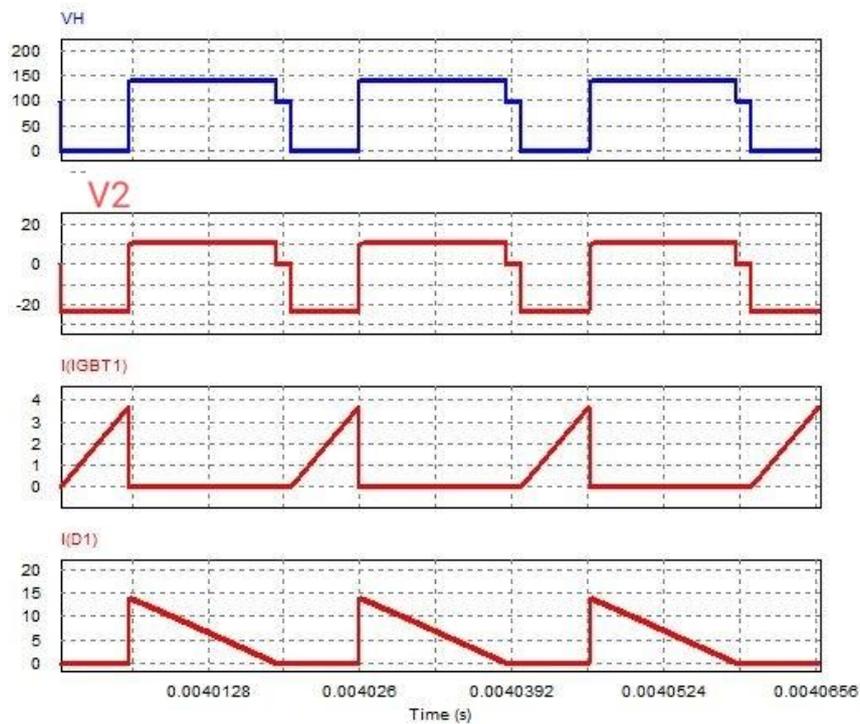


Fig.I.4- Allures des grandeurs électriques principales pour le mode de conduction discontinu (DCM) lors d'un montage FLYBACK.

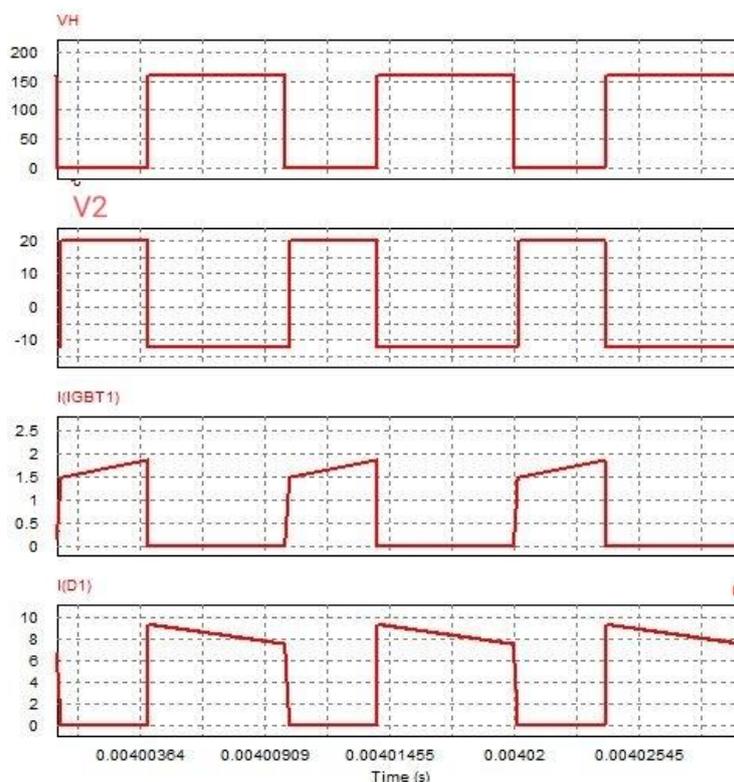


Fig.I.5- Allures des grandeurs électriques principales pour le mode de conduction continu (CCM) d'un montage FLYBACK.

• Avantages

- Peu de composants, un seul composant bobiné ;
- Architecture économique pour les faibles puissances (< 150 W) ;
- Pour le FLYBACK en mode de conduction continu, 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 discontinu, 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, [4], [5].

• Inconvénients

- L'énergie étant stockée dans l'inductance couplée et dans le condensateur de sortie, ceux-ci deviennent encombrants pour des puissances supérieures à 150 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, [4], [5].

b) Alimentation FORWARD

Ce type d'alimentation est choisi lorsque la puissance de sortie est comprise entre 100W et quelques watts de plus. La structure de base du convertisseur FORWARD est unidirectionnelle, la puissance est transférée uniquement de la source vers la charge. Comme dans la structure FLYBACK, le composant magnétique d'isolement fonctionne à haute fréquence, ce qui permet de réduire sa taille, et donc la taille globale du convertisseur Alimentations à découpage asymétriques. Le schéma de principe est donné par (Fig.I.6).

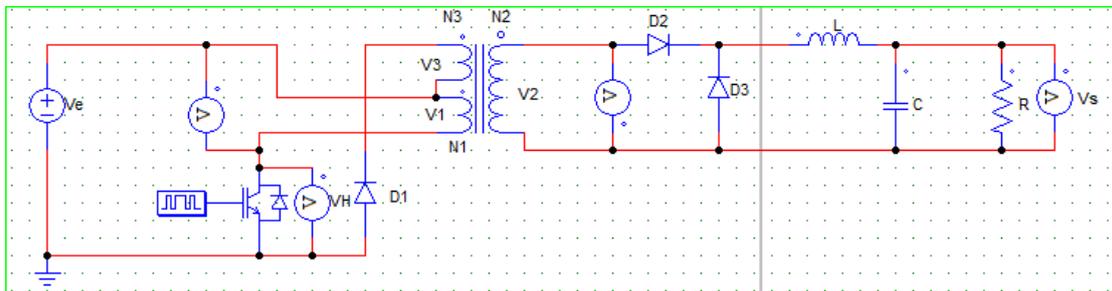


Fig.I.6- Schéma d'une alimentation à découpage de type FORWARD

La tension V_e est constante, élément magnétique fonctionne en transformateur, l'énergie transite du primaire N_1 au secondaire N_2 pendant la phase de conduction de transistors H.

Un enroulement auxiliaire N_3 de démagnétisation est nécessaire, une inductance de filtrage L , et la tension de sortie donnée par :

$$V_S = V_e \frac{N_2}{N_1} \alpha \quad (\text{I. 5})$$

On peut varier la valeur de la tension V_S en ajustant sur le rapport cyclique α ou le rapport du nombre de spire $\frac{N_2}{N_1}$, Ondulation du courant de sortie :

$$\Delta i_1 = \alpha(1 - \alpha) \frac{V_e \times m}{L \times F} \quad (\text{I. 6})$$

Ondulation de la tension de sortie :

$$\Delta V_S = \alpha(1 - \alpha) \frac{V_e \times m}{8 \times C \times L \times F^2} \quad (\text{I. 7})$$

D_1, D_2 et D_3 sont des diodes rapides

Pour simuler le convertisseur FORWARD, nous avons les paramétré suivants :

- Tension d'entrée : $U_e = 100\text{V}$,
- Tension de sortie : $U_s = 12\text{V}$,
- Courant de sortie : $I_s = 5\text{A}$,

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

$$U_s = R \times I_s \Rightarrow R = \frac{U_s}{I_s}$$

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

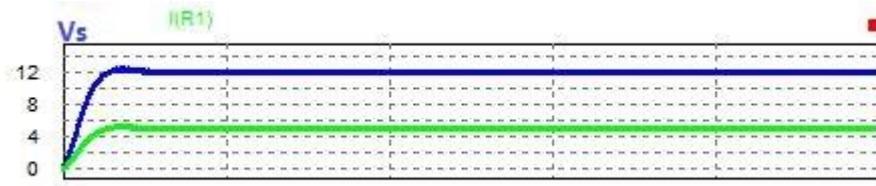


Fig.I.7- Allures de la tension V_s de sortie et du courant de sortie I_s

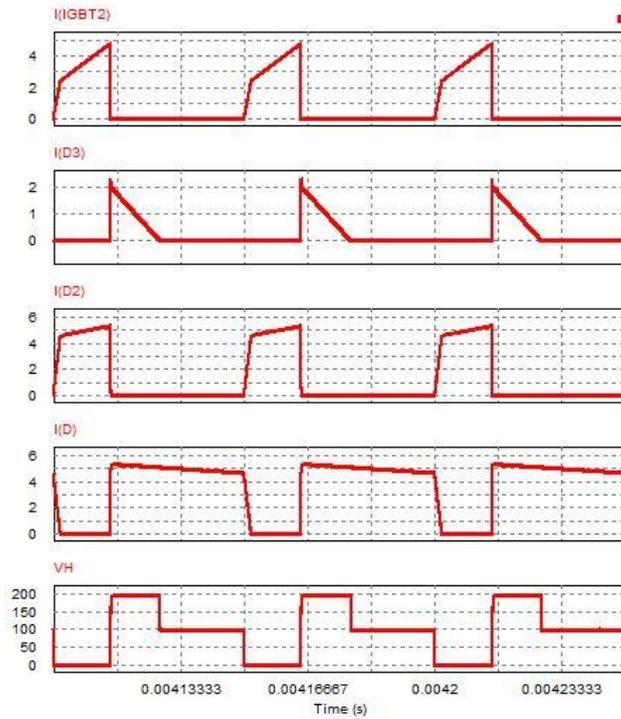


Fig.I.8- Allures des grandeurs électriques principales pour le mode de conduction continu (CCM) d'un montage FORWARD.



Fig.I.9- Allures des grandeurs électriques principales pour le mode de conduction discontinu (DCM) d'un montage FORWARD.

✓ **Avantage et inconvénients**

• **Avantages**

- Faible ondulation,
- 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 [4], [5].

c) Comparaison entre un convertisseur FLYBACK et un convertisseur FORWARD

Contrairement à la FLYBACK, le convertisseur FORWARD nécessite une charge minimale à la sortie. Si non, l'excès de tension de sortie peut être produit. Pour éviter cette situation, une grande résistance de charge est connectée en permanence à travers les bornes de sortie. Étant donné que le convertisseur FORWARD ne stocke pas d'énergie dans le transformateur, pour le même niveau de puissance de sortie, la taille du transformateur peut être réduite par rapport à celle du convertisseur FLYBACK. Le courant de sortie est raisonnablement constant en raison de l'action de l'inducteur de sortie et de la diode à roue libre D_3 (Fig.I.5). Par conséquent, le condensateur du filtre de sortie peut être réduit et son courant d'ondulation peut être beaucoup plus faible que celui requis pour le retour FLYBACK, [6].

I.2.2.3.2 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 :

- Push-pull à double primaire avec point milieu ;
- Push-pull à demi-pont ;
- Push-pull à pont complet.

a) Alimentation Push-Pull à double primaire avec point milieu

Le transformateur dont le primaire ou le secondaire possède une borne de connexion supplémentaire au milieu de l'enroulement. Un tel câblage de deux enroulements secondaires de même tension de sortie ne signifie pas que la tension de sortie va être doublée par rapport à un câblage avec enroulement secondaire simple. Par rapport au point milieu, la tension crête de sortie de chaque « extrémité » d'enroulement est celle de la moitié de l'enroulement total, et chaque diode conduit sur une moitié de l'alternance seulement, et ne voit donc que la moitié de l'amplitude d'une onde complète.

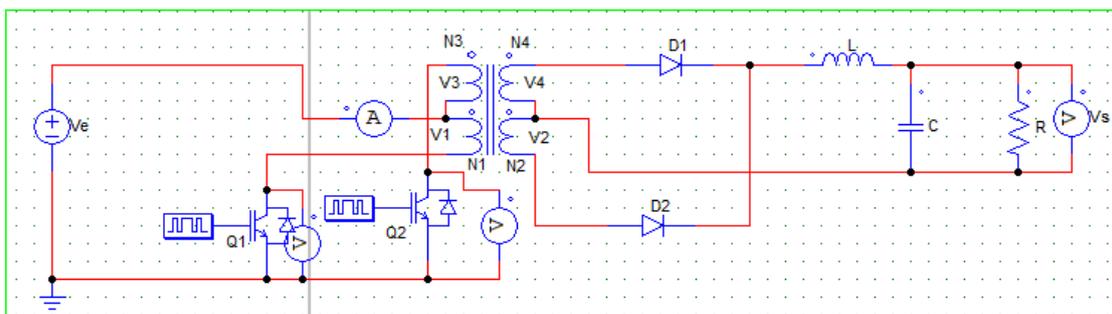


Fig.I.10- Schéma d'une alimentation à découpage de type Push Pull à point milieu

Le transformateur possède un bobinage primaire et un bobinage secondaire à point milieu. Les interrupteurs bidirectionnels en courant H_1 et H_2 permettent d'appliquer une tension alternative au primaire. Les deux diodes D_3 et D_4 réalisent le redressement double alternance. L'inductance L et le condensateur C réalisent le filtrage de la tension.

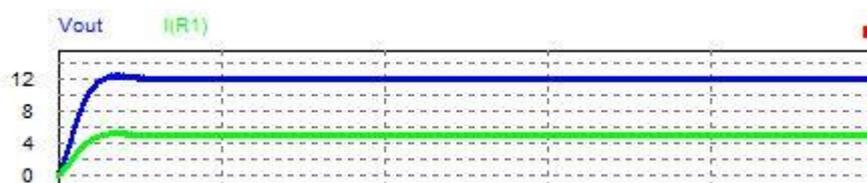


Fig.I.11 - Allures de la tension V_s de sortie et du courant de sortie I_s

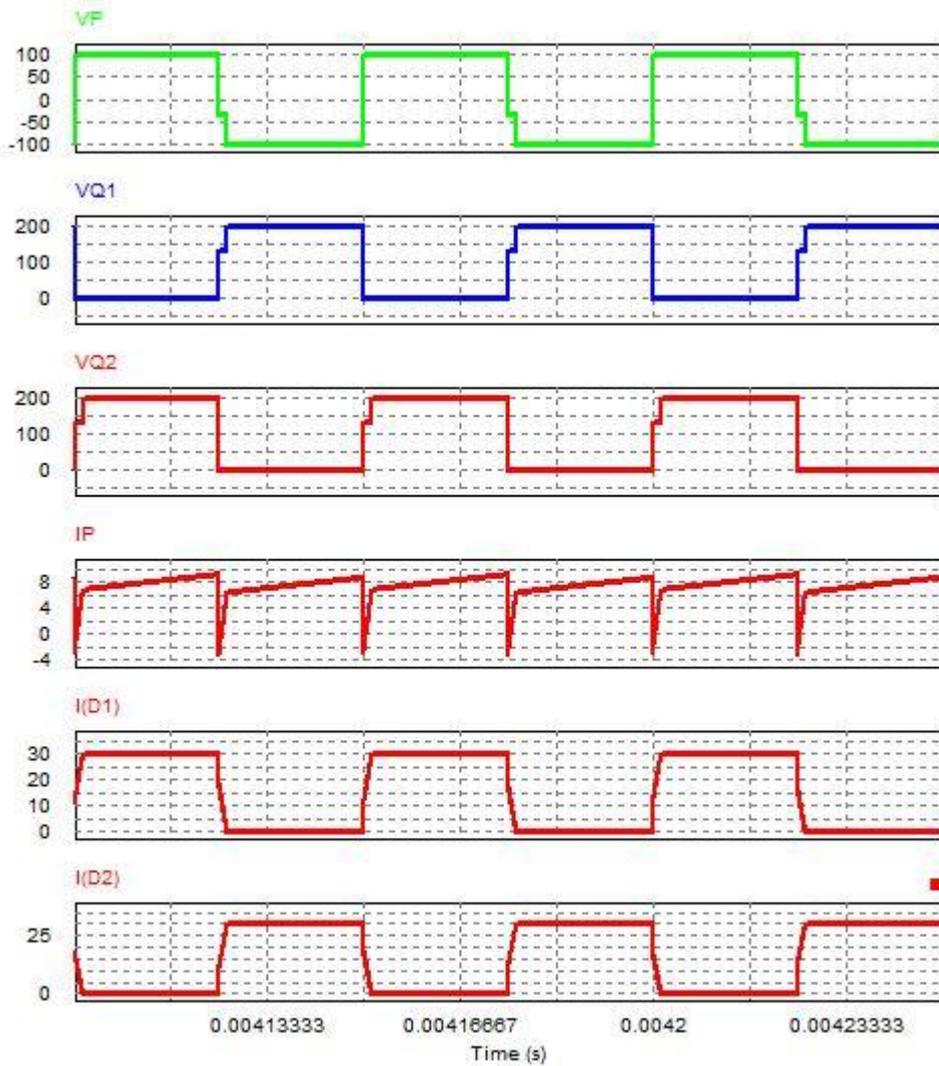


Fig.I.12 Forme d'onde en régime permanent d'une alimentation

b) Alimentation Push-pull à demi-pont

Le circuit du montage est représenté sur la figure (I.13):

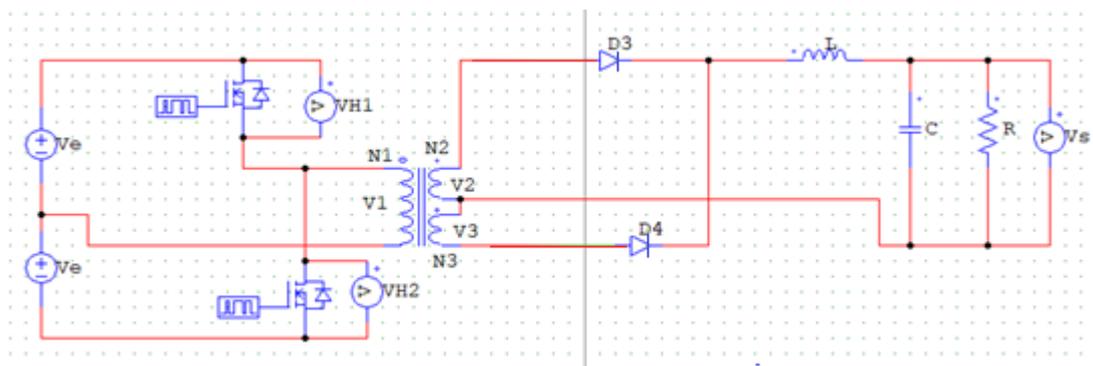


Fig.I.13 - Schema d'une alimentation à découpage de type Push-Pull à demi-pont

- **Fonctionnement de cette alimentation**

Les transistors H_1 et H_2 , fonctionnent comme des interrupteurs. Ils sont alternativement rendus conducteurs à la fréquence F avec un rapport cyclique α (strictement ≤ 0.5).

Lorsque l'interrupteur H_1 est fermé, le primaire du transformateur voit une tension $V_1 = \frac{V_e}{2}$.

Il apparaît aux bornes de chaque secondaire une tension égale à

$V_1 \frac{N_2}{N_1}$ (Étant le rapport de transformation du transformateur). La tension V_2 provoque la conduction de la diode D_3 alors que la diode D_4 est bloquée par la tension V_2 plus V_3 . Durant la phase pendant laquelle H_1 et H_2 sont ouverts, le circuit secondaire fonctionne en roue libre et le courant circulant dans l'inductance traverse les diodes D_3 et D_4 qui conduisent simultanément.

Le transistor H_2 est ensuite rendu conducteur. Le primaire du transformateur voit alors une tension $V_1 = -\frac{V_e}{2}$. La diode D_3 est alors conductrice alors que la diode D_4 est bloquée.

Lors des phases de conduction des interrupteurs H_1 et H_2 , le primaire du transformateur est parcouru par un courant magnétique I_{mag} . Durant la phase où les deux interrupteurs sont ouverts, le courant magnétisant circule à travers les diodes D_3 et D_4 .

- **Avantage et inconvénients**

- **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), [7].

- **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 [7].

c) Alimentation Push-Pull à pont complet

En raison du nombre de composants, le Push-Pull à pont complet figure(I.14)est destiné pour les applications de forte puissance de 500 à 2000 W, [8].

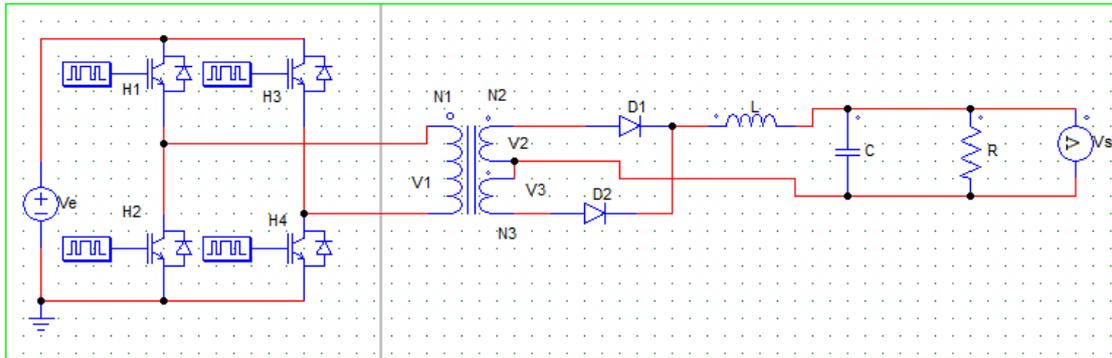


Fig.I.14 - Schéma d'alimentation de type Push Pull à pont complet

Une alimentation push-pull a des avantages et des inconvénients :

• Avantage

- 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, [4], [5].

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons montré le principe de fonctionnement des alimentations à découpage ainsi que leurs différents types, tout en indiquant leurs avantages et inconvénients.

Les alimentations à découpage sont légères, peu encombrantes et possèdent un excellent rendement, c'est pour ça qu'elles sont très utilisées en électronique embarquée.

Le choix d'une alimentation à découpage s'effectue selon la puissance de sortie désirée et sa réalisation pratique nécessite un dimensionnement de ses différents éléments (condensateurs, bobines, transformateur et choix des interrupteurs). 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 II

**Etude et Analyse du
Fonctionnement d'une
Alimentation à Découpage
Push-Pull à Demi-pont**

II. Etude et analyse du fonctionnement d'une alimentation à découpage push-pull à demi pont

II.1 Introduction

Le comportement électrique et dynamique d'un système quelconque ne peut être étudié que s'il est possible de la 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 une alimentation à découpage de type push pull à demi pont de type à courant continu. et en seconde partie, on donnera les formes d'onde d'entrée et sortie à partir d'un cahier de charge désiré.

II.2 Principe de fonctionnement d'une alimentation à découpage push-pull à demi-pont

Le transfert d'énergie de l'entrée vers la sortie, se fait par un onduleur en demi-pont qui alimente le primaire à point milieu d'un transformateur à haute fréquence, la tension alternative au secondaire est redressée puis filtrée. La régulation de tension V_s se fait par action sur le temps de conduction des interrupteurs [9].

La figure (II.2) donne le circuit de puissance avec les grandeurs électriques en tension, en courant de chaque composant et avec la dénomination exacte des interrupteurs de puissance.

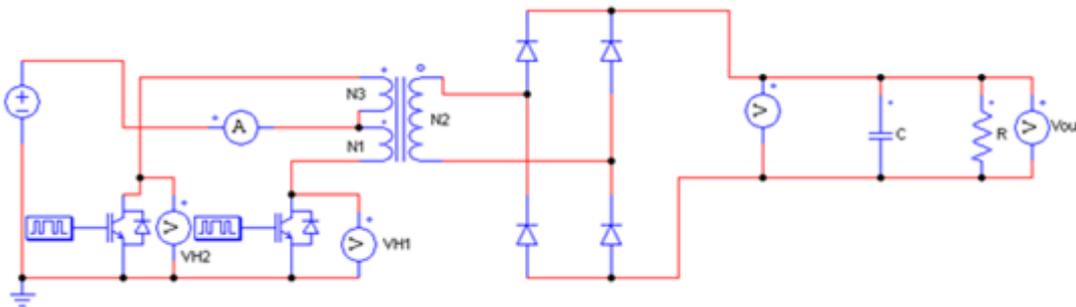


Fig.II.1- Circuit de puissance de l'alimentation à découpage Push-pull.

Le bobinage primaire avec point milieu peut être vu comme deux bobinages séparés et donc être traité comme un transformateur à trois enroulements dont le rapport du nombre de spires est défini comme $N_1 : N_2 : N_3$.

II.3 Analyse du fonctionnement d'une alimentation push-pull à demi- pont

Les hypothèses simplificatrices pour l'étude du fonctionnement sont les suivantes :

- Le transformateur est idéal [10] ;
- Du point de vue électrique, la conductivité est infinie, donc pas de pertes par effet joule et la résistance équivalente aux conducteurs du primaire et du secondaire est nulle ;
- Pas de fuites magnétiques au niveau des bobinages primaire et secondaire ;
- Circuit Magnétique (CM) linéaire : pas d'hystérésis et de saturation ;
- Pas de pertes par courants de Foucault dans le CM ;
- Les diodes D_1 et D_2 et les interrupteurs H_i ($i = 1, \dots, 4$) sont considérés comme parfaits.

II.3.1 Fonctionnement en mode continu

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

Dans cet intervalle, l'interrupteur H_1 ainsi que les diodes D_1 et D_4 sont fermés.

D'autre part, l'interrupteur H_2 et les diodes D_2 et D_3 sont ouverts. Le schéma équivalent de cette phase est illustré sur la figure (II.2).

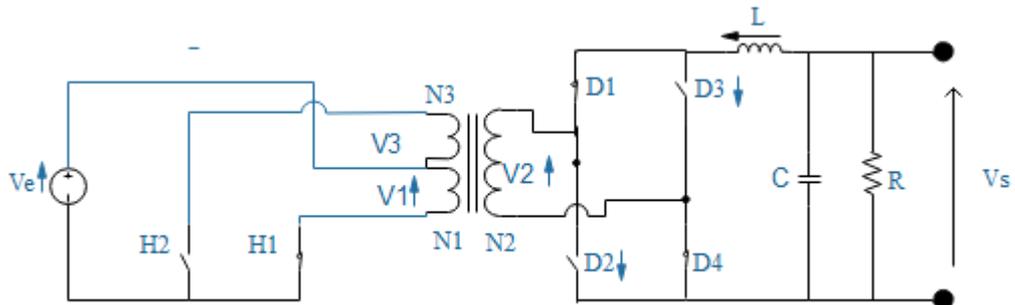


Fig.II.2 - Alimentation Push Pull : l'interrupteur H_1 , les diodes D_1 et D_4 sont fermées

La tension aux bornes de l'interrupteur ouvert est :

$$V_{H2} = 2V_e \tag{II. 1}$$

La tension aux bornes du primaire du transformateur est :

$$V_1 = L_1 \times \frac{di_1}{dt} \tag{II. 2}$$

Le courant dans le primaire du transformateur est :

$$I_1 = \frac{1}{L} \int V_1(t) dt = \frac{1}{L_1} \int_0^t v_e dt = \frac{V_e}{L_1} t + i_{1min} \quad (\text{II. 3})$$

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

Les tensions aux bornes du secondaire du transformateur sont :

$$V_2 = \frac{V_1 N_2}{N_1} \quad (\text{II. 4})$$

La tension aux bornes de la diode D_2 est ;

$$V_{D2} = -V_2 = -\frac{V_e N_2}{N_1} \quad (\text{II. 5})$$

$V_{D2} < 0$, donc D_2 est bloqué.

La tension aux bornes de l'inductance L :

$$V_L = V_2 - V_s = \frac{V_e N_2}{N_1} - V_s \quad (\text{II. 6})$$

Le courant i_L devient :

$$i_L = \frac{1}{L} \int_0^t \left(\frac{V_e N_2}{N_1} - V_s \right) dt = \frac{\frac{V_e N_2}{N_1} - V_s}{L} t + i_L(0) \quad (\text{II. 7})$$

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

Le courant à travers l'interrupteur est :

$$i_{H1} = i_1 = \frac{2V_e}{L_1} t + I_{1min} \quad (\text{II. 8})$$

b) Deuxième intervalle : $\alpha T \leq t < T/2$:

A travers cette phase tous les interrupteurs sont ouverts, le flux est constant d'où :

$V_2 = 0$ et par conséquent les diodes D_1 , D_2 , D_3 et D_4 deviennent passantes, puisque la tension aux bornes de l'inductance L est inversée (restitution de l'énergie emmagasinée). Le schéma équivalent de cette phase est montré sur la figure, (II.3).

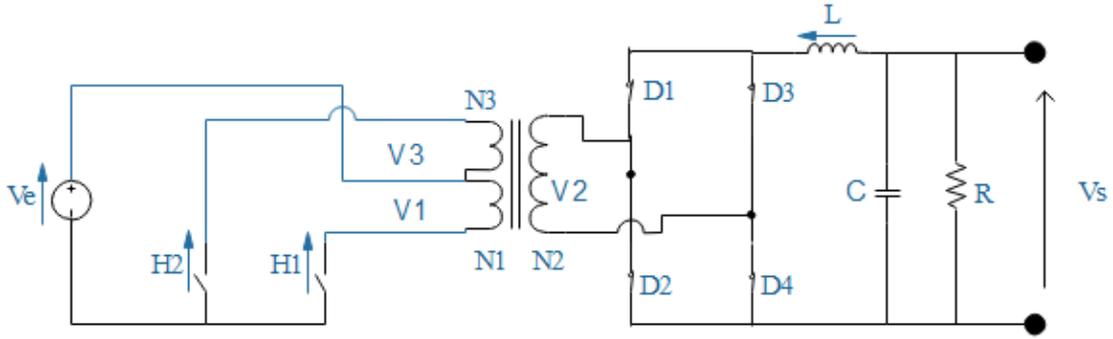


Fig.II.3 - Alimentation Push Pull : les interrupteurs sont ouverts et les diodes sont fermées

Les tensions des interrupteurs ;

$$V_{H1} = V_{H2} = V_e \quad (\text{II. 9})$$

La tension aux bornes du primaire du transformateur :

Puisque le courant $i_1 = 0$

$$V_1 = V_3 = 0$$

La tension aux bornes du secondaire du transformateur est :

$$V_2 = 0 \quad (\text{II. 10})$$

La tension aux bornes de l'inductance L ;

$$V_L = -V_S = \frac{L di_L}{dt} \quad (\text{II. 11})$$

Le courant d'inductance i_L est défini comme :

$$i_L = \frac{1}{L} \int_{\alpha T}^t V_L dt = -\frac{V_S}{L} (t - \alpha T) + i_L(\alpha T) \quad (\text{II. 12})$$

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

$$i_{D1} = i_{D2} = \frac{i_L}{2} = \frac{V_S}{2L} (t - \alpha T) + i_L(\alpha T) \quad (\text{II. 13})$$

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

Sur cet intervalle l'interrupteur H1 ainsi que les diodes D1 et D4 sont ouverts.

D'autre part, l'interrupteur H2 et les diodes D2 et D3 sont fermées. Le schéma équivalent de cette phase est montré sur la figure (II.4).

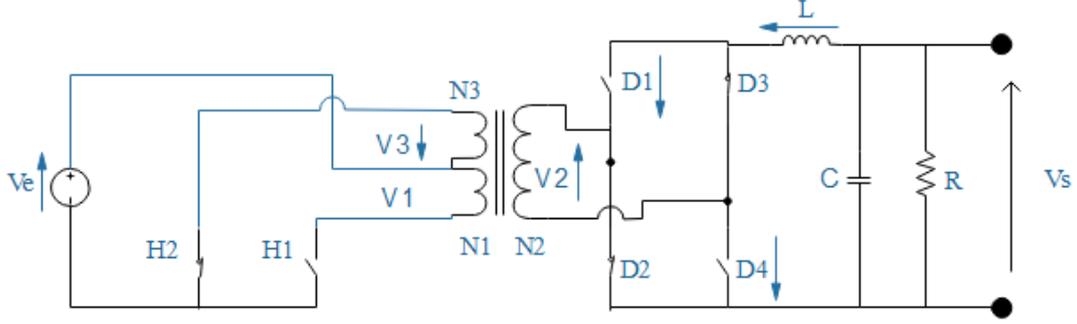


Fig.II.4 - Alimentation Push Pull : l'interrupteur H₂ et les diodes D₂ et D₄ sont fermées

La tension aux bornes de l'interrupteur H1 est :

$$V_{H1} = 2V_e \quad (\text{II. 14})$$

La tension aux bornes du primaire du transformateur est :

$$V_3 = -V_e = L_3 \frac{di_1}{dt} \quad (\text{II. 15})$$

La tension aux bornes du secondaire du transformateur est :

$$V_2 = \frac{V_3 N_2}{N_1} = \frac{-V_e N_2}{N_1} \quad (\text{II. 16})$$

La tension aux bornes de la diode D₁ est :

$$V_{D1} = V_2 = \frac{-V_e N_2}{N_1} \quad (\text{II. 17})$$

La tension aux bornes de l'inductance L :

Donc :

$$V_L = V_2 - V_s = -\frac{V_e N_2}{N_1} - V_s \quad (\text{II. 18})$$

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

$$i_2 = i_{D2} = i_L = \frac{1}{L} \int_{T/2}^t V_L dt = \frac{\frac{-V_e N_2}{N_1} - V_s}{L} (t - \frac{T}{2}) + i_L(\frac{T}{2}) \quad (\text{II. 19})$$

Le courant dans le primaire du transformateur est :

$$i_1 = -\frac{i_{D2} N_2}{N_1} = \frac{1}{L} \cdot \frac{N_2}{N_1} \left(\frac{-2V_e N_2}{N_1} \right) (t - \frac{T}{2}) + \frac{N_2}{N_1} i_L(\frac{T}{2}) \quad (\text{II. 20})$$

Ou :

$$i_1 = \frac{1}{L} \int V_1(t) dt = \frac{1}{L} \int_0^t -V_e dt + i_1(\frac{T}{2}) = -\frac{2V_e}{L_1} t - I_{1min} \quad (\text{II. 21})$$

d) Quatrième intervalle : $\frac{T}{2} + \alpha T \leq t < T$:

Dans cet intervalle tous les interrupteurs sont ouverts, et les diodes sont fermées. Dans ce cas l'analyse du fonctionnement de cette phase est identique à celui de l'intervalle $\alpha T \leq t < \frac{T}{2}$.

Le schéma équivalent de cette phase est illustré sur la figure (II.5):

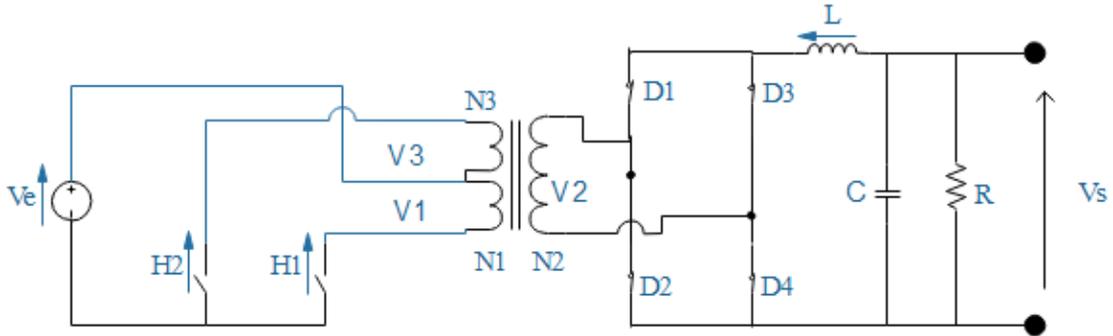


Fig.II.5 - Alimentation Push Pull : les interrupteurs sont ouverts et les diodes sont fermées

II.3.1.1 Valeurs maximales des grandeurs des composants de puissance

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

$$V_{Hmax} = 2V_{emax} \quad (II. 22)$$

La valeur maximale du courant à travers chaque interrupteur est :

$$i_{Hmax} = (i_{smax} \frac{N_2}{N_1}) + (\Delta i_{lmax} \frac{2N_2}{N_1}) \quad (II. 23)$$

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

$$V_{Dmax} = 2V_{emax} \frac{N_2}{N_1} \quad (II. 24)$$

La valeur moyenne du courant d'inductance est égale au courant de sortie I_s .

Donc la valeur maximale du courant de chaque diode est donnée par :

$$i_{Dmax} = i_{smax} + \Delta i_{iLmax} \quad (II. 25)$$

II.3.1.2 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.

$$V_{Lmoy} = \frac{1}{T/2} [\int_0^{T/2} V_L(t) dt] = \frac{2}{T} [\int_0^{\alpha T} (V_e \frac{N_2}{N_1} - V_s) dt + \int_{\alpha T}^{T/2} (-V_s) dt] = 0 \quad (\text{II. 26})$$

Alors, $V_s = \frac{2V_e N_2}{N_1} \alpha$

Le rapport de transfert en tension continue du convertisseur sans pertes et fonctionnant en mode continu est :

$$M_v = \frac{V_s}{V_e} = \frac{2\alpha N_2}{N_1} \quad (\text{II. 27})$$

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 :

$$M_I = \frac{I_s}{I_e} = \frac{N_1}{2\alpha N_2} \quad (\text{II. 28})$$

Pour $0 \leq \alpha < 0.5$

M_I Décroit de l'infini à $\frac{N_1}{N_2}$

II.3.1.3 Ondulations de courant et de tension

a) Ondulation de courant

Pour $0 \leq t < \alpha T$

$$i_L(t) = (V_e \frac{N_2}{N_1} - V_s) \frac{t}{L} + i_L(0) \quad (\text{II. 29})$$

$i_L(0)$: Valeur initiale du courant i_L

$$i_L(\alpha T) = (V_e \frac{N_2}{N_1} - V_s) \cdot \frac{\alpha L}{L} + i_L(0) \quad (\text{II. 30})$$

$$\Delta i_L = i_L(\alpha T) - i_L(0) = (V_e \frac{N_2}{N_1} - V_s) \cdot \frac{\alpha T}{L} = \frac{v_s \alpha}{f \cdot L} \quad (\text{II. 31})$$

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 [11].

La valeur de C est calculée en fonction du taux d'ondulation maximale toléré en sortie V_s/V_e En considérant une croissance et une décroissance de C linéaire en fonction du temps, ce qui est réaliste pour de faibles ondulations [12].

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.6).

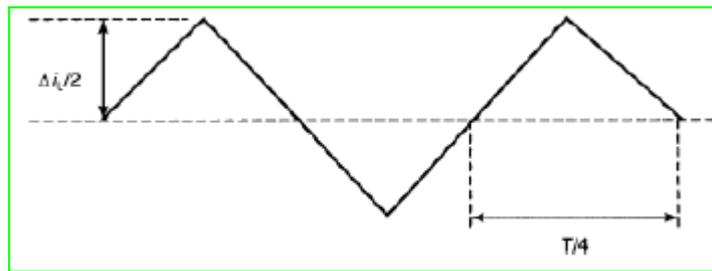


Fig.II.6 - Ondulation de courant.

$$\Delta Q = \frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta i_L}{4} \cdot \frac{T}{4} = \alpha V_s \frac{T^2}{4L} = \alpha \left(\frac{V_s}{16Lf^2} \right) = \frac{(2\alpha)V_s}{32Lf^2}$$

$$\Delta Q = C\Delta V_s \leftrightarrow \Delta V_s = \frac{\alpha}{16f^2LC} V_s \tag{II. 32}$$

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

Donc la valeur minimale de la capacité devient :

$$C_{min} = \frac{\alpha}{16f^2L \frac{\Delta V_s}{V_s}} \tag{II. 33}$$

II.3.1.4 Limite entre modes de conduction continu et discontinu (CCM/DCM)

La forme d'onde du courant d'inductance à la limite entre CCM et DCM est Représentée par la figure (II.7) :

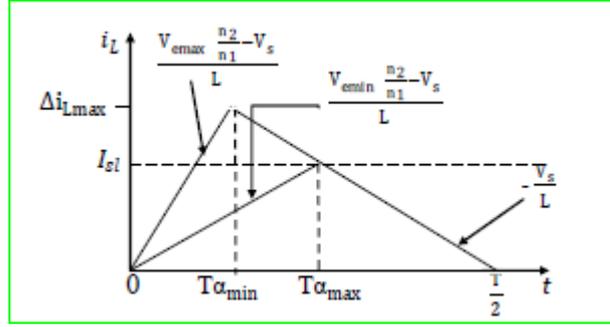


Fig.II.7 - Forme d'onde du courant d'inductance à la limite entre CCM et DCM

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

$$i_L = -\frac{V_s}{L}(t - \alpha T) + i_L(\alpha T) \quad (\text{II. 34})$$

Ce qui conduit à :

$$i_L\left(\frac{T}{2}\right) = -\frac{V_s\left(\frac{1}{2}-\alpha\right)T}{L} + i_L(\alpha T) = 0 \quad (\text{II. 35})$$

Pour obtenir la valeur maximale du courant d'inductance à la limite entre CCM et DCM :

$$\Delta i_{Lmax} = i_{Lmax} = i_L(\alpha T) = \frac{V_s\left(\frac{1}{2}-\alpha_{min}\right)T}{L_{min}} = \frac{V_s\left(\frac{1}{2}-\alpha_{min}\right)}{fL_{min}} \quad (\text{II. 36})$$

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

$$I_{si} = I_{smin} = \frac{\Delta i_{Lmax}}{2} = \frac{V_s\left(\frac{1}{2}-\alpha_{min}\right)}{2fL_{min}} = \frac{V_s}{R_{max}} \quad (\text{II. 37})$$

Le courant normalisé de la charge ($I_{si} / V_s * 2fL$) en fonction du rapport cyclique α est égal à $(0.5 - \alpha)$, la représentation de ce courant est donnée par la figure (II.8).

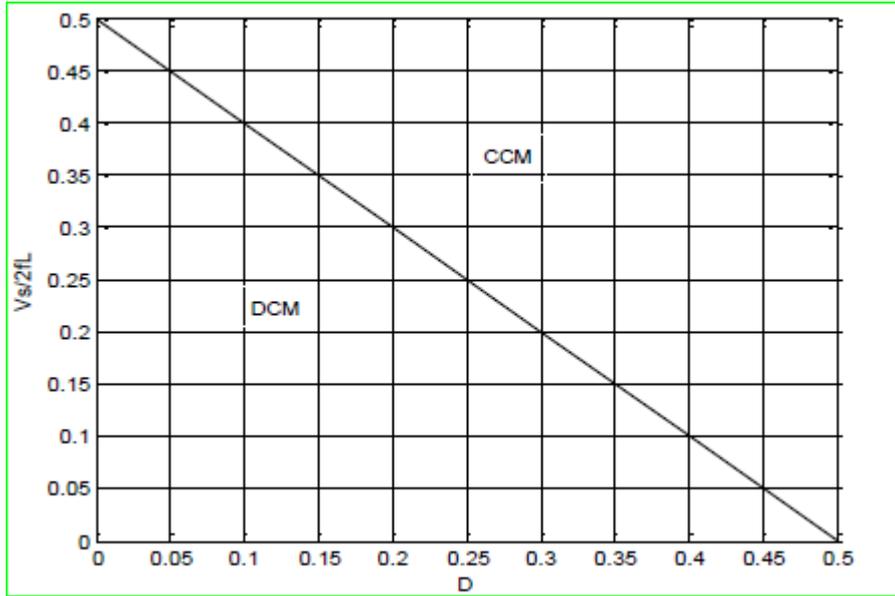


Fig.II.8 - Courant normalisé de la charge en fonction du rapport cyclique à la limite entre CCM/DCM [4].

La résistance de la charge à la limite est :

$$R_L = \frac{V_s}{I_{sl}} = \frac{2fL}{0.5-\alpha} \quad (\text{II. 38})$$

La résistance normalisée de la charge $R_L 2fL$ en fonction du rapport cyclique est égale à $\frac{1}{0.5-\alpha}$. Cette résistance est représentée par la figure (II.9).

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

$$L_{min} = \frac{V_s \left(\frac{1}{2} - \alpha_{min} \right)}{2f l_{smin}} = R_{max} \frac{V_s \left(\frac{1}{2} - \alpha_{min} \right)}{2f l_{smin}} = \alpha_{min} \frac{V_{emax} \frac{N_3}{N_1} - V_s}{2f l_{smin}} \quad (\text{II. 39})$$

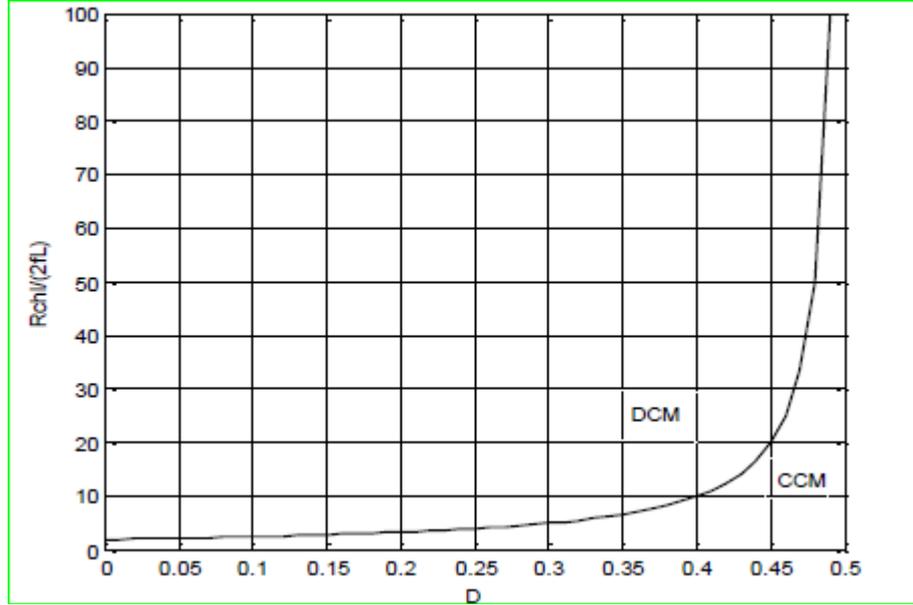


Fig.II.9 - Résistance normalisée de la charge en fonction du rapport cyclique à la limite entre CCM/DCM [4].

II.3.1.5 Pertes de puissance et rendement du Push-pull en CCM

La figure (II.11) représente le circuit équivalent du convertisseur *Push-pull* en tenant compte des résistances parasites des différents éléments. Les pertes de conduction seront déterminées en supposant que l'ondulation du courant d'inductance est nulle, donc le courant d'inductance peut s'exprimer par : $i_L \approx i_s$, [10].

Le courant des interrupteurs H_1 et H_4 peut s'exprimer par :

$$i_{H1} = \begin{cases} \frac{i_s N_2}{N_1} & \text{pour } 0 \leq t \leq \alpha T \\ 0 & \text{pour } \alpha T \leq t \leq T/2 \end{cases}$$

La valeur efficace du courant des interrupteurs H_1 est :

$$i_{H1eff} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_{H1}^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{\alpha T} \left(\frac{i_s N_2}{N_1}\right)^2 dt} = \frac{i_s N_2}{N_1} \sqrt{\alpha} \quad (\text{II. 40})$$

Le courant des interrupteurs H_2 est :

$$i_{H2} = \begin{cases} 0 & \text{pour } 0 \leq t \leq T/2 \\ \frac{i_s N_2}{N_1} & \text{pour } \frac{T}{2} \leq t \leq \frac{T}{2} + \alpha T \\ 0 & \text{pour } \frac{T}{2} + \alpha T \leq t \leq T \end{cases}$$

La valeur efficace du courant des interrupteurs H_2 et H_3 est :

$$i_{H2eff} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_{H2}^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{T/2}^{T/2+\alpha T} \left(\frac{i_s N_2}{N_1}\right)^2 dt} = \frac{i_s N_2}{N_1} \sqrt{\alpha} \quad (\text{II. 41})$$

Les pertes de conduction dans chaque interrupteur sont :

$$P_{H1} = r_{DS} i_{H1eff}^2 = \alpha r_{DS} \left(\frac{i_s N_2}{N_1}\right)^2 = \alpha r_{DS} \frac{P_s}{R} \left(\frac{N_2}{N_1}\right)^2 \quad (\text{II. 42})$$

On suppose que la capacité de sortie du transistor C_0 est linéaire, les pertes de Commutation de chaque transistor est :

$$P_{sw} = f C_0 V_e^2 = \frac{f C_0 V_s^2 N_1^2}{4\alpha^2 N_3^2} = \frac{f C_0 V_s^2}{M_v^2} = \frac{f C_0 N_1^2 R}{4\alpha^2 N_3^2} P_s = \frac{f C_0 R}{M_v^2} P_s \quad (\text{II. 43})$$

Les pertes totales dans chaque interrupteur sont données par :

$$P_{TH} = P_{H1} + \frac{P_{sw}}{2} = \left(\alpha r_{DS} \frac{1}{R} \left(\frac{N_2}{N_1}\right)^2 + \frac{f C_0 R}{M_v^2}\right) P_s \quad (\text{II. 44})$$

Le courant dans la résistance de l'enroulement primaire du transformateur est :

$$i_{rT1} = \begin{cases} \frac{i_s N_2}{N_1} & \text{pour } 0 \leq t \leq \alpha T \\ 0 & \text{pour } \alpha T \leq t \leq T/2 \\ \frac{i_s N_2}{N_1} & \text{pour } \frac{T}{2} \leq t \leq \frac{T}{2} + \alpha T \\ 0 & \text{pour } \frac{T}{2} + \alpha T \leq t \leq T \end{cases} \quad (\text{II. 45})$$

Donc, la valeur efficace de ce courant est :

$$i_{rT1eff} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_{rT1}^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \left[\int_0^{\alpha T} \left(\frac{i_s N_2}{N_1}\right)^2 dt + \int_{\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}+\alpha T} \left(\frac{i_s N_2}{N_1}\right)^2 dt \right]} \quad (\text{II. 46})$$

$$= \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{\alpha T} \left(\frac{i_s N_2}{N_1}\right)^2 dt} = \frac{i_s N_2}{N_1} \sqrt{2\alpha} \quad (\text{II. 47})$$

Et les pertes joule du primaire du transformateur sont :

$$P_{rT1} = r_{T1} i_{rT1eff}^2 = 2\alpha r_{T1} \left(\frac{i_s N_2}{N_1}\right)^2 = \left(2\alpha r_{T1} \frac{1}{R} \left(\frac{N_2}{N_1}\right)^2\right) P_s \quad (\text{II. 48})$$

Le courant de la diode D1 est approximé par :

$$i_{D1} = \begin{cases} i_s & \text{pour } 0 \leq t \leq \alpha T \\ \frac{i_s}{2} & \text{pour } \alpha T \leq t \leq T/2 \\ 0 & \text{pour } \frac{T}{2} \leq t \leq \frac{T}{2} + \alpha T \\ \frac{i_s}{2} & \text{pour } \frac{T}{2} + \alpha T \leq t \leq T \end{cases} \quad (\text{II. 49})$$

La valeur efficace de ce courant est donné par :

$$i_{D1eff} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_{D1eff}^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \left[\int_0^{\alpha T} i_s^2 dt + \int_{\alpha T}^{\frac{T}{2}} \left(\frac{i_s}{2}\right)^2 dt \right]} = \frac{i_s}{2} \sqrt{2\alpha + 1} \quad (\text{II. 50})$$

Et les pertes de puissance dans la résistance R_F de chaque diode sont :

$$P_{RF1} = R_F i_{D1eff}^2 = \frac{(2\alpha + 1)i_s^2 R_F}{4} = \frac{(2\alpha + 1)R_F}{4R} P_s \quad (\text{II. 51})$$

La valeur moyenne du courant de la diode D_1 est :

$$i_{D1} = \frac{1}{T} \int_0^T i_D dt = \frac{i_s}{2} \quad (\text{II. 52})$$

Ce qui donne les pertes de puissance associées à la chute de tension directe de chaque diode :

$$P_{VF1} = V_F i_D = V_F \frac{i_s}{2} = V_F \frac{P_s}{2V_s} \quad (\text{II. 53})$$

Ainsi, les pertes de conduction globales dans chaque diode sont :

$$P_{D1} = P_{RF1} + P_{VF1} = \left(\frac{(2\alpha + 1)R_F}{4R} + V_F \frac{1}{2V_s} \right) P_s \quad (\text{II. 54})$$

Idéalement, le courant de la diode D_2 est égal à celui de la diode D_1 . En supposant que les diodes sont identiques, les pertes de puissance dans la diode D_2 sont les mêmes que celles dans la diode D_1 .

Le courant dans l'enroulement secondaire N_2 est égal au courant de la diode D_2 . Par conséquent, les pertes de puissance dans la résistance r_{T2} de cet enroulement sont :

$$P_{rT2} = r_{T2} i_{D1eff}^2 = r_{T2} \frac{2\alpha + 1}{4} i_s^2 = \left(\frac{r_{T2} (2\alpha + 1)}{4R} \right) P_s \quad (\text{II. 55})$$

La valeur efficace du courant d'inductance est approximativement égale à :

$$i_{Leff} \approx i_s$$

Ce qui donne les pertes de conduction dans l'inductance :

$$P_{rL} = r_L i_{Leff}^2 = r_L i_s^2 = \frac{r_L}{R} P_s \quad (\text{II. 56})$$

Le courant à travers le condensateur de filtrage C est :

$$i_c \approx i_L - i_s = \begin{cases} \frac{\Delta i_L}{\alpha T} t - \frac{\Delta i_L}{2} & \text{pour } 0 \leq t \leq \alpha T \\ -\frac{\Delta i_L}{(0.5 - \alpha)T} (t - \alpha T) + \frac{\Delta i_L}{2} & \text{pour } \alpha T \leq t \leq \frac{T}{2} \end{cases} \quad (\text{II. 57})$$

Donc, en utilisant la relation (II.31), on obtient la valeur efficace du courant du condensateur :

$$i_{ceff} = \sqrt{\frac{1}{2T} \int_0^{\frac{T}{2}} i_c^2 dt} = \frac{\Delta i_L}{\sqrt{12}} = \frac{V_s(0.5 - \alpha)}{\sqrt{12}fL} \quad (\text{II. 58})$$

Et les pertes de puissance dans la résistance parasite r_c du condensateur sont :

$$P_{rC} = r_C i_{ceff}^2 = \frac{r_C(\Delta i_L)}{12} = \frac{r_C V_s^2 (0.5 - \alpha)^2}{12f^2 L^2} = \frac{r_C R (0.5 - \alpha)^2}{12f^2 L^2} P_s \quad (\text{II. 59})$$

Les pertes de puissance totales sont :

$$P_T = 2P_{H1} + 2P_{sw} + 2P_{rT1} + 1P_{rT2} + 4P_{D1} + P_{rL} + P_{rC}$$

$$= \left[2\alpha r_{DS} \frac{1}{R} \left(\frac{N_2}{N_1}\right)^2 + 2 \frac{f C_0 R}{M_v^2} + 2\alpha r_{T1} \frac{1}{R} \left(\frac{N_2}{N_1}\right)^2 + \frac{(2\alpha + 1)r_{T2}}{2R} + \frac{(2\alpha + 1)R_F}{R} \right. \\ \left. + V_F \frac{1}{V_s} + \frac{r_L}{R} + \frac{r_C R (0.5 - \alpha)^2}{12f^2 L^2} \right] P_s \quad (\text{II. 60})$$

Ainsi, le rendement du convertisseur est :

$$\eta = \frac{P_s}{P + P_{T_s}} \quad (\text{II. 61})$$

II.3.2 Fonctionnement en mode discontinu

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

Pendant cet intervalle, l'interrupteur H1 ainsi que les diodes D1 et D2 sont fermées,

D'autre part le deuxième interrupteur est ouvert. Le circuit équivalent dans ce cas est donné par la figure(II.10) :

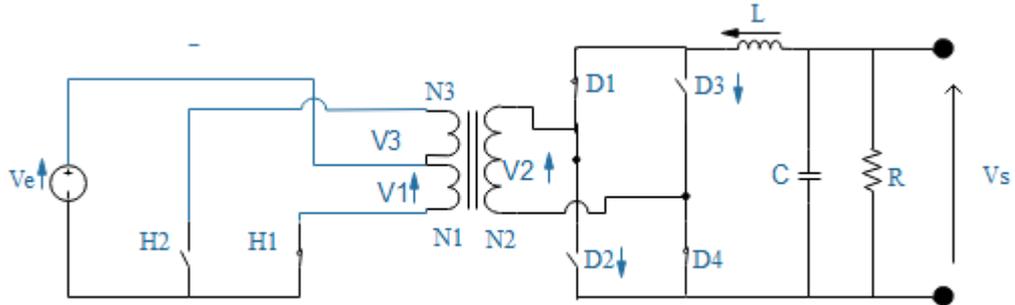


Fig.II.10 - Alimentation Push Pull : l'interrupteur H2 est ouvert et les diodes D1 et D4 sont fermées

La tension aux bornes de l'interrupteur ouvert est :

$$V_{H2} = 2Ve \quad (\text{II. 62})$$

Les tensions aux bornes du secondaire du transformateur sont :

$$V_2 = \frac{N_2}{N_1} V_e \quad (\text{II. 63})$$

La tension aux bornes de la diode D2 est :

$$V_{D2} = V_2 = \frac{V_e N_2}{N_1} \quad (\text{II. 64})$$

La tension aux bornes de l'inductance L,

Est :

$$V_L = \frac{V_e N_2}{N_1} - V_S = L \frac{di_L}{dt} \quad (\text{II. 65})$$

Avec :

$$i_L(0) = 0$$

Le courant dans l'inductance est :

$$i_L = \frac{1}{L} \int_0^t V_L dt = \frac{-V_S + \frac{V_e N_2}{N_1}}{L} t \quad (\text{II. 66})$$

Avec $i_{D1} = i_L$

Le courant au primaire du transformateur est :

$$i_1 = \frac{V_e}{L_1} t \quad \text{Puisque } i_1(0) = 0 \quad (\text{II. 67})$$

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 schéma équivalent de ce cas est donné par la figure (II.11) :

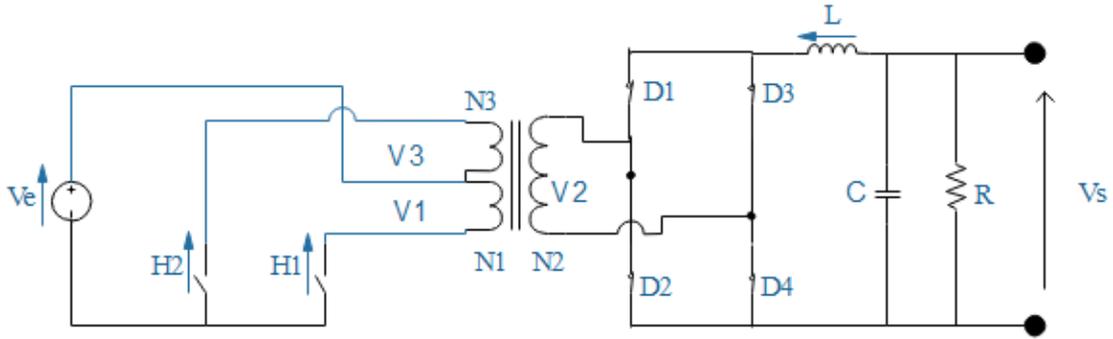


Fig.II.11 - Alimentation Push Pull : les interrupteurs sont ouverts et les diodes sont fermés

Les tensions des tous les interrupteurs.

$$V_{H1} = V_{H2} = V_e \quad (\text{II. 68})$$

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

$$V_1 = V_2 = V_3 = 0 \quad (\text{II. 69})$$

Le courant dans l'inductance L :

$$i_L = \frac{1}{L} \int_{\alpha T}^t v_L dt = -\frac{V_s}{L} (t - \alpha T) + \left(\frac{-V_s + \frac{V_e N_2}{N_1}}{L} \right) \alpha T \quad (\text{II. 70})$$

Les courants des diodes sont :

$$i_{D1} = i_{D2} = \frac{i_L}{2} = \frac{-V_s}{2L} (t - \alpha T) + \frac{i_L(\alpha T)}{2} \quad (\text{II. 71})$$

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 schéma équivalent de ce cas est donné par la figure (II.12):

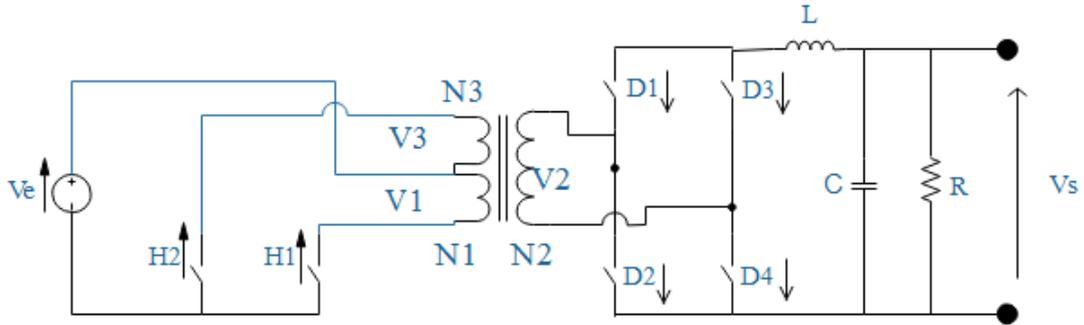


Fig.II.12 - Alimentation Push Pull tous les interrupteurs sont ouverts

Les tensions aux bornes des interrupteurs H1, H2, sont :

$$V_{H1} = V_{H2} = V_e \quad (\text{II. 72})$$

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

$$V_1 = V_2 = V_3 = 0 \quad (\text{II. 73})$$

Les tensions aux bornes des diodes sont :

$$V_{D1} = V_{D2} = V_{D3} = V_{D4} = \frac{-V_s}{2} \quad (\text{II. 74})$$

Le courant de l'inductance i_L , la tension aux bornes de l'inductance v_L et les courants des diodes D1 et D2 sont tous nuls :

$$\begin{cases} V_L = 0 \\ i_L = i_{D1} = i_{D2} = 0 \end{cases} \quad (\text{II. 75})$$

d) Quatrième intervalle : $T/2 \leq t < T/2 + \alpha T$:

Sur cet intervalle l'interrupteur H1 ainsi que les diodes D1 et D4 sont ouverts.

D'autre part, l'interrupteurs H2 et les diodes D2 et D3 sont fermées. Le schéma équivalent de cette phase est montré sur la figure (II.13).

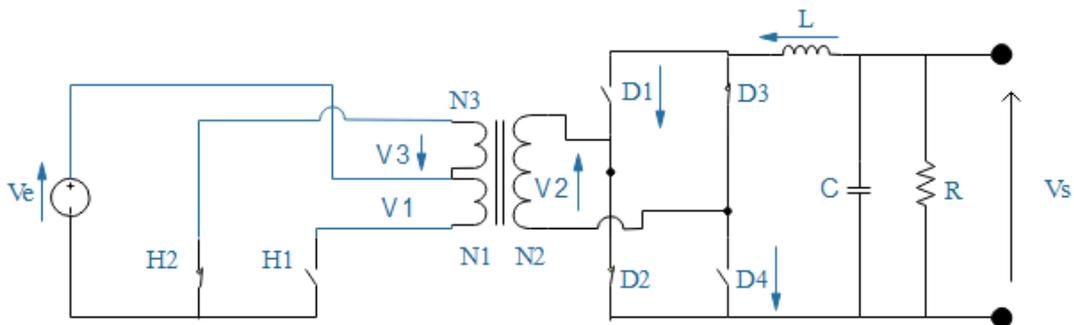


Fig.II.13- Alimentation Push Pull : l'interrupteur H2 et les diodes D2 et D4 sont fermées

La tension aux bornes de l'interrupteurs H_1 est :

$$V_{H1} = 2V_e \quad (\text{II.76})$$

La tension aux bornes du primaire du transformateur est :

$$V_3 = -V_e = L_3 \frac{di_1}{dt} \quad (\text{II.77})$$

La tension aux bornes du secondaire du transformateur est :

$$V_2 = \frac{V_3 N_2}{N_1} = \frac{-V_e N_2}{N_1} \quad (\text{II.78})$$

La tension aux bornes de la diode D_1 est :

$$V_{D1} = V_2 = \frac{-V_e N_2}{N_1} \quad (\text{II.79})$$

La tension aux bornes de l'inductance L :

Donc :

$$V_L = V_2 - V_s = -\frac{V_e N_2}{N_1} - V_s \quad (\text{II.76})$$

Le courant dans le troisième enroulement du transformateur, de la diode D_2 et de l'inductance est :

$$i_2 = i_{D2} = i_L = \frac{1}{L} \int_{T/2}^t V_L dt + i_L \left(\frac{T}{2} \right) = \frac{\frac{-V_e N_2}{N_1} - V_s}{L} \left(t - \frac{T}{2} \right) + i_L \left(\frac{T}{2} \right) \quad (\text{II.77})$$

Le courant dans le primaire du transformateur est :

$$i_1 = -\frac{i_{D2} N_2}{N_1} = \frac{1}{L} \cdot \frac{N_2}{N_1} \left(\frac{-2V_e N_2}{N_1} \right) \left(t - \frac{T}{2} \right) + \frac{N_2}{N_1} i_L \left(\frac{T}{2} \right) \quad (\text{II.78})$$

Ou :

$$i_1 = \frac{1}{L} \int V_1(t) dt = \frac{1}{L} \int_0^t -V_e dt + i_1 \left(\frac{T}{2} \right) = -\frac{2V_2}{L_1} t - I_{1min} \quad (\text{II.79})$$

e) Cinquième intervalle : $\frac{T}{2} + \alpha T \leq t < \frac{T}{2} + (\alpha + \alpha_1) T$:

Dans cet intervalle tous les interrupteurs sont ouverts, et les diodes sont fermées. Dans ce cas l'analyse du fonctionnement de cette phase est identique à celui de l'intervalle $\alpha T \leq t < \frac{T}{2}$.

Le schéma équivalent de cette phase est illustré sur la figure (II.14):

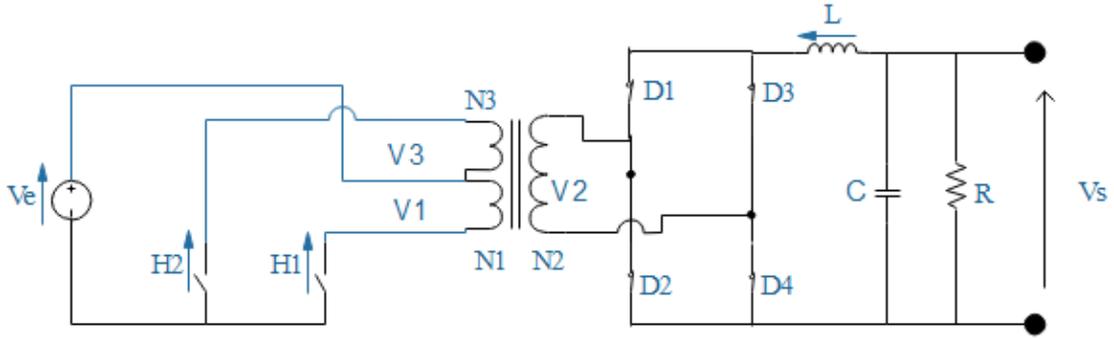


Fig.II.14- Alimentation Push Pull : les interrupteurs sont ouverts et les diodes sont fermées

f) Sixième intervalle : $(\alpha + \alpha_1)T + T/2 \leq t < T$

Au cours de cet intervalle, tous les interrupteurs et les diodes sont ouverts, le schéma équivalent de ce cas est donné par la figure (II.15):

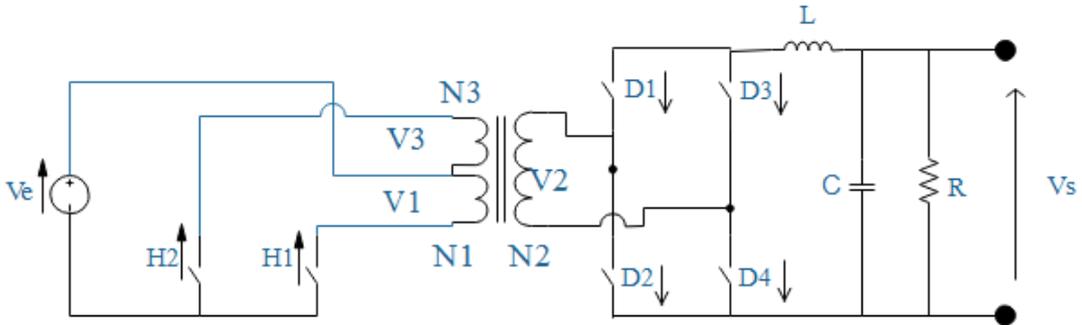


Fig.II.15- Alimentation Push Pull : tous les interrupteurs sont ouverts

Les tensions aux bornes des interrupteurs H1, H2, sont :

$$V_{H1} = V_{H2} = V_e \quad (\text{II. 80})$$

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

$$V_1 = V_2 = V_3 = 0 \quad (\text{II. 81})$$

Les tensions aux bornes des diodes sont :

$$V_{D1} = V_{D2} = V_{D3} = V_{D4} = \frac{-V_s}{2} \quad (\text{II. 82})$$

Le courant de l'inductance i_L , la tension aux bornes de l'inductance v_L et les courants des diodes D1 et D2 sont tous nuls :

$$\begin{cases} V_L = 0 \\ i_L = i_{D1} = i_{D2} = 0 \end{cases} \quad (\text{II. 83})$$

II.3.2.1 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 :

$$V_{Lmoy} = \begin{cases} \frac{V_e N_2}{N_1} - V_s & \text{pour } 0 \leq t < \alpha T \\ -V_s = L \frac{di_L}{dt} & \text{pour } \alpha T \leq t < (\alpha + \alpha_1)T \\ 0 & \text{pour } (\alpha + \alpha_1)T \leq t < \frac{T}{2} \end{cases} \quad (\text{II. 84})$$

$$V_{Lmoy} = \frac{1}{T/2} [\int_0^{T/2} v_L(t) dt] = \frac{2}{T} \int_0^{\alpha T} \left(\frac{V_e N_2}{N_1} - V_s \right) dt + \int_{\alpha T}^{(\alpha + \alpha_1)T} (-V_s) dt \quad (\text{II. 85})$$

Donc

$$V_{Lmoy} = 2 \left(V_e \frac{N_2}{N_1} - V_s \right) \alpha - 2\alpha_1 V_s = a V_e \frac{N_2}{N_1} - a V_s - a_1 V_s = 0 \quad (\text{II. 86})$$

$$V_{Lmoy} = 2 \left(V_e \frac{N_2}{N_1} - V_s \right) \alpha - 2\alpha_1 V_s = a V_e \frac{N_2}{N_1} - a V_s - a_1 V_s = 0 \quad (\text{II. 87})$$

$$V_s = \frac{a}{a + a_1} v_e \frac{N_2}{N_1} \quad (\text{II. 88})$$

II.3.2.2 Ondulation de courant

De l'équation (II.66), on a :

$$i_L(\alpha T) = \frac{-V_s + \frac{V_e N_2}{N_1}}{L} \alpha T \quad (\text{II. 89})$$

Donc :

$$\Delta i_L = i_L(\alpha T) = \frac{-V_s + \frac{V_e N_2}{N_1}}{L} \alpha T \quad (\text{II. 92})$$

De l'équation (II.80) on a ;

$$\Delta i_L = i_L(\alpha T) = \frac{V_s}{L} a_1 T \quad (\text{II. 90})$$

II.3.2.3 Rapport de transfert du convertisseur en mode discontinu

De l'équation (II.92) et (II.93) :

$$\left(-V_s + \frac{V_e N_2}{N_1} \right) \alpha T = V_s a_1 T \quad (\text{II. 91})$$

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

$$M_v = \frac{V_s}{V_e} = \frac{N_2 \alpha}{N_1 (a + a_1)} \quad (\text{II. 92})$$

De l'équation (II.92) et (II.95)

$$\Delta i_L = \frac{\left(v_e \frac{N_2}{N_1} - V_s \right)}{L} \alpha T \quad (\text{II. 93})$$

Le courant de sortie est égal à la valeur moyenne du courant d'inductance :

A partir de l'équation (II.96) :

$$i_s = \frac{1}{T/2} \int_0^{T/2} i_L dt + \frac{2}{T} \frac{\Delta i_L (a + a_1) T}{2} = \Delta i_L (a + a_1) \quad (\text{II. 94})$$

Donc :

$$\alpha = \sqrt{\frac{1}{R} \frac{N_1^2 M_v^2 f L}{N_2 (N_2 - N_1 M_v)}} \quad (\text{II. 95})$$

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

À la limite de CCM/DCM :

$$M_{vl} = \frac{N_2 \alpha_1}{N_1} \quad (\text{II. 96})$$

Comme dans le CCM, la substitution de cette équation Donne le rapport cyclique α_1 à la limite entre CCM et DCM.

$$\alpha_l = 0.5 - \frac{2fL}{R} \quad (\text{II. 97})$$

Les figures (II.16) et (II.17) représentent les courbes de α en fonction du courant normalisé de la charge $\frac{i_s}{V_s/2Lf}$ et la résistance normalisée de la charge $\frac{R}{2Lf}$ pour différentes valeurs $\frac{M_v N_1}{N_2}$ et pour les deux modes CCM et DCM du convertisseur en pont sans pertes :

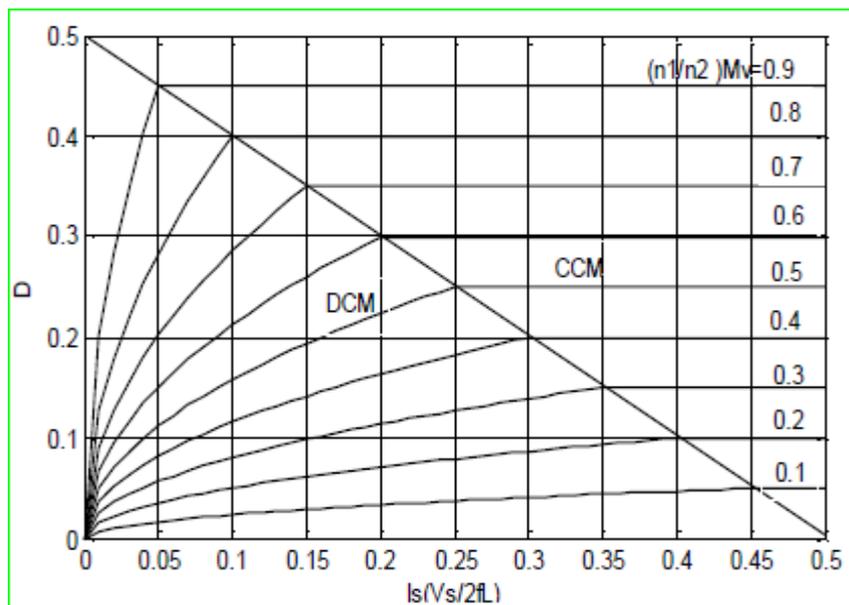


Fig.II.16 - Rapport cyclique α en fonction du courant normalisé de la

Charge $\frac{i_s}{V_s/2L_f}$ selon les valeurs de $\frac{M_v N_1}{N_2}$ [4].

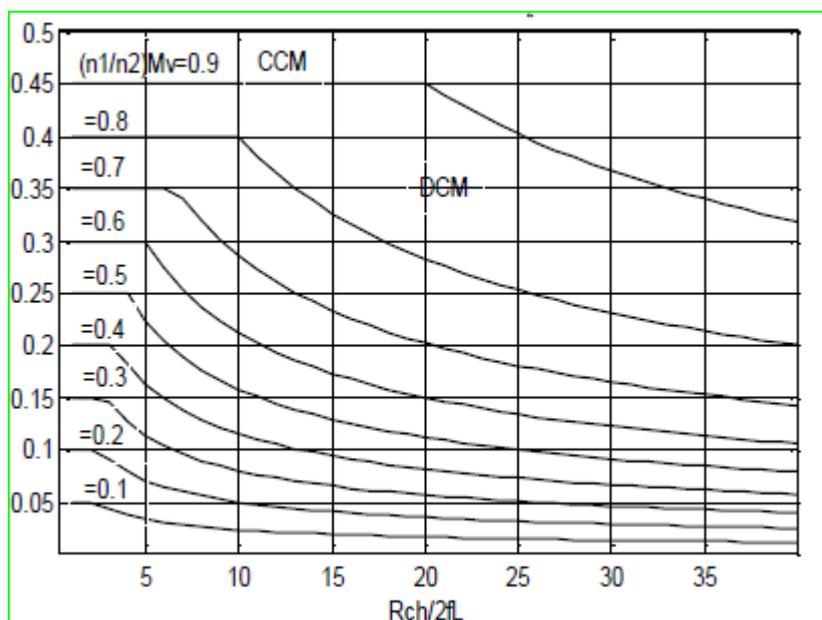


Fig.II.17 - Rapport cyclique α en fonction de la résistance normalisée de la charge $\frac{R}{2L_f}$ les valeurs de $\frac{M_v N_1}{N_2}$ [4].

Le courant continu d'entrée est donné par :

$$i_e = i_{H1} = i_1 = \frac{i_2 N_2}{N_1} = \frac{i_L N_2}{N_1} = \frac{N_3 \left(\frac{V_e N_2}{N_1} - V_s \right)}{L N_1} t \quad (\text{II. 98})$$

$$i_e = \frac{1}{T/2} \int_0^{T/2} i_1 dt = \frac{1}{T/2} \int_0^{T/2} \frac{N_3 \left(\frac{V_e N_2}{N_1} - V_s \right)}{LN_1} t dt = \alpha^2 \frac{N_3 \left(\frac{V_e N_2}{N_1} - V_s \right)}{fLN_1} \quad (\text{II. 99})$$

La puissance d'entrée est :

$$P_e = V_e i_e = \alpha^2 \frac{N_3 \left(\frac{V_e^2 N_2}{N_1} - V_s V_e \right)}{fLN_1} \quad (\text{II. 100})$$

Et la puissance de sortie est :

$$P_s = \frac{V_s^2}{R} \quad (\text{II. 101})$$

Le rendement du convertisseur est :

$$\eta = \frac{P_s}{P_e} = \frac{N_1^2 M_v^2 fL}{\alpha^2 N_2^2 R \left(1 - \frac{M_v N_1}{N_2} \right)} \quad (\text{II. 102})$$

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

$$\alpha = \sqrt{\frac{i_s \frac{N_1^2 M_v^2 fL}{V_s \eta N_2^2 \left(1 - \frac{M_v N_1}{N_2} \right)}}} \quad (\text{II. 103})$$

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

Le rapport de transfert en tension devient :

$$M_v = \frac{V_s}{V_e} = \frac{2N_2}{N_1 \left(1 + \sqrt{1 + \frac{4fL}{\eta \alpha^2 R}} \right)} \quad (\text{II. 104})$$

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

II.3.2.4 Valeur maximale de l'inductance pour la conduction discontinue

La forme d'onde du courant d'inductance à la limite entre CCM et DCM pour V_{emin} et V_{emax} est représentée à la figure (II.18).

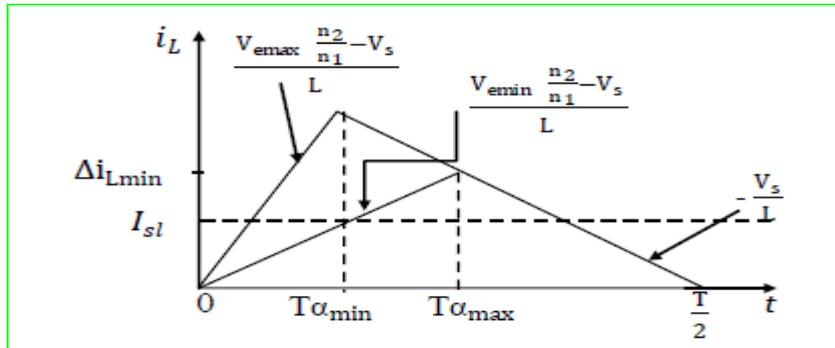


Fig.II.18 -Forme d'onde du courant d'inductance à la limite entre CCM et DCM pour V_{emin} et V_{emax}

Le maximum du courant de sortie à la limite est :

$$i_{sl} = i_{smax} = \frac{\Delta i_{Lmin}}{2} = \frac{V_s \left(\frac{1}{2} - a_{max} \right)}{2fL_{max}} = \frac{V_s}{R_{min}} \quad (\text{II. 105})$$

II.4 Cahier de charges

Pour dimensionner le convertisseur Push-pull à demi pont et fonctionnant en mode continu (CCM), nous avons les paramètres suivants :

Tension d'entrée : $V_e = 12V$

Tension de sortie : $V_s = 400V$

Courant de sortie : $I_s = 2.66A$

Fréquence de découpage : $f = 20 \text{ KHz}$,

II.4.1 Calcul numérique

Les valeurs de la puissance de sortie sont :

$$P_s = V_s I_s = 400 \times 2.66 = 1064W \quad (\text{II. 106})$$

La valeur de la résistance de charge est :

$$R = \frac{V_s}{I_s} = \frac{400}{2.66} = 150 \Omega \quad (\text{II. 107})$$

Prenons : $R = 150 \Omega$

La valeur du rapport de transfert en tension est :

$$M_v = \frac{V_s}{V_e} = \frac{400}{12} = 33.33 \quad (\text{II. 108})$$

On suppose que le rendement du convertisseur est $\eta = 84 \%$ et la valeur du rapport cyclique est $a \approx 0.5$, donc :

Prenons : $N_1 = N_3 = 6$, donc $N_2 = 200$, la valeur du rapport cyclique est :

$$a = \frac{N_1 M_v}{2n N_2} = 0.5 \quad (\text{II. 109})$$

Pour une fréquence de commutation $f = 20 \text{ KHz}$, la valeur minimale de l'inductance

$$L = \frac{R a}{f} = \frac{1 \times 10^3 \times (0.5)}{2 \times 20 \times 10^3} = 0.05 \text{ H} \quad (\text{II. 110})$$

Nécessaire pour fonctionner en mode continu (CCM) est :

Donc on prend $L \approx 0.1 \text{ H}$

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

$$= \frac{V_s a}{L f} = \frac{400 \times 0.5}{20 \times 10^3 \times 0.1} = 0.05 \text{ A} \quad (\text{II. 111})$$

Inductances propres du primaire et du secondaire

De l'équation (II.3) :

$$\Delta i_1 = I_{1max} - I_{1min} = \frac{\alpha V_e}{f L_1} \quad (\text{II. 112})$$

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

$$\frac{i_1}{i_2} = \frac{N_2}{N_1} \quad \Longleftrightarrow \quad i_1 = \frac{N_2}{N_1} i_2$$

De l'équation (II.7) :

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

$$i_1 = \frac{N_2}{N_1} i_L \quad \Longrightarrow \quad \Delta i_1 = \frac{N_2}{N_1} \Delta i_L$$

Donc :

$$\Delta i_1 = \frac{N_2}{N_1} \Delta i_L = \frac{200}{6} \times 0.05 = 1.66 \text{ A} \quad (\text{II. 113})$$

De l'équation (II.105)

On obtient :

$$L_1 = L_2 = \frac{\alpha V_e}{f \Delta i_1} = 1.8 \times 10^{-4} \text{ H} \quad (\text{II. 114})$$

La valeur de l'inductance propre du secondaire est déterminée à partir de la relation

$$\frac{L_1}{L_2} = \left(\frac{N_1}{N_2} \right)^2$$

$$L_2 = \left(\frac{N_2}{N_1} \right)^2 L_1 = \frac{200^2}{6^2} \times 1.8 \times 10^{-4} = 0.2 \text{ H} \quad (\text{II. 115})$$

Prenons :

$$L_1 = L_3 = 1.8 \times 10^{-4}, L_2 = 0.2 \text{ H.}$$

Ondulation de la tension et choix de C :

$$\frac{\Delta V_s}{V_s} = \frac{1}{100} \quad \Delta V_s = \frac{V_s}{100} = \frac{400}{100} = 4 \text{ V} \quad (\text{II. 116})$$

$$C = \frac{V_s \alpha}{16 f^2 L \Delta V_s} = \frac{400 \times 0.5}{16 \times 20000^2 \times 0.1 \times 4} \quad (\text{II. 117})$$

$$C = 7.81 \text{ nF}$$

Prenons $C = 10 \text{ nF}$ 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 :

$$I_1 = \frac{I_s n_2}{n_1} + \frac{\Delta i_L n_2}{2n_1} = 2.66 \times \frac{200}{6} + \frac{0.05 \times 200}{12} = 89.5 \text{ A} \quad (\text{II. 118})$$

La valeur de la tension et du courant des MOSFET sont :

$$V_H = 2 * V_e = 24 \text{ V} \quad (\text{II. 119})$$

$$I_{Hmax} = \frac{I_{smax}N_2}{N_1} + \frac{N_3}{N_1} \Delta i_L = 2.66 \times \frac{200}{6} + \frac{200}{6} \times 0.05 = 89.5 \text{ A} \quad (\text{II. 120})$$

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

$$V_{DMmax} = \frac{V_e N_2}{N_1} = \frac{12 \times 200}{6} = 400 \text{ V} \quad (\text{II. 121})$$

Le courant maximal des diodes est :

$$I_{Dmax} = I_s + \Delta i_L = 2.66 + 0.05 = 2.71 \text{ A} \quad (\text{II. 122})$$

Les MOSFET que en a utiliser ces des IRF3205S avec les caractéristiques suivant, [13].

$$V_{DSS} = 55 \text{ V} ; R_{DS} = 8 \Omega ; I_D = 110 \text{ et } C_0 = 100 \text{ Pf} \quad (\text{II. 123})$$

Les diodes choisies ont pour caractéristiques :

$$I_{Dmax} = 40 \text{ A} ; I_{FSM} = 350 \text{ A} ; V_{DM} = 600 \text{ V} ; V_f = 0.7 \text{ et } R_f = 12.5 \text{ m} \Omega \quad (\text{II. 124})$$

- Calcul du rendement

Les pertes de puissance et le rendement seront calculés pour la valeur du courant de la charge $I_s = 2.66 \text{ A}$ et la tension d'entrée minimale $V_e = 12 \text{ V}$. Les pertes de conduction dans chaque MOSFET sont :

$$P_{H1} = \frac{\alpha r_{DS} \cdot N_2^2 \cdot I_s}{N_1^2} = \frac{0.5 \times 0.008 \times 200^2 \times 2.66^2}{6^2} = 31.44 \text{ W} \quad (\text{II. 125})$$

Les pertes de commutation de chaque transistor sont :

$$P_{CT} = f \cdot C_0 \cdot V_e^2 = 20 \times 10^3 \times 100 \times 10^{-12} \times 12^2 = 2.88 \times 10^{-4} \text{ W} \quad (\text{II. 126})$$

Donc les pertes de puissance totales pour chaque transistor sont :

$$P_{FET} = P_{H1} + \frac{P_{CT}}{2} = 31.447 \text{ W} \quad (\text{II. 127})$$

Supposons que les résistances de l'enroulement primaire sont $r_{T1} = r_{T2} = 10 \text{ m}\Omega$ et la résistance de enroulement secondaires du transformateur est $r_3 = 25 \text{ m}\Omega$, les pertes de puissance dans ces résistances sont :

$$P_{rT1} = \frac{(2a+1)N_2^2 \cdot rT1 \cdot I_s^2}{N_1^2} = \frac{(2 \times 0.5 + 1) \times 200^2 \times 0.01 \times 2.66^2}{1000 \times 6^2} = 0.157 \text{ W} \quad (\text{II. 128})$$

$$P_{rT2} = 2a \cdot rT3 \cdot I_s^2 = 2 \times 0.5 \times 0.025 \times 2.66^2 = 0.176 \text{ W} \quad (\text{II. 129})$$

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

$$P_{RF1} = 2a \cdot R_D I_{smax}^2 = \frac{(2 \times 0.5 + 1) \times 0.0125 \times 2.66^2}{4} = 0.044 \text{ W} \quad (\text{II. 130})$$

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

Avec :

$$V_F = 0.7 \text{ V} \quad (\text{II. 131})$$

$$P_{VF1} = \frac{I_s V_F}{2} = \frac{2.66 \times 0.7}{2} = 0.931 \text{ W} \quad (\text{II. 132})$$

Les pertes de puissance dans chaque diode sont

$$P_{D1} = P_{RF1} + P_{VF1} = 0.975 \text{ W} \quad (\text{II. 133})$$

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

$$P_{rL} = r_L I_s^2 = 0,01 \times 2.66^2 = 0.07 \text{ W} \quad (\text{II. 134})$$

Les pertes au niveau de la résistance parasite du condensateur sont :

$$P_{rC} = \frac{r_C (\Delta i_L)^2}{12} = \frac{0,1 \times 0.05^2}{12} = 2.083 \times 10^{-5} \text{ W} \quad (\text{II. 135})$$

Les pertes de puissance totales du montage sont :

De l'équation (II.66)

$$P_t = 67.35 \text{ W} \quad (\text{II. 136})$$

$$\eta = \frac{P_{smax}}{P_{smax} + P_t} = 94\% \quad (\text{II. 137})$$

II.5 Résultat de simulation

La tension de sortie V_s et le courant de charge de l'alimentation Push-Pull à demi pont sont représentés par la figure(II.19):

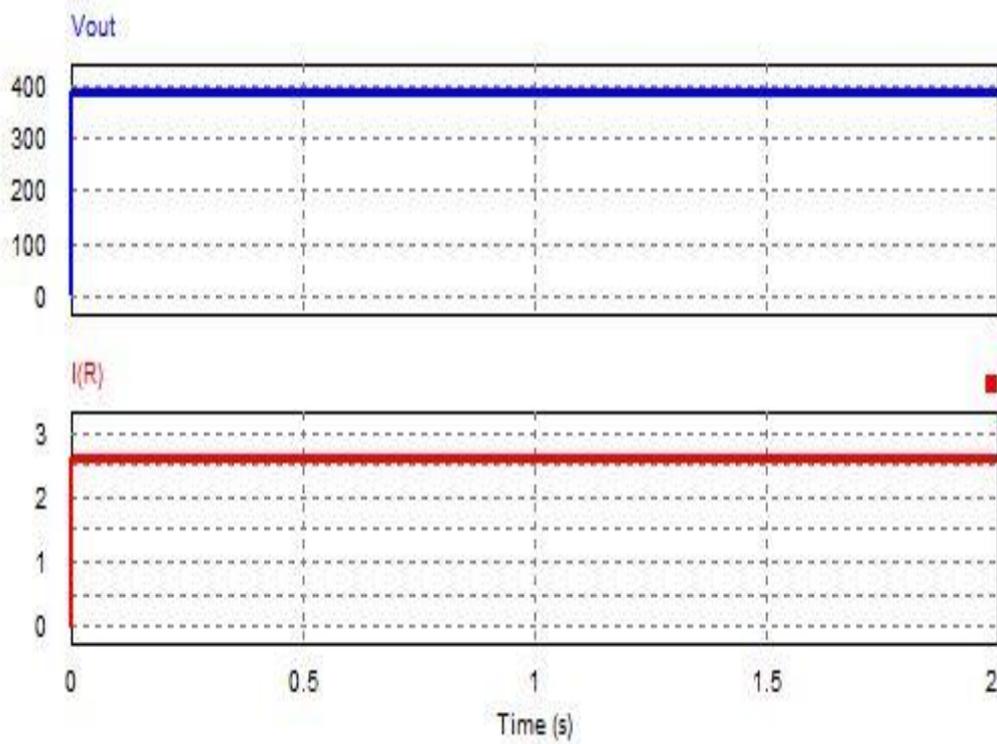


Fig.II.19- Allures de la tension de sortie V_s et de courant de charge

La figure montre les formes d'ondes des courants des interrupteurs pour un mode de fonctionnement discontinu, figure(II.20).

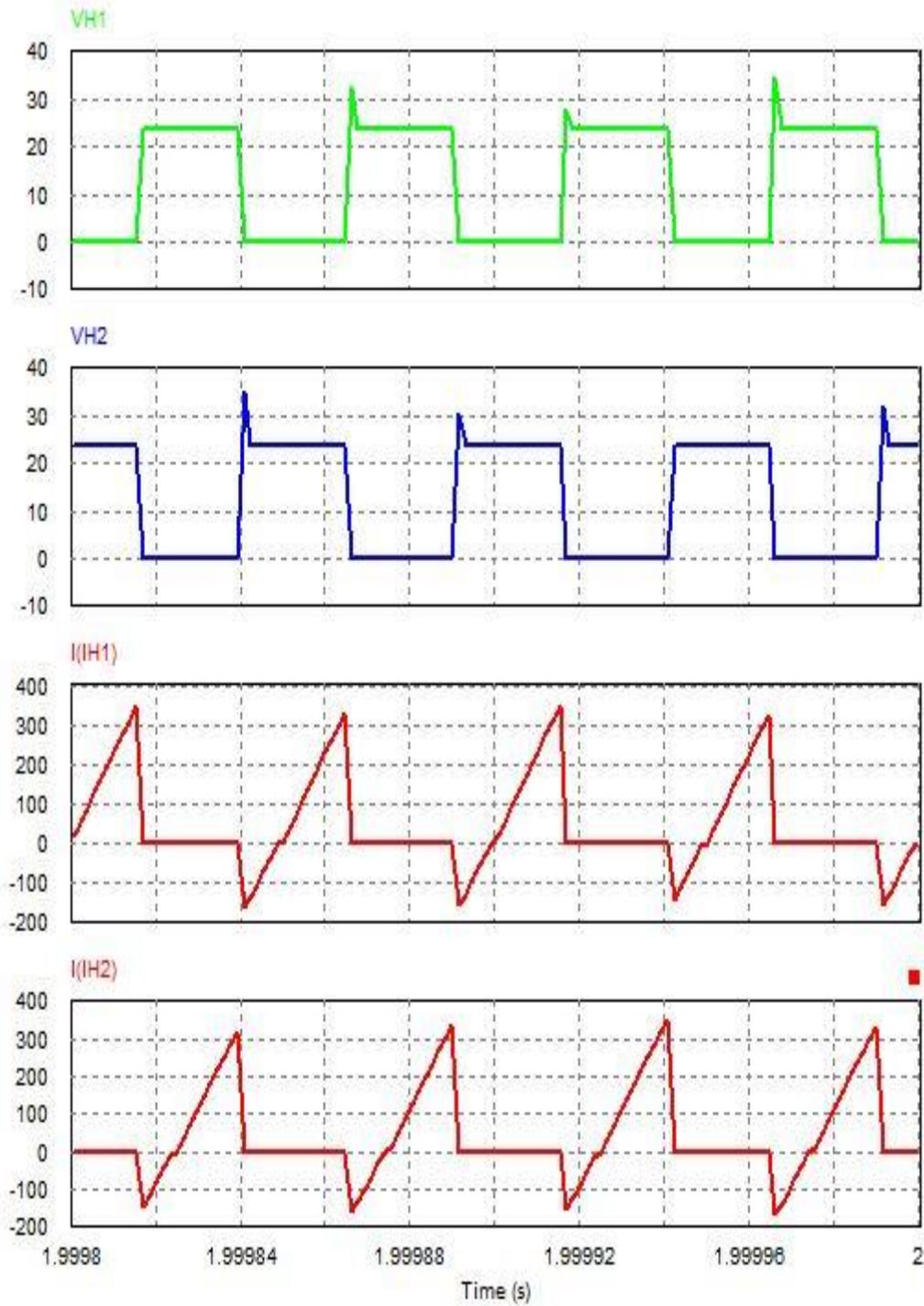


Fig.II.20- Formes d'ondes de tension et de courant dans les interrupteurs H1 et H2

La figure montre les forme dondes des courant des diodes pour un mode de fonctionnement discontinue, figure(II.21).

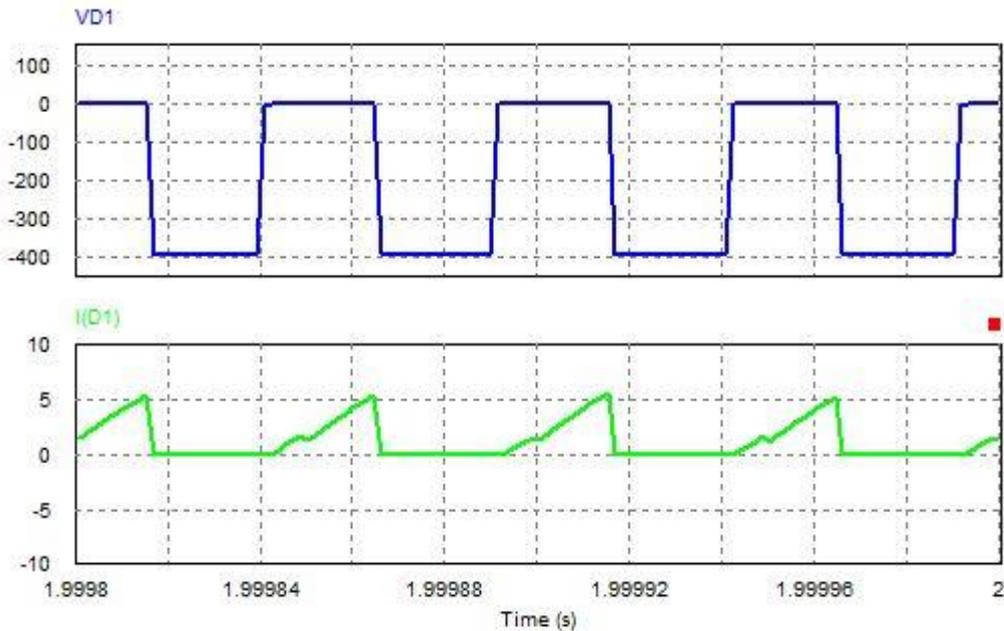


Fig.II.21- Forme d'ondes de tension et de courant de la diode (D₁)

La figure II.22 montre les forme dondes de tensions aux bornes du transformateur

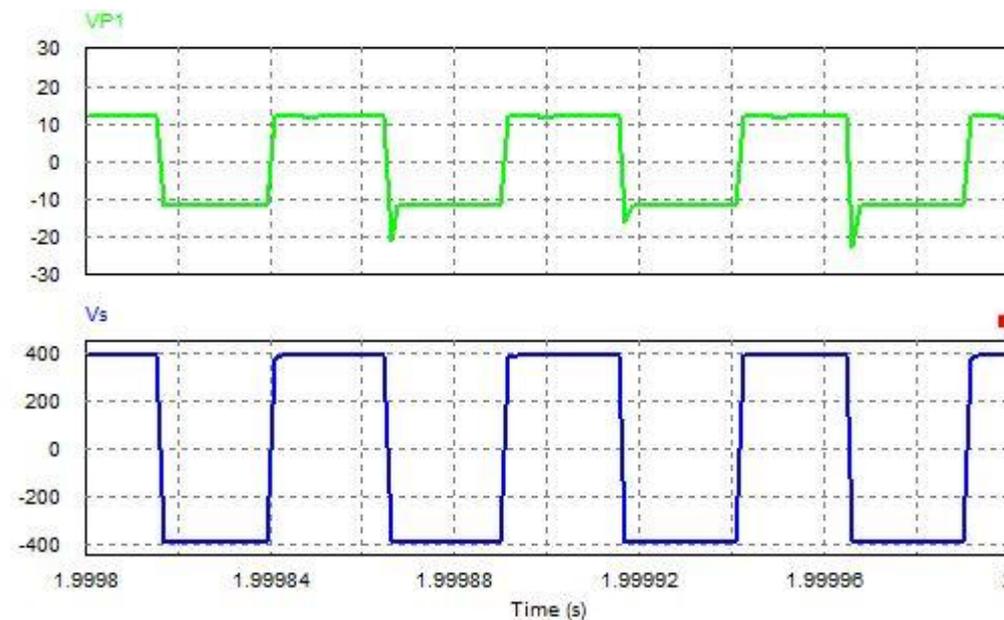


Fig.II.22- Tensions primaire et secondaire du transformateur

Le courant au primaire du transformateur est donné par la figure (II.23):

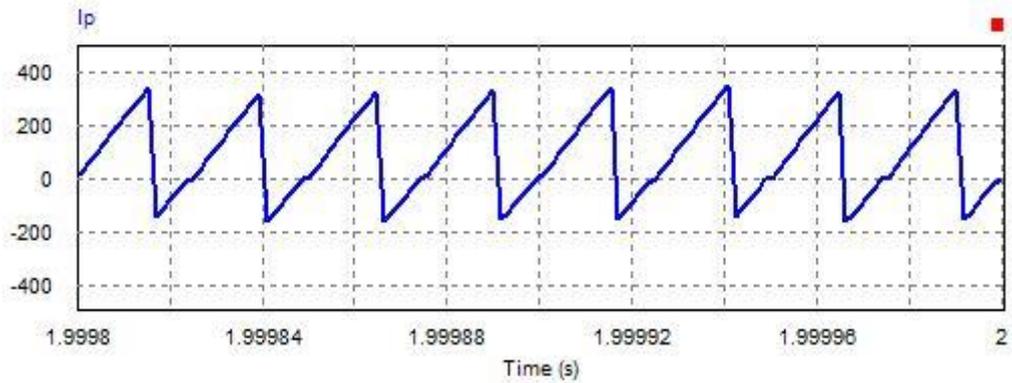


Fig.II.23 - Courant au primaire du transformateur

II.5.1 Interprétation du résultat

Les résultats de la simulation de l'alimentation à découpage push- pull à demi pont sur PSIM, nous permet de valider le calcul numérique précédent.

- Une tension de sortie V_s qui atteint une valeur presque constante avec des faibles ondulations, et la réponse de système est rapide pour atteindre le régime permanent ;
- Un courant dans la bobine qui atteint une valeur presque constante avec des ondulations faible qui prennent la même forme de la tension de sortie ;
- Le courant qui traverse les interrupteurs est sous forme de rampe à partir d'une valeur initiale jusqu'à une valeur maximale.
- Lors de la phase de récupération de l'énergie emmagasiner dans les bobines du primaire (à l'ouverture de tous les interrupteurs) un courant traverse les diodes antiparallèles (chaque diode dans la même diagonale est conductrice) ce qui fait la valeur négative qu'en remarque dans la fig (II.20)

II.6 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons modélisé l'alimentation à découpage symétrique de type push- pull à demi pont.

Elle peut fonctionner en mode continu ou discontinu selon la variation du courant dans l'inductance L à la sortie du convertisseur. L'étude en valeurs instantanées et en valeurs moyennes des différentes grandeurs d'entrée et de sortie, permet de calculer cette inductance et les inductances des enroulements du

transformateur et aussi la capacité du condensateur de sortie. La détermination des valeurs maximales du courant à l'état "on " et de la tension à l'état "off " des interrupteurs de puissance et des diodes, permet de dimensionner ces derniers par un choix convenable.

Nous avons dimensionné une alimentation a découpage push-pull à demi pont, par calcul de ses différents composants (la charge et le circuit de filtrage et les diodes et le transformateur et aussi les interrupteurs), à partir d'un cahier de charge, pour le fonctionnement continu, imposé par la puissance de sortie et le rapport cyclique.

Nous avons simulé sous PSIM la grandeur caractérisant le fonctionnement de l'alimentation pour le mode de conduction continu.

Le but du chapitre suivant est de dimensionner et de réaliser une alimentation à découpage Push-pull (à demi pont), selon des données d'un cahier de charge.

Chapitre III

Dimensionnement et Réalisation d'une Alimentation à Découpage Push-Pull à Demi-Pont

III. Dimensionnement et réalisation d'une alimentation a découpage push-pull à demi pont

III.1 Introduction

Dans ce chapitre nous allons calculer les différentes grandeurs des éléments d'une alimentation à découpage *Push-pull* à demi pont (transformateur, inductance, condensateur) et choisir les interrupteurs de puissance (MOSFET et diodes) pour réaliser une alimentation a découpage de type push-pull à l'aide d'un circuit intégré TL494, Afin de faire varier une tension d'une batterie de 12v jusqu'à 400 V, on utilise un transformateur élévateur haute fréquence.

III.2 Présentation de système

La figure (III.1) présente une alimentation à découpage de type push-pull à demi-point, commander par un circuit de commande TL494 avec un rapport cyclique $\alpha = 0.5$.

Principe de fonctionnement d'un circuit de puissance et de commande d'une alimentation à découpage en demi-pont.

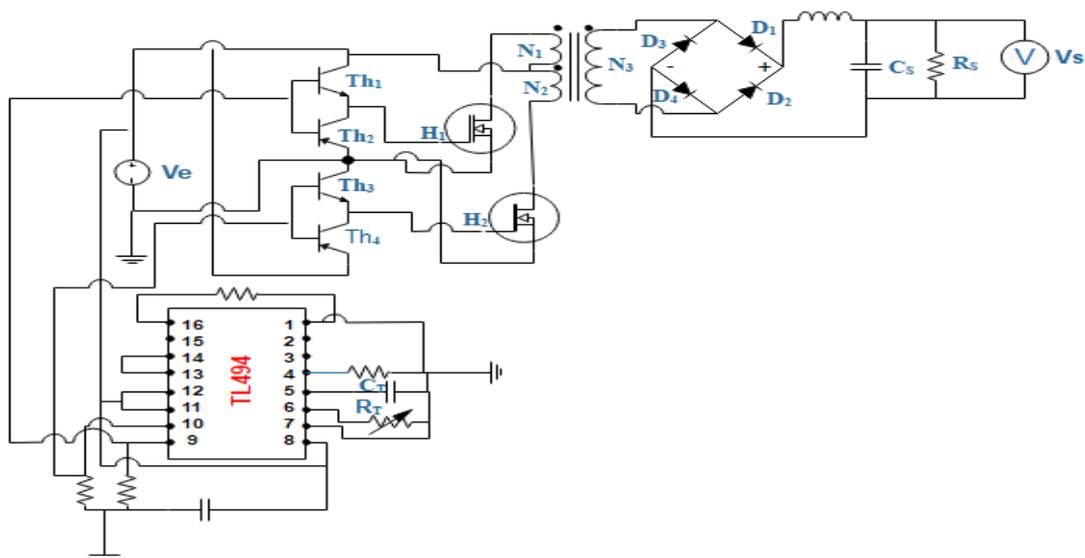


Fig.III.1 - Schéma de circuit de puissance et de commande de l'alimentation push pull

Une alimentation à découpage de type push-pull à demi-pont généralement fonctionne de la manière suivante :

Un enroulement primaire de transformateur reçoit un courant qui est par exemple issu d'un pont de redresseurs recevant l'énergie du réseau alternatif. Le courant dans le transformateur est haché par un commutateur (par exemple un transistor de puissance) placé en série avec l'enroulement primaire.

Un circuit de commande du transistor établit des créneaux périodiques de mise en conduction du transistor, pendant la durée du créneau le passage du courant est autorisé en dehors du créneau, le passage du courant est interdit sur un (ou plusieurs) enroulement secondaire du transformateur, on recueille alors une tension alternative.

Celle-ci est redressée et filtrée pour aboutir à une tension continue qui est la tension continue de sortie de l'alimentation à découpage.

Pour stabiliser la valeur de cette tension continue, on agit sur le rapport cyclique de conduction périodique du commutateur, c'est-à-dire sur le rapport entre la durée de conduction et la durée de blocage dans une période de découpage

Réalisée au sein de l'université Abderrahmane Mira-Bejaïa. Laboratoire d'ondes et vibrations pour faire élever une tension continue de 12 V jusqu'à 346 V

III.2.1 Description du fonctionnement de notre système

Dans une architecture d'alimentation à découpage fig (II .1) un circuit intégré est utilisé, ce dernier sert à commander la base de deux MOSFET de puissance pour lui appliquer des signaux périodiques de commande de mise en conduction et de commande de blocage, en distingue quatre périodes de conduction :

- Premier période : la pête 9 du circuit TL494 délivre un signale faible qui sera amplifier par la structure push pull Th1 et Th2 afin d'attaquer la base du MOSFET H₁ (H₁sature, H₂ est bloqué) donc l'enroulement primaire bas du transformateur est alimenté
- Deuxième périodes (death time) : les deux MOSFET H₁ET H₂ sont bloqué, c'est une phase de récupération
- Troisième périodes : période : la pête 10 du circuit TL494 délivre un signale faible qui sera amplifier par la structure push pull Th₃ et Th₄ afin d'attaquer la base du MOSFET H₁ (H₂saturé, H₁ est bloqué) donc l'enroulement primaire haut du transformateur est alimenté
- Quatrièmes périodes c'est la même que la deuxième période (death time) : les deux MOSFT H₁ ET H₂ sont bloqué, c'est une phase de récupération.

III.2.2 Composant du système

Le circuit de puissance dans la fig (III.2) représente le bloc de puissance d'une alimentation à découpage push pull demi-pont qui se constitue en principalement :

- Transformateur HF à double enroulement primaire et un enroulement secondaire
- Un pont de diode (diode rapide)
- Une capacité pour le filtrage
- Des MOSFT qui fonction comme des interrupteur

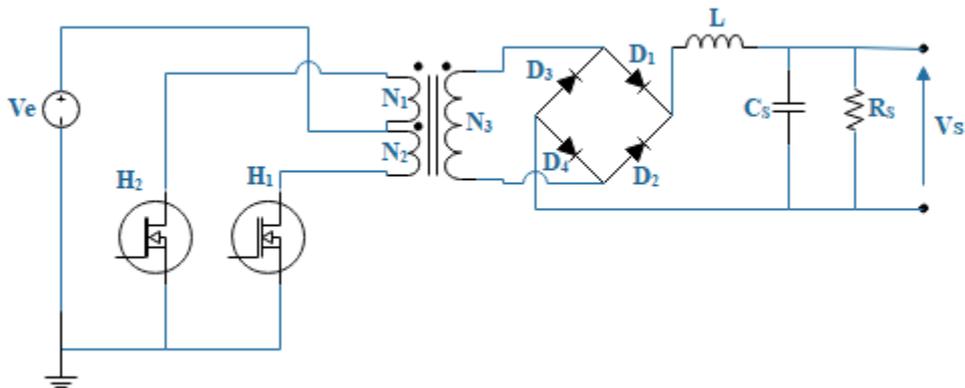


Fig.III.2 – La partie puissance d'une alimentation a découpage Push Pull en demi-pont

III.2.3 Circuit pilotage des grilles des MOSFT (TL494)

a) Présentation de TL494

Le TL 494 fig(III.3) est une puce qui gère toutes les fonctions requises pour les circuits de contrôle de modulation de largeur d'impulsion (PWM). Il se compose de deux amplificateurs d'erreur, d'un oscillateur, d'une bascule, d'une tension de référencée 5V, d'un comparateur de temps mort, d'un comparateur PWM, etc. La plage de fréquence de fonctionnement de cet appareil est de 1 kHz à 300 kHz. Le TL 494 peut être utilisé dans les machines à laver, les fours à micro-ondes, les onduleurs solaires, les micro-onduleurs solaires, les détecteurs de fumée, etc.

b) Etude du circuit intègres TL4

Pour réguler la tension, nous utilisons un circuit intégré appelé « TL494 », voici le schéma de câblage ainsi le diagramme bloc du TL494 :

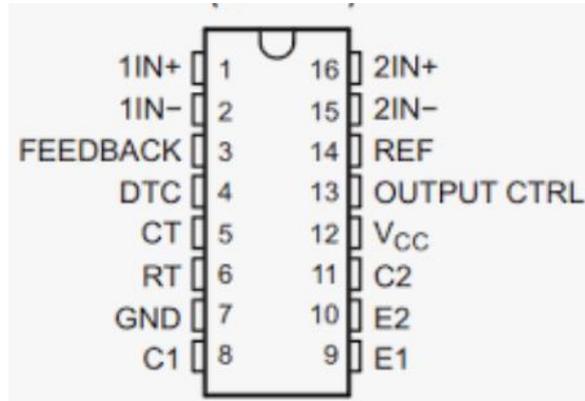


Fig.III.3 - Brochage du TL494

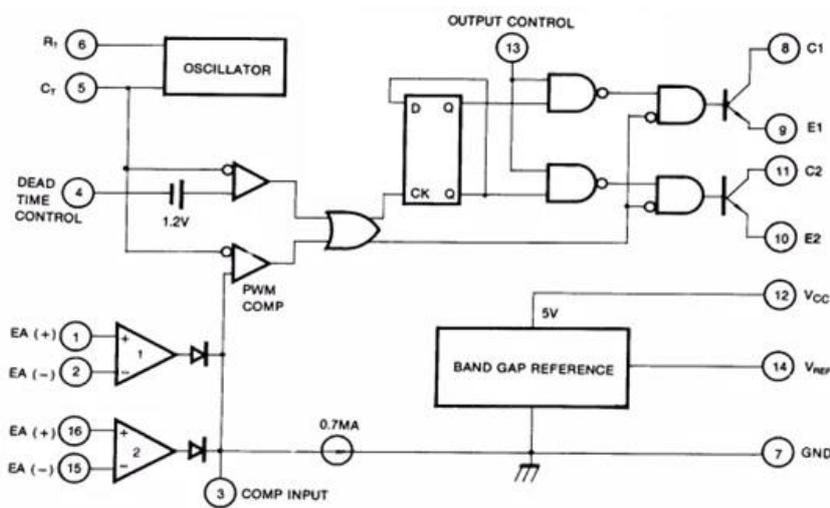


Fig.III.4 - Diagramme bloc du TL 494

- Les bronches 1 et 2 sont les entrées de l'AOp1 (Amplificateur Opérationnel) dont la sortie va au comparateur ;
- Les bronches 3 et 4 sont appelées « Tests Inputs ». Elles seront reliées à la sortie du hacheur ;
- Les bronches 5 et 6 sont les entrées de l'oscillateur, elles sont constituées d'une résistance et d'un condensateur. Ce qui nous permet de fixer le rapport cyclique du signal de sortie du TL 494, soit la fréquence. Nous la calculerons avec la formule donnée par le constructeur, soit « $F_{osc} = \frac{1.1}{2Rt \times Ct}$ »

- La bronche 7 est appelée « GND » ce qui signifie « Ground », soit la masse en français ;
- Les bronches 8 et 11 sont nommées « C1 » et « C2 » sont reliées au transistor, c'est donc notre signal de sortie ;
- Les bronches 9 et 10 nommées « E1 » et « E2 » sont reliées à la masse ;
- La bronche 12 est la tension « Vcc » ;
- La bronche 13 est appelée « Output Ctrl » ce qui signifie « Output Control » et est reliée à la bronche 14 qui est une tension de référence ;
- Les bronches 15 et 16 sont les entrées de l'AOp2 (Amplificateur Opérationnel) dont la sortie va au comparateur.

Plusieurs solutions, nous pourrions utilisées des circuits équivalents au TL 494 qui ont les mêmes fonctions telles que le MB3759, TA76494, KA7500B, IR3MO2, XR-494.

➤ **Technique de commande des signaux de commande**

Un push-pull est un montage électronique cascade amplificateur de tension qui relie à la sortie deux composants actifs travaillant en opposition de phase, relié l'un au plus de l'alimentation, l'autre au moins [14].

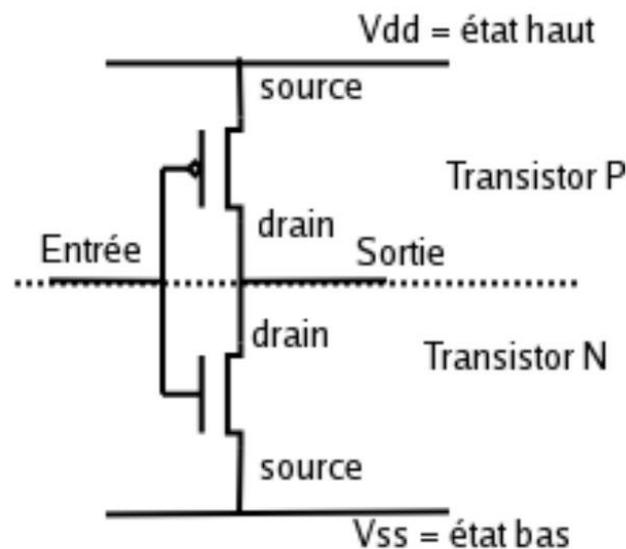


Fig.III.5 Un amplificateur cascade de classe B

Une sortie push-pull peut se réaliser avec des composants actifs identiques, tubes ou transistors, recevant un signal d'entrée en opposition de phase l'un par rapport à l'autre. On a utilisé, pour ce déphasage, des transformateurs ou des circuits

inverseurs-suiveurs. Une sortie totem-pole est un montage push-pull dans laquelle les composants actifs sont des transistors complémentaires, recevant le même signal en phase.

Le montage push-pull peut s'analyser comme deux amplificateurs classe B en parallèle sur la sortie. Un amplificateur classe B se définit comme un dispositif qui n'amplifie qu'une des deux alternances d'un signal électrique. Comme le push-pull est l'application la plus fréquente de l'amplification classe B, les deux termes sont souvent considérés comme équivalents [15].

➤ Test du circuit imprimé

S'il y a un doute dans la circuiterie de la carte, on va utiliser un Ohmmètre ou un testeur de continuité pour vérifier :

- La continuité des pistes
- L'absence de court-circuit

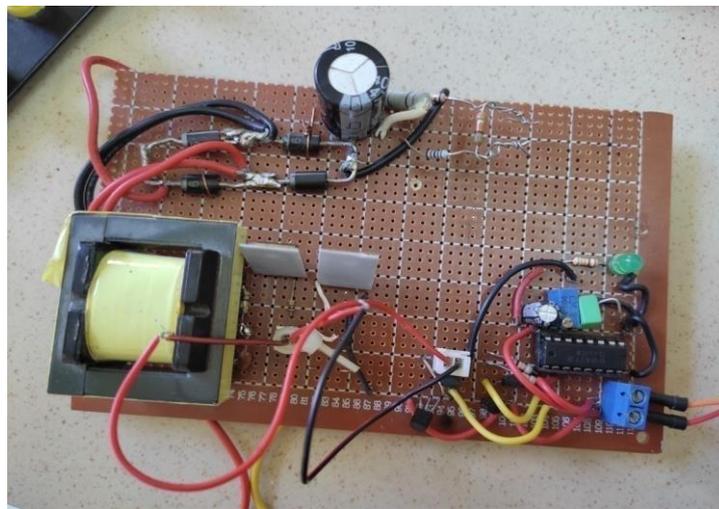


Fig.III.6 - Photo finale du circuit d'alimentation réalisé

III.3 Résultat expérimentaux

La tension de sortie V_s de l'alimentation push pull à demi pont est représentée par la figure (III.7).



Fig.III.7 - Tension de sortie sur l'oscilloscope a

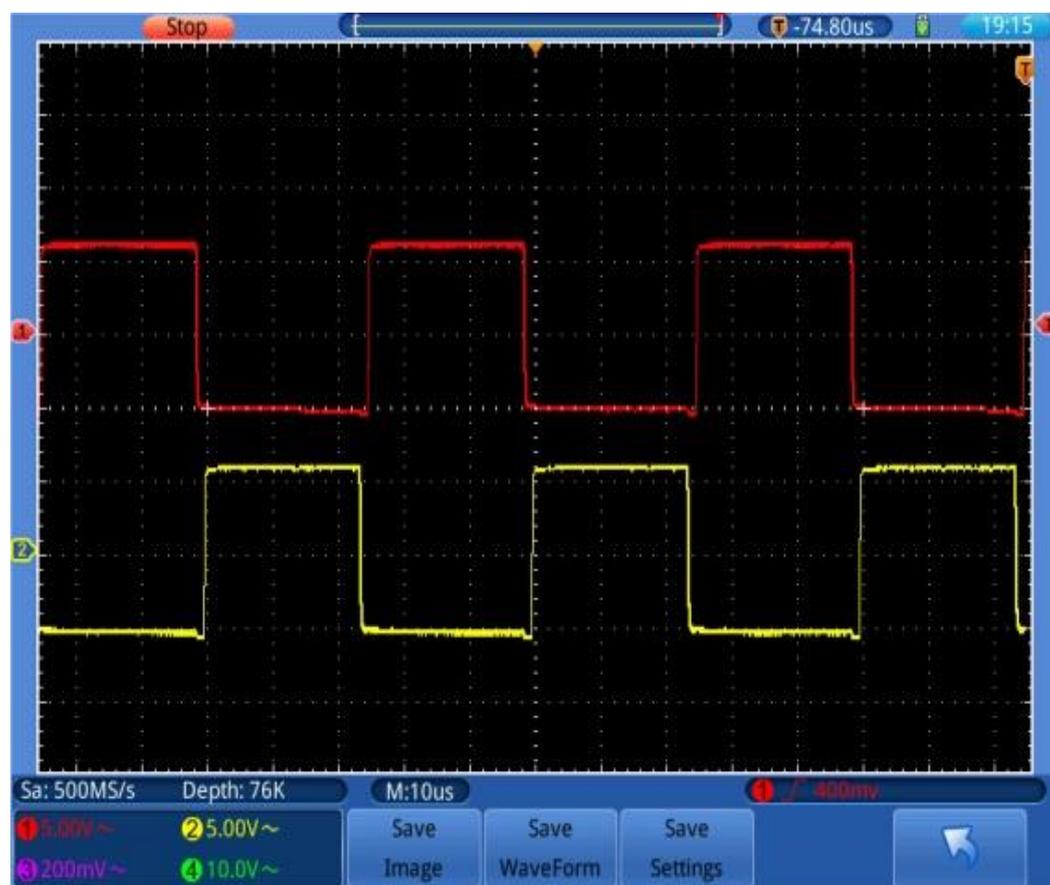


Fig.III.8 - Chronogramme du signal de sortie du TL 494

III.3.1 Interprétation des résultats

Les résultats qu'on a obtenus dans la pratique au niveau de l'oscilloscope nous permettent d'avoir les résultats précédents.

- Le fait d'utiliser un amplificateur de classe B permet d'amplifier le signal de commande
- Une tension de sortie V_s qui atteint une valeur constante
- Le courant aux bornes des diodes est égale à courant de sortie.
- La tension de sortie est obtenue à l'aide d'un comparateur dont l'entrée moins (broche 2 du TL494) est portée à 5V et l'entrée plus par la tension de référence (broche 14 du TL494)

III. 4 Conclusion

A partir d'un cahier de charges désiré :

Nous avons réalisés une alimentation à découpage de type push-pull à DEMI-PONT à partir d'une source de tension continu (générateur) à l'aide d'un circuit de commande TL494, ou nous avons présenté les différentes étapes nécessaires pour une alimentation à découpage push-pull à DEMI-PONT, par calcul de ses différents composants, pour le fonctionnement continu, imposé par la puissance de sortie et le rapport cyclique.

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,

Le circuit TL494 nous permet d'avoir la fréquence voulue en agissant sur le condensateur de la patte (5) et la résistance variable de la patte (6) ; Ainsi que il nous fournisse un signal d'attaque faible qui sera amplifié par les deux transistors Th_1 et Th_2 ou Th_3 et Th_4 par rapport l'intervalle de conduction afin de commander les interrupteurs (MOSFET).

Conclusion générale

Dans ce travail nous avons présentés une étude et analyse du fonctionnement d'une alimentions a découpage symétrique de type push-pull à demi pont ainsi que une réalisation pratique d'une alimentation à découpage symétrique de type push-pull à demi pont dont la structure s'adapte aux sorties de faible courant et forts tensions.

- Tout d'abord nous avons présenté les différentes structure des alimentations à découpage, asymétrique de type flyback et forward et symétrique de type Push-pull (à demi pont, a point milieu, à pont complet), avec leur principes et aussi avantages et inconvénients. Le choix du type d'alimentation à découpage, dépend essentiellement de la puissance et de la tension de sortie désirée.
- Nous avons analysé le fonctionnement de l'alimentation à découpage Push-pull en pont complet, selon les mode de conduction continu et discontinu la détermination des ondulations du courant et de la tension de sortie dans le but , dimensionner les inductance de bobines et le condensateur de sortie employés ainsi des valeurs maximales du courant à l'état "on " et de la tension à l'état "off " des interrupteurs de puissance et des diodes, permet de dimensionner ces derniers par un choix convenable. Et nous avons simulé le fonctionnement de l'alimentation Push-pull élévateur de tension pour un mode de conduction continu selon un cahier de charge bien définie. ensuite le calcul du différent élément utilisé. Cette simulation permet de faire un bon dimensionnement et de terminer la protection nécessaire avant de passer à la réalisation de ce type d'alimentation.
- Le dernier chapitre est consacré à la réalisation pratique d'une alimentation a découpage de type push-pull à demi pont a laide dune circuit TL494, pour faire élever une tension d'entrée de 12 v à 346 v et avec un bon rendement.
- Le rendement d'une alimentation à découpage push pull en pont complet est plus élevé que celle en demi pont vu le nombre de composent (les interrupteurs).
- Les structures d'alimentation à découpage, comme celle nous avons réalisé dans notre projet, sont dériver de la structure des alimentations stabilisées, ou

on a cherché à régler les deux principaux inconvénients de l'alimentation linéaire :

- Le poids et la taille du transformateur
- Le mauvais rendement
- 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.

Bibliographie

- [1] Z. Ghezri et M. Haicha, « Etude et réalisation d'une alimentation stabilisée de laboratoire 0-30V et 2mA-3A », mémoire de Master, Université Aboubakr Belkaïd Tlemcen, juin 2017.
- [2] A. Lakrim, « étude d'une alimentation à découpage push-pull », Mémoire de Master, juin 2010.
- [3] J. Laroche, « Électronique de puissance convertisseurs», imprimeur, n°8623 Dépôt légal : juin 2005 imprimé en France.
- [4] M. Kaïd et S. Kouah «Etude d'une alimentation à découpage Flyback », mémoire de Master, Université Larbi Ben M'hidi, Oum El-Bouaghi, juin 2009.
- [5] M. Touati et I. Azri «Dimensionnement d'une alimentation à découpage : application au Forward», mémoire de Master, Université Larbi Ben M'hidi, Oum El-Bouaghi, juin 2010.
- [6] M.Rashid, «Power electronics handbook: devices, circuit, ed .Academic Press». Elsevier 2010.
- [7] M. Faiz et F. Hebbaz « Etude d'une alimentation à découpage Push-pull » Mémoire de fin d'étude, Université Larbi Ben M'hidi, Oum El-Bouaghi, juin 2011.
- [8] P .Basso «Switch-mode Power Supplies » Second Edition
- [9] J-P.Ferrieux et F.Forest « Alimentation à découpage, convertisseurs à résonance», 3 éme Edition, Dunod, Paris, 1999.
- [10] M- K. Kazimierczuk, « Pulse-width Modulated DC–DC Power Converters», John Wiley & Sons, Ltd, 2008
- [11] J-Y. Lechenadec, «Alimentation à découpage ; Etude, choix et dimensionnement des alimentation à découpage usuelles».
- [12] D. fewson « Introduction to power electronics », Arnord Edition,1998.
- [13] IRF3205S, Datasheet (PDF) International rectifier.
- [14] B. Bessserer, « 2. Technologie des composants », dans électronique numérique ,2001.
- [15] B. Hannequin, « Technologie des circuits numériques», 2001.

ANNEXE

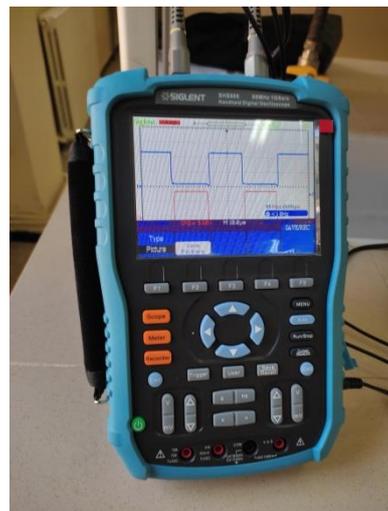
● Elément principaux :

Connecteur d'alimentation secteur une batterie de 12V

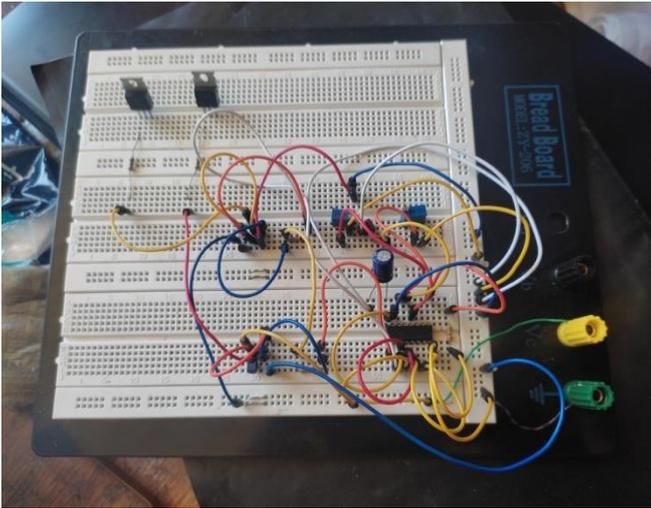
1. Fusible de protection ;
2. Pont de diode ;
3. Condensateur de filtrage, stocke l'énergie pour l'étage de découpage ;
4. Transistor de découpage (technologie MOS monté sur un dissipateur thermique);
5. Transformateur ou circuits magnétiquement couplés : dispositif qui permet une modification de niveau de tension et parfois l'isolation des parties haute et basse tension ;
6. diode schottky (commutation rapide) montée sur un dissipateur ;
7. circuit de commande du l'optocoupleur ;
8. Oscilloscope
9. Multimètre



Multimètre



Oscilloscope



Représentation de la plaque d'essai

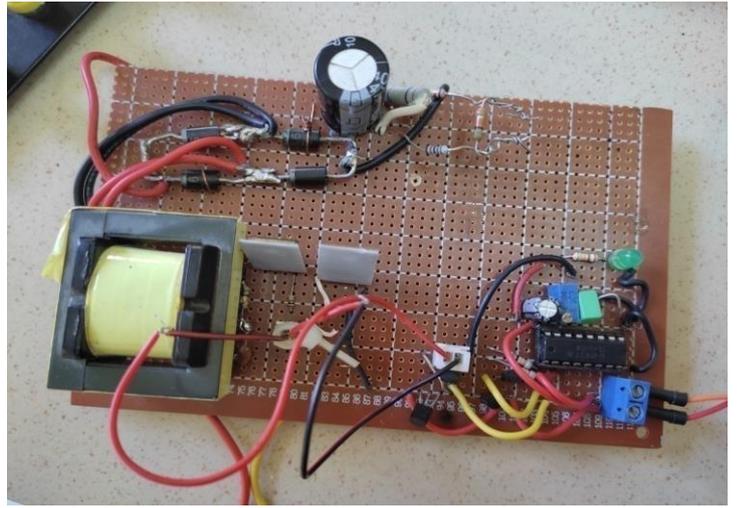


photo du circuit d'alimentation réalisé

● **Caractéristique des composants :**

- Circuit TL 494
- Transistor bipolaires 8050 et 8055
- Transistors mosfets irf 3205
- Résistances 10, 1 et 2 K ohm
- Condensateur chimique polarisé 100uf 25 volts
- Résistance variable 20 K ohm
- Condensateur 47 uF, 400 volts
- Diode rapide sf36
- Plaques d'essais