

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

Université Larbi Ben M'hidi
Oum El-Bouaghi

Faculté des Sciences et de la Technologie
Département Sciences & Technologie

**Mémoire de fin d'études en vue de l'obtention du Diplôme
de Master en Systèmes Electriques & Automatique (SEA)**

Option : Génie Electrique (GE)

Thème

***Etude d'une alimentation
à découpage Push-pull***

Soutenu le 28 juin 2011

Proposé et Dirigé par :

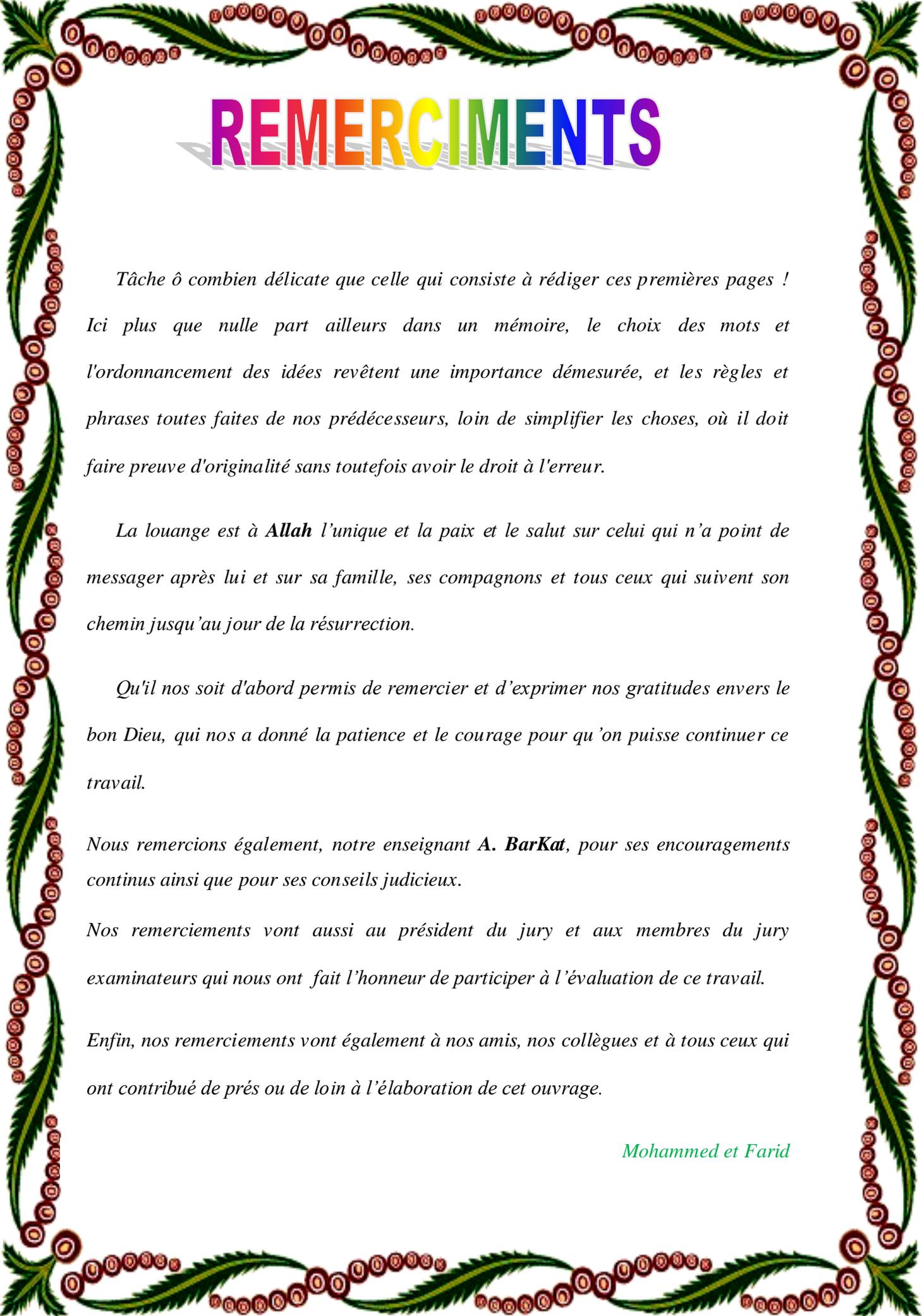
Mr Abdesselam Barkat

Présenté Par :

Faiz Mohamed

Hebbaz Farid

Année Universitaire : 2010/2011



REMERCIEMENTS

Tâche ô combien délicate que celle qui consiste à rédiger ces premières pages ! Ici plus que nulle part ailleurs dans un mémoire, le choix des mots et l'ordonnement des idées revêtent une importance démesurée, et les règles et phrases toutes faites de nos prédécesseurs, loin de simplifier les choses, où il doit faire preuve d'originalité sans toutefois avoir le droit à l'erreur.

*La louange est à **Allah** l'unique et la paix et le salut sur celui qui n'a point de messager après lui et sur sa famille, ses compagnons et tous ceux qui suivent son chemin jusqu'au jour de la résurrection.*

Qu'il nos soit d'abord permis de remercier et d'exprimer nos gratitude envers le bon Dieu, qui nos a donné la patience et le courage pour qu'on puisse continuer ce travail.

*Nous remercions également, notre enseignant **A. BarKat**, pour ses encouragements continus ainsi que pour ses conseils judicieux.*

Nos remerciements vont aussi au président du jury et aux membres du jury examinateurs qui nous ont fait l'honneur de participer à l'évaluation de ce travail.

Enfin, nos remerciements vont également à nos amis, nos collègues et à tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à l'élaboration de cet ouvrage.

Mohammed et Farid

Introduction générale.....	01
----------------------------	----

Chapitre I

Principe et classification des alimentations à découpage

I.1 Introduction	03
I.2 Principe des alimentations à découpage	03
I.3 Classification des alimentations à découpage	04
I.3.1 Alimentations à découpage asymétriques	04
I.3.1.1 Alimentation FLYBACK	05
I.3.1.2 Alimentation FORWARD	06
I.3.2 Alimentations à découpage symétriques	07
I.3.2.1 Alimentation Push-Pull à double primaire avec point milieu	08
I.3.2.2 Alimentation Push-Pull à demi-pont	08
I.3.2.3 Alimentation Push-Pull à pont complet	09
I.4 Conclusion	10

Chapitre II

Principe et analyse du fonctionnement de l'alimentation

Push-pull en pont complet

II.1 Introduction	11
II.2 Principe du fonctionnement	11
II.3 Analyse du fonctionnement	11
II.3.1 Fonctionnement en mode continu	12
II.3.1.1 Valeurs maximales des grandeurs des composants de puissance	17
II.3.1.2 Étude en valeur moyenne et rapports de transfert	17
II.3.1.3 Ondulations de courant et de tension	18
II.3.1.4 Limite entre modes de conduction continu et discontinu	19
II.3.1.5 Pertes de puissance et rendement du Push-pull en CCM	21
II.3.1.6 Rapports de transfert en tenant compte des pertes	24
II.3.2 Fonctionnement en mode discontinu	25
II.3.2.1 Etude en valeur moyenne	28
II.3.2.2 Ondulation de courant	29
II.3.2.3 Rapport de transfert du convertisseur en mode discontinu	29
II.3.2.4 Valeur maximale de l'inductance pour la conduction discontinue	33
II.4 Conclusion	34

Chapitre III**Dimensionnement et simulation d'une alimentation*****Push-pull***

III.1 Introduction	35
III.2 Dimensionnement de l'alimentation <i>Push-pull</i>	35
III.2.1 Cahier de charges	35
III.2.2 Calcul numérique	35
III.3 Commande MLI des interrupteurs	40
III.3.1 Principe de la commande MLI	40
III.4 Simulation du fonctionnement en boucle ouverte du <i>Push-pull</i>	40
III.4.1 Schéma de simulation	40
III.4.2 Résultats de simulation	42
III.4.3 Interprétations des résultats	44
III.5 Conclusion	44
Conclusion générale	46
Bibliographie	47

Introduction générale

Les structures des alimentations à découpage telles que nous les rencontrons actuellement sont en fait directement dérivées de la structure des alimentations stabilisées, où l'on aurait cherché à minimiser les deux inconvénients principaux des alimentations dites linéaires :

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

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

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

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

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

Cette étude est organisée en trois chapitres :

- Le premier chapitre expose la famille des alimentations à découpage, le principe de fonctionnement et leur classification, tout en indiquant les avantages et les inconvénients des différents types.

- Le deuxième chapitre est consacré à l'analyse du fonctionnement de l'alimentation à découpage de type *Push-pull* en pont, selon deux modes de conduction continu et discontinu ainsi que le dimensionnement de ses éléments (inductances, condensateur,...).
- Le troisième et dernier chapitre est réservé à une application sur le calcul d'une alimentation *Push-pull* en pont, le choix de ses composants et l'analyse de son fonctionnement par simulation sous *Psim* pour une commande MLI obtenue par variation du rapport cyclique α . Ceci permet de suivre l'évolution temporelle de différentes grandeurs d'entrée et de sortie, caractérisant le fonctionnement de cette alimentation.

I.1 Introduction

Les alimentations à découpage sont des convertisseurs continu-continu (DC-DC) qui permettent de fournir une tension continue variable, à partir d'une source à tension continue constante obtenue, le plus souvent, d'un réseau alternatif redressé et filtré. Les alimentations à découpage comportent un transformateur assurant l'isolation galvanique entre la sortie et l'entrée et qui permet aussi d'abaisser ou élever la tension de sortie selon le rapport de transformation.

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

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

I.2 Principe des alimentations à découpage

Les alimentations à découpage utilisent le principe des hacheurs (Fig.1.1) :

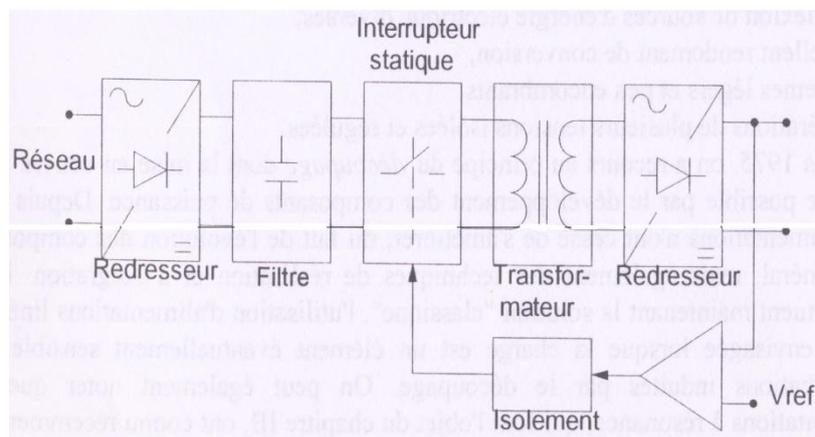


Fig.1.1 Principe des alimentations à découpage

- La tension continue obtenue (par redressement et filtrage) est découpée par un ou des interrupteurs fonctionnant en commutation. Ce découpage s'opère à haute fréquence (supérieure à 20 kHz, c-à-d au delà des fréquences audibles).
- L'isolement galvanique est obtenu par un transformateur haute fréquence.

- La tension continue désirée est générée par redressement et filtrage de la tension découpée.
- La régulation s'effectue par action sur le temps de conduction des interrupteurs statiques (transistor de commutation) et ces derniers étant au primaire, il est nécessaire que la chaîne de retour soit isolée galvaniquement [2].

Les avantages et les inconvénients de ces alimentations sont :

- Avantages :

- légères et peu encombrantes : le transformateur fonctionne à $f \geq 20$ kHz, supérieure à celle du réseau, il est donc de dimension réduite,
- à pertes faibles : l'interrupteur de puissance fonctionne en commutation, donc le dissipateur associé est de dimensions réduites,
- excellent rendement ($\eta > 80$ %).

- 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} et 10^{-3} ,
- perturbatrices pour l'environnement électrique et électronique ; les parasites rayonnés sont importants du fait du découpage.

I.3 Classification des alimentations à découpage :

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

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

I.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.

I.3.1.1 Alimentation FLYBACK :

Ce type d'alimentation est choisi lorsque la puissance de sortie est inférieure à 150 W. Le schéma de principe est donné par (Fig.1.2) :

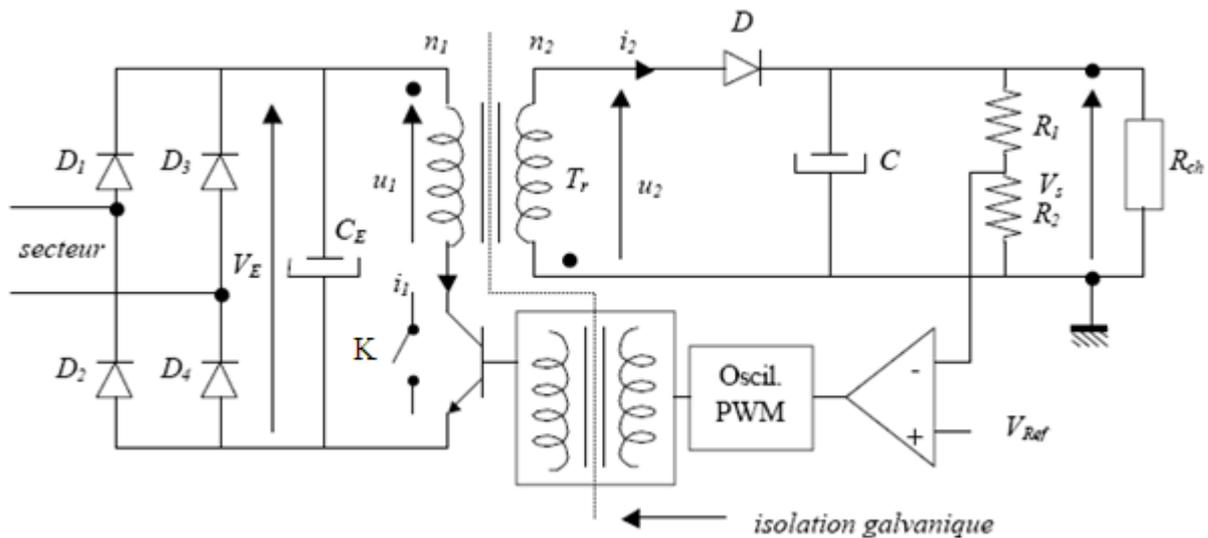


Fig.1.2 Principe de l'alimentation à découpage Flyback

Cycles de fonctionnement :

- **K fermé** : $u_1 = V_E$; $u_2 = - (n_2/n_1) \cdot V_E < 0$; $v_D = u_2 - V_S < 0$, donc la diode D est bloquée ; i_1 croît et l'enroulement primaire du transformateur T_r emmagasine de l'énergie électromagnétique.
- **K ouvert** : i_1 décroît de façon quasi-instantanée, u_1 et u_2 s'inversent de façon quasi-instantanée, $u_2 > 0$ d'où D conduit ; $u_2 = V_s$. l'énergie emmagasinée précédemment est restituée vers la charge grâce au secondaire de T_r .

La régulation est assurée par le comparateur et l'oscillateur MLI (ou PWM). Le transformateur assure l'isolation galvanique [6].

Les avantages et les inconvénients de cette alimentation sont :

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

- pour le FLYBACK en mode de conduction discontinue, les meilleurs facteurs de forme du FLYBACK permettent d'obtenir une puissance supérieure. Pour un même dimensionnement, le temps de réponse est excellent, les sorties ne nécessitent qu'une seule diode de redressement, un filtrage inductif n'est pas nécessaire [7], [8].
- Inconvénients :
 - L'énergie étant stockée dans l'inductance couplée et dans le condensateur de sortie, ceux-ci deviennent encombrants pour des puissances supérieures à 200 W, et l'alimentation FLYBACK devient alors moins intéressante.
 - Risque de surtension lors du fonctionnement à vide : l'énergie stockée durant la phase de magnétisation est alors transmise au condensateur durant la phase de démagnétisation. Cette énergie est alors stockée par le condensateur qui voit sa tension monter, et il y a alors risque de destruction.
 - Pour le FLYBACK en mode de conduction continue, La diode de sortie doit être quatre fois plus rapide que dans le mode discontinu, le transformateur est plus volumineux.
 - Pour le FLYBACK en mode de conduction discontinue, forts courants de pointe dans les diodes de sortie et le transistor de commutation. La capacité du condensateur de sortie est environ le double que celle nécessaire en mode discontinu [7], [8].

I.3.1.2 Alimentation FORWARD :

Ce type d'alimentation est choisi lorsque la puissance de sortie est comprise entre 100W et quelques 100 W. Le schéma de principe est donné par (Fig.1.3) :

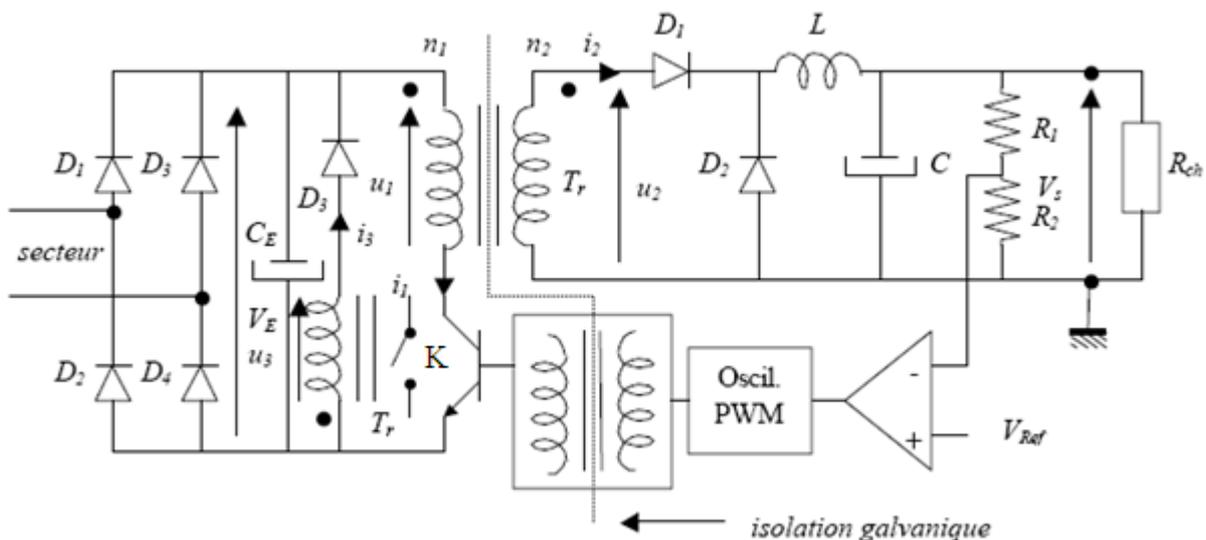


Fig.1.3 Principe de l'alimentation à découpage FORWARD

Les deux cycles de fonctionnement sont les suivants :

- K fermé : $u_1 = V_E$; $u_3 < 0$, donc D_3 est bloquée et $i_3 = 0$; $u_2 = (n_2/n_1).u_1 > 0$, donc la diode D_1 est passante, la diode D_2 est bloquée.
- K ouvert : i_1 décroît de façon très rapide et s'annule quasi instantanément. La décroissance de i_1 est la cause de l'inversion instantanée des tensions u_1 , u_2 et u_3 . Donc D_1 se bloque et le courant $i_2 = 0$.

Dés que $u_3 > V_E$, D_3 conduit et i_3 charge le condensateur C_E . L'énergie emmagasinée dans le CM est entièrement transférée vers le condensateur de filtrage à l'entrée C_E . La démagnétisation du CM s'effectue donc par l'enroulement 3 du transformateur T_r [6].

- Avantages :

- faible ondulation,
- faible bruit en sortie,
- circuit de commande simple.

- Inconvénients :

- plus coûteuse que la topologie FLYBACK,
- utilisation peu rationnelle du transformateur,
- La tension de blocage du transistor est le double de la tension d'entrée,
- délicate à mettre en oeuvre en mode multi-sorties,
- transformateur assez coûteux (nécessité d'un bobinage de démagnétisation),
- deux diodes de redressement [7], [8].

I.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 :

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

I.3.2.1 Alimentation Push-Pull à double primaire avec point milieu :

Considérons un montage à transistors MOSFET (Fig.1.4) :

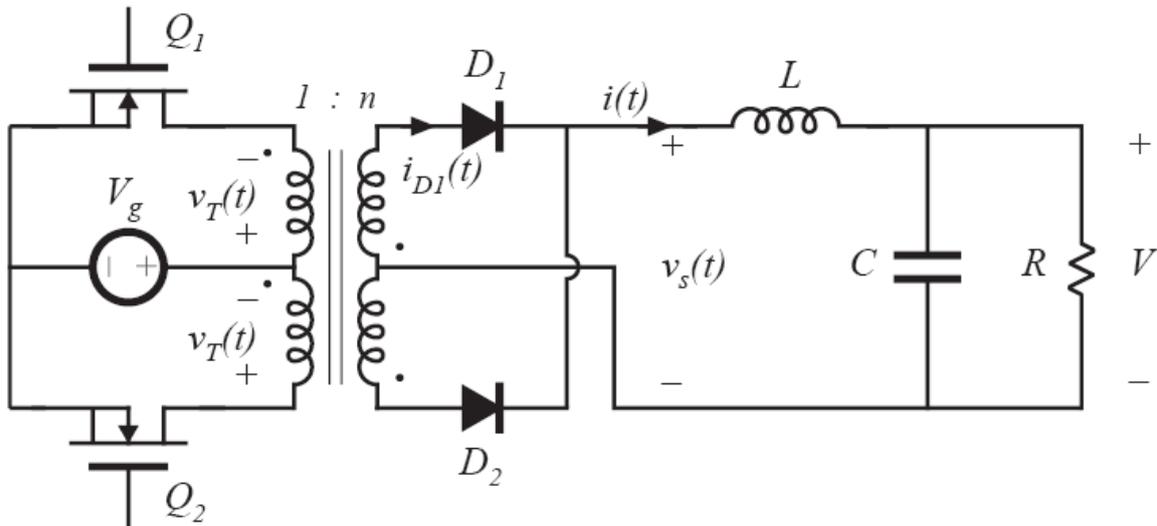


Fig.1.4 Principe de l'alimentation Push-Pull à double primaire avec point milieu

I.3.2.2 Alimentation Push-Pull à demi-pont :

Selon le schéma de principe donné ci-dessous (Fig.1.5), il est à noter que :

- Les condensateurs C_1 et C_2 sont identiques et de capacité suffisamment importante pour considérer que la tension à leurs bornes est constante, égale à $V_E/2$.
- Le demi-pont fonctionne en onduleur, ce qui permet d'obtenir une tension alternative en créneaux aux bornes de l'enroulement primaire n_1 .
- Le redressement au secondaire s'effectue :
 - soit par un pont redresseur monophasé PD2,
 - soit par un montage à point milieu (comme sur la figure 1.5) [6].

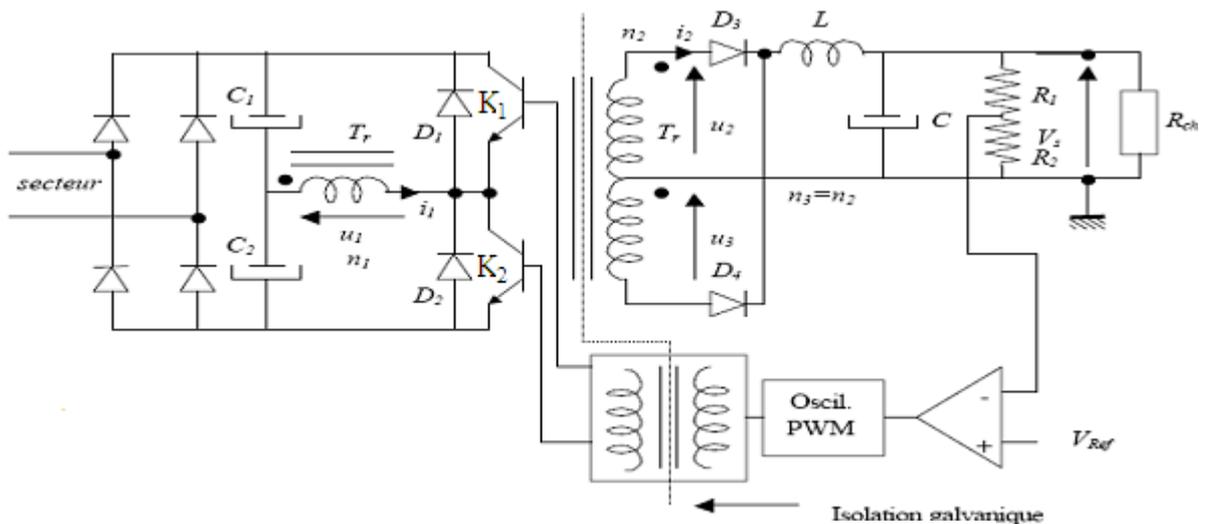


Fig.1.5 Principe de l'alimentation Push-Pull à demi-pont

- Avantages :
 - fortes puissances possibles,
 - utilisation rationnelle du transformateur par emploi de son CM dans le premier et le troisième quadrant, flux symétrique (si utilisation d'une capacité en série avec le primaire).
- Inconvénients :
 - nécessité d'un circuit de commande pour deux interrupteurs,
 - redressement en sortie par deux diodes et une self de filtrage, ce qui nécessite deux bobinages dans le secondaire du transformateur [7], [8].

I.3.2.3 Alimentation Push-Pull à pont complet :

Considérons le cas d'un montage à transistors de type MOSFET (Fig.1.6) :

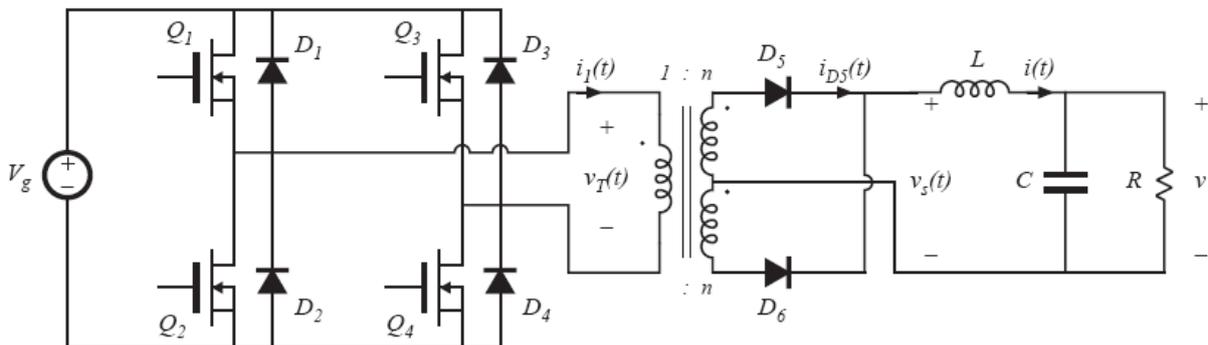


Fig.I.6 Principe de l'alimentation Push-Pull à pont complet

- Avantages :
 - très fortes puissances possibles,
 - mêmes avantages que pour le demi-pont,
 - la mise en parallèle de transformateurs est courante.
- Inconvénients :
 - nécessité d'un circuit de commande pour quatre interrupteurs,
 - redressement en sortie par deux diodes et une self de filtrage, ce qui nécessite deux bobinages dans le secondaire [7], [8].

I.4 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 embarqué.

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.

II.1 Introduction

Comme pour le montage *Forward*, le montage *Push-pull* est dérivé du montage Buck. Ce type d'alimentation a été conçu pour palier à un des inconvénients de l'alimentation *Forward*, à savoir l'utilisation dans un seul quadrant magnétique du transformateur. Pour permettre l'utilisation dans deux quadrants du circuit magnétique ($B > 0$ et $B < 0$), il est nécessaire de pouvoir magnétiser le transformateur sous une tension positive, puis sous une tension négative. Parmi les différentes structures existantes, celle basée sur l'utilisation d'un onduleur monophasé.

Ce type de convertisseur est particulièrement bien adapté pour les basses tensions de sortie avec forts courants.

II.2 Principe du fonctionnement

Le transfert d'énergie de l'entrée vers la sortie, se fait par un onduleur qui alimente le primaire du transformateur 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 [2]

La figure (2.1) 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.

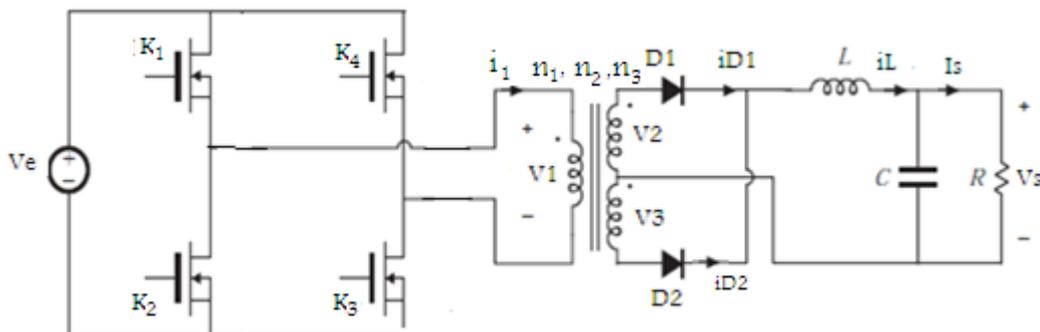


Fig.2.1 Circuit de puissance de l'alimentation à découpage Push-pull (à MOSFET).

Le bobinage secondaire 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

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

- Le transformateur est idéal : [5]
 - 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 K_i ($i = 1, \dots, 4$) sont considérés comme parfaits.
- Les tensions V_e et V_s sont constantes.
- Le condensateur C filtre la tension de sortie V_s .
- Lorsque l'on est en présence de deux bobines couplées, il est donc important d'indiquer le sens du bobinage. Ceci est réalisé par des repères (\bullet sur la figure 2.1). La figure (2.2) explique le rôle des points de repère pour un transformateur.

Un courant dans une bobine peut créer un flux soit positif, soit négatif suivant le sens de bobinage, la f.é.m. induite est alors positive ou négative [7].

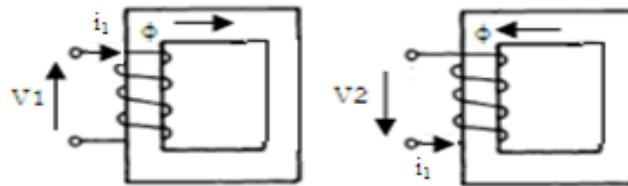


Fig.2.2 Un même courant i_1 peut créer un flux positif ou négatif selon le sens de bobinage.

Nous distinguons deux modes de fonctionnement : continu (CCM) et discontinu (DCM).

II.3.1 Fonctionnement en mode continu

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

A travers cette phase de conduction, les interrupteurs K_1 et K_3 ainsi que la diode D_1 sont fermés. D'autre part, les interrupteurs K_2 et K_4 et la diode D_2 sont ouverts. Le schéma équivalent de cette phase est illustré sur la figure 2.3 :

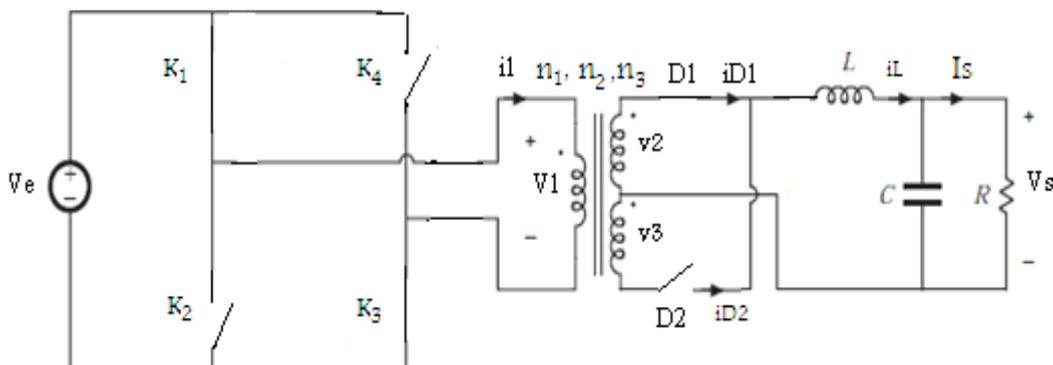


Fig.2.3 Alimentation Push-pull : interrupteurs K_1 , K_3 et diode D_1 fermés.

Les tensions aux bornes des interrupteurs sont :

$$v_{K2} = v_{K4} = V_e \quad (2.1)$$

La tension aux bornes du primaire du transformateur est :

$$v_1 = V_e = L_1 \frac{di_1}{dt} \quad (2.2)$$

Donc le courant dans le primaire du transformateur est :

$$i_1 = \frac{1}{L_1} \int v_1(t) dt = \frac{1}{L_1} \int_0^t V_e dt + I_1(0) = \frac{V_e}{L_1} t + I_{1min} \quad (2.3)$$

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

Les tensions aux bornes du secondaire du transformateur sont :

$$v_2 = v_3 = \frac{v_1 n_2}{n_1} = \frac{V_e n_2}{n_1} \quad (2.4)$$

La tension aux bornes de la diode D_2 est :

$$v_{D2} = v_A - v_K = -v_3 - v_2 = -2v_3 = -2 \frac{V_e n_2}{n_1} \quad (2.5)$$

$v_{D2} < 0$, donc D_2 est bloqué.

La tension aux bornes de l'inductance L est :

$$v_L = v_2 - v_s = \frac{V_e n_2}{n_1} - V_s = L \frac{di_L}{dt} \quad (2.6)$$

Donc le courant i_L devient :

$$i_L = \frac{1}{L} \int_0^t v_L dt + i_L(0) = \frac{1}{L} \int_0^t \left(\frac{V_e n_2}{n_1} - V_s \right) dt + i_L(0) = \frac{\frac{V_e n_2}{n_1} - V_s}{L} t + i_L(0) \quad (2.7)$$

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

Et le courant à travers les interrupteurs est :

$$i_{K2} = i_{K3} = i_1 = \frac{V_e}{L_1} t + I_{1min} \quad (2.8)$$

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

A travers cette phase tous les interrupteurs sont ouverts, le flux est constant d'où $v_2 = v_3 = 0$ et par conséquent les diodes D_1 et D_2 deviennent passantes puisque la tension

aux bornes de L est inversée (restitution de l'énergie emmagasinée). Le schéma équivalent de cette phase est montré sur la figure (2.4) :

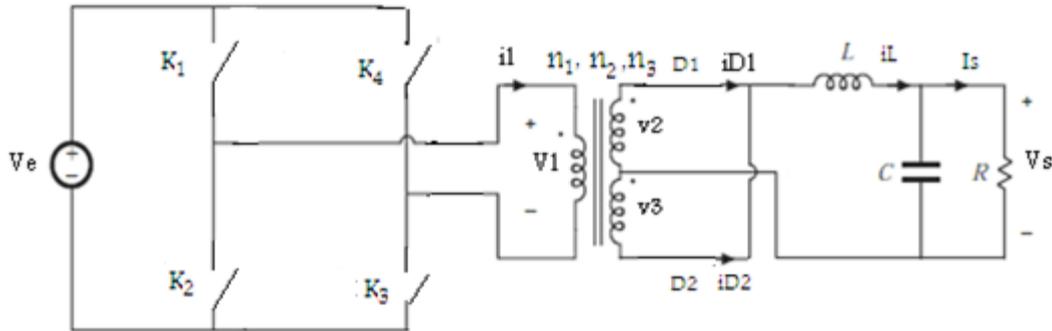


Fig.2.4 Alimentation Push-pull : interrupteurs ouverts et diodes passantes.

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

$$v_{K1} = v_{K2} = v_{K3} = v_{K4} = \frac{V_e}{2} \quad (2.9)$$

La tension aux bornes du primaire du transformateur est :

$$v_1 = 0 \quad (2.10)$$

Donc le courant $i_1 = 0$

La tension aux bornes du secondaire du transformateur est :

$$v_2 = v_3 = 0 \quad (2.11)$$

La tension aux bornes de l'inductance L est :

$$v_L = -V_s = L \frac{di_L}{dt} \quad (2.12)$$

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

$$i_L = \frac{1}{L} \int_{\alpha T}^t v_L dt + i_L(\alpha T) = \int_{\alpha T}^t -V_s dt + i_L(\alpha T) = -\frac{V_s}{L}(t - \alpha T) + i_L(\alpha T) \quad (2.13)$$

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

$$i_{D1} = i_{D2} = \frac{i_L}{2} = -\frac{V_s}{2L}(t - \alpha T) + i_L(\alpha T) \quad (2.14)$$

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

A travers cette phase, les interrupteurs K_1 et K_3 ainsi que la diode D_1 sont ouverts. D'autre part, les interrupteurs K_2 et K_4 et la diode D_2 sont fermées. Le schéma équivalent de cette phase est montré sur la figure 2.5 :

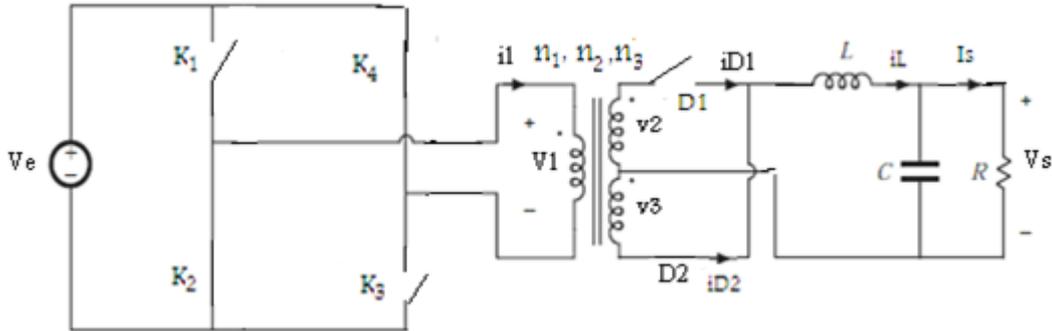


Fig.2.5 Alimentation Push-pull : interrupteurs K_2 , K_4 et diode D_2 fermés.

Les tensions aux bornes des interrupteurs sont :

$$v_{K1} = v_{K3} = V_e \quad (2.15)$$

La tension aux bornes du primaire du transformateur est :

$$v_1 = -V_e = L_1 \frac{di_1}{dt} \quad (2.16)$$

La tension aux bornes du secondaire du transformateur est :

$$v_2 = v_3 = \frac{v_1 n_2}{n_1} = -\frac{V_e n_2}{n_1} \quad (2.17)$$

La tension aux bornes de la diode D_1 est :

$$v_{D1} = v_A - v_K = v_2 - (-v_3) = \frac{-2V_e n_2}{n_1} \quad (2.18)$$

La tension aux bornes de l'inductance L est :

$$v_L = -v_3 - V_s = \frac{V_e n_2}{n_1} - V_s = L \frac{di_L}{dt} \quad (2.19)$$

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

$$i_3 = -i_{D2} = i_L = \frac{1}{L} \int_{\alpha T}^t v_L dt + i_L \left(\frac{T}{2} \right) = \frac{\frac{V_e n_2}{n_1} - V_s}{L} \left(t - \frac{T}{2} \right) + i_L \left(\frac{T}{2} \right) \quad (2.20)$$

Donc le courant dans le primaire du transformateur est :

$$i_1 = \frac{i_3 n_2}{n_1} = -\frac{i_{D2} n_2}{n_1} = \frac{1}{L} \cdot \frac{n_2}{n_1} \left(\frac{V_e n_2}{n_1} - V_s \right) \left(t - \frac{T}{2} \right) + \frac{n_2}{n_1} i_L \left(\frac{T}{2} \right) \quad (2.21)$$

Ou
$$i_1 = \frac{1}{L_1} \int v_1(t) dt = \frac{1}{L_1} \int_0^t -V_e dt + i_1\left(\frac{T}{2}\right) = -\frac{V_e}{L_1} t - I_{1min} \quad (2.22)$$

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

Le schéma électrique de cet intervalle est présenté par la figure (2.6), où tous les interrupteurs sont ouverts, et les deux diodes sont fermées. Dans ce cas l'analyse du fonctionnement de cette phase est identique à celui de l'intervalle " $\alpha T \leq t < T/2$ "

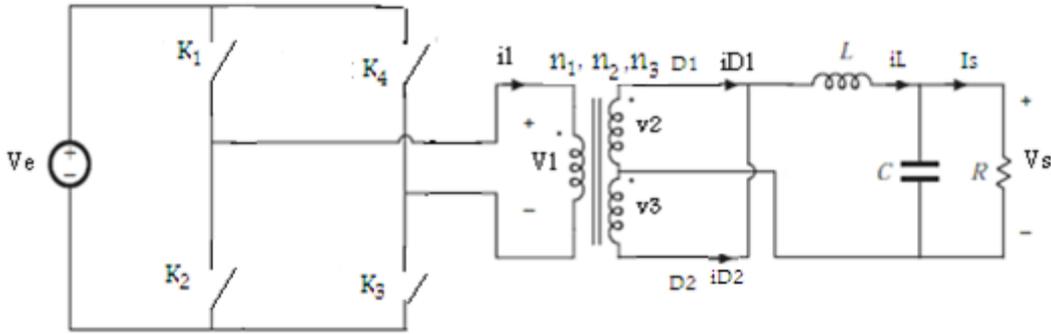


Fig.2.6 Alimentation Push-pull : interrupteurs ouverts et diodes passantes.

La figure (2.7) montre les formes d'ondes des tensions et des courants pour le mode de conduction continu (CCM) :

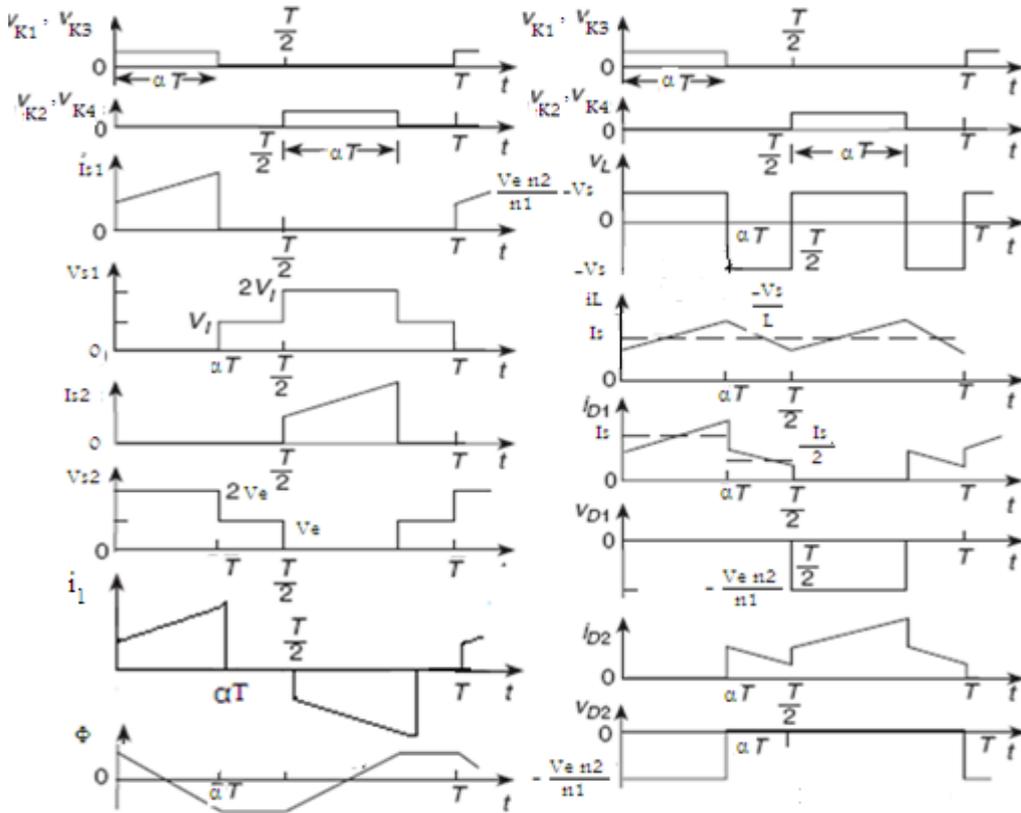


Fig.2.7 Montage Push-pull : allures des grandeurs électriques principales pour le mode de conduction continu (CCM).

II.3.1.1 Valeurs maximales des grandeurs des composants de puissance

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

$$V_{Kmax} = V_{emax} , \quad (2.23)$$

La valeur maximale du courant à travers chaque interrupteur est :

$$i_{Kmax} = \frac{I_{smax} n_2}{n_1} + \frac{\Delta i_{Lmax} n_2}{2n_1} . \quad (2.24)$$

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

$$V_{Dmax} = \frac{2V_{emax} n_2}{n_1} \quad (2.25)$$

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 :

$$I_{Dmax} = I_{smax} + \frac{\Delta i_{Lmax}}{2} \quad (2.26)$$

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 : [1]

$$v_{Lmoy} = \frac{1}{T/2} \left[\int_0^{T/2} v_L(t) dt \right] = \frac{2}{T} \left[\int_0^{\alpha T} (V_e \frac{n_2}{n_1} - V_s) dt + \int_{\alpha T}^{T/2} (-V_s) dt \right] = 0 \quad (2.27)$$

$$V_s = 2V_e \frac{n_2}{n_1} \alpha \quad (2.28)$$

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

$$M_V = \frac{V_s}{V_e} = \frac{2\alpha n_2}{n_1} \quad \text{Pour } \alpha \leq 0.5 \quad (2.29)$$

L'intervalle de M_v est :

$$0 \leq M_V \leq \frac{n_2}{n_1} \quad (2.30)$$

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 :

$$M_I = \frac{I_s}{I_e} = \frac{n_1}{2\alpha n_2} \quad (2.31)$$

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

II.3.1.3 Ondulations de courant et de tension

a) Ondulation de courant :

$$\text{Pour } 0 \leq t < \alpha T : i_L(t) = \left(V_e \frac{n_2}{n_1} - V_s \right) \frac{t}{L} + i_L(0)$$

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

$$\begin{aligned} i_L(\alpha T) &= \left(V_e \frac{n_2}{n_1} - V_s \right) \cdot \frac{\alpha T}{L} + i_L(0) \\ \Delta i_L &= i_L(\alpha T) - i_L(0) = \left(V_e \frac{n_2}{n_1} - V_s \right) \cdot \frac{\alpha T}{L} = \frac{V_s(0.5-\alpha)}{f \cdot L} \end{aligned} \quad (2.32)$$

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. [3]

La valeur de C est calculée en fonction du taux d'ondulation maximale toléré en sortie $\frac{\Delta V_s}{V_s}$.

En considérant une croissance et une décroissance de C linéaire en fonction du temps, ce qui est réaliste pour de faibles ondulations : [1]

La variation de la quantité de charge du condensateur C est égale à l'aire sous l'allure de $i_L(t)$, autrement dit (Fig.2.8) :

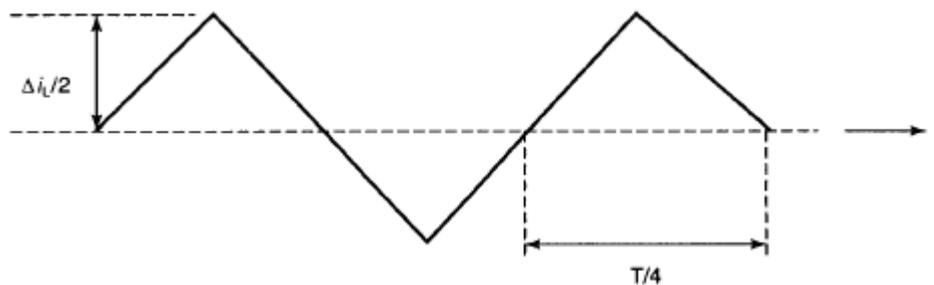


Fig.2.8 Ondulation de courant.

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

$$\text{Donc } \Delta Q = C \Delta V_s \Leftrightarrow \Delta V_s = \frac{0.5 - \alpha}{16f^2 LC} \quad (2.33)$$

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

Donc la valeur minimale de la capacité devient :

$$C_{min} = \frac{\left(\frac{1}{2} - \alpha_{min} \right)}{16f^2 L \frac{\Delta V_s}{V_s}} \quad (2.34)$$

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 (2.9) :

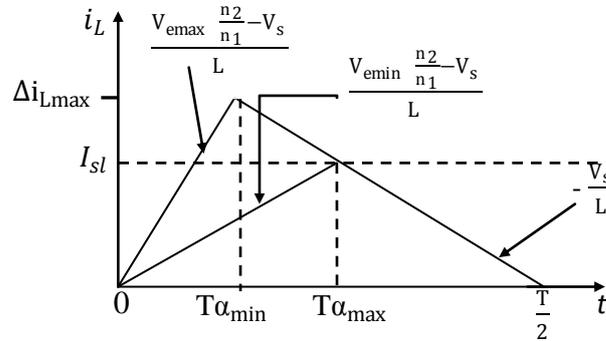


Fig.2.9 Forme d'onde du courant d'inductance à la limite entre CCM et DCM.

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

$$i_L = -\frac{V_s}{L}(t - \alpha T) + i_L(\alpha T) \quad (2.35)$$

Ce qui conduit à :

$$i_L\left(\frac{T}{2}\right) = -\frac{V_s\left(\frac{1}{2}-\alpha\right)T}{L} + i_L(\alpha T) = 0 \quad (2.36)$$

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

$$\Delta i_{Lmax} = i_{Lmax} = i_L(\alpha T) = \frac{V_s\left(\frac{1}{2}-\alpha_{min}\right)T}{L_{min}} = \frac{V_s\left(\frac{1}{2}-\alpha_{min}\right)}{fL_{min}} \quad (2.37)$$

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

$$I_{sl} = I_{smin} = \frac{\Delta i_{Lmax}}{2} = \frac{V_s\left(\frac{1}{2}-\alpha_{min}\right)}{2fL_{min}} = \frac{V_s}{R_{max}} \quad (2.38)$$

Le courant normalisé de la charge $\left(\frac{I_{sl}}{V_s} 2fL\right)$ en fonction du rapport cyclique α est égal à $(0.5 - \alpha)$, la représentation de ce courant est donnée par la figure (2.10).

La résistance de la charge à la limite est :

$$R_L = \frac{V_s}{I_{sl}} = \frac{2fL}{0.5 - \alpha} \quad (2.39)$$

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

$\frac{1}{(0.5 - \alpha)}$. Cette résistance est représentée par la figure (2.11) :

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

$$L_{min} = \frac{V_s (\frac{1}{2} - \alpha_{min})}{2f I_{smin}} = R_{max} \frac{(\frac{1}{2} - \alpha_{min})}{2f} = \alpha_{min} \frac{(V_{emax} \frac{n_2}{n_1} - V_s)}{2f I_{smin}} \tag{2.40}$$

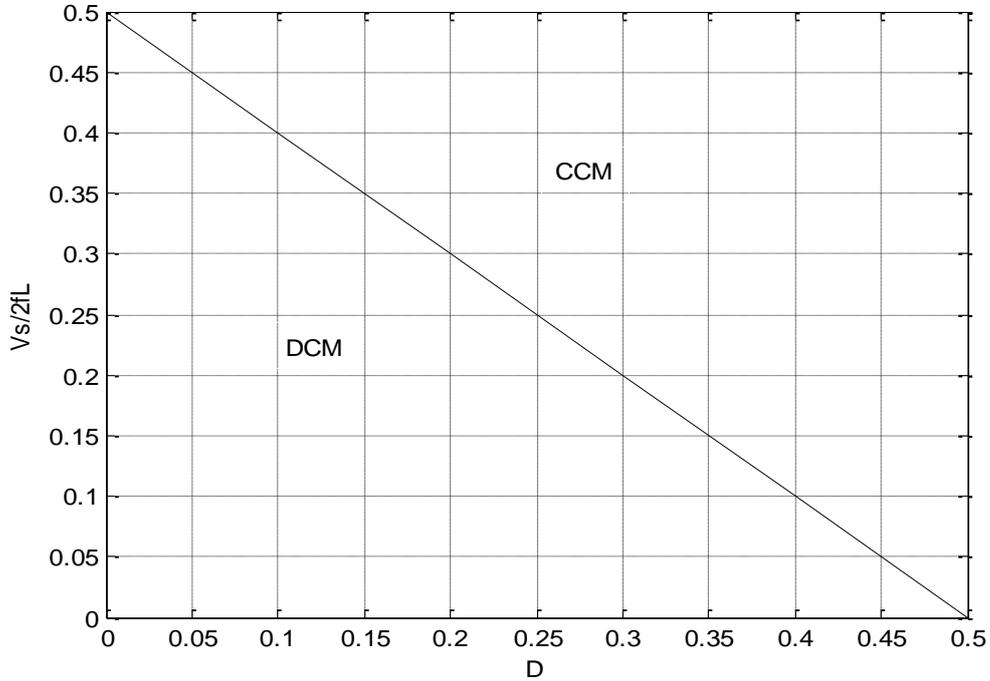


Fig.2.10 Courant normalisé de la charge en fonction du rapport cyclique à la limite entre CCM/DCM.

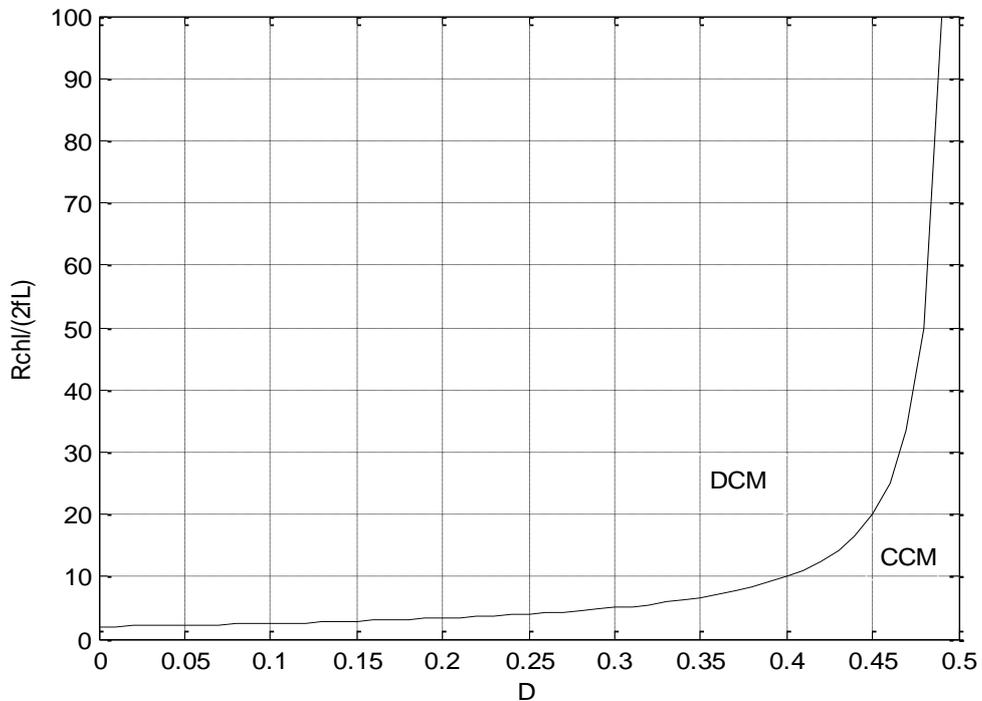


Fig.2.11 Résistance normalisée de la charge en fonction du rapport cyclique à la limite entre CCM/DCM.

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

La figure (2.12) 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 : $i_L \approx I_s$. [5]

Le courant des interrupteurs K_1 et K_3 peut s'exprimer par :

$$i_{K1} = i_{K3} = \begin{cases} \frac{I_s n_2}{n_1}, & \text{pour } 0 \leq t < \alpha T \\ 0 & \text{pour } \alpha T \leq t < T/2 \end{cases} \quad (2.41)$$

La valeur efficace du courant des interrupteurs K_1 et K_3 est :

$$i_{K1eff} = i_{K3eff} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_{K1}^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{\alpha T} (I_s n_2 / n_1)^2 dt} = \frac{I_s n_2 \sqrt{\alpha}}{n_1} \quad (2.42)$$

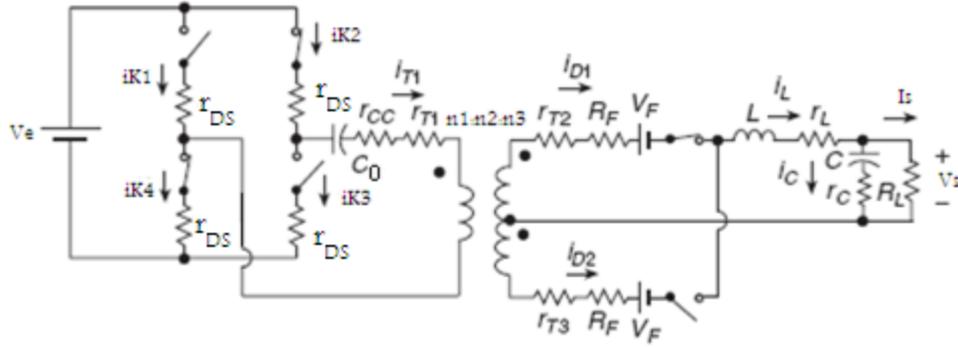


Fig.2.12 Circuit équivalent du convertisseur *Push-pull* avec les pertes de puissance.

Le courant des interrupteurs K_2 et K_4 est :

$$i_{K2} = i_{K4} = \begin{cases} 0, & \text{pour } 0 \leq t < T/2 \\ \frac{I_s n_2}{n_1}, & \text{pour } \frac{T}{2} \leq t < \frac{T}{2} + \alpha T \\ 0 & \text{pour } \frac{T}{2} + \alpha T \leq t < T \end{cases} \quad (2.43)$$

La valeur efficace du courant des interrupteurs K_2 et K_4 est :

$$i_{K2eff} = i_{K4eff} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_{K2}^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{T/2}^{T/2 + \alpha T} (I_s n_2 / n_1)^2 dt} = \frac{I_s n_2 \sqrt{\alpha}}{n_1} \quad (2.44)$$

Les pertes de conduction dans chaque interrupteur (cas du MOSFET) sont :

$$P_{K1} = r_{DS} i_{K1eff}^2 = \alpha \cdot r_{DS} (I_s n_2 / n_1)^2 = (\alpha \cdot r_{DS} \frac{P_s}{R}) (n_2 / n_1)^2 \quad (2.45)$$

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

$$P_{sw} = f C_0 V_e^2 = \frac{f C_0 n_1^2 V_s^2}{4 \alpha^2 n_2^2} = \frac{f C_0 V_s^2}{M_V^2} = \frac{f C_0 n_1^2 R}{4 \alpha^2 n_2^2} P_s = \frac{f n_1^2 C_0 R}{M_V^2} P_s \quad (2.46)$$

Les pertes totales dans chaque interrupteur (MOSFET) sont données par :

$$\begin{aligned} P_{FET} &= P_{K1} + \frac{P_{sw}}{2} = \alpha \cdot \frac{r_{DS} I_s^2 n_2^2}{n_1^2} + \frac{f C_0 V_e^2}{2} = \left(\alpha \cdot \frac{r_{DS}}{R} \frac{n_2^2}{n_1^2} + \frac{f C_0 n_1^2 R}{8 \alpha^2 n_2^2} \right) P_s \\ &= \left(\alpha \cdot \frac{r_{DS}}{R} \frac{n_2^2}{n_1^2} + \frac{f C_0 R}{2 M_V^2} \right) P_s \end{aligned} \quad (2.47)$$

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

$$i_{rT1} = \begin{cases} \frac{I_s n_2}{n_1}, & \text{pour } 0 \leq t < \alpha T \\ 0, & \text{pour } \alpha T \leq t < \frac{T}{2} \\ \frac{I_s n_2}{n_1}, & \text{pour } \frac{T}{2} \leq t < \frac{T}{2} + \alpha T \\ 0 & \text{pour } \frac{T}{2} + \alpha T \leq t < T \end{cases} \quad (2.48)$$

Donc, la valeur efficace de ce courant est :

$$\begin{aligned} I_{rT1eff} &= \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_{rT1}^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \left[\int_0^{\alpha T} (I_s n_2 / n_1)^2 dt + \int_{T/2}^{T/2 + \alpha T} (I_s n_2 / n_1)^2 dt \right]} \\ &= \sqrt{\frac{2}{T} \int_0^{\alpha T} (I_s n_2 / n_1)^2 dt} = \frac{I_s n_2 \sqrt{2\alpha}}{n_1} \end{aligned} \quad (2.49)$$

Et les pertes joule du primaire du transformateur sont :

$$P_{rT1} = r_{T1} I_{rT1eff}^2 = 2\alpha \cdot \frac{r_{T1} I_s^2 n_2^2}{n_1^2} = \left(2\alpha \cdot \frac{r_{T1}}{R} \frac{n_2^2}{n_1^2} \right) P_s \quad (2.50)$$

Le courant de la diode D_1 est approximé par :

$$i_{D1} = \begin{cases} I_s & \text{pour } 0 \leq t < \alpha T \\ \frac{I_s}{2}, & \text{pour } \alpha T \leq t < T/2 \\ 0, & \text{pour } \frac{T}{2} \leq t < \frac{T}{2} + \alpha T \\ \frac{I_s}{2} & \text{pour } \frac{T}{2} + \alpha T \leq t < T \end{cases} \quad (2.51)$$

La valeur efficace de ce courant est donné par :

$$I_{D1eff} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_{D1}^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{T} [\int_0^{\alpha T} I_s^2 dt + 2 \int_{\alpha T}^{T/2} (\frac{I_s}{2})^2 dt]} = \frac{I_s \sqrt{2\alpha+1}}{2} \quad (2.52)$$

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

$$P_{RF1} = R_F I_{D1eff}^2 = \frac{(2\alpha+1)R_F I_s^2}{4} = \frac{(2\alpha+1)R_F}{4R} P_s \quad (2.53)$$

La valeur moyenne du courant de la diode D_1 est :

$$I_D = \frac{1}{T} \int_0^T i_{D1} dt = \frac{I_s}{2} \quad (2.54)$$

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

$$P_{VF1} = V_F I_D = \frac{V_F I_s}{2} = \frac{V_F}{2V_s} P_s \quad (2.55)$$

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

$$P_{D1} = P_{VF1} + P_{RF1} = \frac{(2\alpha+1)R_F I_s}{4} + \frac{V_F I_s}{2} = \left[\frac{(2\alpha+1)R_F}{4R} + \frac{V_F}{2V_s} \right] P_s \quad (2.56)$$

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_1 . Par conséquent, les pertes de puissance dans la résistance r_{T2} de cet enroulement sont :

$$P_{rT2} = r_{T2} I_{D1eff}^2 = \frac{(2\alpha+1)r_{T2} I_s^2}{4} = \frac{(2\alpha+1)r_{T2}}{4} P_s \quad (2.57)$$

Les pertes de puissance dans la résistance de l'enroulement secondaire n_3 sont :

$$P_{rT3} = P_{rT2} \quad (2.58)$$

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

$$i_{Leff} \approx I_s \quad (2.59)$$

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

$$P_{rL} = r_L i_{Leff}^2 = r_L I_s^2 = \frac{r_L}{R} P_s \quad (2.60)$$

Le courant à travers le condensateur de filtrage C est :

$$i_C \approx i_L - I_s = \begin{cases} \frac{\Delta i_L}{\alpha T} t - \frac{\Delta i_L}{2}, & \text{pour } 0 \leq t < \alpha T \\ -\frac{\Delta i_L}{(0.5-\alpha)T} (t - \alpha T) + \frac{\Delta i_L}{2}, & \text{pour } \alpha T \leq t < T/2 \end{cases} \quad (2.61)$$

Donc, en utilisant la relation (2.32), on obtient la valeur efficace du courant du condensateur :

$$i_{Ceff} = \sqrt{\frac{1}{T/2} \int_0^{T/2} i_C^2 dt} = \frac{\Delta i_L}{\sqrt{12}} = \frac{V_s(0.5-\alpha)}{\sqrt{12}fL} \quad (2.62)$$

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

$$P_{rC} = r_C I_{Ceff}^2 = \frac{r_C(\Delta i_L)}{12} = \frac{r_C V_s^2 (0.5-\alpha)^2}{12f^2 L^2} = \frac{r_C R (0.5-\alpha)^2}{12f^2 L^2} P_s \quad (2.63)$$

Les pertes de puissance totales sont :

$$\begin{aligned} P_T &= 4P_{K1} + 4P_{sw} + P_{rT1} + 2P_{rT2} + 2P_{D1} + P_{rL} + P_{rC} \\ &= \frac{I_s^2 \alpha (4r_{DS} + 2r_{T1}) n_2^2}{n_1^2} + 4fC_0 V_e^2 + \frac{(2\alpha + 1)(R_F + r_{T2}) I_s^2}{2} + V_F I_s + r_L I_s^2 + \frac{r_C (\Delta i_L)^2}{12} \\ &= \left[\frac{\alpha (4r_{DS} + 2r_{T1}) n_2^2}{R n_1^2} + \frac{4f C_0 R}{M_V^2} + \frac{(2\alpha + 1)(R_F + r_{T2})}{2R} + \frac{V_F}{V_s} + \frac{r_L}{R} + \frac{r_C R (0.5-\alpha)^2}{12f^2 L^2} \right] P_s \end{aligned} \quad (2.64)$$

Ainsi, le rendement du convertisseur est :

$$\eta = \frac{P_s}{P_s + P_T} = \frac{1}{1 + \frac{P_T}{P_s}} = \frac{1}{1 + \frac{\alpha (4r_{DS} + 2r_{T1}) n_2^2}{R n_1^2} + \frac{4f C_0 R}{M_V^2} + \frac{(2\alpha + 1)(R_F + r_{T2})}{2R} + \frac{V_F}{V_s} + \frac{r_L}{R} + \frac{r_C R (0.5-\alpha)^2}{12f^2 L^2}} \quad (2.65)$$

II. 3.1.6 Rapports de transfert en tenant compte des pertes :

Le courant au primaire du transformateur est :

$$i_1 \approx i_{K1} + i_{K4} = \begin{cases} I_s \frac{n_2}{n_1} & \text{pour } 0 \leq t < \alpha T \\ 0 & \text{pour } \alpha T \leq t < \frac{T}{2} \\ I_s \frac{n_2}{n_1} & \text{pour } \frac{T}{2} \leq t < \frac{T}{2} + \alpha T \\ 0 & \text{pour } \frac{T}{2} + \alpha T \leq t < T \end{cases} \quad (2.66)$$

Donc, la composante continue de ce courant est :

$$I_e = \frac{1}{T/2} \int_0^{\alpha T} i_{K1} dt = \frac{2}{T} \int_0^{\alpha T} I_s \frac{n_2}{n_1} dt = 2\alpha I_s \frac{n_2}{n_1} \quad (2.67)$$

Donc le rapport de transfert en courant devient :

$$M_I = \frac{I_s}{I_e} = \frac{n_1}{2\alpha n_2} \quad (2.71)$$

Le rendement du convertisseur peut s'exprimer par :

$$\eta = \frac{P_s}{P_e} = \frac{V_s I_s}{V_e I_e} = M_V M_I = \frac{M_V n_1}{2\alpha n_2} \quad (2.72)$$

D'où l'expression du rapport de transfert en tension est :

$$M_V = \frac{\eta}{M_I} = \frac{2\alpha n_2}{n_1} \eta = \frac{2\alpha n_2}{n_1 \left[1 + \frac{\alpha(4r_{DS} + 2r_{T1})n_2^2}{Rn_1^2} + \frac{4fC_0R}{M_V^2} + \frac{(2\alpha+1)(R_F+r_{T2})}{2R} + \frac{V_F+r_L+r_C R(0.5-\alpha)^2}{V_s+R} + \frac{1}{12f^2L^2} \right]} \quad (2.73)$$

D'où, le rapport cyclique est :

$$\alpha = \frac{M_V n_1}{2\eta n_2} = \frac{V_s n_1}{2V_e \eta n_2} \quad (2.74)$$

II.3.2 Fonctionnement en mode discontinu

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

Pendant cet intervalle, les interrupteurs K_1 et K_3 ainsi que la diode D_1 sont fermés, d'autre part les autres interrupteurs sont ouverts. Le circuit équivalent dans ce cas est donné par la figure (2.13) :

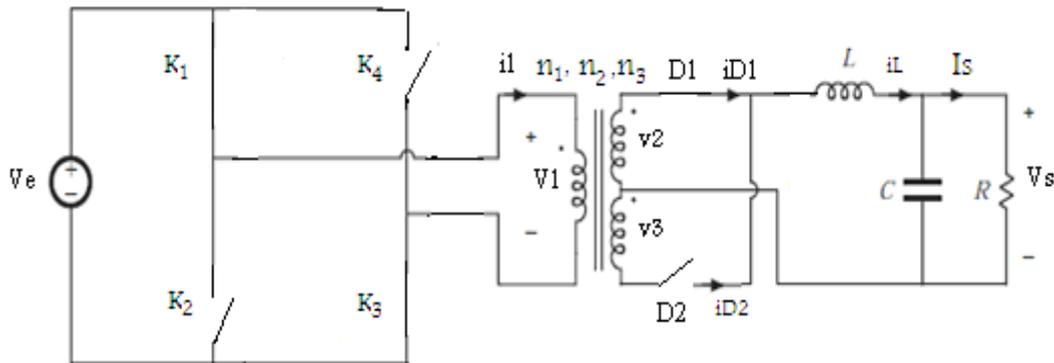


Fig.2.13 Circuit équivalent pour $0 \leq t < \alpha T$.

Les tensions aux bornes des interrupteurs ouverts sont :

$$v_{K2} = v_{K4} = V_e \quad (2.75)$$

Les tensions aux bornes du secondaire du transformateur sont :

$$v_2 = v_3 = \frac{V_e n_2}{n_1} \quad (2.76)$$

La tension aux bornes de la diode D_2 est :

$$v_{D2} = -(v_2 + v_3) = -\frac{2V_e n_2}{n_1} \quad (2.77)$$

La tension aux bornes de l'inductance L est :

$$v_L = V_e \frac{n_2}{n_1} - V_s = L \frac{di_L}{dt} \quad \text{avec } i_L(0) = 0 \quad (2.78)$$

Le courant dans l'inductance est :

$$i_L = \frac{1}{L} \int_0^t V_L dt = \frac{(V_e \frac{n_2}{n_1} - V_s)}{L} t \quad (2.79)$$

Avec $i_{D1} = i_L$

Le courant au primaire du transformateur est :

$$i_1 = \frac{V_e}{L_1} t \quad \text{puisque } i_1(0) = 0 \quad (2.80)$$

b) Deuxième intervalle : $\alpha T \leq t < (\alpha + \alpha_1)T$

Pendant cet intervalle, tous les interrupteurs sont ouverts, et les diodes sont passantes.

Le circuit équivalent dans ce cas est donné par la figure (2.14) :

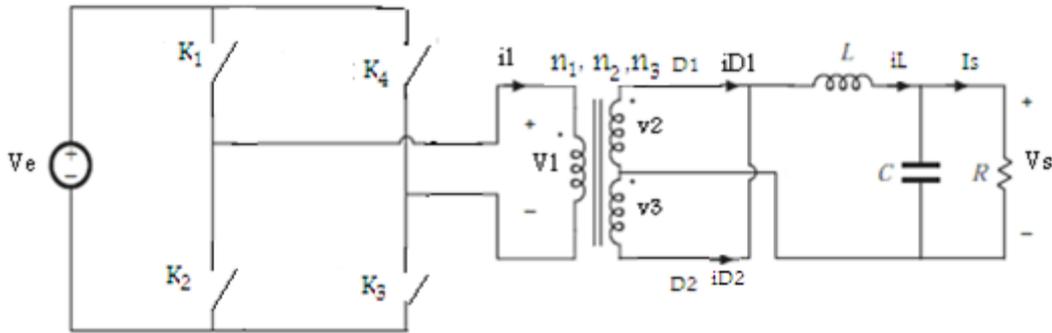


Fig.2.14 Circuit équivalent pour $\alpha T \leq t < (\alpha + \alpha_1)T$.

Les tensions aux bornes des interrupteurs K_1 , K_2 , K_3 et K_4 sont :

$$v_{K_1} = v_{K_2} = v_{K_3} = v_{K_4} = \frac{V_e}{2} \quad (2.81)$$

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

$$v_1 = v_2 = v_3 = 0 \quad (2.82)$$

La tension aux bornes de l'inductance L est :

$$v_L = -V_s = L \frac{di_L}{dt} \quad (2.83)$$

Le courant dans l'inductance L est :

$$\begin{aligned} i_L &= \frac{1}{L} \int_{\alpha T}^t v_L dt + i_L(\alpha T) = \frac{1}{L} \int_{\alpha T}^t (-V_s) dt + i_L(\alpha T) \\ &= -\frac{V_s}{L} (t - \alpha T) + \left(\frac{V_e \frac{n_2}{n_1} - V_s}{L} \right) \alpha T \end{aligned} \quad (2.84)$$

Les courants des diodes sont :

$$i_{D1} = i_{D2} = \frac{i_L}{2} = -\frac{V_s}{2L}(t - \alpha T) + \frac{i_L(\alpha T)}{2} \quad (2.85)$$

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

Au cours de cet intervalle, tous les interrupteurs et les diodes sont ouverts. Le circuit équivalent est donné par la figure (2.15) :

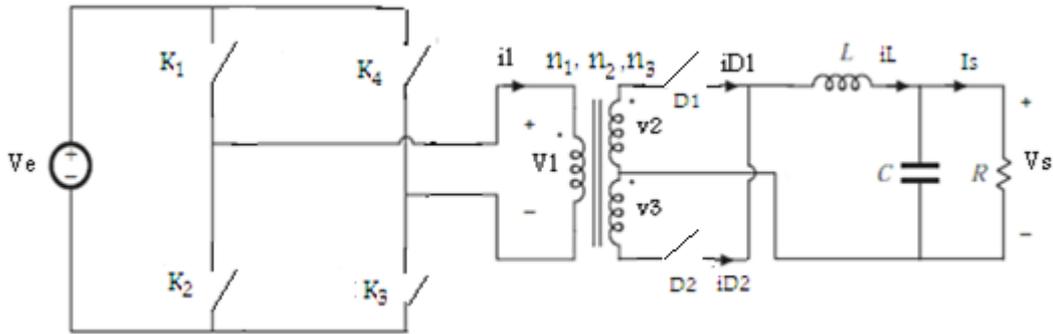


Fig.2.15 Circuit équivalent pour $(\alpha + \alpha_1) T \leq t < T/2$.

Les tensions aux bornes des interrupteurs K_1 , K_2 , K_3 et K_4 sont :

$$v_{K1} = v_{K2} = v_{K3} = v_{K4} = \frac{V_e}{2} \quad (2.86)$$

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

$$v_1 = v_2 = v_3 = 0 \quad (2.87)$$

Les tensions aux bornes des diodes sont :

$$v_{D1} = v_{D2} = -V_s \quad (2.88)$$

Le courant de l'inductance i_L , la tension aux bornes de l'inductance v_L et les courants des diodes D_1 et D_2 sont tous nuls :

$$v_L = 0 \quad (2.89)$$

$$i_L = i_{D1} = i_{D2} = 0 \quad (2.90)$$

La figure (2.16) montre les formes d'ondes des tensions et des courants pour ce mode de conduction :

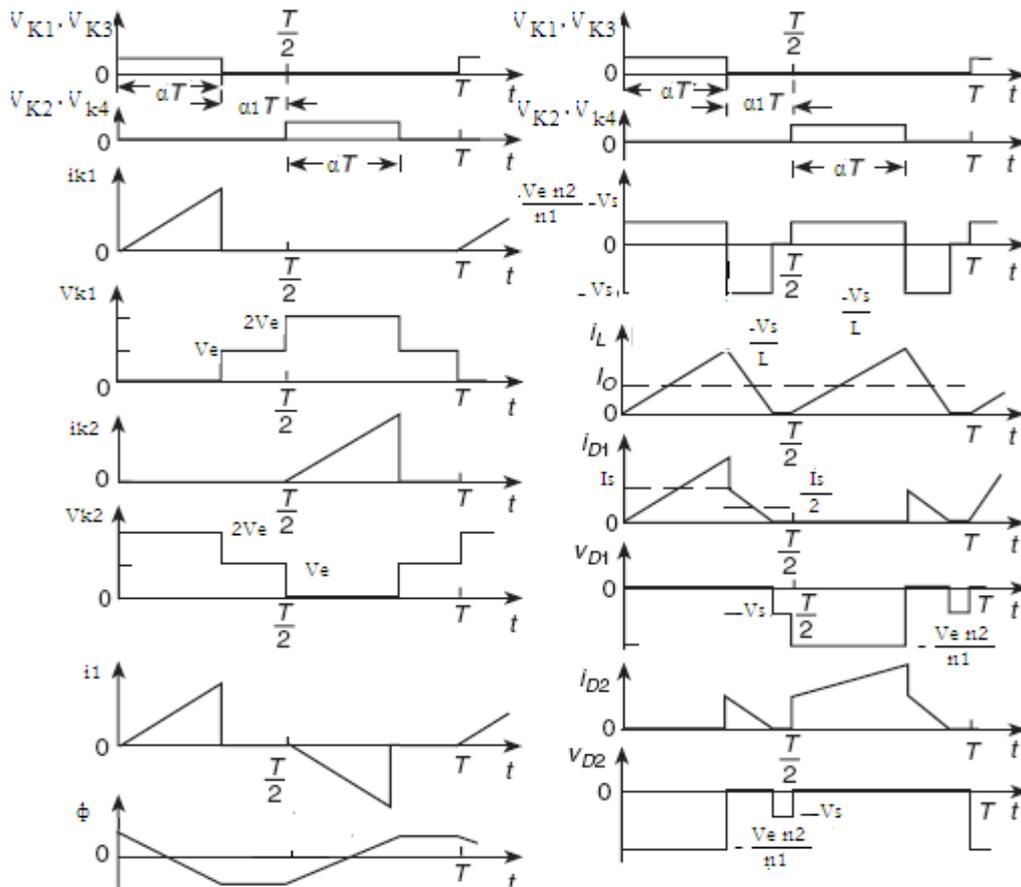


Fig.2.16 Montage Push-pull : allures des grandeurs électriques principales pour le mode de conduction discontinu (DCM).

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 :

$$v_L = \begin{cases} V_e \frac{n_2}{n_1} - V_s, & \text{pour } 0 \leq t < \alpha T \\ -V_s, & \text{pour } \alpha T \leq t < (\alpha + \alpha_1) T \\ 0 & \text{pour } (\alpha + \alpha_1) T \leq t < T/2 \end{cases} \quad (2.91)$$

Donc

$$v_{Lmoy} = \frac{1}{T/2} \int_0^{T/2} v_L(t) dt = \frac{2}{T} \left[\int_0^{\alpha T} (V_e \frac{n_2}{n_1} - V_s) dt + \int_{\alpha T}^{(\alpha + \alpha_1) T} -V_s dt \right] = 0$$

$$= 2 \left(V_e \frac{n_2}{n_1} - V_s \right) \alpha - 2\alpha_1 V_s = \alpha V_e \frac{n_2}{n_1} - \alpha V_s - \alpha_1 V_s = 0$$

$$\Leftrightarrow V_s = \frac{\alpha}{\alpha + \alpha_1} V_e \frac{n_2}{n_1} \quad (2.92)$$

II.3.2.2 Ondulation de courant

De l'équation (2.79) :

$$i_L(\alpha T) = \frac{\left(\frac{n_2 V_e}{n_1} - V_s\right)}{L} \alpha T. \quad (2.93)$$

Nous avons :

$$\Delta i_L = i_L(\alpha T) = \frac{\left(\frac{n_2 V_e}{n_1} - V_s\right)}{L} \alpha T \quad (2.94)$$

De l'équation (2.84) :

$$i_L((\alpha + \alpha_1)T) = -\frac{V_s}{L} \alpha_1 T + i_L(\alpha T) = 0$$

$$\Delta i_L = i_L(\alpha T) = \frac{V_s}{L} \alpha_1 T \quad (2.95)$$

II.3.2.3 Rapport de transfert du convertisseur en mode discontinu

Des équations (2.94) et (2.95), on a :

$$\left(\frac{V_e n_2}{n_1} - V_s\right) \alpha T = V_s \alpha_1 T \quad (2.96)$$

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

$$M_V = \frac{V_s}{V_e} = \frac{n_2 \alpha}{n_1 (\alpha + \alpha_1)} \quad (2.97)$$

Des équations (2.94) et (2.97) :

$$\Delta i_L = \frac{\left(\frac{n_2 V_e}{n_1} - V_s\right) \alpha T}{L} = \frac{\alpha V_s (n_2 - n_1 M_V)}{n_1 M_V f L} \quad (2.98)$$

Le courant de sortie est égal à la valeur moyenne du courant d'inductance. En utilisant (2.97) et (2.98), on obtient :

$$I_s = \frac{1}{T/2} \int_0^{T/2} i_L dt = \frac{2}{T} \frac{(\alpha + \alpha_1) T \Delta i_L}{2} = (\alpha + \alpha_1) \Delta i_L \quad (2.99)$$

$$= \frac{\alpha V_s (\alpha + \alpha_1) (n_2 - n_1 M_V)}{n_1 M_V f L} = \frac{n_2 \alpha^2 V_s (n_2 - n_1 M_V)}{n_1^2 M_V^2 f L} \quad (2.100)$$

Donc :

$$\alpha = \sqrt{\frac{n_1^2 M_V^2 f L I_s}{n_2 (n_2 - n_1 M_V) V_s}} = \sqrt{\frac{n_1^2 M_V^2 f L}{n_2 (n_2 - n_1 M_V) R}} \quad \text{pour } \alpha \leq 0.5 - \frac{2fL}{R} = 0.5 - \frac{2fL I_s}{V_s} \quad (2.101)$$

À la limite de CCM/DCM :

$$M_{Vl} = \frac{2n_2 \alpha_l}{n_1} \quad (2.102)$$

Comme dans le CCM, la substitution de cette équation dans (2.101) donne le rapport cyclique α_l à la limite entre CCM et DCM :

$$\alpha_l = 0.5 - \frac{2Lf}{R_L} \quad (2.103)$$

Les figures (2.17) et (2.18) 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 de $\frac{M_V n_1}{n_2}$ et pour les deux modes CCM et DCM du convertisseur en pont sans pertes :

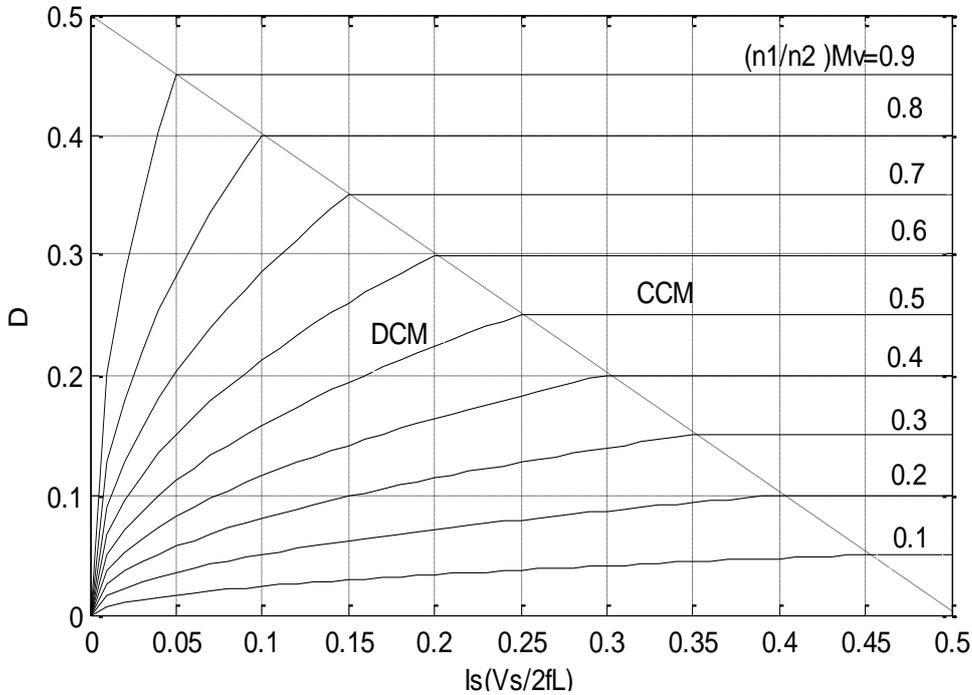


Fig.2.17 Rapport cyclique α en fonction du courant normalisé de la charge $\frac{I_s}{(V_s/2Lf)}$ selon les valeurs de $\frac{n_1 M_V}{n_2}$

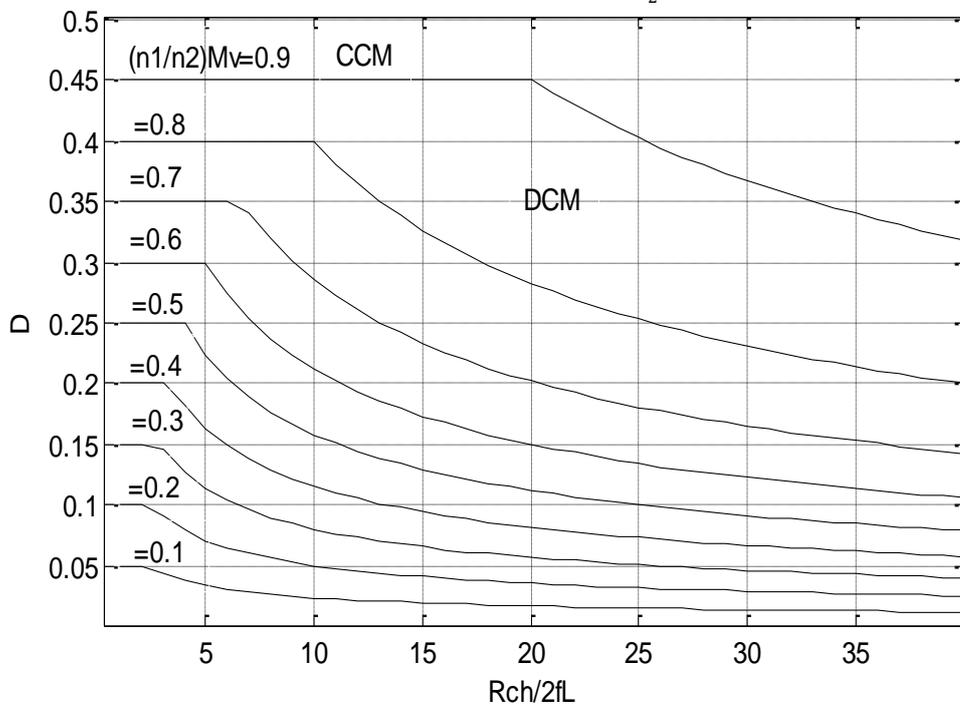


Fig.2.18 Rapport cyclique α en fonction de la résistance normalisée de la charge $\frac{R}{2Lf}$ selon les valeurs de $\frac{n_1 M_V}{n_2}$

De l'équation (2.101)

$$\frac{fL}{\alpha^2 R} \frac{n_1^2}{n_2^2} M_V^2 + \frac{n_1}{n_2} M_V - 1 = 0 \quad (2.104)$$

La solution de cette équation en M_V donne :

$$M_V = \frac{V_s}{V_e} = \frac{2n_2}{n_1 \left(1 + \sqrt{1 + \frac{4fL}{\alpha^2 R}} \right)} \quad (2.105)$$

$$= \frac{2n_2}{n_1 \left(1 + \sqrt{1 + \frac{4fL I_s}{\alpha^2 V_s}} \right)}, \quad \text{pour } \alpha \leq 0.5 - \frac{2fL}{R} = 0.5 - \frac{2fL I_s}{V_s}. \quad (2.106)$$

Les figures (2.19) et (2.20) représentent les courbes de $\frac{M_V n_1}{n_2}$ 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 de α et pour les deux modes CCM et DCM du convertisseur en pont sans pertes. Notons que M_V dépend fortement de α , R , L et f pour le mode discontinu (DCM).

$$= \frac{\alpha}{2} \left(\sqrt{1 + \frac{4fL I_s}{\alpha^2 V_s}} - 1 \right), \quad \text{pour } \alpha \leq 0.5 - \frac{2fL}{R} = 0.5 - \frac{2fL I_s}{V_s} \quad (2.107)$$

Le courant continu d'entrée est donné par :

$$i_e = i_{K1} = i_1 = \frac{i_2 n_2}{n_1} = \frac{i_L n_2}{n_1} = \frac{n_2 \left(\frac{n_2 V_e}{n_1} - V_s \right)}{L n_1} t \quad \text{pour } 0 \leq t < \alpha T \quad (2.108)$$

$$I_e = \frac{1}{T/2} \int_0^{\alpha T} i_1 dt = \frac{2}{T} \int_0^{\alpha T} \frac{n_2 \left(\frac{n_2 V_e}{n_1} - V_s \right)}{L n_1} t dt = \frac{\alpha^2 n_2 \left(\frac{n_2 V_e}{n_1} - V_s \right)}{n_1 f L} \quad (2.109)$$

La puissance d'entrée est :

$$P_e = V_e I_e = \frac{\alpha^2 n_2 \left(\frac{n_2 V_e^2}{n_1} - V_s V_e \right)}{n_1 f L} \quad (2.110)$$

Et la puissance de sortie est :

$$P_s = \frac{V_s^2}{R} \quad (2.111)$$

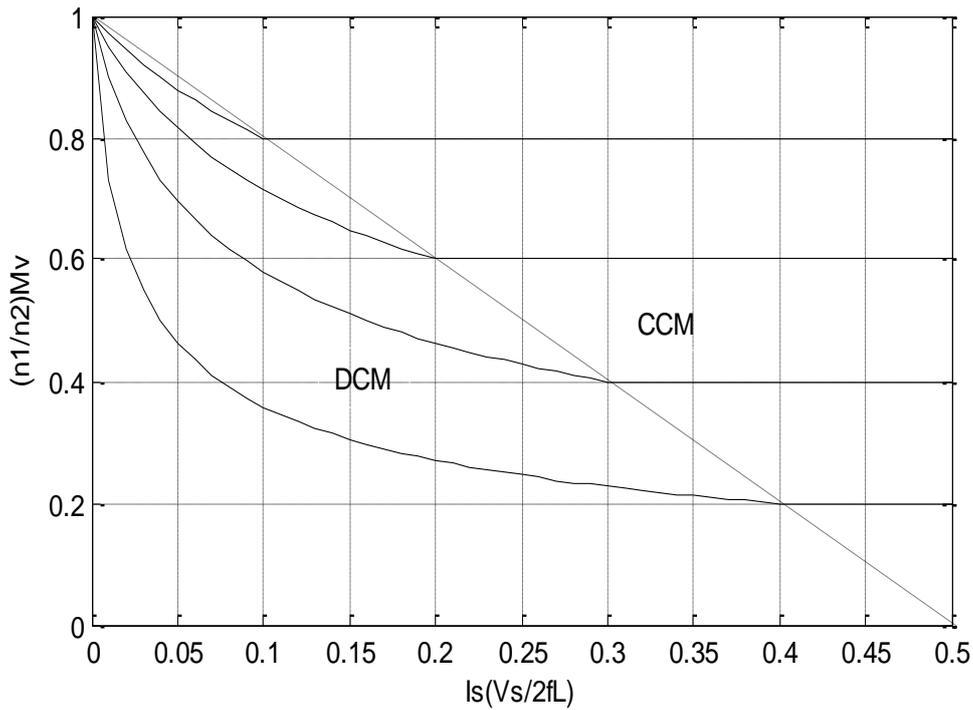


Fig.2.19 Rapport de transfert en tension $\frac{M_V n_1}{n_2}$ en fonction du courant normalisé de la charge $\frac{I_s}{(V_s/2Lf)}$ selon les valeurs de α .

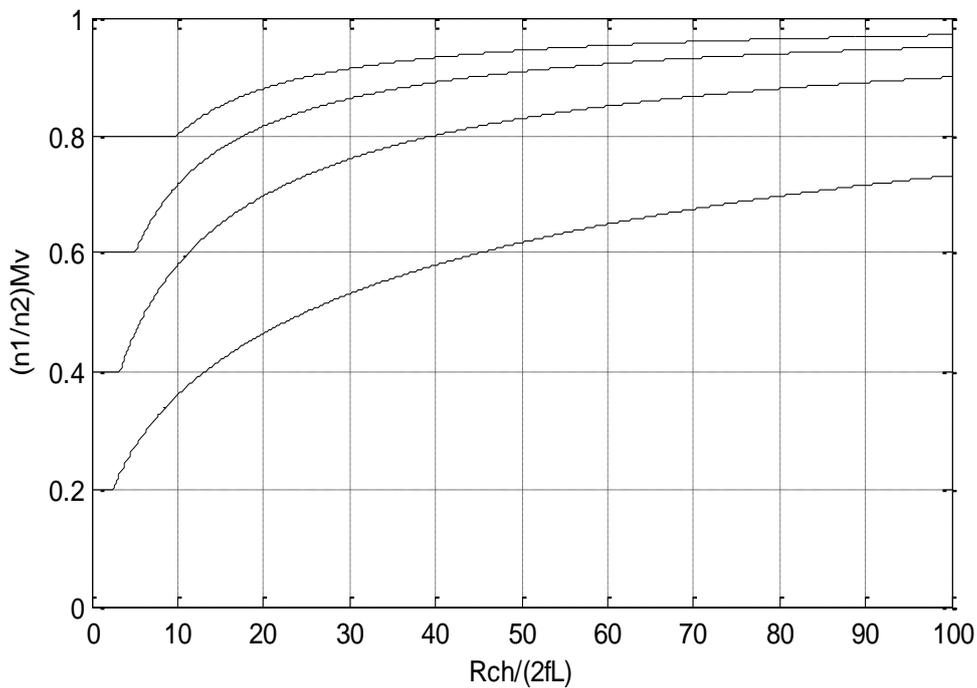


Fig.2.20 Rapport de transfert en tension $\frac{M_V n_1}{n_2}$ en fonction de la résistance normalisée de la charge $\frac{R}{2Lf}$ selon les valeurs de α .

Le rendement du convertisseur est :

$$\eta = \frac{P_s}{P_e} = \frac{fL n_1^2 M_V^2}{\alpha^2 R n_2^2 \left(1 - \frac{M_V n_1}{n_2}\right)} \quad (2.112)$$

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

$$\alpha = \sqrt{\frac{fL n_1^2 M_V^2}{\eta R n_2^2 \left(1 - \frac{M_V n_1}{n_2}\right)}} \quad (2.113)$$

$$= \sqrt{\frac{fL n_1^2 M_V^2 I_s}{\eta V_s n_2^2 \left(1 - \frac{M_V n_1}{n_2}\right)}}, \text{ pour } \alpha \leq 0.5 - \frac{2fL}{R} = 0.5 - \frac{2fL I_s}{V_s} \quad (2.114)$$

Le rapport de transfert en tension devient :

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

$$= \frac{2n_2}{n_1 \left(1 + \sqrt{1 + \frac{4fL I_s}{\eta \alpha^2 V_s}}\right)} \text{ pour } \alpha \leq 0.5 - \frac{2fL}{R} = 0.5 - \frac{2fL I_s}{V_s} \quad (2.115)$$

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

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 (2.21) :

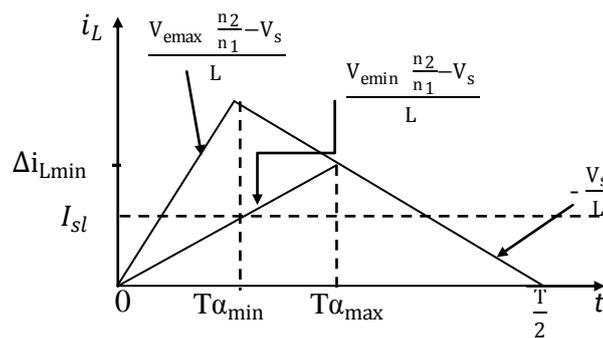


Fig.2.21 Forme d'onde du courant d'inductance à la limite entre CCM et DCM pour V_{emin} et V_{emax} .

Le maximum du courant de sortie à la limite est :

$$I_{smax} = I_{sl} = \frac{\Delta i_{Lmin}}{2} = \frac{V_s \left(\frac{1}{2} - \alpha_{lmax}\right)}{2fL_{max}} = \frac{V_s}{R_{min}} \quad (2.116)$$

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

$$L_{max} = R_{min} \frac{\left(\frac{1}{2} - \alpha_{lmax}\right)}{2f} = \frac{V_s \left(\frac{1}{2} - \alpha_{lmax}\right)}{2f I_{smax}} \quad (2.117)$$

II.4 Conclusion

L'alimentation à découpage *Push-pull* est un convertisseur DC-DC isolé non réversible qui permet d'abaisser ou d'élever la tension de sortie. Elle est choisie lorsque la puissance de sortie est de quelques centaines de Watts.

Cette alimentation est alimentée par un onduleur pour exploiter les deux quadrants du cycle magnétique du transformateur. 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.

Dans le chapitre suivant et dans le but d'analyser le fonctionnement d'une alimentation à découpage *Push-pull*, selon des données pratiques, nous allons dimensionner par calcul cette alimentation pour simuler (sous *Psim*) son fonctionnement à partir de l'évolution temporelle des différentes grandeurs caractérisant celui-ci.

III.1 Introduction

Dans ce chapitre nous allons calculer les différents éléments d'une alimentation à découpage *Push-pull* en pont (transformateur, inductance, condensateur) et choisir les interrupteurs de puissance (MOSFETs et diodes) à partir de la détermination des valeurs maximales des courants à l'état « *On* » et des tensions supportées à l'état « *Off* ».

La simulation sous *Psim* nous permet de suivre l'évolution des différentes grandeurs d'entrée et de sortie, dans le cas d'un fonctionnement du montage en mode continu. Ceci permet aussi de comparer les valeurs des différentes grandeurs, déterminées par calcul à celles obtenues par simulation.

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

III.2.1 Cahier de charges

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

Tension d'entrée : $V_{enom} = 311 \text{ V}$, $V_{emin} = 283 \text{ V}$, $V_{emax} = 340 \text{ V}$,

Tension de sortie : $V_s = 48 \text{ V}$,

Courant de sortie : $I_{smin} = 2.5 \text{ A}$, $I_{smax} = 25 \text{ A}$,

Fréquence de découpage ultrasonore : $f = 50 \text{ KHz}$,

Ondulation relative de la tension de sortie : $\frac{\Delta V_s}{V_s} \leq 1 \%$

III.2.2 Calcul numérique

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

$$P_{smax} = V_s I_{smax} = 48 \times 25 = 1200 \text{ W} \quad (3.1)$$

$$P_{smin} = V_s I_{smin} = 48 \times 2.5 = 120 \text{ W} \quad (3.2)$$

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

$$R_{min} = \frac{V_s}{I_{smax}} = \frac{48}{25} = 1,92 \Omega \quad (3.3)$$

$$R_{max} = \frac{V_s}{I_{smin}} = \frac{48}{2.5} = 19,2 \Omega \quad (3.4)$$

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

$$M_{Vmin} = \frac{V_s}{V_{emax}} = \frac{48}{340} = 0,1412 \quad (3.5)$$

$$M_{Vnom} = \frac{V_s}{V_{enom}} = \frac{48}{311} = 0,1543 \quad (3.6)$$

$$M_{Vmax} = \frac{V_s}{V_{emin}} = \frac{48}{283} = 0,1696 \quad (3.7)$$

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

$$\frac{n_1}{n_2} = \frac{2\eta\alpha_{max}}{M_{Vmax}} = \frac{2 \cdot 0,85 \cdot 0,4}{0,1696} = 4,01 \quad (3.8)$$

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

$$\alpha_{min} = \frac{n_1 M_{Vmin}}{2\eta n_2} = \frac{4 \cdot 0,1411}{2 \cdot 0,85 \cdot 1} = 0,3322 \quad (3.9)$$

$$\alpha_{nom} = \frac{n_1 M_{Vnom}}{2\eta n_2} = \frac{4 \cdot 0,1543}{2 \cdot 0,85 \cdot 1} = 0,363 \quad (3.10)$$

Pour une fréquence de commutation $f = 50 \text{ KHz}$, la valeur minimale de l'inductance nécessaire pour fonctionner en mode continu (CCM) est :

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

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

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

$$\Delta i_{Lmax} = \frac{V_s(0,5 - \alpha_{min})}{Lf} = \frac{48 \times (0,5 - 0,3322)}{50 \times 10^3 \times 40 \times 10^{-6}} = 4,027 \text{ A} \quad (3.13)$$

• Inductances propres du primaire et du secondaire

De l'équation (2.3) du chapitre II :

$$\Delta i_1 = I_{1max} - I_{1min} = \frac{\alpha V_e}{f L_1} \quad (3.14)$$

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

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

De l'équation (2.7) du chapitre II : $i_2 = i_{D1} = i_L$

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

$$\text{Donc} \quad \Delta i_{1max} = \frac{n_2}{n_1} \Delta i_{Lmax} = \frac{1}{4} \cdot 4,027 = 1 \text{ A} \quad (3.16)$$

De l'équation (3.14) on obtient :

$$L_{1min} = \frac{V_e \alpha_{min}}{f \Delta i_{1max}} = \frac{311.0,3322}{50.10^3 \cdot 1} = 2,066 \text{ mH} \quad (3.17)$$

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

$$\frac{L_1}{L_2} = \left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2 \Leftrightarrow L_2 = L_3 = \left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2 L_1 = \left(\frac{1}{4}\right)^2 \cdot 2,5 \cdot 10^{-3} = 0,156 \text{ mH} \quad (3.18)$$

Prenons : $L_1 = 2.5 \text{ mH}$, $L_2 = L_3 = 0.156 \text{ mH}$.

• Ondulation de la tension et choix de C

$$\frac{\Delta V_s}{V_s} = \frac{1}{100} \Leftrightarrow \Delta V_s = \frac{V_s}{100} = \frac{48}{100} = 0,48 \text{ V} \quad (3.19)$$

De l'équation (2.34) :

$$C_{min} = \frac{V_s \left(\frac{1}{2} - \alpha_{min}\right)}{16 f^2 L \Delta V_s} = \frac{0,5 - 0,3322}{16 \cdot (50000)^2 \cdot 40 \cdot 10^{-6} \cdot 0,01} \approx 10,5 \mu F \quad (3.20)$$

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

• Choix des interrupteurs et des diodes

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

$$I_{1max} = \frac{I_{smax} n_2}{n_1} + \frac{\Delta i_{Lmax} n_2}{2 n_1} = \frac{25}{4} + \frac{4,027}{2.4} = 6,25 + 0,503 = 6,753 \text{ A} \quad (3.21)$$

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

$$V_{Kmax} = V_{emax} = 340 \text{ V} \quad (3.22)$$

et

$$I_{Kmax} = \frac{I_{smax} n_2}{n_1} + \frac{\Delta i_{Lmax} n_2}{2 n_1} = \frac{25}{4} + \frac{4,027 \cdot 1}{2.4} = 6,753 \text{ A} \quad (3.23)$$

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

$$V_{DMmax} = \frac{2V_{emax} n_2}{n_1} = \frac{2 \cdot 340 \cdot 1}{4} = 170 \text{ V} \quad (3.24)$$

et le courant maximal des diodes est :

$$I_{DMmax} = I_{smax} + \frac{\Delta i_{Lmax}}{2} = 25 + \frac{4,027}{2} = 27,01 \text{ A} \quad (3.25)$$

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

$$V_{DSS} = 400 \text{ V}, I_{SM(AV)} = 15 \text{ A}, R_{DS} = 300 \text{ m}\Omega \text{ et } C_0 = 100 \text{ pF}.$$

Et les diodes choisies ont pour caractéristiques :

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

• Calcul du rendement

Les pertes de puissance et le rendement seront calculés pour la valeur maximale du courant de la charge $I_{smax} = 25 \text{ A}$ et la tension d'entrée minimale $V_{emin} = 283 \text{ V}$.

Les pertes de conduction dans chaque MOSFET sont :

$$P_{K1} = \frac{\alpha_{max} r_{DS} I_{smax}^2 n_2^2}{n_1^2} = \frac{0,4 \cdot 0,3 \cdot 25^2}{16} = 4,6875 \text{ W} \quad (3.26)$$

Les pertes de commutation de chaque transistor sont :

$$P_{SW} = f C_0 V_{emin}^2 = 50 \cdot 10^3 \cdot 100 \cdot 10^{-12} \cdot 283^2 = 0,4 \text{ W} \quad (3.27)$$

Donc les pertes de puissance totales pour chaque transistor sont :

$$P_{FET} = P_{K1} + \frac{P_{SW}}{2} = 4,687 + 0,2 = 4,8875 \text{ W}$$

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

$$P_{rT1} = \frac{2\alpha_{max} r_{T1} I_{smax}^2 n_2^2}{n_1^2} = \frac{2 \cdot 0,4 \cdot 0,025 \cdot 25^2}{16} = 0,78 \text{ W} \quad (3.28)$$

et

$$P_{rT2} = P_{rT3} = \frac{(2\alpha_{max} + 1)r_{T2} I_{smax}^2}{4} = \frac{(2 \cdot 0,4 + 1) \cdot 0,01 \cdot 25^2}{4} = 2,8 \text{ W} \quad (3.29)$$

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

$$P_{RF1} = \frac{(2\alpha_{max} + 1)R_F I_{smax}^2}{4} = \frac{(2 \cdot 0,4 + 1) \cdot 0,0125 \cdot 25^2}{4} = 3,515 \text{ W} \quad (3.30)$$

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

$$P_{VF1} = \frac{I_{smax} V_F}{2} = \frac{0,7 \cdot 25}{2} = 8,75 \text{ W} \quad (3.31)$$

Et les pertes de puissance dans chaque diode sont :

$$P_{D1} = P_{RF1} + P_{VF1} = 3,515 + 8,75 = 12,265 \text{ W} \quad (3.32)$$

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

$$P_{rL} = r_L I_{smax}^2 = 0,01. 25^2 = 6,25 \text{ W} \quad (3.33)$$

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

$$P_{rC} = \frac{r_C (\Delta i_{Lmax})^2}{12} = \frac{0,14,027^2}{12} = 0,135 \text{ W} \quad (3.34)$$

Les pertes de puissance totales du montage sont :

$$\begin{aligned} P_T &= 4P_{K1} + 4P_{sw} + P_{rT1} + 2P_{rT2} + 2P_{D1} + P_{rL} + P_{rC} \\ &= 4.4,6875 + 1,6 + 0,78 + 2.2,8 + 2.12,265 + 6,25 + 0,135 \\ P_T &= 57.645 \text{ W} \end{aligned} \quad (3.35)$$

D'où, le rendement du convertisseur est :

$$\eta = \frac{P_{smax}}{P_{smax} + P_T} = \frac{1200}{1200 + 57,645} = 95,42 \% \quad (3.36)$$

III.3 Commande MLI des interrupteurs

III.3.1 Principe de la commande MLI

Le principe de la génération du signal MLI est représenté par la figure (3.1) :

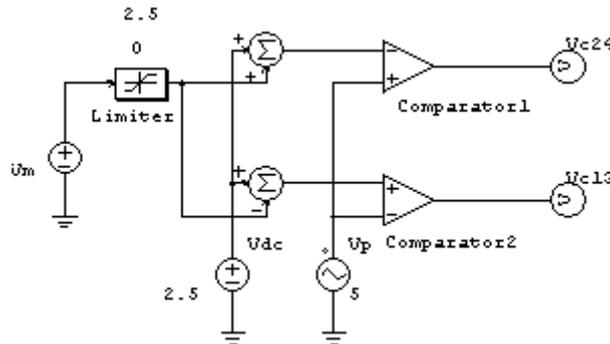


Fig.3.1 Schéma de simulation de la commande MLI.

On détermine les tensions continues V_{dc} et V_m comme suit :

$$V_{dc} = \frac{V_{pmax}}{2} \quad (3.37)$$

$$V_m = (0.5 - \alpha) \frac{V_{dc}}{0.5} \quad (3.38)$$

Pour un rapport cyclique choisi $\alpha = 0.33$ et une amplitude de $V_{pmax} = 5 \text{ V}$

On a alors :

$$V_{dc} = \frac{5}{2} = 2,5 \text{ V} \tag{3.39}$$

$$V_m = (0,5 - 0,33) \frac{2,5}{0,5} = 0,85 \text{ V} \tag{3.40}$$

Les signaux de commande des interrupteurs (MOSFETs) obtenus par simulation sont (Fig.3.2) :

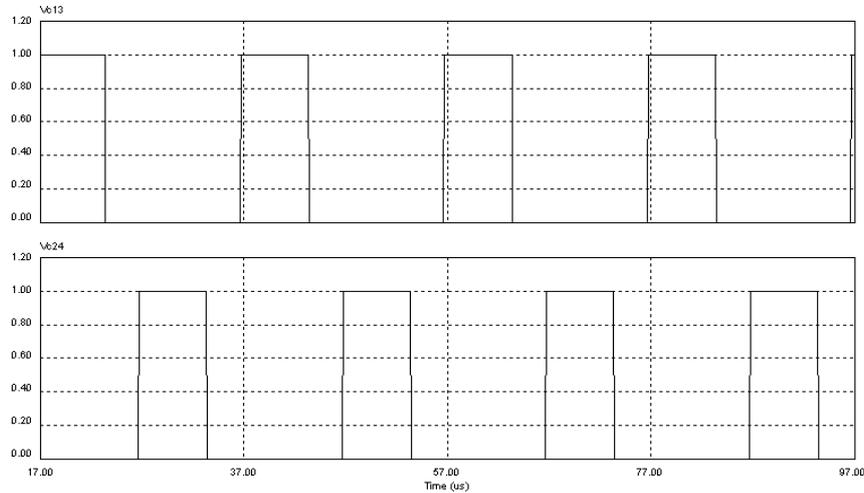


Fig.3.2 Simulation des signaux de commande.

III.4 Simulation du fonctionnement en boucle ouverte du push-pull :

III.4.1 Schéma de simulation

La figure (3.3) présente le schéma de simulation pour l'alimentation *push-pull* considérée, réalisé sous *Psim* :

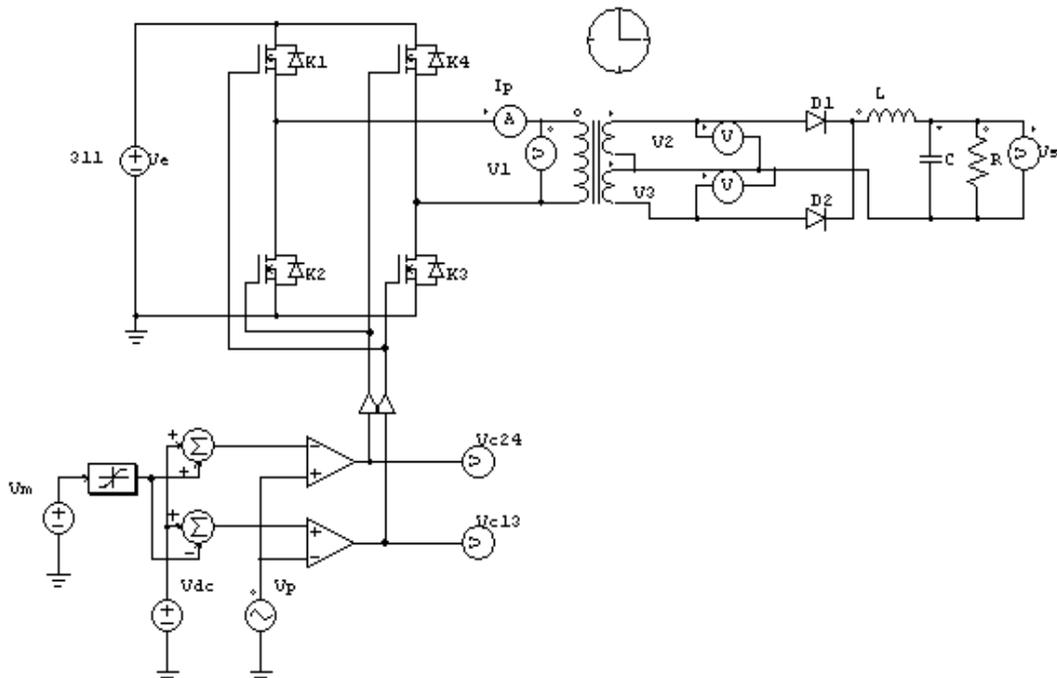


Fig.3.3 Schéma de Simulation du Push-pull en pont

III.4.2 Résultats de simulation

La tension de sortie V_s de l'alimentation *Push-pull* est représentée par la figure (3.4) :

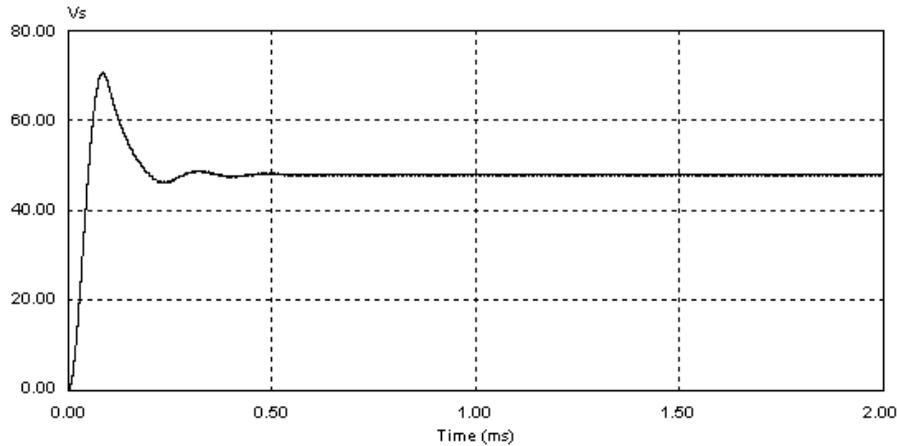


Fig.3.4 Réponse de la tension de sortie V_s .

L'ondulation de la tension de sortie est obtenue en agrandissant l'échelle selon l'axe des ordonnées, (Fig3.5) :

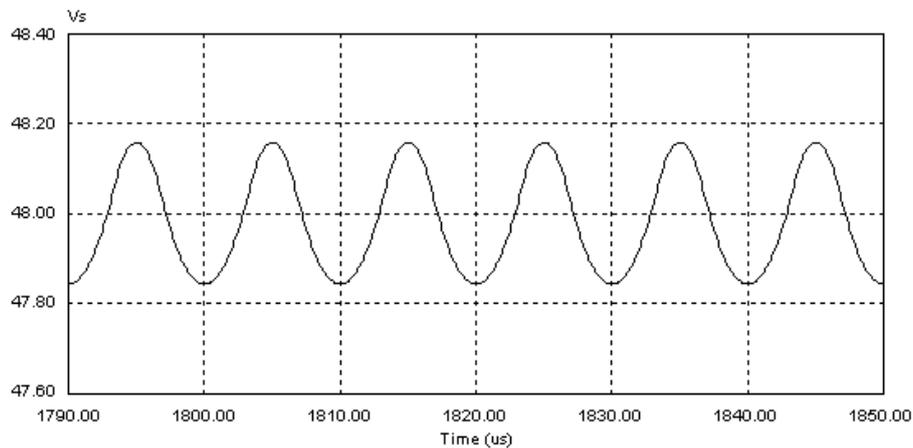


Fig.3.5 Ondulation de la tension de sortie V_s

(Pour $C = 15 \mu F$, $\Delta V_s = 0,34 V < 0,48 V$)

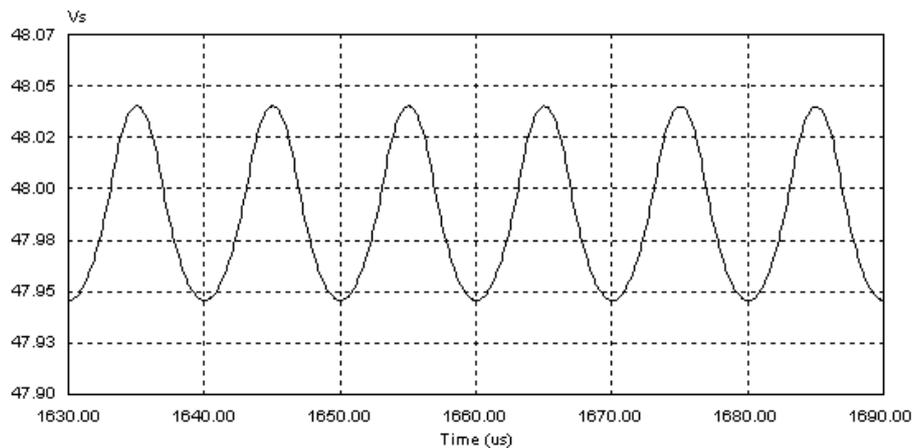


Fig.3.6 Ondulation de la tension de sortie V_s

(Pour $C = 50 \mu F$, $\Delta V_s = 0,088 V \ll 0,48V$)

Le courant dans la bobine d'inductance L pour un mode de conduction continu dans celle-ci est donné par (Fig.3.6) :

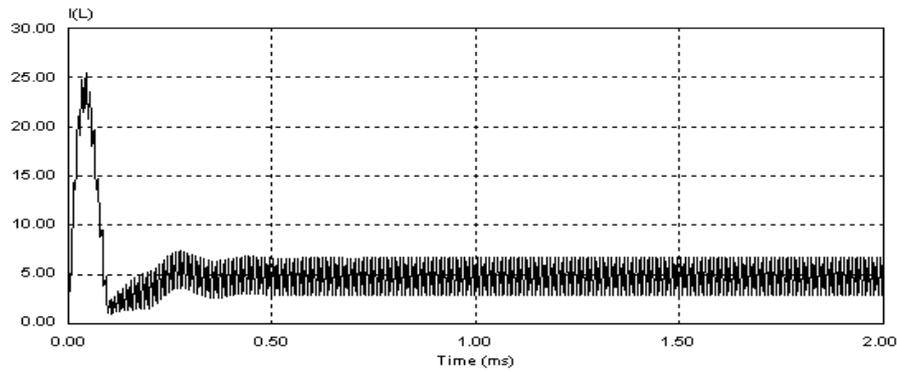


Fig.3.6 Réponse du courant dans la bobine d'inductance L .

L'ondulation du courant d'inductance est obtenue en agrandissant l'échelle selon l'axe des ordonnées, (Fig.3.7) :

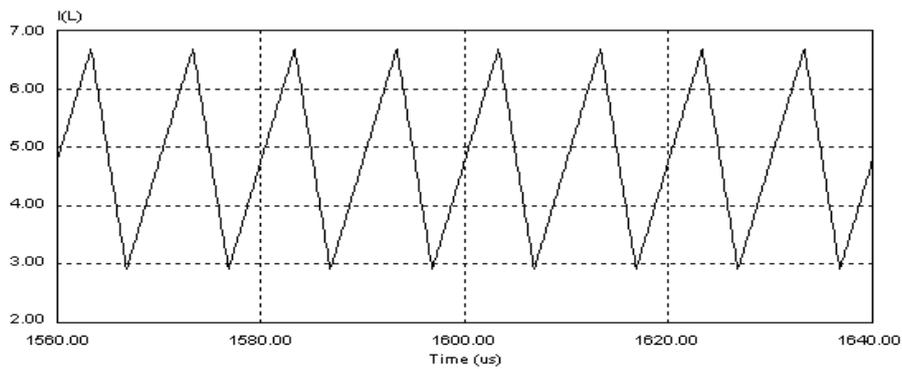


Fig.3.7 Ondulation du courant dans la bobine L ($\Delta i_L = 3.8 A < 4.027 A$).

Les figures (3.8) et (3.9) montrent les formes d'ondes des courants des interrupteurs et des diodes respectivement, pour un mode de fonctionnement continu :

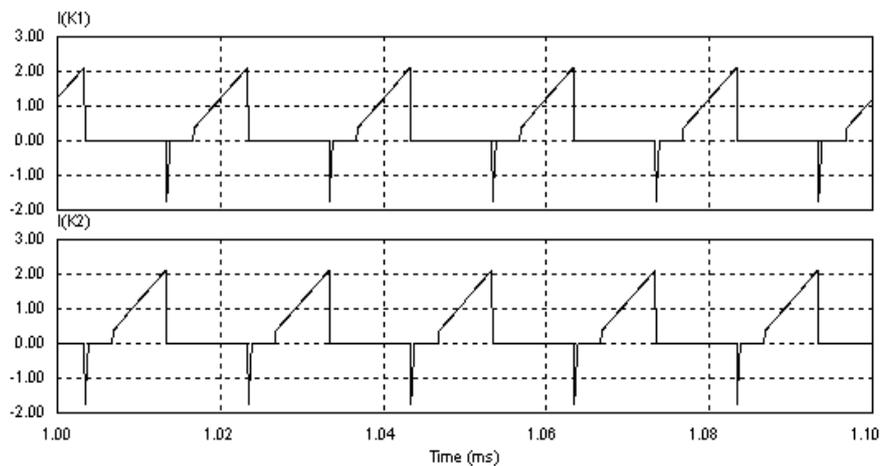


Fig.3.8 Formes d'ondes des courants des interrupteurs (K_1, K_2).

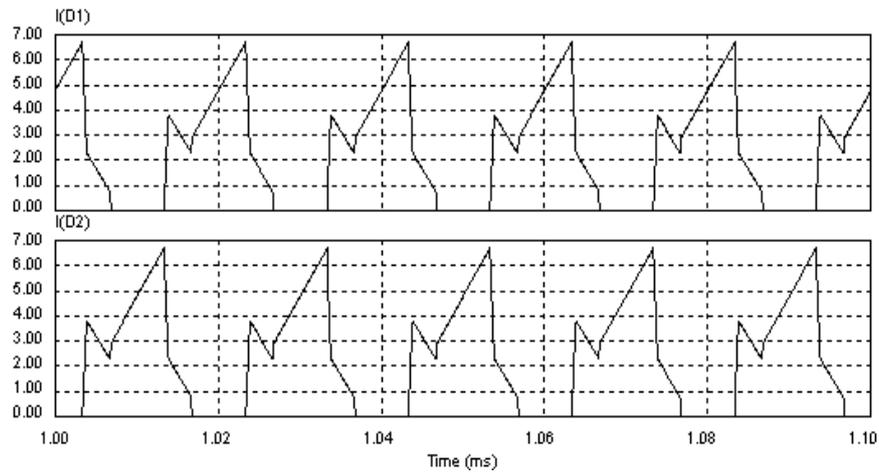


Fig.3.9 Formes d'ondes des courants des diodes (D_1 , D_2).

Le courant au primaire du transformateur est donné par la figure (3.10) :

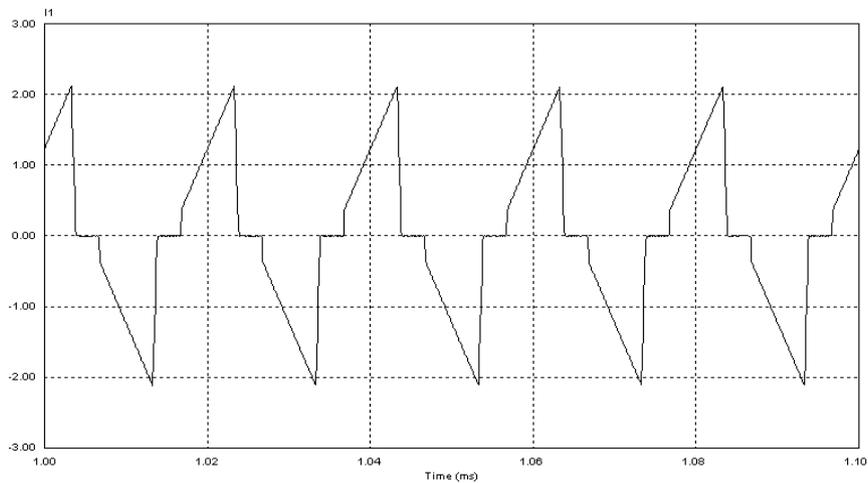


Fig.3.10 Courant au primaire du transformateur.

La forme d'onde de la tension aux bornes du primaire est donnée par la figure (3.11) :

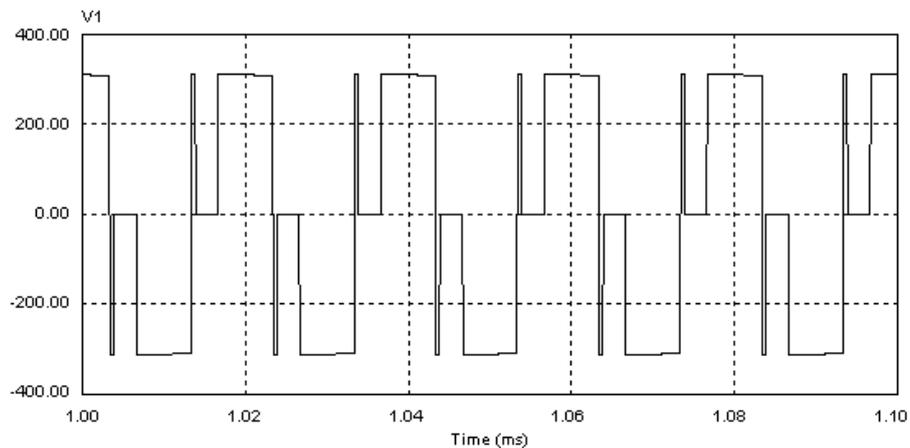


Fig.3.11 Forme d'onde de la tension au primaire V_1 .

Les formes d'ondes des tensions V_2 et V_3 aux bornes des bobines du secondaire sont représentées par la figure (3.12) :

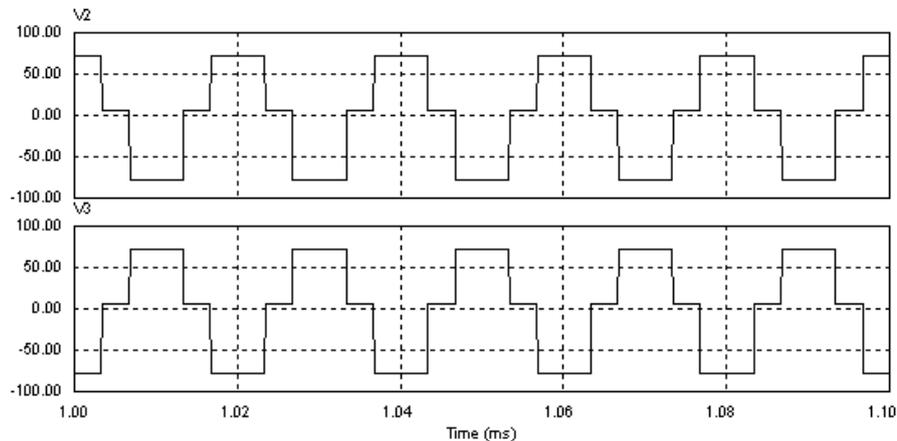


Fig.3.12 Formes d'ondes des tensions V_2 et V_3 au secondaire du transformateur.

III.4.3 Interprétations des résultats

La simulation du montage *Push-pull* sous *Psim*, nous a permis d'avoir :

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

III.5 Conclusion

A partir d'un cahier de charges désiré, nous avons :

- dimensionné une alimentation à découpage de type *Push-pull* par calcul de ses différents éléments (inductances, condensateur) pour un régime de fonctionnement continu imposé par la puissance de sortie et le rapport cyclique maximal,

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

Conclusion générale

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

Dans cette étude nous avons :

- Présenté les principales structures des alimentations à découpage, avec leurs avantages et inconvénients. Le choix du type d'alimentation à découpage, dépend essentiellement de la puissance et de la tension de sortie désirée.
- Analysé le fonctionnement de l'alimentation à découpage *Push-pull* en pont complet, selon les modes de conduction continu et discontinu avec la détermination des ondulations de courant et de la tension de sortie dans le but de dimensionner les inductances de bobines et le condensateur de sortie employés , ainsi que le choix des éléments de puissance à partir de la détermination des valeurs maximales des courants à l'état "*on*" et des tensions à l'état "*off*".
- Simulé le fonctionnement d'une alimentation *Push-pull* abaisseuse de tension pour une mode de conduction continu selon un cahier de charges choisi. Ceci après calcul des différents éléments utilisés et en considérant une commande MLI pour la variation du rapport cyclique. Ce type de simulation permet de faire un bon dimensionnement et de déterminer la protection nécessaire avant de passer à la réalisation pratique de ce type d'alimentation.

Comme perspectives pour ce travail, nous proposons :

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

Bibliographie

[1] Denis Fewson

Introduction to Power Electronics, Arnold Edition, 1998.

[2] J.P.Ferrieux & F.Forest

Alimentation à découpage, convertisseurs à résonance, 3^{ème} Edition, Dunod, Paris, 1999.

[3] Jean-Yves LE CHENADEC

Alimentation à découpage; Etude, choix et dimensionnement des alimentations à découpage usuelles.

[4] R. Bausière, F. Labrique & G.Segulier

Les alimentations de l'électronique de puissance, « tome 3 : conversion continu-continu »
Edition Lavoisier, 1997.

[5] Marian K. Kazimierczuk

Pulse-width Modulated DC–DC Power Converters, John Wiley & Sons, Ltd, 2008.

[6] Chapitre 6 : Alimentations à découpage issues du secteur

Énergie et convertisseurs d'énergie, Université de Savoie.

[7] Kaïd Kasbah Meriem & Kouah Soulef

Etude d'une alimentation à découpage *Flyback*, mémoire de Master en Génie Electrique,
Université Larbi Ben M'hidi, Oum El-Bouaghi, juin 2009 (encadré par A. Barkat).

[8] Touati Mohamed & Azri Ilyas

Dimensionnement d'une alimentation à découpage : application au *Forward*, mémoire de
Master en Génie Electrique, Université Larbi Ben M'hidi, Oum El-Bouaghi, juin 2010
(encadré par A. Barkat).