الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire
وزارة التعليم العالي و البحث العلمي
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Université Mohamed Khider Biskra
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Electrique
Filière : Electrotechnique
Option : Energie renouvelable

Réf:.....

Mémoire de Fin d'Etudes
En vue de l'obtention du diplôme:

MASTER

Thème

Etude et dimensionnement du transformateur d'une alimentation à découpage type Forward

Présenté par :
Bernaoui Taha Abdelghafour
Soutenu le : 06 Juin 2017

Devant le jury composé de :

Mr Guedidi Salim	**Grade**	**M.C.B**	**Président**
Mr Benmedddour Mostefa	**Grade**	**M.C.B**	**Encadreur**
Mme Hadri Hamida Amel	**Grade**	**M.C.A**	**Examinateur**

Année universitaire : 2016 / 2017

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire
وزارة التعليم العالي و البحث العلمي
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la recherche Scientifique

Université Mohamed Khider Biskra
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Electrique
Filière : Electrotechnique
Option : Energie renouvelable

Mémoire de Fin d'Etudes
En vue de l'obtention du diplôme:

MASTER

Thème

Etude et dimensionnement du transformateur d'une alimentation à découpage type Forward

Présenté par :

Bernaoui Taha Abdelghafour

Avis favorable de l'encadreur :

Mr. Benmeddour Mostefa ***Signature***

Avis favorable du Président du Jury

Mr .Guedidi Salim ***Signature***

Cachet et signature

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire
وزارة التعليم العالي و البحث العلمي
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Université Mohamed Khider Biskra
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Electrique
Filière : Electrotechnique
Option : Energie renouvelable

Thème :

Etude et dimensionnement du transformateur d'une alimentation à découpage type Forward

Proposé par : Bernaoui Taha Abdelghafour
Dirigé par : Mr. Benmeddour Mostefa

RESUMES (Français et Arabe)

Le travail présenté dans ce mémoire consiste à étudier et dimensionner les différents composants d'une alimentation à découpage DC/DC type FORWARD principalement son élément de base qui est le transformateur.

Le bon choix du circuit magnétique du transformateur permet d'assurer, le bon emplacement des différents bobines et la fonction en inductance couplées.

Après analyse du convertisseur on dimensionne les différents composants passifs et inductifs et on simule le convertisseur sons le logiciel PSIM .

ملخص:

العمل المقدم في المذكره يهدف الى دراسة و تعيين مختلف المكونات التغذيه نوع FORWARD DC/CD
و خاصة العنصر الأساسي الذي يمثل المحول . ان اختيار الأمثل للدارة المغناطسيه يسمح بالتركيب
الجيد لكل الملفوفات و بالتالي التشغيل المطلوب في هذا نوع
بعد التحليل النظري و اختيار جميع العناصر المناسبه نقوم بمحاكات هذه التغذيه بمساعدة برنامج PSIM

Dédicace

Je dédie ce projet à :

En signe de respect et de reconnaissance aux

Personnes les chères

Ma mère et mon père.

A mes sœurs :Nadjla et Sarah

A mes frères : Abdellah , Mhohamed et Azza .

A toute la famille Bernaoui.

A mon très chère ami lotfi .

A tous mes amis.

A tous ceux me sont chers.

Taha

Remerciements

Au terme de ce mémoire de fin d'études de master, je tiens à formuler mes chaleureux remerciements à Dr. BENMEDDOUR Mostefa mon encadreur, qui a dirigé ce travail avec dévouement jusqu'à son achèvement.

J' adresse mes vifs remerciements au président du jury ainsi qu' à l'examinateurs qui a accepté de juger ce travail.

Je tiens aussi à exprimer ma profonde gratitude à l'ensemble de mes enseignants de génie électrique pour leurs efforts déployés à mon égard tout au long de mon parcours universitaire.

Enfin, je remercie tous ce qui ont contribués de prés ou de loin à l'élaboration de ce travail.

Liste des figures

Figure I -1 : Familles des convertisseurs statiques

Figure I- 2 : principe du convertisseur Buck

Figure I- 3 : Structure du convertisseur Buck

Figure I- 4 : Les valeurs typiques électriques (a) valeurs de sortie,
(b) pour interrupteur K_1 (c) pour interrupteur K_2

Figure I-5: Schéma de principe d'une alimentation à découpage (partie supérieure de la figure: allure de la tension en fonction du temps en différents points du convertisseur)

Figure I-6: Définition du rapport cyclique α dans la commande en tension d'un transistor (t_{ON}: temps de conduction du transistor; T: période de découpage)

Figure I-7 : schéma de base du convertisseur FORWARD

Figure I - 8 : Schémas des convertisseurs Buck (en haut) ; FORWARD (en bas)

Figure II-1 : Schéma de base du convertisseur FORWARD

Figure II-2: schéma équivalent pour $0 < t < \alpha.T$

Figure II-3: schéma équivalent pour $\alpha.T < t < T$

Figure II-4 : Formes d'onde en Mode de Conduction Continu (MCC)

Figure II-5: Formes d'ondes en Mode de conduction Discontinu (MCD

Figure III-1 : schéma de principe du convertisseur FORWARD

Figure III -2 : schéma équivalent du convertisseur en phase 1 ($0 < t < \alpha.T$)

Figure III -3: schéma équivalent du convertisseur en phase 2 ($\alpha.T < t < T$)

Figure III - 4 : (a) : Aire effective $S_e$et fenêtre d'un circuit magnétique
(b) : Surface de bobinage $S_b$compte tenu de la carcasse

Figure III - 5 : Tension au primaire du transformateur et flux magnétique

Figure III - 6 :Tension aux bornes de l'inductance de lissage et courant dans cette inductance pour $\alpha = 0.45$

Figure III - 7: capacité d'entrée

Figure III - 8: Caractérisation $V_s(I_S)$

Figure III - 9 : Boucle de régulation de tension

Liste des figures

Figure III -10: la commande par courant maximum afin de réguler ce courant I_L.

Figure. IV-1 Schéma du FORWARD sous PSIM

Figure. IV-2 tension de sortie V_s

Figure. IV-3 Courant de sortie

Figure IV. 4 Courant du condensateur i_c (t)

Figure IV. 5 Courant de l'inductance i_L (t)

Figure IV. 6 courant de l'interrupteur Q

Liste des tableaux

Chapitre III :

Tableau III.1:les types de noyaux

Tableau III.2:les résultats de calcule

Liste des abréviations

Symbole	Désignation	Unité
V_e	Tension d'entrée	V
V_s	Tension de sortie	V
I_e	Courant d'entrée	A
I_s	Courant de sortie	A
T	Période de fonctionnement	s
f	Fréquence	Hz
α	Rapport cyclique	sans dimension
I_x	Courant à travers le composant x	A
t_{on}	temps de conduction du transistor	s
m	Rapport de transformation du transformateur	sans dimension
P_s	Puissance de sortie	W
P_e	Puissance d'entrée	W
J_{max}	Densité de courant maximale	A/cm^2
ΔB	Densité de flux	T
B_{max}	Induction magnétique maximale	T
S_e	Surface effective du noyau	cm^2
S_b	Surface de bobinage	cm^2
R	Résistance	Ω
C	Capacité	F
L	Inductance	H
Φ	Flux	wb
ℓ	longueur du fil	m
S	section du fil	mm^2
ρ	résistivité du cuivre	$m\Omega$

P_{cu}	pertes cuivre	W
P_{fer}	pertes fer	W

Sommaire

I. Introduction Général.....1

II. Chapitre I :Généralités sur les Alimentations à découpage.....2

1. Introduction.....3

2. Les convertisseurs statiques.....3

2.1 Définition.....3

2.2 Origine des convertisseurs de puissance électrique.....3

2.3 Familles des convertisseurs statique.....4

2.4 Les composantes de basse des convertisseurs statiques.....4

3 Convertisseur type BUCK.....5

3.1 Définition.....5

3.2 Cellule de commutation.....6

4. Alimentation à découpage.....8

4.1 Définition.....8

4.2 De l'alimentation série au découpage haute fréquence.....8

4.3 Exigences de l'utilisateur.....8

2.4 Alimentation à découpage.....9

4.5 Evolution des alimentations à découpage.....11

5 Convertisseur type FORWARD.....11

5.1 Introduction.....11

5.2 Passage du convertisseur Buck au convertisseur FORWARD.....12

III. Chapitre II : Etude Analytique du Convertisseur.....14

1. Introduction.....15

2. Etude théorique.....16

2.1 Hypothèses de travail.....16

2.2 Modes de conduction.....16

2.2.1 Mode de Conduction Continu (MCC).....16

2.2.2 Mode de Conduction Discontinu (MCD).....20

IV. Chapitre III : Dimensionnement du convertisseur.....23

1. Cahier de charge.....24
2. Dimensionnement des composants.....29
2.1. Dimensionnement du transformateur.....29
2.1.1 Principe du dimensionnement.....29
2.1.2 Les courant I_1 et I_2.....32
2.1.3 Les section des fils.....32
2.1.4 Inductance du transformateur.....32
2.1.5 Les pertes des cuivre.....33
2.1.6 Les pertes fer.....33
2.1.7 Les calcul des différents paramètres.....33
2.2. Inductance de lissage.....40
2.2.1 Circuit magnétique (circuit « fer »).....40
2.2.2 Enroulements (circuit « cuivre »).....40
2.2.3 Produit S_e S_b.....40
2.2.4 Nombre de spires.....41
2.2.5 L'entrefer.....41
2.2.6 Les calculs des différents paramètres.....41
2.3 Dimensionnement capacité d'entrée de la capacité.....43
2.4 Le condensateur de sortie.....43
2.5 Interrupteur (Mosfet).....44
3. La régulation.....45
3.1 Caractérisation de l'alimentation en boucle ouverte.....45
3.1.1 Caractérisation $V_s(I_S)$.....45
3.2. Boucle de régulation de tension.....46
3.2.1 Introduction à la régulation.....46
V. Chapitre IV : Simulation.....47
1. Simulation du convertisseur.....48
1.1 Résultats de simulation et commentaires.....48
VI. Conclusion.....52
VII. Bibliographie.....53

Introduction Générale

L'électronique de puissance s'est beaucoup développée au cours des dernières décennies el il y a eu beaucoup de transformation dans cette discipline .Cette évolution a été rendue possible grâce au développement de commutateurs de meilleurs qualité et fiable en termes de capacités de blocage de tension les capacités actuelles, les pertes et la vitesse de commutation

Le convertisseur FORWARD fait patrie de la famille des alimentations à découpages, il est utilisé pour les faibles puissances. Un des points délicats de cette topologie est la démagnétisation du transformateur. Cette démagnétisation est nécessaire pour obtenir une tension moyenne nulle aux bornes du transformateur

Notre projet vise à étudier , dimensionner et simuler le convertisseur DC-DC type FORWARD suivant un cahier de charges, afin d'être en mesure d'alimenter un système (applications en électronique digitale, microprocesseur, télécommunication ...etc.), à partir d'une source continue. Le convertisseur doit fournir une puissance donnée pour une tension de sortie donnée à l'aide d'une tension continu à l'entrée .

Dans ce contexte, le travail présenté dans ce mémoire consiste à étudier et simuler, principalement , le transformateur d'un circuit à base d'une alimentation à découpage de type FORWARD qui rempli convenablement le cahier de charge exigé .

Le mémoire est organisé comme suit :

Dans le premier chapitre on présente une étude théorique et des généralités sur les alimentations .Dans le deuxième chapitre, nous présentons l'étude théorique du convertisseur pour les différents modes de fonctionnement. Le troisième chapitre sera consacré au dimensionnement. des différent composant du convertisseur . Dans le quatrième chapitre nous allons simuler le convertisseur FORWARD et présenter les résultats de simulation obtenus en utilisant le logiciel PSIM .

Enfin nous terminons noter travail par une conclusion et des suggestions possibles.

Chapitre I :

Généralités sur les alimentations à découpage

1- Introduction

Le but du projet est d'étudier , dimensionner et de simuler le transformateur d'une alimentation à découpage de type FORWARD en faisant l'analyse fonctionnel de cette alimentation. Le dimensionnement et le choix des principaux élément de l'alimentation

2. Le convertisseur statique :

2.1 Définition :

Un convertisseur statique est un système permettant d'adapter la source d'énergie électrique à un récepteur donné.

2. 2 Origine des convertisseurs de puissance électrique:

Les premiers convertisseurs de puissance électrique ont été réalisés avec des machines électriques couplées mécaniquement. Une machine à courant alternatif d'une part (de type synchrone ou asynchrone) couplée au réseau permettait de convertir l'énergie électrique en énergie mécanique à vitesse fixe. Une machine à courant continu d'autre part dont l'excitation commandée permettait de disposer d'une tension continue variable en sortie. Le développement des composants de puissance au milieu du 20° siècle (électronique de puissance) a permis de développer des convertisseurs de puissance électrique sans machines tournantes. La technologie des composants utilisés (semi-conducteurs) ne cesse d'évoluer : [9]

- faible coût
- puissances commutées élevées
- facilité de contrôle.

2. 3- Familles des convertisseurs statiques :

Suivant le type de machine à commander et suivant la nature de la source de puissance, on distingue plusieurs familles de convertisseurs statiques (schéma ci-dessous): [5], [9]

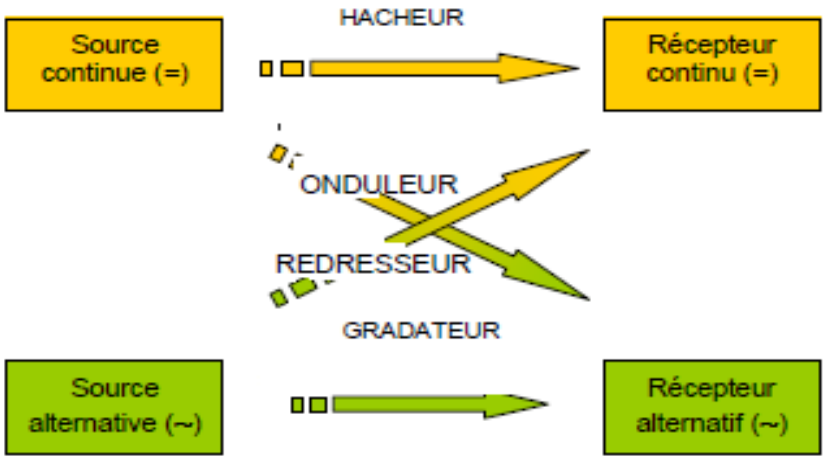


Figure I -1 : Familles des convertisseurs statiques

2.4 Les composant de base des convertisseurs statiques :

Les composants de bases des convertisseurs statiques sont nommés les semi-conducteur de puissance.

On distingue deux classes de composant

- Les interrupteurs
  - Diode
  - Thyristor
  - Transistor (MOSFET,IGBT,GTO...etc.)
- Composant Réactifs :
  - Inductance et condensateurs
  - Les transformateurs

3- Convertisseur type BUCK

3.1 Définition:

Le convertisseur Buck (Figure I-2)est un convertisseur unidirectionnel .Cela signifie que le courant et la tension ne peuvent pas être avec une valeur négative dans le convertisseur. Ainsi le flux d'énergie peut être fourni dans un seul sens dans le convertisseur. Le but d'un tel convertisseur est de permettre le transfert d'énergie entre une source de tension continue, et une source de courant continu. Ainsi la tension moyenne Us_{moy} devait être fixée à l'entrée de la source:

Avec $0 < U_s < U_e$ et U_s peut être réglée enter ces deux valeurs. [1]

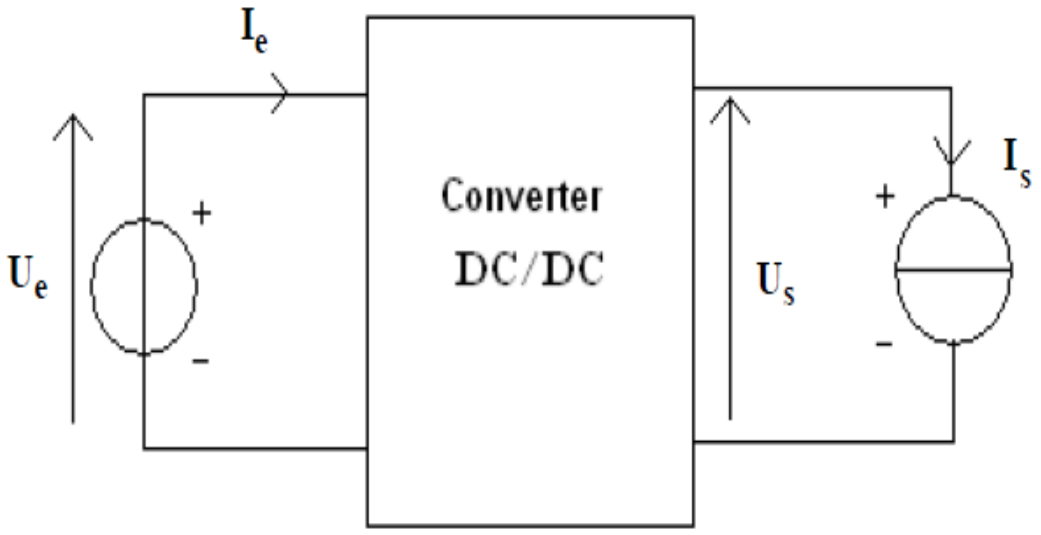


Figure I- 2 : principe du convertisseur Buck

3.2 Cellule de commutation

La structure du convertisseur Buck comprend une seule cellule de commutation comme indiqué dans la figure ci-dessous. [1]

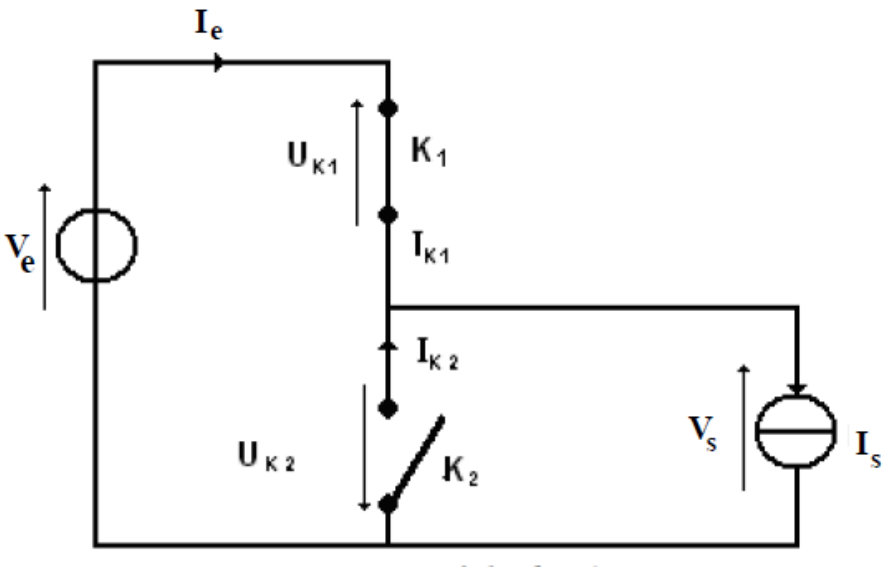


Figure I- 3 : Structure du convertisseur Buck

Grâce à des mécanismes de conduction et blocage des deux interrupteurs, deux état sont possible (on suppose des interrupteurs idéaux).

- si K_1 est conducteur et K_2 bloqué : $V_s = V_e$ avec $U_{K2} = -V_e$

  $I_s = I_e$ avec $I_{K1} = I_s$

- si K_1 est bloqué et K_2 conducteur : $V_s = 0$ avec $U_{K1} = I_e$

  $I_e = 0$ avec $I_{K2} = I_s$

Les formes des courants et des tensions du circuit sont donnée la figure suivante.

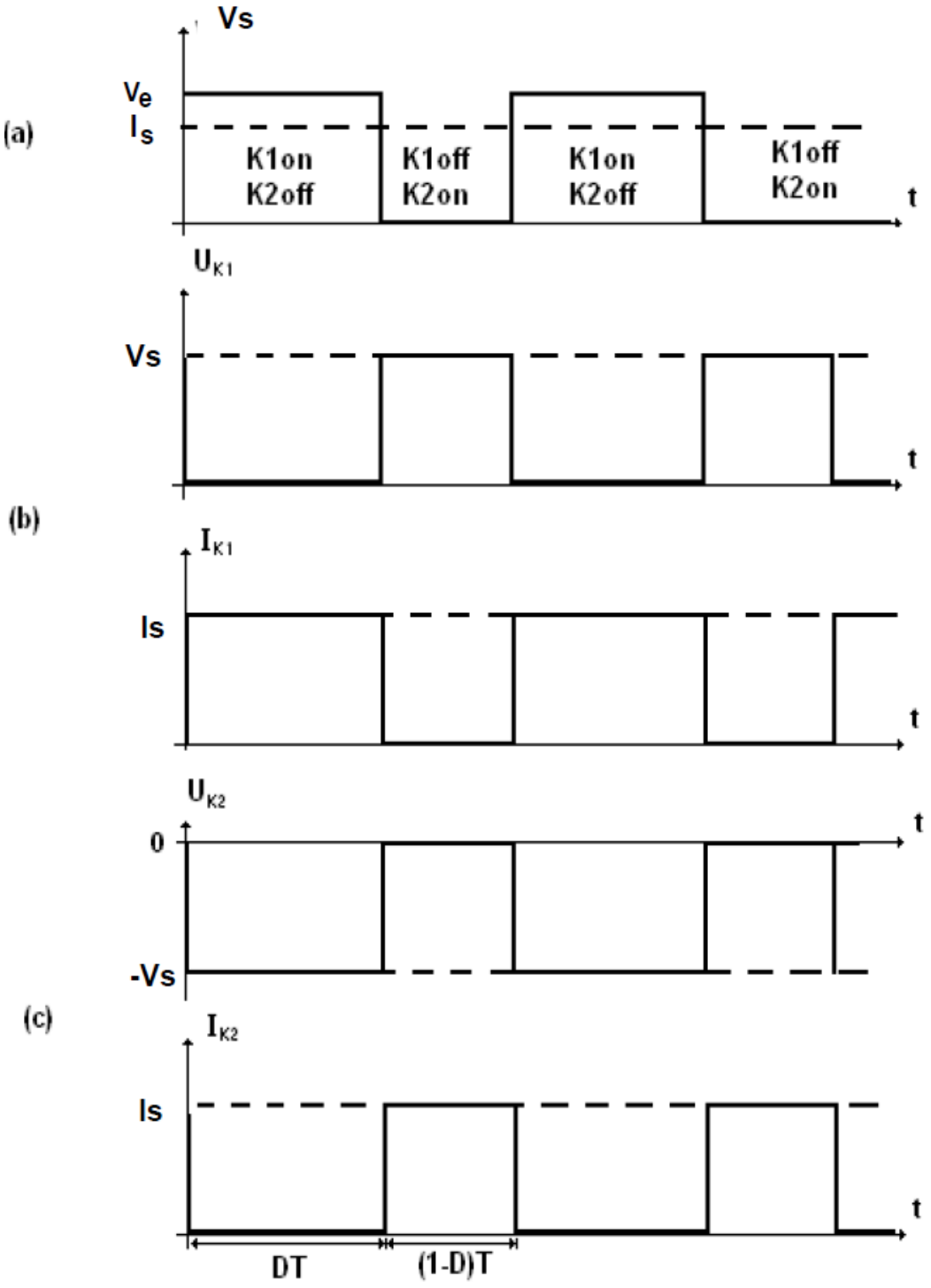


Figure I- 4 : Les valeurs typiques électriques
(a) valeurs de sortie,(b) pour interrupteur K_1 (c) pour interrupteur K_2

4. Alimentation à découpage

4.1 Définition :

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 : [5], [6]

- la taille et le poids du transformateur

- le mauvais rendement dû à la puissance dissipée dans le convertisseur

4.2 De l'alimentation série au découpage haute fréquence

Pour répondre aux besoins multiples des utilisateurs, le domaine des convertisseurs de puissance a ,subi comme d'autres, d'importantes évolutions technologiques ces dernières années. Le bref historique retracé ici rappelle comment l'introduction du principe du découpage et l'augmentation des fréquences qui a suivi ont permis d'augmenter sensiblement les densités de puissance, suivant une des demandes les plus insistantes du marché. [3]

4.3 Exigences de l'utilisateur

La fonction essentielle d'un convertisseur de puissance est double: d'une part adapter la "forme" de l'énergie aux besoins d'une charge (typiquement en transformant une tension alternative en tension continue et ou en modifiant le niveau de la tension) et d'autre part stabiliser ce flux d'énergie en filtrant autant que possible les fluctuations de la source. Dans le principe, assurer ces deux fonctions n'est pas excessivement complexe: fabriquer une alimentation élémentaire demande un nombre de composants relativement réduit. Mais l'utilisateur privé ou professionnel a beaucoup d'autres exigences. Idéalement, un convertisseur doit en effet:

- délivrer une ou souvent plusieurs tensions parfaitement continues, éventuellement ajustables et stables quel que soit le courant demandé
- posséder un rendement élevé;
- présenter un niveau de sécurité élevé, notamment en répondant aux normes d'isolation galvanique entre l'utilisateur et le réseau.
- posséder une fiabilité élevée relativement à la durée de vie de l'application. compris la résistance aux contraintes de l'environnement (vibrations, température ,humidité, etc.).
- ne pas être une source de perturbations pour le réseau électrique amont ou les équipements environnants ni être trop sensible aux perturbations émanant de ceux-ci (compatibilité électromagnétique)

- être la plus petite et la plus légère possible;
- et bien entendu être de préférence peu coûteuse…

A ces exigences de base, il faut parfois ajouter des demandes supplémentaires liées à une application particulière: une sécurité accrue pour les équipements médicaux, un coût particulièrement bas pour les applications grand public, une fiabilité particulièrement élevée pour les applications professionnelles, des contraintes précises de taille en tant que sous-ensemble d'un autre équipement, des fonctions supplémentaires permettant par exemple le dialogue entre alimentations ou la maintenance de l'équipement à distance, etc.

Satisfaire cet ensemble de contraintes est la gageure quotidienne des concepteurs d'alimentations. On comprend donc que d'importantes recherches soient menées dans ce domaine, d'abord pour apporter des solutions aux défis techniques ainsi posés, ensuite pour améliorer sans cesse la qualité des convertisseurs dans un contexte commercial très concurrentiel. [3]

4.4 .Alimentation à découpage :

La technique du découpage, apparue environ dans les années soixante, a apporté une solution au problème du mauvais rendement et de l'encombrement des alimentations séries. Dans une alimentation à découpage (Figure I-5), la tension du réseau est redressée et filtrée comme précédemment, puis "découpée" à une fréquence nettement supérieure à celle du réseau par un transistor alternativement passant et bloqué. Il en résulte une onde carrée de tension qu'il suffit de lisser pour obtenir finalement une tension continue . Comme dans l'alimentation série, un transformateur assure à la fois l'isolation galvanique et l'adaptation grossière du niveau de tension à celui demandé par la charge. [3]

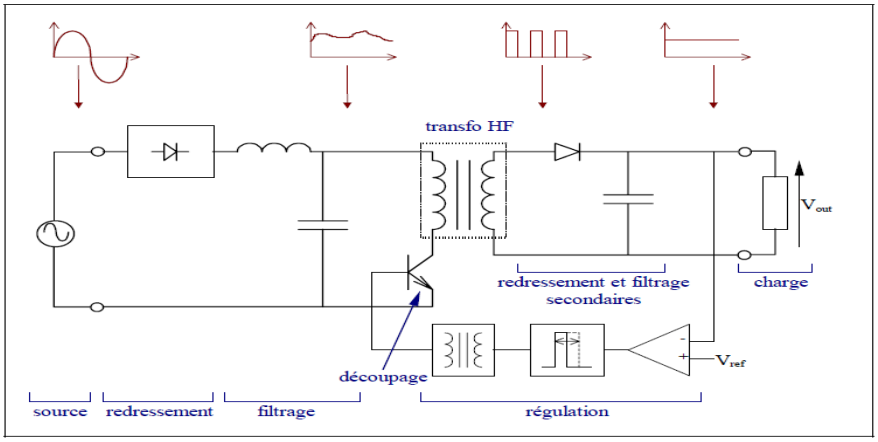


Figure I-5: Schéma de principe d'une alimentation à découpage (partie supérieure de la figure: allure de la tension en fonction du temps en différents points du convertisseur)

La régulation de la tension de sortie à un niveau constant est réalisée par une action sur le "rapport cyclique" ("*duty cycle*"), défini comme la fraction de la période de découpage où le semi-conducteur est passant (Figure I-6). La chaîne de régulation doit obligatoirement comporter un organe d'isolation (transformateur ou optocoupleur) puisque le semi-conducteur est cette fois placé au primaire du transformateur principal.

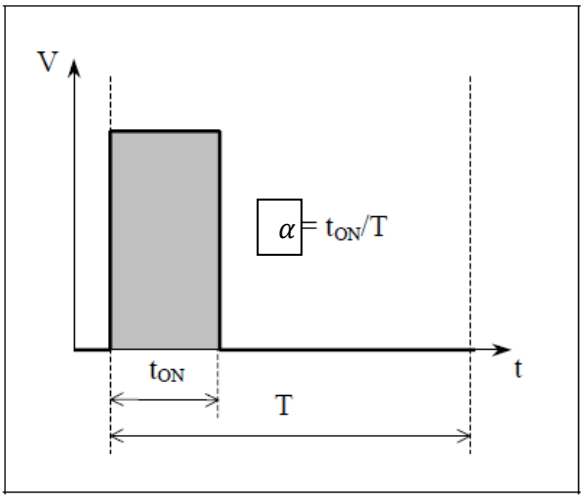


Figure I-6: Définition du rapport cyclique α dans la commande en tension d'un transistor (t_{ON}: temps de conduction du transistor; *T*: période de découpage)

L'avantage du découpage est double:

- d'une part, le semi-conducteur n'est utilisé qu'en commutation: soit il est bloqué, soit il est saturé. Il génère donc par principe beaucoup moins de pertes que dans une alimentation série et le rendement s'en trouve nettement amélioré (de 60% pour les premières alimentations à découpage jusqu'à typiquement 85% à 95%),
- d'autre part, la fréquence de base vue par les éléments réactifs (pièces magnétiques et capacités) est comprise entre quelques dizaines de kilohertz et quelques mégahertz suivant le type d'alimentation. Pour une même impédance, ces éléments peuvent donc en vertu des équations ci-dessous se contenter d'une capacité ou d'une inductance plus faibles et donc être beaucoup plus petits que dans une alimentation série fonctionnant à 50Hz. La taille et le poids du convertisseur s'en trouvent considérablement réduits. [3]

$$Z_L = j\ \omega\ L$$

$$Z_C = \frac{1}{j\omega C}$$

4.5 Evolution des alimentations à découpage

Conformément au principe expliqué, on n'a cessé, depuis l'apparition des premières alimentations à découpage, d'augmenter la fréquence de travail en vue de réduire l'encombrement des convertisseurs. On se heurte cependant rapidement à une limite. Il subsiste en effet encore deux types de pertes, qui augmentent toutes deux avec la fréquence:

- dans les pièces magnétiques, sous forme de pertes fer (dans le noyau) et de pertes cuivre (dans les enroulements),
- dans les semi-conducteurs, en raison de l'énergie dissipée au sein du silicium à chaque commutation.

Supposons en effet qu'on augmente la fréquence de découpage: d'une part, on peut réduire la taille des éléments réactifs comme expliqué dans le paragraphe précédent, mais d'autre part il faut augmenter la taille des refroidisseurs en raison des pertes supplémentaires dues à la fréquence plus élevée. Le gain espéré en volume et en poids est donc partiellement ou totalement annulé. D'autre part, le rendement se dégrade puisque les pertes augmentent.

En conséquence, la fréquence choisie résulte toujours d'un compromis entre la réduction du volume des composants réactifs d'une part et le maintien d'un niveau de pertes acceptable d'autre part. Le but des concepteurs est précisément de repousser autant que possible ce compromis pour augmenter les performances. [3]

5. Alimentation à découpage type FORWARD

5.1 Introduction

L'alimentation FORWARD est généralement un convertisseur continu-continu abaisseur de tension identique au convertisseur Buck (il peut être élévateur en fonction du rapport de transformation) .On rajoute au convertisseur Buck un transformateur avec un 3éme enroulement pour assurer la démagnétisation de celui-ci La figure suivante montre le schéma électrique du convertisseur type FORWARD. [2]

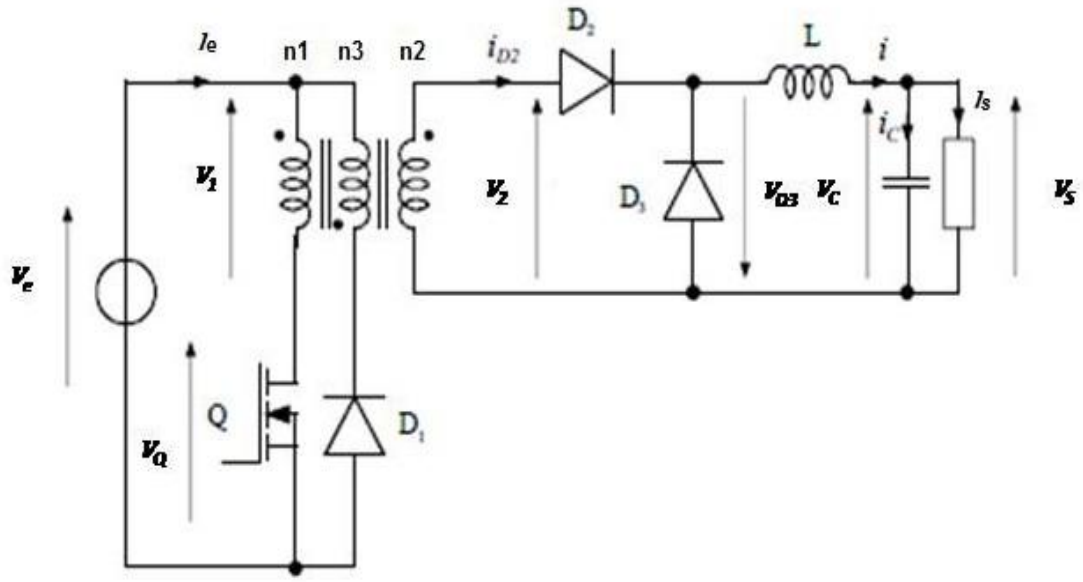


Figure I-7 : schéma de base du convertisseur FORWARD

5.2 Passage du convertisseur Buck au convertisseur FORWARD:

Dans le schéma (Figure I-8) le primaire du transformateur est inséré en série avec le transistor Q. Le secondaire est reliée a la sortie du filtre LC, où la diode D_3 joue le même rôle que la diode de roue libre D (dans le convertisseur Buck). Une deuxième diode D_2 est insérée afin d'empêcher un courant négatif dans le secondaire du transformateur.

La particularité du transformateur dans le convertisseur Forward, c'est qu'il a un troisième enroulement. Il est fourni ou non selon que diode la D_1 est nécessaire en raison de la nature de la source appliquée au primaire du transformateur. En fait, sans ce troisième enroulement, la tension $U_1 = V_e$ lorsque le transistor Q est passant, puis $U_1 = U_2 = 0$ lorsque D_3 est conductrice pendant la phase de roue libre. [2]

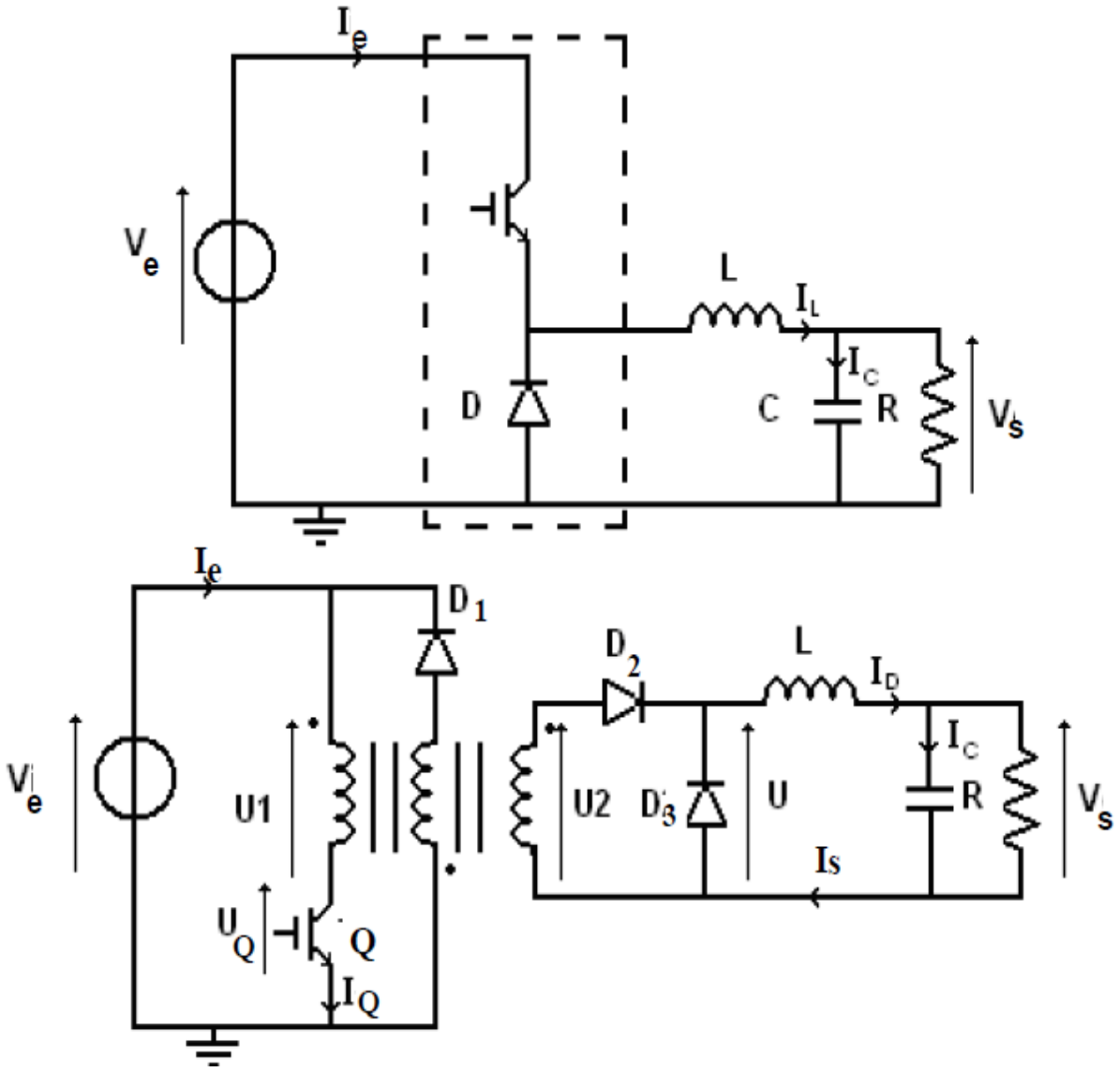


Figure I - 8 : Schémas des convertisseurs Buck (en haut) ; FORWARD (en bas).

Après une présentation rapide des différents convertisseurs et leurs composants, le chapitre suivant fera l'objet d'une étude analytique du convertisseur FORWARD.

Chapitre II:

Etude analytique du Convertisseur FORWARD

1. Introduction :

Il s'agit de l'alimentation dont le principe est le plus proche, car basé sur le principe, du convertisseur Buck. Le schéma de base de cette alimentation est le suivant : [2],[6]

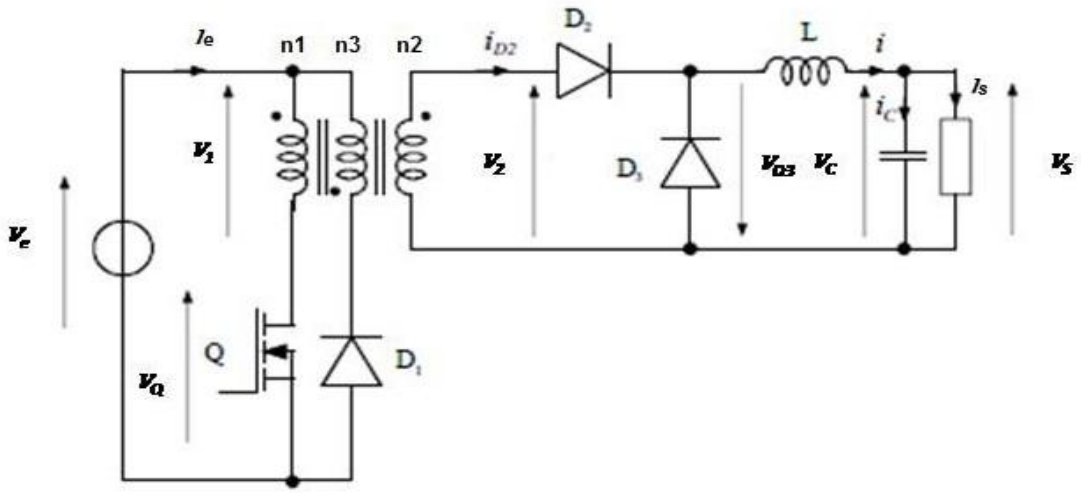


Figure II- 1 : Schéma de base du convertisseur **FORWARD**

Le fonctionnement du convertisseur peut être divisé en deux .C'est un convertisseur type " Buck" avec transformateur d'isolement de rapport m $=\frac{n2}{n1}$

Le primaire du transformateur est placé en série avec l'interrupteur statique du convertisseur,

La diode de roue libre étant placé au secondaire du transformateur. Un troisième enroulement (n_3) est placé sur le noyau du transformateur. Il permet la démagnétisation du transformateur après la phase de conduction .Phases de fonctionnement

- **Phase 1**: de 0 à $\alpha.T$ (avec α : rapport cyclique, T : période de fonctionnement) L'interrupteur Q est passant, le primaire est soumis à la tension V_e. Il s'en suit la magnétisation du transformateur, et un transfert d'énergie de la source vers le filtre et la charge, à travers le transformateur et la diode D_2.
- **Phase 2** : de $\alpha.T$ à T,

  L'interrupteur Q est bloqué. Il apparait une phase de roue libre au niveau du secondaire

(continuité du courant dans l'inductance vie la diode de roue libre D_3), et une phase de magnétisation du transformateur par continuité du courant magnétisant à travers le troisième enroulement. Il est nécessaire d'attendre la fin de la démagnétisation du transformateur avant d'entrer à nouveau dans une phase de magnétisation et de transfert d'énergie.

2 Eude théorique

2.1 Hypothèses de travail

On supposera dans cette étude, que le filtrage est suffisamment efficace pour que la tension de sortie V_s soit constante. Le courant I_s sera alors lui aussi constant. les interrupteurs et les composants sont idéaux, transfo idéal.....etc.

2.2 Modes de conduction

2.2.1 Mode conduction continu (MCC)

pour $0 < t < \alpha.T$ (Interrupteur fermé Q(on)),

A t= 0 on fermé Q, le fonctionnement du circuit impose :

D_1(OFF), D_2 (ON) et D_3 (OFF) ; on a le schéma équivalent suivant[2], [7], [8] :

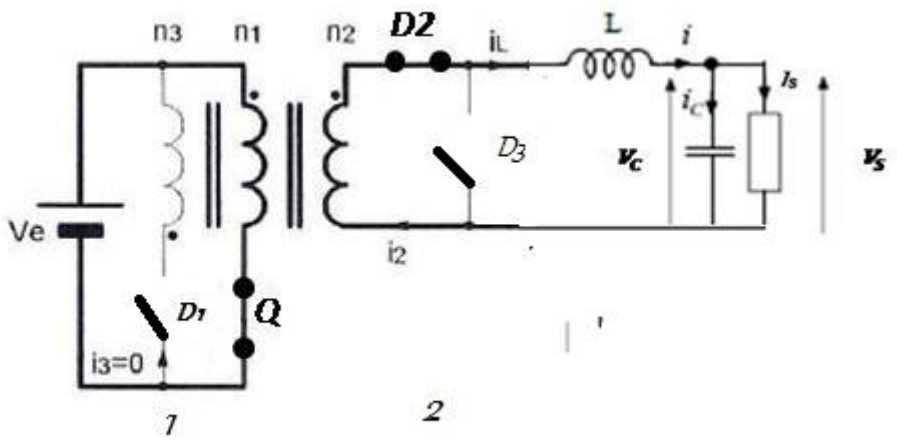


Figure II-2: schéma équivalent pour $0 < t < \alpha.T$

- Détermination des valeurs des tensions primaire V_1 et secondaire V_2 :

  Au primaire, l'interrupteur est passant ce qui impose $V_Q = 0\ V$

  $\Rightarrow V_1 = V_e$ et

  $\Rightarrow V_2 = \frac{n2}{n1} . V_1 = \frac{n2}{n1} . V_e$ (Equ. II.1)

- Détermination du courant i_L(t) dans l'inductance L :

Au secondaire, la diode D_2 est passante et on a V_{D3} = - V_2, (D_3) est nécessairement bloqué ...)

On peut écrire, pour l'inductance L (voir figure I-2)

$$L\frac{diL\,(t)}{dt} = V_2 - V_s$$

Par intégration, en régime permanent et avec les conditions initiales $i_L(0)=I_{Lmin}$ on a :

$$i_L(t) = \frac{(V_2 - V_s)}{L}.t + I_{L.min} \qquad \text{(Equ. II.2)}$$

Le courant i_L(t) croit linéairement dans l'inductance sous la tension ($V_2 - V_s$)

- Détermination de i_1(t)

Au primaire, la relation d'Hopkinton permet d'écrire :

$$n_1 . i_1(t) - n_2 . i_2(t) + n_3 . i_3 = R.\varphi \qquad \text{(Equ II.3)}$$

(le courant i_2(t) est sortant). La maille V_e, V_{D1}, V_3 nous donne

$$V_{D1} = -V_e - V_3 = -V_e - V_1 = -2V_e < 0 \qquad \text{(Equ. II.4)}$$

Donc la diode D_1 est bloquée. On obtien alors: avec i_3 (t) = 0

$$n_1 . n_2 - n_2 i_2(t) = R.\varphi$$

d'où : i_1 (t) = $\frac{R}{n1}$.φ + $\frac{n2}{n1}$. i_2 (t) = i_{10} (t) + $\frac{n2}{n1}$ i_2 (t) (Equ. II.5)

Le courant i_1(t) se décompose donc en un courant magnétisant i_{10}(t), et un courant lié à l'appel de courant au secondaire $\frac{n2}{n1}$ i_2(t).

Remarque: i_{10}(t) = $\frac{R}{n1}$ φ(t) ou V_1(t) = n_1 $\frac{d\varphi(t)}{dt}$ d'ou φ(t) = $\frac{V_e}{n1}$ t

(circuit initialement démagnétisé constante d'intégration nulle). On trouve

Alors l'expression de $i_1(t)$ complète : avec i_2(t) = $i_L(t)$ (Equ .II.2)

$$i_l(t) = \frac{R.V_e}{{n_1}^2}.t + \frac{n2}{n1}\left(\frac{V_2 - V_s}{L}.t + I_{Lmin}\right) \qquad \text{(Equ. II.6)}$$

pour $\alpha.T < t < T$ (Interrupteur Ouvert Q(OFF)),

A t = $\alpha.T$ on ouvre Q, le floconnement du circuit impose :

D_1 (ON), D_2 (OFF), et D_3 (ON); on a le schéma équivalent suivant :

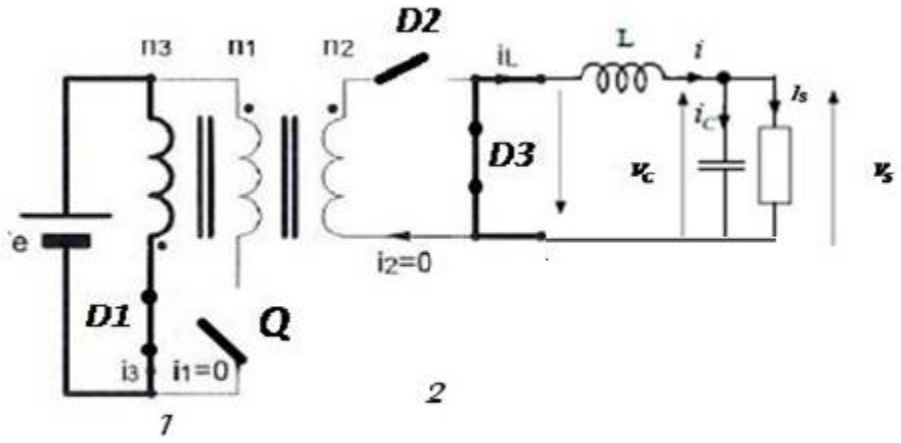


Figure II-3:schéma équivalent pour $\alpha.T < t < T$

- **Etude de la démagnétisation :**

La continuité de flux dans le circuit magnétique entraine la continuité des ampères tours magnétisants. L'interrupteur étant bloqué, la topologie du circuit impose une continuité du courant magnétisants à travers D_1, permettant ainsi la récupération de l'énergie stockée dans le circuit magnétique par la source de tension.(La diode D_1 interdit une démagnétisation par le secondaire). Alors $V_3 = -V_e$ Le nombre de spires de l'enroulement de démagnétisation étant même que celui de l'enroulement primaire, la durée de démagnétisation est égale au temps de conduction de l'interrupteur (la démagnétisation se termine pour t =($2.\alpha.T$).

Le courant i_3(t) est donc symétrique par rapport à i_{10} (t). On peut alors calculer la valeur de la tension V_Q aux bornes de l'interrupteur [2], [7], [8]:

$$V_Q = V_e - V_1 = V_e - V_3 = 2.V_e.$$

Une fois la démagnétisation terminée, la diode D_1 se bloque, les courants $i_1(t) et\ i_3(t)$ sont nuls, d'où:

$$V_1(t) = V_3(t) = 0 \Rightarrow V_Q = V_e \qquad \text{(Equ. II.7)}$$

- **Etude au secondaire du transformateur :**

La continuité du courant dans l'inductance du filtre est assurer par la présence de la présence de la diode de roue libre D_3, qui devient passante. On peut écrire, pour l'inductance L :

$$L\,\frac{diL(t)}{dt} = -\,V_s \Rightarrow i_L(t) = -\frac{V_s}{L}.t + I_{L.max} \qquad \text{(Equ. I.8)}$$

la figure suivante représente les formes d'ondes $i_x(t)$ et $v_x(t)$ dans ces deux phases.

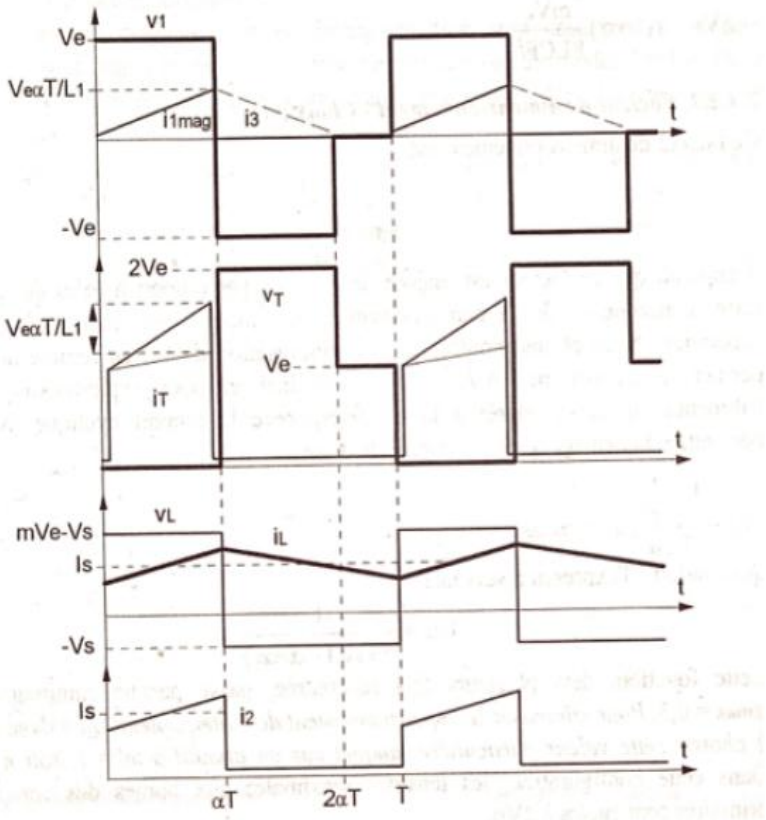


Figure II-4 : Formes d'onde en Mode de Conduction Continu (MCC)

2.2.2 Mode de Conduction Discontinu (MCD)

Dans certains cas, la quantité d'énergie demandée par la charge est assez faible pour être transférée dans un temps plus court qu'une période de commutation. Dans ce cas, le courant traversant l'inductance s'annule pendant une partie de la période. La seule différence avec le principe de fonctionnement décrit précédemment est que l'inductance est complètement déchargée

au début du cycle (voir figure II-5).Bien que faible, la différence enter la conduction continue et discontinue a un fort impact sur la formule de la tension de sortie. La tension de sortie peut être calculée de la façon suivante :

On considère toujours que le convertisseur a atteint le régime permanent.

L'énergie stockée dans les composants est donc la même en début et en fin de cycle (elle est nulle dans le cas de la conduction discontinue). Cela engendre aussi que la tension moyenne aux bornes de l'inductance (V_L) est nulle. Ceci se traduit sur la figure suivante [2], [7], [8] :

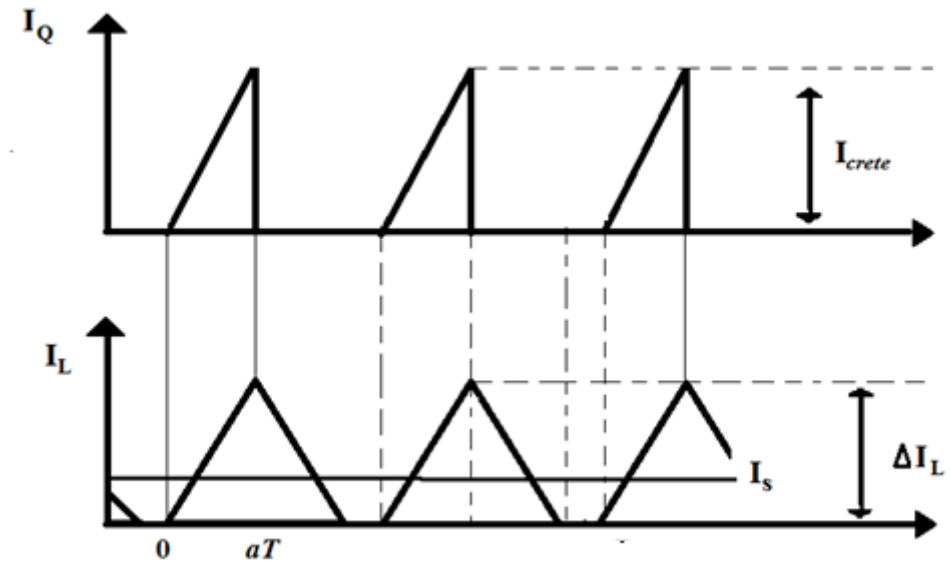


Figure II- 5:Formes d'ondes en Mode de conduction Discontinu (MCD)

$(\mathrm{m}V_e - V_s).\alpha.T - V_s.\beta.T = 0$ (Equ. II.9)

On peut en déduire la valeur de β :

$$\beta = \frac{mV_e - V_s}{V_s}\,\alpha \quad \text{(Equ II.10)}$$

En supposant que le condensateur de sortie est suffisamment important pour maintenir la tension de sortie constante pendant un cycle de commutation, le courant de sortie (I_s) délivré à la charge est constant. et cela implique que le courant traversant le condensateur est de valeur moyenne nulle. Par conséquent, nous avons :

$$I_{L.moy} = I_s \quad \text{(Equ II.11)}$$

Avec: $I_{L.moy}$ courant moyen traversant l'inductance

Comme on peut le voir sur la (figure II-5) le courant i_L(t) traversant l'inductance est forme triangulaire. Par conséquent, la valeur moyenne de i_L(t) peut donc être calculée géométrique de la façon suivante :

$$I_{L.moy} = \left(\frac{1}{2}I_{L.max}.\alpha.T + \frac{1}{2}I_{L.max}.\beta.T\right)\frac{1}{T} \quad \text{(Equ. II. 12)}$$

$$I_{L.moy} = \frac{I_{L.max}(\alpha+\beta)}{2} = I_s$$

$$I_{L.max} = \frac{mV_e - V_s}{V_s}.\alpha.T \quad \text{(Equ. II.13)}$$

En remplaçant $I_{L.max}$ dans les relation précédents par son expression, on obtient:

$$I_s = \frac{(mV_e - V_s)\alpha.T(\alpha+\beta)}{2L} \quad \text{(Equ. II.14)}$$

On replace β par son expression : (Equ II.10)

$$I_s = \frac{(mV_e - V_s)\alpha.T\left(\alpha + \frac{V_e - V_s}{V_s}\right)}{2L} \quad \text{(Equ. II.15)}$$

Qui peut se mettre sous la forme :

$$V_s = mV_e \frac{1}{\frac{2.L.I_S}{a^2.V_e.T}+1} \qquad \text{(Equ. II.16)}$$

On peut voir que l'expression de la tension de sortie (Equ. II.16) est bien plus compliquée que celle obtenue pour la conduction continu. En effet, la tension de sortie dépend non seulement de la tension d'entrée (V_e) et du rapport cyclique (α) mais aussi de la valeur de l'inductance (L), de la période de commutation (T) et du courant de sortie (I_s) et du rapport de transformation (m).

Après l'étude théorique de convertisseur on va dimensionner les différent composants du convertisseur

Chapitre III :

Dimensionnement du convertisseur

1. Cahier de charges

Avant de commencer l'étude nous devons fournir les spécifications qui seront utilisées pour l'étude du circuit.

Spécifications :

- Tension d'entrée : V_e= 40 V.
- Tension de sortie : V_s= 5 V.
- Fréquence de découpage : f = 50 kHz.
- Ondulation relative de la tension de sortie : ΔV_s = 10 %.Vs
- Ondulation relative du courant sortie : ΔI_s= 10 %.Is ($I_s = I_{ch}$)
- Courant sortie : I_s = 20 A. ; Ps =100 W .
- Le rondement : η = 80% .
- Le rapport cyclique max. α_{max} = 0.45
- La densité de courant : J_{max} = 450 A/cm^2
- L'induction magnétique max B_{max} = 0.3 T ; (02….03) T
- Ondulation de l'induction magnétique ΔB=0.3 T. (1 quadrant)

Pour le dimensionnement des composants du convertisseur nous allons utiliser ce cahier des charges .

Le schéma de principe du convertisseur est le suivant :

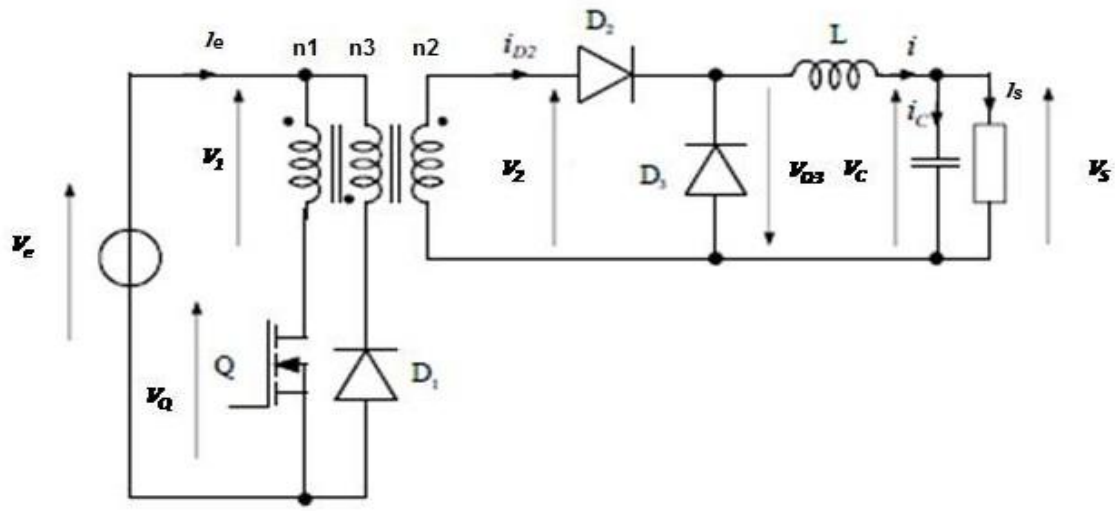


Figure III-1 : schéma de principe du convertisseur FORWARD

- **Calcul du rapport cyclique :**

Pour le calcul du rapport cyclique nous allons d'abord supposer que le convertisseur est en régime permanent. Le commutateur est supposé idéal, et les pertes dans les éléments inductifs et capacitifs sont négligées. L'analyse sera faite pour le fonctionnement du convertisseur en mode de Conduction Discontinue MCD. Avec $i_L(t) >= 0$, $I_{ch} = 20$ A

Les figures suivantes donnent le schéma équivalant et l'allure de la tension et du courant de L en Mode de Conduction Discontinu (**MCD**).

Phase 1 : de 0 à α.T (avec α : rapport cyclique) phase de magnétisation .

L'interrupteur Q est passant, le primaire est soumis à la tension $\mathbf{V_e}$. Il s'en suit la magnétisation du transformateur, et un transfert d'énergie de la source vers le filtre et la charge, à travers le transformateur et la diode $\mathbf{D_2}$.

- Interrupteur fermé **« Q (ON) »**, le fonctionnement du convertisseur impose que :

  D_1 (OFF), D_2 (ON), et D_3 (OFF) . La figure suivante caractérise cette phase dite de magnétisation.

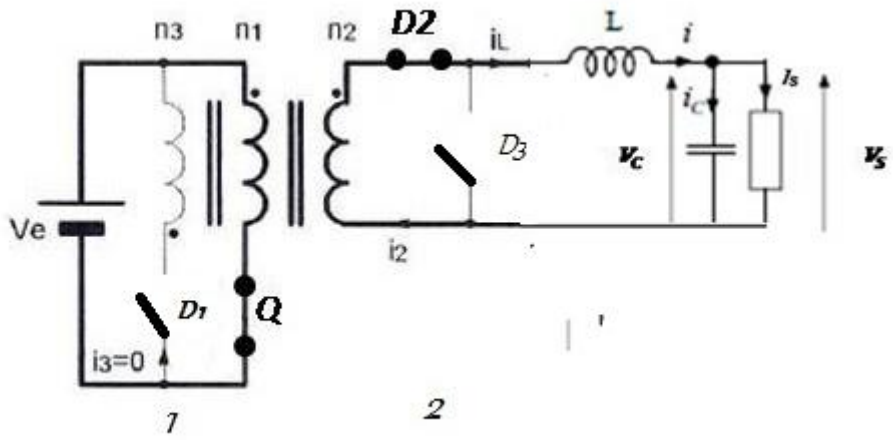


Figure III - 2 : schéma équivalent du convertisseur en phase 1 ($0 < t < \alpha.T$).

On a par hypothèse : $V_Q = V_{D2} = 0$ V (éléments idéaux)

Les équations de la maille 1 sont : (Source V_e)

$$V_e = v_1(t) + V_Q = L_1 . \frac{di_e(t)}{dt} + V_Q \qquad \text{(par intégration)}$$

$$i_e(t) = \frac{Ve}{L1}. t + A$$

- *Conditions initiales* : à $t = 0$ on a $i_e(0) = 0$ => $A = 0$

$$i_e(t) = \frac{Ve}{L1} t \qquad \text{(Equ. III.1)}$$

- *Conditions finales* : à $t = \alpha.T$ on a $i_e(\alpha.T) = I_{e.max}$

$$I_{e.max} = \frac{Ve}{L1}. \alpha.T \implies I_{e.max} = \frac{Ve}{L1}. \alpha.T$$

Les équations de la maille 2 sont : (Source $v_2(t)$)

$$v_2(t) = V_S + v_L(t) + V_{D2} \qquad \text{(avec } v_2(t) = m.v_1(t)\text{)}$$

$$m.v_1(t) = V_S + L \frac{di_S(t)}{dt} \qquad \text{(avec } v_1(t) = V_e\text{)}$$

$$m.V_e = V_S + L \frac{di_S(t)}{dt}$$

$$di_S(t) = \frac{m.Ve - VS}{L}. dt \qquad \text{(par intégration on aura)}$$

$$i_S(t) = \frac{m.Ve - VS}{L}. t + A$$

- *Conditions initiales* : à $t = 0$ on a $i_S(0) = 0$ ====> $A = 0$

$$i_S(t) = \frac{m.Ve - VS}{L}. t \qquad \text{(Equ. III.1)}$$

- *Conditions finales :* à $t = \alpha.T$ on a $i_S(\alpha.T) = I_{S.max}$

$$I_{S.max} = \frac{m.Ve - VS}{L}. (\alpha .T)$$

Phase 2 : de α.T à T, à l'instant (α.T) on ouvre Q.

L'interrupteur Q est bloqué. Il apparaît *une phase de roue libre au niveau du secondaire* (continuité du courant dans l'inductance L via la diode de roue libre D_3), et *une phase de démagnétisation du transformateur* (continuité du courant magnétisant à travers le troisième enroulement n_3). Dans ce cas, il est nécessaire d'attendre la fin de la démagnétisation du transformateur avant d'entrer à nouveau dans une phase de magnétisation et de transfert d'énergie.

- Pour α.T < t < T ; Interrupteur ouvert « **Q (OFF)** », le fonctionnement du convertisseur impose que : **D_1 (ON), D_2 (OFF) et D_3 (ON)**. La figure suivante représente cette phase.

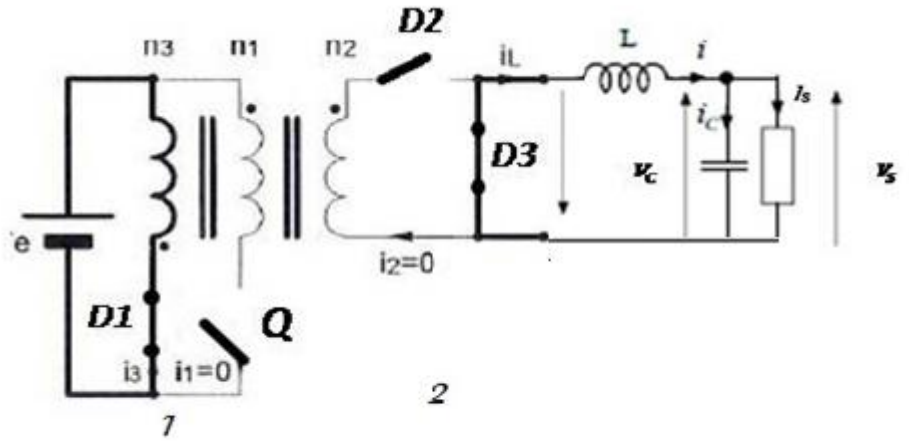


Figure III – 3 schéma équivalent du convertisseur en phase 2 (α.T < t < T)

On a par hypothèse : $V_{D3} = V_{D1} = 0$ V (éléments idéaux)

- **Les équations de la maille 1 sont : (Récupération de l'énergie Source L_3)**

$$v_3(t) = -V_e - V_{D1} \quad \text{alors}$$

$$v_3(t) = -V_e$$

$$L_3 . \frac{di_3(t)}{dt} = -V_e$$

$$di_3(t) = \frac{-V_e}{L_3} . dt \qquad \text{(par intégration)}$$

$$i_3(t) = \frac{-V_e}{L_3} . t + A$$

- *Conditions initiale*s : à t = α.T on a :

$$i_3(\alpha.T) = I_{e.max} \Rightarrow A = I_{e.max} + \frac{V_e}{L_3} . (\alpha . T)$$

$$i_3(t) = \frac{-V_e}{L_3} . (t - \alpha . T) + I_{e.max} \qquad \text{(Equ.III.2)}$$

- *Conditions finale*s : à t = (2.α.T) : Démagnétisation complète du transfo.

$i_3(2.\alpha.T) = 0$ ==>

$$I_{e.max} = \frac{V_e}{L_3}.(\alpha.T) = \frac{V_e}{L_1}.(\alpha.T) \quad \text{(Equ.III.3)}$$

- **Les équations de la maille 2 au secondaire sont : (Source de l'énergie L)**

$$-v_L(t) = V_{D3} + V_S$$

$$v_L(t) = -V_S$$

$$L\frac{di_L(t)}{dt} = -V_S$$

$$i_L(t) = -\frac{Vs}{L}dt \qquad \text{(par intégration)}$$

$$i_L(t) = -\frac{Vs}{L}t + A$$

- *Conditions initiale*s : à t = α.T on a :

$$i_L(\alpha.T) = I_{L.max} \Rightarrow A = \frac{Vs}{L}.(\alpha.T) + I_{L.max}$$

$$i_L(t) = -\frac{Vs}{L}.(t - \alpha.T) + I_{L.max} \qquad \text{(Equ. III.4)}$$

avec : $T = t_{on} + t_{off}$

La valeur moyenne aux bornes de l'inductance est nulle, donc :

$$\int_0^T v_L(t) = \int_0^{t_{on}} v_L(t)\,dt + \int_{ton}^T v_L(t)\,dt = 0$$

$$(m.V_e - V_s).t_{on} = V_s.(T - t_{on})$$

(avec **m** rapport de transformation)

D'où : $$\frac{V_s}{m.V_e} = \frac{t_{on}}{T} = \alpha \quad \Rightarrow \quad \frac{V_s}{V_e} = m.\alpha$$

$$\alpha = \frac{V_s}{m.V_e} \qquad \text{(Eq. III.5)}$$

On remarque que le rapport des tensions (V_s / V_e) varie linéairement en fonction du rapport cyclique **α** du commutateur pour une tension d'entrée donnée et ne dépend pas des autres paramètres du circuit.

- Intervalles de temps t_{on} et t_{off} :

$$T = \frac{1}{f} = \frac{1}{50 * 10^3} \Longmapsto T = 0.2\ \mu s$$

$t_{on} = \alpha\, T = 0{,}45 \,.\, 0.2 \Longmapsto t_{on} = 0.09\ \mu s$

$pour\ \alpha_{max} = 0{,}45\ \ on\ a :$

$t_{off} = (1-\alpha).T = (1-0{,}45).0.2 \quad \Longmapsto \quad t_{off} = 0.11\ \mu s$

- **Résistance de charge :**

$$R_s = \frac{{V_s}^2}{P_s} = \frac{5^2}{100} \ \Longmapsto \ R_s = \ 0{,}25\ \Omega$$

2.Dimensionnement des composants

2.1. Dimensionnement du transformateur : [10]

2.1.1 Principe du dimensionnement

Conformément à l'approche intuitive, nous allons montrer que le point de départ du dimensionnement est fourni par la puissance qui peut transiter à travers le transformateur.

Nous raisonnerons sur le circuit unidimensionnel équivalent au circuit magnétique, de section magnétique effective S_e (a) et de surface de bobinage effectivement disponible S_b(b)

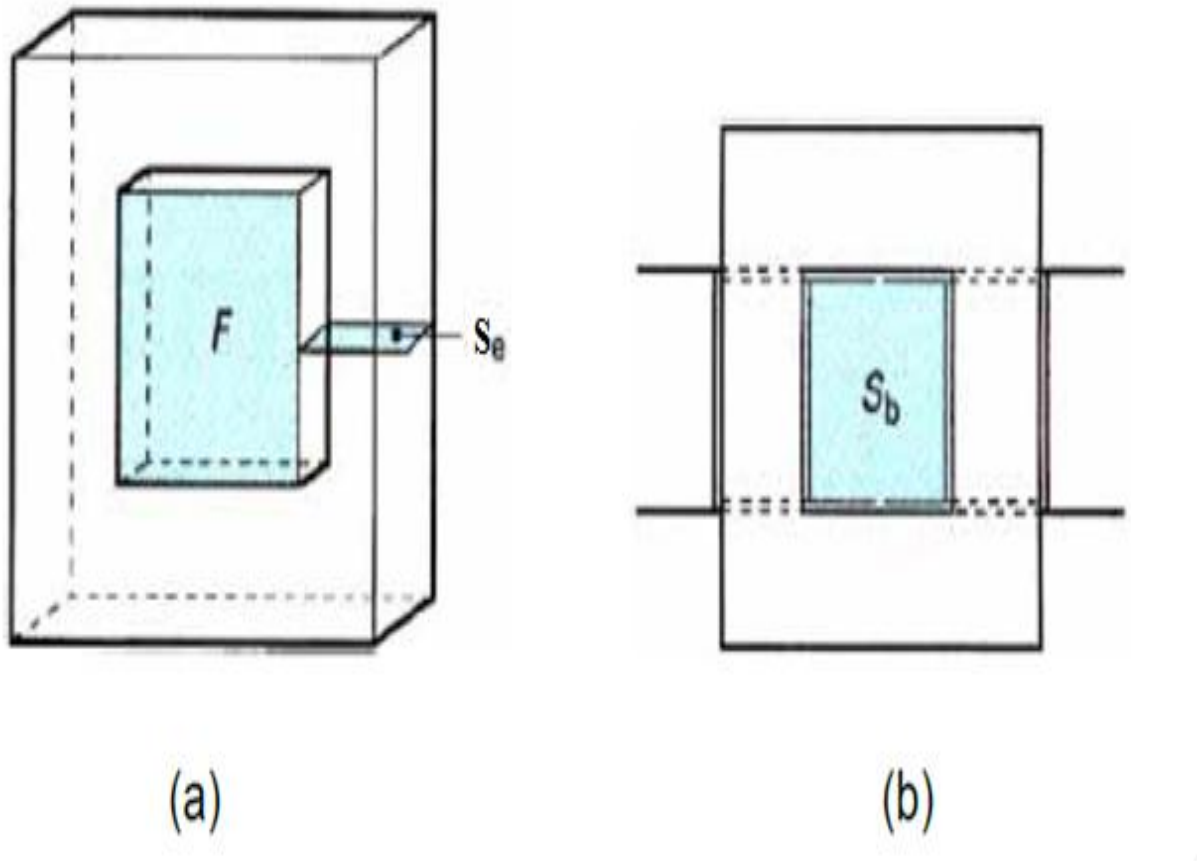


Figure III - 4 : (a) : Aire effective $S_e$et fenêtre d'un circuit magnétique

(b) : Surface de bobinage $S_b$compte tenu de la carcasse

Nous nous plaçons dans le cas classique d'un forward en démagnétisation complète, avec un enroulement de démagnétisation comportant le même nombre de spires que le primaire :

$$n_1 = n_3$$

ce qui correspond à un rapport cyclique $\alpha = \frac{t_f}{T}$ limité à 1/2.

Le dimensionnement est effectué pour la puissance maximale que peut transmettre le transformateur, c'est-à-dire pour $\alpha = 1/2$

Dans ces conditions, V_e étant la tension d'alimentation du forward, la tension V_1 bornes de l'enroulement primaire est carrée , d'amplitude + V_e et – V_e (figure **5**), et le flux ϕ créé dans le circuit magnétique est de forme triangulaire ; dans le cas d'une démagnétisation complète que nous envisageons, le flux au début et à la fin de la période *T* est nul.

Le flux ϕ de l'induction magnétique *b*, à travers une section droite S_e du noyau, est défini par :

$$\Phi = b\, S_e$$

De plus, la loi de Faraday s'écrit, pour $V_1 = V_e$:

$$V_e = n_1 \frac{d\Phi}{dt}$$

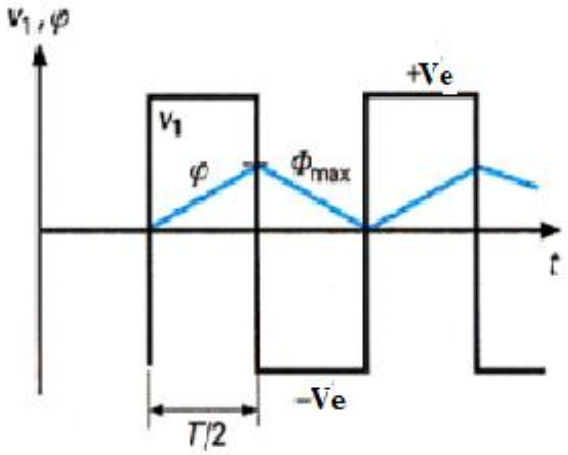


Figure III - 5 : – Tension au primaire du transformateur et flux magnétique

Le flux croissant linéairement à partir d'une valeur nulle pendant une demi-période T /2

on a :

$$\frac{d\varphi}{dt} = \frac{\Phi_{max}}{T/2}$$

d'où, en écrivant que $f = 1/T$:

$$V_e = \frac{n_1 B_{max} S_e}{T/2} = 2f\, n_1 B_{max} S_e$$

soit enfin :

$$S_e = \frac{V_e}{2f\, n_1 B_{max}} \qquad \text{(Equ . III.6)}$$

C'est la première relation entre une grandeur électrique (tension primaire) et une grandeur géométrique (section droite S_e du circuit magnétique).

S_b Cette surface doit rester inférieure, ou à la limite égale, à la surface de bobinage disponible S_b:

$$S_b \geq \frac{2{,}1\ \alpha . n_1\ k\ I_S}{J} \qquad \text{(Equ . III.7)}$$

le produit $S_e\ S_b$ donne :

$$S_e\ S_b \geq \frac{2{,}1\ \alpha V_e\ k\ I_S}{2\ J\ f\ B_{max}} \qquad \text{(Equ . III.8)}$$

C'est la deuxième relation entre grandeurs électriques et géométriques .À ce stade du calcul, la seule inconnue subsistant dans les relations (Equ .III.6)et (Equ . III.7)est n_1 que l'on élimine en effectuant le produit $S_e\ S_b$ ..,

Pour un rapport cyclique limité à α_{max}, la puissance maximale est :

$$p = \alpha_{max}\ V_e\ k\ I_s \qquad \text{(Equ . III.9)}$$

La relation (3) peut ainsi se mettre sous la forme

$$S_e\ S_b \geq \frac{2{,}1\ \alpha.P}{J\ f\ B_{max}} \qquad \text{(Equ . III.10)}$$

Le produit $S_e\ S_b$ est une image de la taille du transformateur**.**

2.1.2 les courant I_1 et I_2

La figure 4 rappelle les formes des courants primaire et secondaire pour α = 1/2 ; le palier croissant du courant secondaire est centré sur la valeur du courant de sortie I_S ; l'amplitude du courant primaire est celle du courant secondaire, au rapport de transformation $m = \frac{n_2}{n_1}$ près, et au courant magnétisant près. Nous négligerons le courant magnétisant et idéaliserons les formes de I_2 et I_1 par des carrés d'amplitudes respectives I_S et $k\ I_S$ La valeur efficace d'un courant d'amplitude I et de rapport cyclique α étant donnée par $I\sqrt{\alpha}$, nous obtenons les valeurs efficaces de I_2 et I_1

$$I_2 = I_s \sqrt{1/2} = 0.7\ I_S \qquad \text{(Equ . III.11)}$$

$$I_1 = m\ I_s \sqrt{1/2} = 0.7\ I_S \qquad \text{(Equ . III.12)}$$

2.1.3 les section des fils :

Si l'on se fixe une densité de courant J dans les enroulements, les section des fils **:**au primaire et au secondaire sont :

$$s_1 = I_1 / J = 0.7\ m\ I_S / J \qquad \text{(Equ . III.13)}$$

$$s_2 = I_1 / J = 0.7\ m\ I_S / J \qquad \text{(Equ . III.14)}$$

2.1.4 Inductance du transformateur :

Pour déterminer l'inductance du transformateur nous pouvons utiliser l'équation suivante :

$$L = n^2 * A_L \qquad \text{(Eq. III.15)}$$

2.1.5 les pertes cuivre :

la longueur du fil :

$\ell = 2 .r .\pi.n$ (Equ . III.16)

r : la rayon d'un cercle

n : le nombre de spires

la résistance du fil

$R= \rho \frac{\ell}{S}$ (Equ . III.17)

ℓ : la longueur du fil

S : la section du fil

ρ : la résistivité du cuivre

$P_{cu} = R .I$ (Equ . III.18)

D'où les pertes du cuivre totales $P_{cu\,T} = R_1 . I_1^{\,2} + R_2 . I_2^{\,2}$ (Equ . III.19)

2.1.6 les pertes fer :

$P_{\boldsymbol{fer}} = P_m . \frac{mW}{cm^3} . \mathcal{V}_e$ (Equ . III.20)

$Pertes_{totales} = P_{cu\,T} + P_{\boldsymbol{fer}}$ (Equ . III.21)

2.1.7 calculs les différents paramètres :

lés donné

P = 100 W	V_S= 5 V	I_S = 20 A	J= 450 A/cm^2
V_e = 40 V	Bmax = 0,2 T	f = 50 kHz.	α_{max} = 0.45

Le coefficient de foisonnement est estimé au moins égal à 2,5

Avec ces valeurs, conformément à la (Equ . II.9)le produit $S_e\ S_b$ donne :

$$S_p = S_e\ S_b \geq \frac{2{,}1\ \alpha.P}{J\ f\ B_{max}} \qquad \text{(Equ . III.10)}$$

$S_p = S_e\ S_b$

$$S_e\ S_b = \frac{2.1\ .2.5\ .100}{4.5.10^6.50.10^3.0.3} \approx 0.78\ .\ 10^{-8} m^4 = 0.78\ cm^4$$

Sur le catalogue de ferrites ayant les dimensions les plus proches :

$S_p = S_e\ S_b$

Type	S_p	S_e	S_b	ℓ_e	A_L	v_e
ETD39	0.80 cm^4	1.20 cm^2	0.67 cm^2	5.03 cm	3000 nh	11.5 cm^3
PQ 26/25	0.99 cm^4	1.18 cm^2	0.84 cm^2	5.55 cm	5250 nh	6.53 cm^3

Tableau III.1**:** les types des noyaux

- **Noyau type ETD39** (voir Annexe)

(Equ . III.6) donne le nombre de spires au primaire :

$$n_1 = \frac{E}{2\ f\ B_{max}\ S_e} = \frac{40}{2\ 50\ 10^3\ .0.3\ .\ 1.20\ .10^{-4}} = 11.11$$

Nous prendrons n_1= 11.11 spires.

et la (Equ . II.1) donne le nombre de spires au secondaire

$$m = \left(\frac{n_2}{n_1}\right) \qquad \alpha = \frac{V_s}{m.V_e} \qquad \text{(Equ . III.5)}$$

cela conduit, pour V_s = 5 V et n_1= 11 spires, à un nombre de spires au secondaire :

$$n_2 = \frac{5\ n_1}{40.0.45} = 3.05$$

Par précaution nous prendrons la valeur supérieure : n_2 = 3 spires

d'où $m = n2/n1 = 0{,}27$

Calcul des courants I_1 et I_2

Les donné : I_S= 20 A , m = 0,27

$I_2 = I_s \sqrt{1/2}$ =0.7 I_S (Equ . III.11)

I_2 = 0.7 . 20 = 14 A

$I_1 = mI_s \sqrt{1/2}$ = m 0.7 I_S (Equ . III.12)

I_1 = 0.27 . 0.7 . 20 = 3.78 A

les sections des fils :

$s_1 = I_1 / J$ (Equ . III.13)

s_1 =3.78/4.5 = 0.84 mm^2

$s_2 = I_2 / J$ (Equ . III.14)

s_2 = 14 /4.5 = 3.11 mm^2

On choisit les section normalisées :

s_1= 1 mm^2

s_2= 4 mm^2

Calcule Inductance du transformateur :

$L = n^2 * A_L$ (Eq. III.15)

. A_L = 3000 nH

- Inductance du premier enroulement :

$L_1 = n_1^2 * A_L = 11^2 * 3000*10^{-9} = 0.363 .10^{-3}$H L_1 = 0.363 mH

- Inductance du deuxième enroulement :

$L_2 = n_2^2 * A_L = 3^2 * 3000*10^{-9} = 0.027. 10^{-3}$ H L_2 = 0.027 mH

- Inductance de l'enroulement de démagnétisation :

$L_3 = n_3^2 * A_L = 11^2 * 3000*10^{-9} = 0.363 .10^{-3}$ H L_3 = 0.363 mH

- **Noyau type PQ25 28** (Voir annexe)

La (Equ . III.6)) donne le nombre de spires au primaire :

$$n_1 = \frac{E}{2\, f\, B_{max}\, S_e} = \frac{40}{2\ 50\ 10^3\ .0.3\ .\ 1.18\ .10^{-4}} = 11.29$$

Nous prendrons n_1= 11 spires.

et la (Equ . III.4) donne le nombre de spires au secondaire

$$m = \left(\frac{n_2}{n_1}\right) \qquad \alpha = \frac{V_s}{m.V_e} \qquad \text{(Equ . III.5)}$$

cela conduit, pour V_s = 5 et n_1= 11 spires, à un nombre de spires au secondaire :

$$n_2 = \frac{5\ n_1}{40.\ 0.45} = 3.13$$

On prend n_2 = 3

d'où $m = n2/n1 = 0{,}27$

Calcul des courants I_1 , I_2

Les donné : I_S= 20 A ,

$I_2 = I_s \sqrt{1/2} = 0.7\ I_S$ (Equ . III.11)

I_2 = 0.7 . 20 = 14 A

$I_1 = m\ I_s \sqrt{1/2}$ = m 0.7 I_S (Equ . III.12)

I_1 = 0.27 . 0.7 . 20 = 3.78 A

les sections des fils :

$s_1 = I_1 / J$ (Equ . III.12)

s_1 =3.78/4.5 = 0.84 mm^2

$s_2 = I_2 / J$ (Equ . III.14)

s_2 = 14 /4.5 = 3.11 mm^2

Calcul Inductance du transformateur :

$$L = n^2 * A_L \qquad \text{(Equ. III.15)}$$

. A_L = 5250 nH

- Inductance du premier enroulement :

$L_1 = n_1^2 * A_L = 11^2 * 5250 * 10^{-9} = 0.63.10^{-3}$ H L_1 = 0.63 mH

- Inductance du deuxième enroulement :

$L_2 = n_2^2 * A_L = 3^2 * 5250 * 10^{-9} = 0.047.10^{-3}$ H L_2 = 0.047 mH

- Inductance de l'enroulement de démagnétisation :

$L_3 = n_3^2 * A_L = 11^2 * 5250 * 10^{-9} = 0.63.10^{-3}$ H L_3 = 0.63 mH

les pertes cuivre :

les donné

I_1 = 3.78 A , I_2 = 14 A , s_1= 0.84 mm^2 , s_2 = 3.11 mm^2

n_1=11 n_2 = 3 ρ_{cu}= 1.7 . 10^{-8} ,

Diamètre sur le catalogue de ferrites (Voir annexe)

(ETD 39) E=1.250 cm

(PQ26/25) E=1.43 cm

ETD 39 :

- la longueur du fil : (Equ . III.16)

$\ell_1 = 2 .r .\pi. n_1 = 2 .6.25.\pi. 11 = 431.96\ mm$

$\ell_{s2} = 2 .r .\pi. n_2 = 2 .6.25.\pi.3 = 117.8\ mm$

- la résistance du fil : (Equ . III.17)

$$R_1 = \rho \frac{\ell_1}{S_1} = 1.7 . 10^{-8} . \frac{431.96}{0.84} = 8.74 . 10^{-6}\ \Omega$$

$$R_2 = \rho \frac{\ell_2}{S_2} = 1.7 . 10^{-8} \frac{117.8}{3.11} = 0.64 . 10^{-6}\ \Omega$$

- calcul des pertes cuivre : (Equ . III.18)

$P_{cu\,1} = R_1 . I_1^2 = 8.74 . 10^{-6} . 3.78^2 = 0.12 . 10^{-3}$ W

$P_{cu\,2} = R_2 . I_2^2 = 0.64 . 10^{-6}\ 14^2 = 0.12 . 10^{-3}$ W

- calcul des pertes cuivre totales : (Equ . III.19)

$$P_{cu\,T} = P_{cu\,1} + P_{cu\,2} = 0.12 \,.\, 10^{-3} + 0.12 \,.\, 10^{-3} = 0.24.\, 10^{-3} \ \text{W}$$

les pertes fer :

ETD 39 : pour le matériau choisi sont $P_m \cong 200 mW/\text{cm}^3$. v_e=11.5 cm^3

$$P_{\boldsymbol{fer}} = P_m \,.\frac{mW}{cm^3} \,.\, v_e = 200.\ 11.5 = 2.3 \ \text{W} \qquad \text{(Equ . III.20)}$$

$$Pertes_{totales} = P_{cu\,T} + P_{\boldsymbol{fer}} = 0.24.\, 10^{-3} + 2.3 = 2.3 \ \text{W} \qquad \text{(Equ . III.21)}$$

PQ 26/25 :

- la longueur du fil : (Equ . III.16)

$$\ell_1 = 2 \,.r\,.\pi.\, n_1 = 2\,.7.45.\pi.\,11 = 514.9\ mm$$

$$\ell_2 = 2 \,.r\,.\pi.\, n_2 = 2\,.7.45.\pi.3 = 140.42\ mm$$

- la résistance du fil : (Equ . III.17)

$$R_1 = \rho \frac{\ell_1}{S_1} = 1.7 \,.\, 10^{-8} \,.\frac{514.9}{0.84} = 10.42 \,.\, 10^{-6}\ \Omega$$

$$R_2 = \rho \frac{\ell_2}{S_2} = 1.7 \,.\, 10^{-8} .\frac{140.42}{3.11} = 0.76 \,.\, 10^{-6}\ \Omega$$

- calcul des pertes cuivre : (Equ . III.18)

$$P_{cu\,1} = R_1 \,.\ I_1{}^2 = 10.42 \,.\, 10^{-6} \,.\, 3.78^2 = 0.14 \,.\, 10^{-3}\ \text{W}$$

$$P_{cu\,2} = R_2 \,.\, I_2{}^2 = 0.76 \,.\, 10^{-6} .\, 14^2 = 0.14 \,.\, 10^{-3}\ \text{W}$$

- calcul des pertes cuivre totales : (Equ . III.19)

$$P_{cu\,T} = P_{cu\,1} + P_{cu\,2} = 0.14 \,.\, 10^{-3} + 0.14 \,.\, 10^{-3} = 0.28.\, 10^{-3}\ \text{W}$$

les pertes fer :

PQ 26/25 pour le matériau choisi sont $P_m \cong 200 mW/\text{cm}^3$. v_e=6.53 cm^3

$$P_{\boldsymbol{fer}} = P_m \,.\frac{mW}{cm^3} \,.\, v_e = 200.\ 6.53 = 1.3 \ \text{W} \qquad \text{(Equ.III.20)}$$

$$Pertes_{totales} = P_{cu\,T} + P_{fer} = 0.28.\, 10^{-3} + 1.3 = 1.3 \ \text{W} \qquad \text{(Equ.III.21)}$$

	ETD39			**PQ26 25**		
L H	L_1=0.36 $.10^{-3}$	L_2=0.027 $. 10^{-3}$	L_3=0.36 $.10^{-3}$	L_1=0.63 $. 10^{-3}$	L_2=0.047 $. 10^{-3}$	$L_{3==}$0.63 $. 10^{-3}$
n_1	11			11		
n_2	3			3		
I_1 (A)	3.78			3.78		
I_2 (A)	14			14		
$R_1(\Omega)$	$8.74 . 10^{-6}$			$10.42 . 10^{-6}$		
$R_2(\Omega)$	$0.64 . 10^{-6}$			$0.76 . 10^{-6}$		
$P_{cu\,1}$(W)	$0.12 . 10^{-3}$			$0.14 . 10^{-3}$		
$P_{cu\,2}$(W)	$0.12 . 10^{-3}$			$0.14 . 10^{-3}$		
$P_{cu\,T}$(W)	$0.24. 10^{-3}$			$0.28. 10^{-3}$		
P_{fer} (W)	2.3			1.3		
$Pertes_{totales}$ (W)	2.3			1.3		

Tableau III.2: des résultats

Les pertes totale dans le noyau du type PQ 26/25 sont faibles par apport à celles de noyau du type (ETD39). Nous avons choisi le noyau (PQ 26/25)

2.2. Inductance de lissage [10]

2.2. 1 Circuit magnétique (circuit « fer »)

Le flux magnétique total à travers les *n* spires du bobinage s'écrit :

$$\phi_{max} = L\ I_{max} = n\ B_{max}\ S_e$$

On obtient ainsi la première relation électrique-géométrique :

$$S_e = L\ \frac{I_{max}}{n\ B_{max}} \qquad \text{(Equ . III.22)}$$

2.2. 2 Enroulements (circuit « cuivre »)

Pour une densité de courant *J* et une valeur efficace *I* du courant
(de valeur maximale I_{max} correspondant à B_{max} , la section du fil est :

$$S = I / J \qquad \text{(Equ .III.23)}$$

Les *n* spires de cuivre occupent, dans la fenêtre, une surface :

$$\alpha\ n\ s = \alpha\ n\ I / J$$

α étant le coefficient de foisonnement qui tient compte des isolants et de la place perdue .La surface de bobinage effectivement disponible $S_b$doit évidemment lui être supérieure ou égale :

$$S_b \geq \alpha\ n\ I / J \qquad \text{(Equ .III.24)}$$

2.2.3 Produit $S_e\ S_b$

Le nombre de spires *n* s'élimine en faisant le produit des deux surfaces[(Equ . III.22)et (Equ . III.24)] :

$$S_e\ S_b \geq \frac{\alpha\ L\ I_{max}\ I}{J B_{max}} \qquad \text{(Equ . III.25)}$$

Selon la forme du courant, un certain rapport (facteur de forme) existe entre les deux valeurs *I* et I_{max}

.

2.2.4 Nombre de spires

Connaissant S_e , la relation((Equ . III.22) fournit le nombre de spires n :

$$n = \frac{L\, I_{max}}{B_{max}\, S_e} \qquad \text{(Equ .III.22)}$$

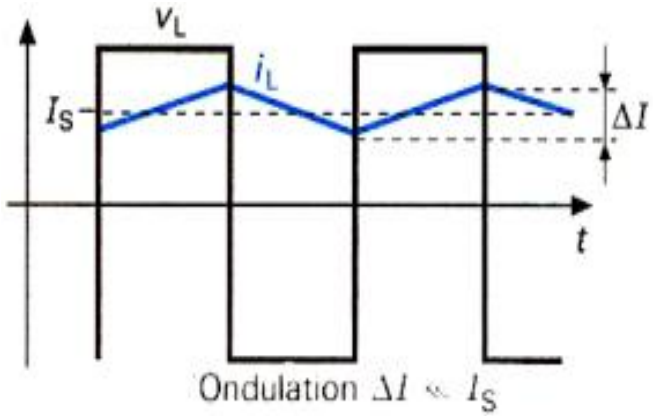


*Figure III - 6 :*Tension aux bornes de l'inductance de lissage
et courant dans cette inductance pour α = 0.45

2.2.5 L'entrefer

$$e = \frac{n^2.A_e.u_e}{L} \qquad \text{(Equ .III.25)}$$

$$S = \frac{\pi d}{4} \rightarrow d = \sqrt{\frac{4S}{\pi}} \qquad \text{(Equ .III.26)}$$

2.1.6 Calculs des paramètre :

Nous avons Caractéristiques V_e = 40 V/ V_S= 5 V de P = 100 W à f =50 kHz. Le courant de sortie nominal est donc de 20 A. de pour fonctionner en conduction discontinue MCD on a :

$\Delta I = I_{max} = 20\, A$ avec $\Delta t = 2.\alpha.T$

est donnée, pour un fonctionnement à rapport cyclique = 0.45,

par :

La valeur L de l'inductance

$$L = V_S \frac{\Delta t}{\Delta I_L} = V_S \frac{2.\alpha.T}{\Delta I_L} = \frac{5\ .2\ .0.45}{(\ .50\ .10^3\ )\ (20)} = 0.45\ .\ 10^{-5}\ H$$

$$L = 4.5\ \mu H$$

;

Produit $S_e\ S_b$

$S_e\ S_b \geq \frac{\alpha\ L\ I_{max}\ I}{JB_{max}} = \frac{2.5}{4.5\ .10^6\ .\ 0.3}\ 4.5.\ 10^{-6}.\ 20\ .\ 20$ (Equ . III.25)

$= 0.33.\ 10^{-8}\ m^4 = 0.33\ cm^4$

Sur le catalogue de ferrites ayant les dimensions les plus proches :

$A_p = S_e\ S_b$ EP-20 $A_p = 0.38\ .\ cm^4$ (Ferroxube)

S_e..... = 0.78 cm^2

S_b..... = 0.49 cm^2

ℓ_e(longueur effective des lignes de champ)..... = 3.98 cm

A_L = ...= 2915 nH

La valeur $S_e = 0.76\ cm^2$ donne le nombre de spires [(Equ . III.22)] :

$n = \frac{L\ I_{max}}{B_{max}\ S_e} = \frac{4.5\ .10^{-6}\ .\ 20}{0{,}3\ \ 0.78\ .10^{-4}}$ =3.84 spires

n ≈ 3 spires

S = I /J = 20 /4.5 = 4.4 mm^2 (Equ .III.23)

Calcul de l'entrefer :

$e = \frac{n^2.S_e.u_e}{L} = \frac{12^2.0.76.10^{-4}.4.\pi.10^{-7}}{4.5\ \ 10^{-6}}$ =3.1. 10^{-3} mm (Equ .III.25)

$S = \frac{\pi d}{4} \rightarrow d = \sqrt{\frac{4S}{\pi}} = \sqrt{\frac{4\ \ 4{,}4}{\pi}}$ = 2.36 mm (Equ .III.26)

Les pertes du cuivre :

les donné : ρ = 1.7 . 10^{-8} mΩ /mm , S = 4.8 mm^2 , n =12 spires , I_{max} = 20 A

Diamètre sur le catalogue de ferrites (ETD 29) E=0.89 cm

ETD 29 :

- la longueur du fil : (Equ . III.16)

  $\ell_L = 2\ .r\ .\pi.n$ = 2 .0.44.π. 3 =8.29 mm

- la résistance du fil : (Equ . III.17)

  $R_L = \rho\ \frac{\ell}{S}$ = 1.7 . $10^{-8}\ \frac{8.29}{4.8}$ = 29,36 . $10^{-9}\ \Omega$

- calcul des pertes du cuivre : (Equ . III.18)

$$P_{cu\,L} = R_L \cdot I_{max}{}^2 = 29{,}36 \cdot 10^{-9} \cdot 20^2 = 11 \cdot 10^{-6}\ W$$

Les pertes fer :

ETD 29 pour le matériau choisi sont $Pm \cong 200 mW/cm^3$. v_e=5.2 cm^3

$$P_{fer\,L} = P_m \cdot \frac{mW}{cm^3} \cdot v_e = 200 \cdot 5.2 = 1.04\ W \qquad \text{(Equ . III.20)}$$

$$Pertes_{totales} = P_{cu\,L} + P_{fer\,L} = 11 \cdot 10^{-6} + 1.04 = 1.04\ W \qquad \text{(Equ . III.21)}$$

2.3 Dimensionnement de la capacité d'entrée:

capacité électrochimique qui permet de découpler [3]

$$C = I_e \cdot \frac{dt}{dv} \qquad \text{(Equ . III.28)}$$

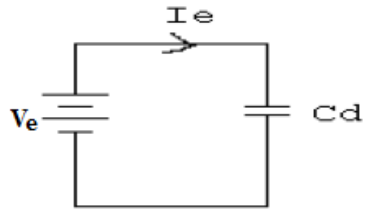


Figure III - 7: capacité d'entrée

Contraintes pour dimensionner la capacité : on prend un ΔV=1% pour 3 périodes

I_e=I_1=3.78 A , f=50 kHz

$$C = 3.78 \cdot \frac{6.10^{-5}}{0.4} = 567\ uF$$

2.4 Le condensateur de sortie

En supposant que le courant dans la résistance est constant et égal à la valeur moyenne du courant $I_L$nous pouvons calculer l'ondulation de tension :

$$\Delta I_S = \int_{\frac{\alpha T}{2}}^{\frac{T(1-\alpha)\alpha}{2}} i_c\ dt$$

D'oû

$$C \geq \frac{m\, V_e (1-\alpha)\alpha}{8\, \Delta V_S\, L\, f^2} \qquad \text{(Equ . III.29)}$$

$$C \geq \frac{0.27\ 40(1-0.45).0.45}{8\ 0.5\ \ 4.5\ .10^{-6}\ \ 50^2.10^6} = 59.4\mu F$$

2.5 Interrupteur (Mosfet)

On a supposé dans ce qui précède que le rapport cyclique maximal était égal à 0,45, ce qui représente le cas le plus fréquent. La principale limitation du rapport cyclique dans un forward venant de la tension que doit supporter le transistor, il peut être intéressant, en basse tension, d'augmenter le rapport cyclique pour augmenter la puissance
et le rendement. Les relations deviennent[10] :

$$P = \alpha_{max}\ k\ V_e\ I_s \qquad \text{(Equ . III.30)} \qquad\qquad S_e = \frac{\alpha_{max}\ V_e}{f\ n_1\ B_{max}} \text{ (Equ . III.6)}$$

La surface occupée dans la fenêtre par chaque bobinage devient :

$$\alpha = \sqrt{\alpha_{max}}\ n_1\ k\ I_s\ /\ J$$

Le système de démagnétisation doit assurer une valeur moyenne nulle de la tension au primaire, soit une tension primaire V_1pendant le blocage du transistor telle que :

$$V_1 > \alpha_{max} V_e\ /(\ 1-\ \alpha_{max}\ )$$

La tension à supporter par le transistor est théoriquement

$$V_{T\,max} > V_e + \frac{\alpha_{max} V_e}{(\ 1-\ \alpha_{max}\ )} \qquad \text{(Equ . III.31)}$$

Si α_{max}> 0.5

$$V_{T\,max} > 2V_e$$

$V_e = 40$ V

$$V_{T\,max} > 80 \text{ V}$$

3. La régulation

3.1 Caractérisation de l'alimentation en boucle ouverte :

3.1.1 Caractérisation $V_s(I_S)$:

Nous avons tracé la caractéristique de sortie pour une résistance de charge variant de 0 au point nominal avec extension pour les faibles courants.

La figure si dessous suivante montre la caractéristique $V_s = f(I_S)$ pour différents rapports cycliques de telle sorte qu'à pleine charge (résistance de sortie la plus faible), le point de fonctionnement de sortie soit approximativement vérifié car la globalisation des pertes vis-à-vis du transformateur fait que le transformateur ne possède pas le bon rapport de transformation pour les pertes occasionnées.

Lorsque le courant Is diminue, il n'y a plus suffisamment de courant dans L pour maintenir la conduction continue. Le passage en conduction discontinue s'accompagne donc d'une montée de la tension V_s. [4]

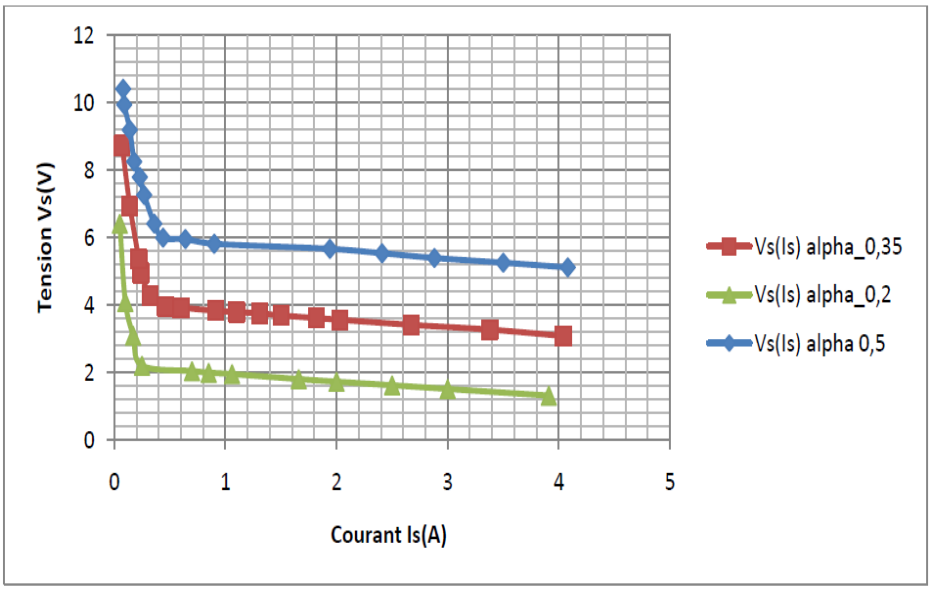


Figure III - 8: Caractérisation $V_s(I_S)$

Vs(Is) : en conduction continue la courbe n'est pas linéaire, on a une petite pente qui explique les pertes résistives de l'alimentation (impédance de l'alimentation).

3.2. Boucle de régulation de tension

3.2.1 Introduction à la régulation

Nous désirons effectuer une régulation de la tension de sortie afin de la maintenir constante quelle que soit la charge appliquée (de 0 court circuit à l'infinie : circuit ouvert).

Pour cela nous allons contrôler le courant dans l'inductance de lissage L. Cette commande en mode a pour avantage la simplicité de découplage du système en deux premiers ordres.

Du point de vue « commande », nous pouvons exprimer le circuit moyen équivalent vu du secondaire du Forward comme suit :

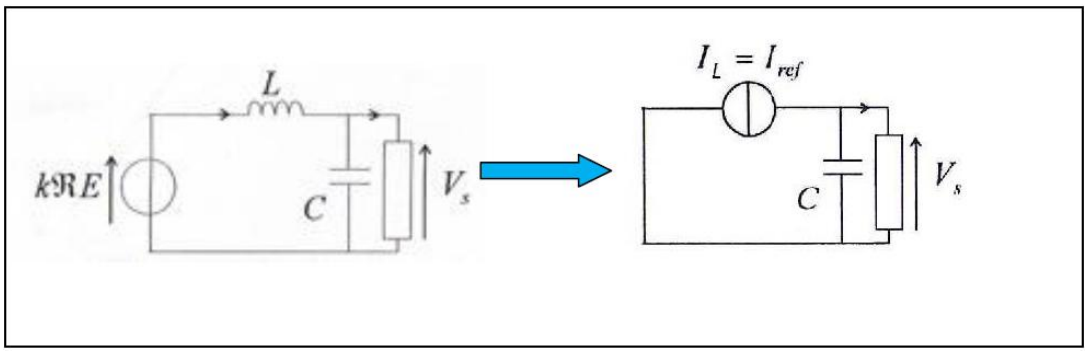
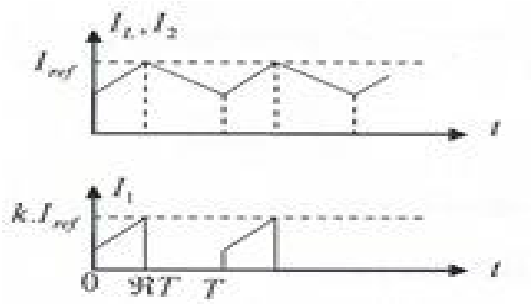


Figure III - 9 :Boucle de régulation de tension

Nous allons utiliser une commande par courant maximum afin de réguler ce courant I_L. Cette commande va faire un blocage dès que I_L atteint un seuil que l'on notera I_{ref} et s'amorcera périodiquement par une horloge. Cette commande à courant maximal à l'avantage de régulé le courant à une valeur max qui fait une protection pour l'alimentation (commande et au même temps une protection de courant).

Le courant $I_L$sera prélevé au primaire comme indiqué sur la figure ci dessus. ce courant au primaire est une image du courant maximum I_2 , soit de I_L au courant magnétisant pré. En pratique la mesure du courant I_1se fait par la résistance de shunt R_s (elle est moins chère et plus facile à mettre en œuvre).

Le mieux c'est de mettre un capteur à effet Hall directement sur le courant $I_L$il parce que lui il peut assurer l'isolation galvanique et donne une image de courant plus propre et plus juste (Inconvénient : plus cher et il faut prévoir un circuit d'alimentation pour le capteur) [4]



III - 10: la commande par courant maximum afin de réguler ce courant I_L.

Chapitre IV:

Simulation

VI.1 Introduction :

Dans ce chapitre on va tester nos résultats .obtenu au chapitre III. sous le logiciel PSIM V9.3 Démo et tracer les caractéristiques électriques du convertisseur FORWARD avec le cahier de charge .

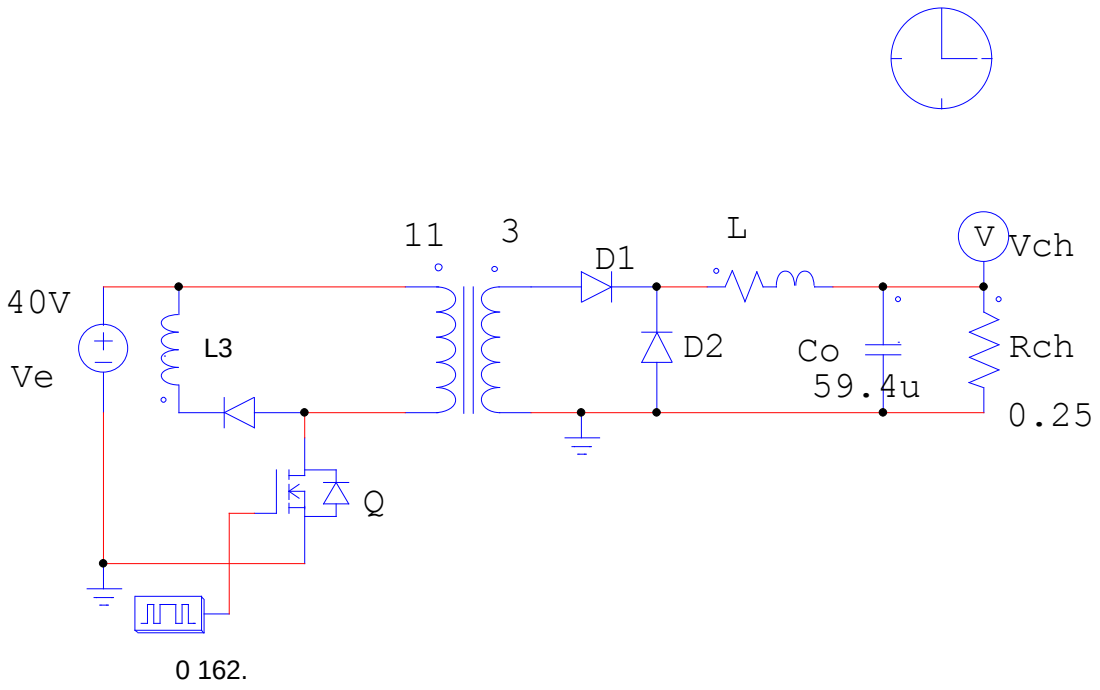


Figure. IV-1 Schéma du FORWARD sous PSIM

VI.2 Résultats de simulation :

Les résultats de simulation obtenus sont :

Les figures suivantes représentent les allures des paramètres :

V_s , I_s , i_c (t) , i_L (t) , I_{MOS}

Le figure IV-2 représente le tension de sortie V_s qui dépend du Mode fonctionnement

(MDC) et du courant dans l'inductance (V_s =R . I_s ; I_s= I_L - I_c)

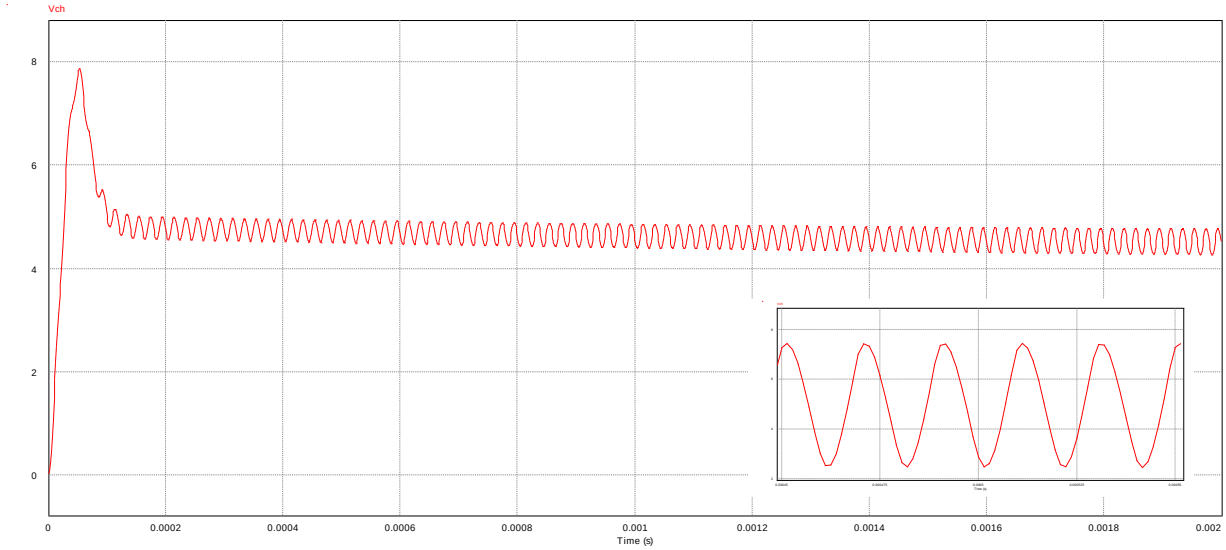


Figure. IV-2 tension de sortie V_s

En régime permanent on remarque que la tension de sortie oscille autour de 5 v avec une ondulation ΔV_s = 5 % < ΔV_s = 10 %

La figure IV-3 représente le courant de sortie I_s avec son ondulation par ce que V_s présent

des ondulation.

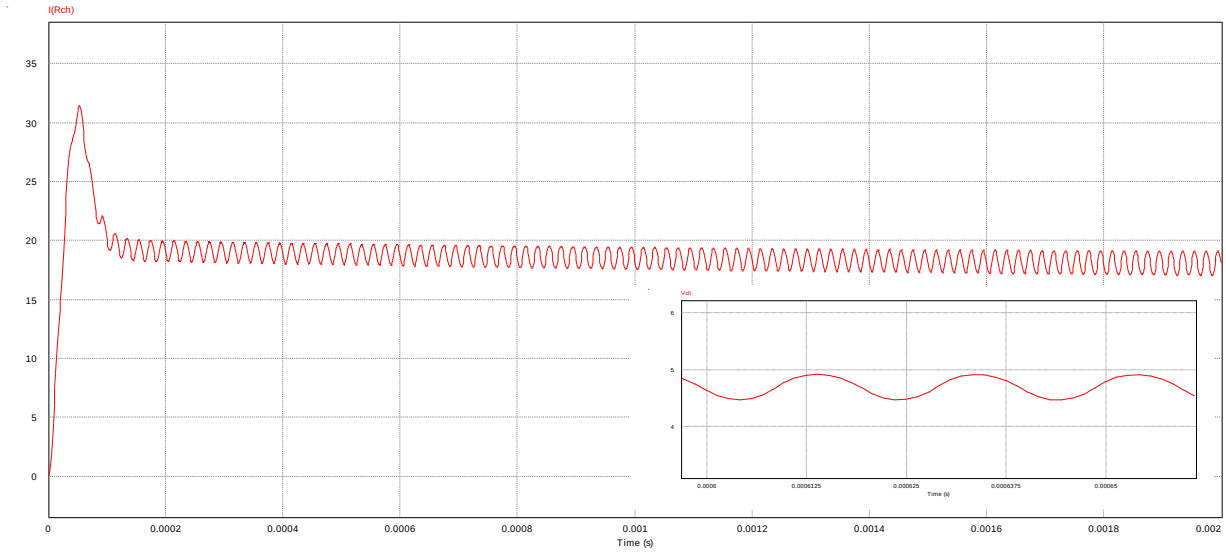


Figure IV .3 Courant de sortie I_s

En régime permanent, on remarque que le courant de sortie oscille auteur de 19 A avec une ondulation ΔI_s=2 % < ΔI_s= 10 % (supposée)

La Figure IV-4 représente Courant du condensateur i_c (t) .On constate que les courants charge et décharge de la Capacité ont la même valeur avec un signe différent

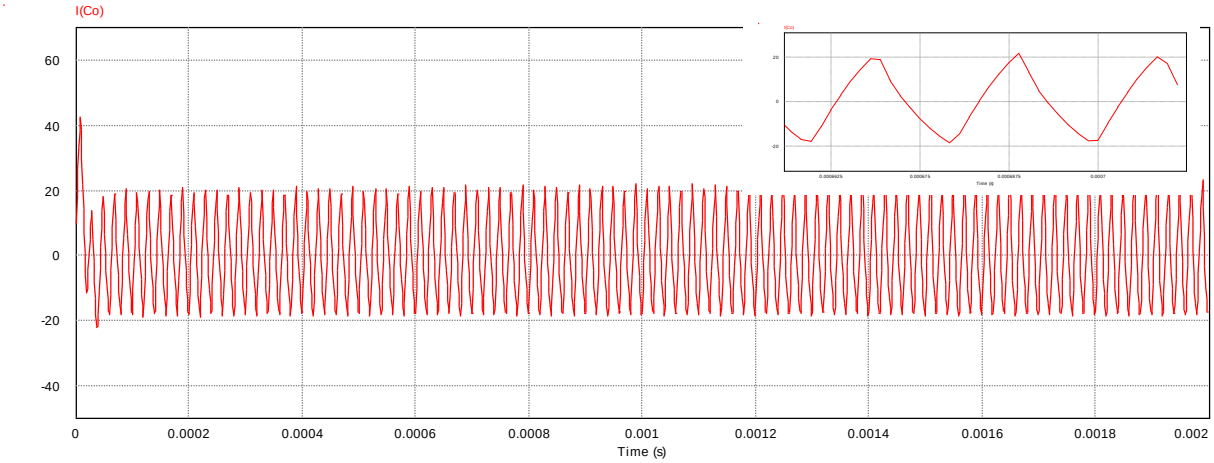


Figure IV 4: Courant du condensateur i_c (t)

La Figure IV-5 représente le courant de l'inductance I_L. Donnant l'ondulation de courant dans l'inductance qui ondulée entre deux valeur I_{max} et I_{min} cette ondulation présenté par relation suivant :

$$\Delta I_R = \frac{V_S}{L}(1-\alpha)\,T$$

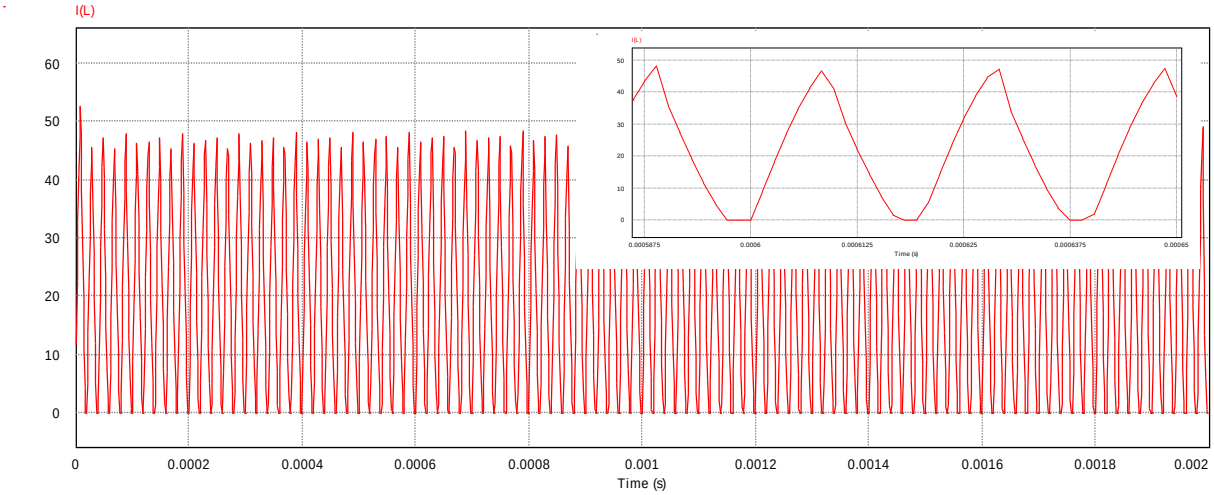


Figure IV-5: Courant dans l'inductance i_L (t)

la figure IV-6 représente le courant de l'interrupteur Q (Mosfet)

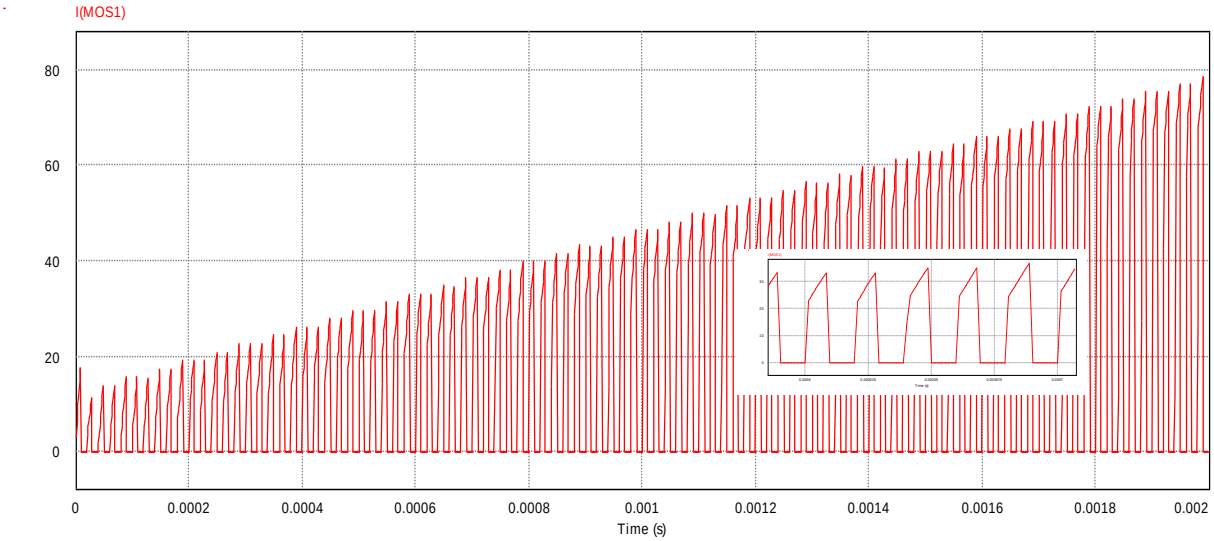


Figure IV-6 :Courant de l'interrupteur Q (Mosfet) I_{MOS}

Conclusion générale

Ce mémoire est consacré à l'étude du convertisseur continu-continu abaisseur de tension type «FORWARD».

Nous avons commencé par l'étude analytique du convertisseur forward continu-continu avec une structure .En suit on a dimensionner les différents composant principale le transformateur pour un cahier de charge donné. La simulation est fait sous le logiciel PSIM avec le cahier de charges et les différent éléments pour un fonctionnement en Mode de Conduction Discontinu .

les résultats obtenus montrent la variation de la tension enter la charge et la tension de sortie .Ceci nous a donné une déduction avec les relations qui permettent de voir la réduction de la tension vers la charge.

Ainsi, l'étude en régime permanent, et la recherche bibliographie sur les convertisseur continu- continu , menée aussi bien sur les plant théorique, ont permis de monter que :

- Dans le cas de l'utilisation d'un convertisseur continu-continu abaisseur il peut être intéressant de contrôler le niveau de tension en sortie (en contrôlant le rapport cyclique de l'ouverture et de la fermeture des interrupteur (MOSFET) et on aura là encor besoin d'un diapositif , entre source et charge, permettant d'effectuer cette opération

- L'avantage principale offert par les convertisseurs continu- continu est de fournir une tension de sortie variable rapidement (si la fréquence de découpage le permet). Ils seront donc très intéressant dans toutes les applications industrielles.

- les grandeurs électriques des composants du convertisseur continu- continu abaisseur a un pouvoir d'application très vaste dans le domaine de l'électronique de puissance, notamment dans le domaine des alimentations à découpage.

  Suggestion : la continuité de notre travail peut être achevée par une réalisation pratique avec un choix optimum des différents composants et un redimensionnement du convertisseur suivant les choix effectués.

Annexe

Design and Dimensional Data for ETD/(low profile), Ferrite Cores

The dimensional outline for ETD/lp low profile ferrite cores is shown in Figure 3-34. Dimensional data for ETD/lp low profile ferrite cores is given in Table 3-26; design data is given in Table 3-27.

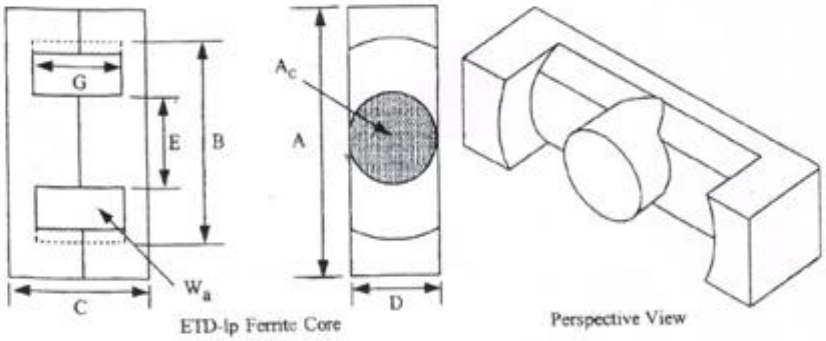


Figure 3-34. Dimension Outline for ETD/lp Ferrite Cores.

Table 3-26. Dimensional Data for ETD/lp Ferrite Cores.

ETD/lp, Ferrite Cores (TSC Ferrite International)						
Part No.	A cm	B cm	C cm	D cm	E cm	G cm
ETD34(lp)	3.421	2.631	1.804	1.080	1.080	0.762
ETD39(lp)	3.909	3.010	1.798	1.250	1.250	0.762
ETD44(lp)	4.399	3.330	1.920	1.481	1.481	0.762
ETD49(lp)	4.869	3.701	2.082	1.631	1.631	0.762

Table 3-27. Design Data for ETD/lp Ferrite Cores.

ETD/lp, Ferrite Cores (TSC Ferrite International)										
Part No.	W_{cs} grams	W_{de} grams	MLT cm	MPL cm	W_a/A_c	A_c cm^2	W_a cm^2	A_p cm^4	K_g cm^5	A_t cm^2	*AL mh/1K
ETD34(lp)	15.1	32.7	7.2	4.65	0.609	0.970	0.591	0.5732	0.0310	33.1	2382
ETD39(lp)	20.0	46.3	8.4	5.03	0.559	1.200	0.671	0.8047	0.0461	39.6	2838
ETD44(lp)	24.6	72.1	9.5	5.40	0.420	1.730	0.727	1.2583	0.0914	48.4	3659
ETD49(lp)	29.1	95.0	10.4	5.85	0.374	2.110	0.789	1.6641	0.1353	58.2	4120

*This AL value has been normalized for a permeability of 1K. For a close approximation of AL for other values of permeability, multiply this AL value by the new permeability in kilo-perm. If the new permeability is 2500, then use 2.5.

Copyright © 2004 by Marcel Dekker, Inc. All Rights Reserved.

Design and Dimensional Data for PQ, Ferrite Cores

The PQ ferrite cores, (Power Quality), feature round center legs with rather small cross-sections. The dimensional outline for PQ ferrite cores is shown in Figure 3-40. Dimensional data for PQ ferrite cores is given in Table 3-38; design data is given in Table 3-39.

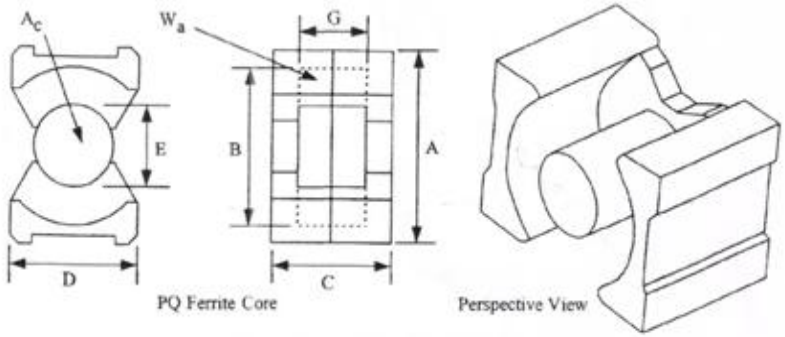


Figure 3-40. Dimension Outline for PQ Ferrite Cores.

Table 3-38. Dimensional Data for PQ Ferrite Cores.

PQ, Ferrite Cores (TDK)													
Part No.	A cm	B cm	C cm	D cm	E cm	G cm	Part No.	A cm	B cm	C cm	D cm	E cm	G cm
PQ20/16	2.050	1.800	1.620	1.400	0.880	1.030	PQ32/30	3.200	2.750	3.035	2.200	1.345	2.130
PQ20/20	2.050	1.800	2.020	1.400	0.880	1.430	PQ35/35	3.510	3.200	3.475	2.600	1.435	2.500
PQ26/20	2.650	2.250	2.015	1.900	1.200	1.150	PQ40/40	4.050	3.700	3.975	2.800	1.490	2.950
PQ26/25	2.650	2.250	2.475	1.900	1.200	1.610	PQ50/50	5.000	4.400	4.995	3.200	2.000	3.610
PQ32/20	3.200	2.750	2.055	2.200	1.345	1.150							

Table 3-39. Design Data for PQ Ferrite Cores.

PQ, Ferrite Cores (TDK)											
Part No.	W_{tw} grams	W_{fe} grams	MLT cm	MPL cm	W_a/A_c	A_c cm^2	W_a cm^2	A_p cm^4	K_g cm^5	A_t cm^2	*AL mh/1K
PQ20/16	7.4	13.0	4.4	3.74	0.765	0.620	0.474	0.294	0.0167	16.9	1617
PQ20/20	10.4	15.0	4.4	4.54	1.061	0.620	0.658	0.408	0.0227	19.7	1313
PQ26/20	31.0	31.0	5.6	4.63	0.508	1.190	0.604	0.718	0.0613	28.4	2571
PQ26/25	17.0	36.0	5.7	5.55	0.716	1.180	0.845	0.997	0.0832	32.6	2187
PQ32/20	18.9	42.0	6.6	5.55	0.475	1.700	0.808	1.373	0.1417	36.3	3046
PQ32/30	35.5	55.0	6.7	7.46	0.929	1.610	1.496	2.409	0.2326	46.9	2142
PQ35/35	59.0	73.0	7.5	8.79	1.126	1.960	2.206	4.324	0.4510	60.7	2025
PQ40/40	97.2	95.0	8.4	10.20	1.622	2.010	3.260	6.552	0.6280	77.1	1792
PQ50/50	158.5	195.0	10.3	11.30	1.321	3.280	4.332	14.209	1.8120	113.9	2800

*This AL value has been normalized for a permeability of 1K. For a close approximation of AL for other values of permeability, multiply this AL value by the new permeability in kilo-perm. If the new permeability is 2500, then use 2.5.

pyright © 2004 by Marcel Dekker, Inc. All Rights Reserved.

Design and Dimensional Data for EP, Ferrite Cores

The EP ferrite cores are typically used in transformer applications. The shape of the assembly is almost cubical, allowing high package densities on the PCB. The dimensional outline for EP ferrite cores is shown in Figure 3-39. Dimensional data for EP ferrite cores is given in Table 3-36; design data is given in Table 3-37.

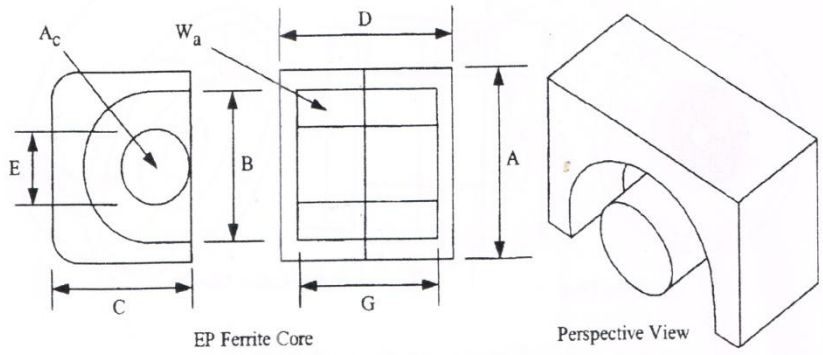


Figure 3-39. Dimension Outline for EP Ferrite Cores.

Table 3-36. Dimensional Data for EP Ferrite Cores.

EP, Ferrite Cores (Magnetics)						
Part No.	A cm	B cm	C cm	D cm	E cm	G cm
EP-07	0.920	0.720	0.635	0.740	0.340	0.500
EP-10	1.150	0.920	0.760	1.030	0.345	0.720
EP-13	1.250	0.972	0.880	1.290	0.452	0.899
EP-17	1.798	1.160	1.100	1.680	0.584	1.118
EP-20	2.400	1.610	1.495	2.139	0.899	1.397

Table 3-37. Design Data for EP Ferrite Cores.

EP, Ferrite Cores (Magnetics)											
Part No.	W_{tcu} grams	W_{tfe} grams	MLT cm	MPL cm	W_a / A_c	A_c cm^2	W_a cm^2	A_p cm^4	K_R cm^5	A_t cm^2	*AL mh/1K
EP-07	1.4	1.4	1.8	1.57	0.922	0.103	0.095	0.00979	0.00022	3.5	413
EP-10	1.6	2.8	2.1	1.92	1.832	0.113	0.207	0.02339	0.00049	5.7	400
EP-13	2.0	5.1	2.4	2.42	1.200	0.195	0.234	0.04558	0.00148	7.7	667
EP-17	11.6	11.6	2.9	2.85	0.950	0.339	0.322	0.10915	0.00510	13.7	1033
EP-20	7.4	27.6	4.2	3.98	0.637	0.780	0.497	0.38737	0.02892	23.8	1667

*This AL value has been normalized for a permeability of 1K. For a close approximation of AL for other values of permeability, multiply this AL value by the new permeability in kilo-perm. If the new permeability is 2500, then use 2.5.

Bibliographie

[1] ANALYSIS AND DESIGN OF A FORWARD CONVERTER . Ecole Naval et Groupe des Ecoles du Poulmic Promotion 2006

[2] Alimentation asymétrique de type FORWARD. Cours MC-ET2-GEII 2éme année-2006/2007 [LIVRE 22] FERRIEUX- Chapitre II

[3] Introduction aux convertisseurs et aux transformateurs de puissance (cour PDF)

[4] Dimensionnement et conception d'une alimentation forward (cour PDF)

[5] Conversion statistique. Thème VII-3 IRIS (Physique Appliquée); Christian BISSIERS http://cbissprof.free.fr

[6] Les ALIMENTATIONS A DECOUPAGE. J AUVRAY. Systèmes électronique 2000-2001

[7] Etude choix et dimensionnement des alimentations à découpage . Jean-Yves Le CHENDEC jy.lechenadec@libertysurf.fr (Lycée Louis ARMAND)

[8] : ALIMENTATIONS A DECOUPAGE ISSUS DU SECTEUR .Université de Savoie. Licence EEA Module U6.

[9] Cours d'Electronique de puissance. EDP- IUT GEII 2iéme année - Option EEP-2004/2005

[10] Convertisseurs de type forward . Dimensionnement.par Henri FOCH Professeur à l'Institut National Polytechnique Toulouse