



Université Mohamed Khider Biskra
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Electrique
Filière : électrotechnique
Option : Commande Electriques

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 flyback
multi sorties**

Présenté par :
Heriat Maroua
Soutenu le : 04 Juin 2015

Devant le jury composé de :

Mr Mohammedi Messaoud
Mr Benmeddour Moustefa
Mr Hadri Hamida Amel

Grade
Grade
Grade

M.A.A
M.C.B
M.C.A

Président
Encadreur
Examineur

Année universitaire: 2014 / 2015

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 : électrotechnique
Option : Commande Electriques

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 flyback
multi sortie**

Présenté par :

Heriat Maroua

Avis favorable de l'encadreur

Mr. Benmeddour Mostefa

Signature

Avis favorable du Président du Jury

Mr.Mohammedi Messaoud

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 : Commande électrique

Thème :

Etude et dimensionnement du transformateur d'une alimentation à découpage type flyback multi sortie

Proposé par : Mr. Benmeddour Moustefa

Dirigé par : Heriat Maroua

RESUMES (Français et Arabe)

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

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

Après analyse du convertisseur on dimensionne les différents composants passifs et inductifs et on simule le convertisseur sous le logiciel PSIM dans le mode de démagnétisations couplé MCD.

ملخص :
العمل المقدم في هذه المذكرة يهدف إلى دراسة و تعيين مختلف المكونات التغذية في AC-DC نوع FLYBACK و من خاصة العنصر الأساسي الذي يمثل المحول . إن الاختبار الأمثل للدائرة المغناطيسية يسمح بالتركيب الجيد لكل الملفات و بالتالي التشغيل المطلوب في هذا النوع .
بعد التحليل النظري و اختيار جميع العناصر المناسبة نقوم بمحاكات هذه التغذية تحت برنامج PSIM في نظام التشغيل MCD.

Dédicace

Je dédie ce travail :

A mon père, mon premier encadrant, depuis ma naissance

A ma très mère : qu'elle trouve ici l'hommage de ma gratitude qui, si grand qu'elle puisse être, ne sera à la hauteur de ses sacrifices et ses prière pour moi

A mes frères : Imed Et Hichem Et Mohamed nasr eddine

A mes chères sœurs : Majda Et Safa

A mes oncles Et mes Tantes

A mes Grandes pères Et Grandes mères

A mes chères amies : Hamida, Abir, Mouna, Asma, Sana, Nassima, Souad, Imane, Amira

A mes amis : Houssam, abd el Aziz, Radouane, Zakariya, Bilale, Youcef, Ahmed, Aymen

Et A tous amies du département de génie électrique

Sur tout Filière électrotechnique

Et A la promotion 2015

Maroua

Remerciements

En premier lieu, nous tenons à remercier Allah notre créateur qui nous a donné la force pour accomplir ce travail.

Je tenais remercier vivement mon encadreur, Mr le professeur Ben madour Moustafa, pour sa gentillesse, sa disponibilité et sa contribution générale à l'élaboration de ce travail.

Je tenais à exprimer mon vif remerciement à tous les professeurs qui m'a aidé tout au long de mes études à universitaire.

Et je souhaiterais également remercier mes professeurs faculté des sciences et de la technologie.

Et toutes mes familles sur tout Mammon et papa.

Et Je remercier exprimons mon vive gratitude à l'ensemble du personnel des départements de Génie électrique spécialement et faculté des sciences et de la technologie généralement.

Mon derniers remerciements, vont à tous ceux qui ont contribué prés ou de loin à l'aboutissement de ce travail.

Merci

Liste des figures

Chapitre I :

Figure I.1 : Schéma de principe d'une alimentation série (partie supérieure de la figure : allure de la tension en fonction du temps en différents du convertisseur).

Figure I.2 : Régulation de la tension par le ballast dans une alimentation série.

Figure I.3 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.4 Définition du rapport cyclique δ dans la commande en tension d'un transistor.

Figure I.5 : Alimentation asymétrique type FLUBACK multi sortie.

Figure I.6 : Caractéristiques magnétiques des ferrites.

Figure I.7 : cycle d'hystérésis en fonction de la température. $\mathbf{H} = \mathbf{f}(\mathbf{T}^\circ)$.

Figure I.8 : effet de la perméabilité effective μ_e .

Figure I.9 : Circuit magnétique type ETD.

Figure I.10 : Circuit magnétique type Tore.

Figure I.11 : Constitution d'un condensateur.

Figure I.12 Différents types de noyaux.

Figure I.13 : modèle équivalent d'un condensateur.

Figure I.14 : représentation symbolique de la diode.

Figure I.15 Différents types de diodes.

Figure I.16 : Caractéristique réelle d'une diode de redressement dans le sens passant.

Figure I.17 : Caractéristiques idéales d'une diode de redressement.

Figure I.18 MOSFET sous boîtier commercial.

Figure I.19 Représentation Symbolique d'un MOSFET.

Figure I.20 les Transistors (MOSFET _ P_N).

Figure I .21 : formes d'ondes idéalisées.

Figure I.22 : Principe de fonctionnement

Chapitre II :

Figure II.1 : schéma simplifié d'un convertisseur FLYBACK.

Figure II.2 : Structure simple du convertisseur FLYBACK et schémas équivalents des deux modes.

Figure II.3 : formes d'ondes en mode MCC.

Figure II.4 : formes d'ondes en mode MCD.

Figure II.5 : Schémas équivalent K(OFF) et D(OFF).

Figure II.6: Évolution de la tension de sortie normalisée d'un convertisseur FLYBACK Avec un courant de sortie normalisé.

Figure II.7 : formes d'ondes.

Chapitre III :

Figure III.1 : L'alimentation de type FLYBACK.

Figure III.2 : formes d'ondes en mode MCD.

Figure III.3 : Condensateur de sortie C_{wl} et ondulation résiduelle.

Figure III.4 : accessoires de la ferrite ETD49.

Chapitre VI :

Figure VI.1 : Schéma de contacte sans inductance de fuite.

Figure VI.2 : Tension aux bornes de MOSFT.

Figure VI.3 : Courant de MOSFT et de la diode.

Figure VI.4 : Le courant de la capacitif.

Figure VI.5 : Schéma de contacte avec inductance de fuite.

Figure VI.6 : Tension aux bornes de MOSFT.

Figure VI.7 : Courant de MOSFT et de la diode.

Figure VI.8 : Courant de la capacitif.

Figure VI.9: FLYBACK sans CALC.

Figure VI.10: Tension aux bornes du MOSFT.

Figure VI.11: Courant de MOSFT et de la diode.

Figure VI.12 : Courant de la capacitif.

Figure VI.13 : FLYBACK avec CALC.

Figure VI.14: Tension aux bornes du MOSFT.

Liste des tableaux

Chapitre I :

Tableau I.1 : principe de fonctionnement en diode

Tableau I.2 : Caractéristiques techniques de diode idéale.

Chapitre VI :

Tableau VI.1: Cahier des charges et formes du FLYBACK étudié

Liste des abréviations

Symbole	Description	Unité
V_D	Tension de la diode	[V]
Q	L'interrupteur	
T_{sw}	Période de découpage	[s]
C_f	Le condensateur	[F]
D	La diode	
k	Rapport du nombre de spires Secondaire/Primaire	
V_E	Tension de réseau redressé et filtré	[V]
V_{s1}, V_{s2}	Les tensions de sortie	[V]
ΔV_s	Variation en tension	[V]
ΔI_s	Variation en courant	[A]
η	La rendement	
J	Densité de courant	[A/mm ²]
P_{s1}	Puissance de sortie principal	[W]
I_{s2}, I_{s1}	Les courants de sortie	[A]
V_{Dw1}	Tension de diode en secondaire sortie	[V]
α	Rapport cyclique	
$V_{e.min}$	Tension d'entrée minimale	[V]
$V_{e.max}$	Tension d'entrée maximale	[V]
R_{s1}	Résistance principal	[Ω]
P_{w2}	Puissance de la sortie esclave	[W]
R_{s2}	La charge (résistance) esclave	[Ω]
P_{w2}	Puissance du secondaire esclave	[W]
t_m	Temps mort	[s]
t_{on}	Temps de ouverture	[s]
t_{off}	Temps de fermeture	[s]
k_{pw1}	Rapport des enroulements	
L_P	Inductance au primaire	[H]
k_{fw}	Facteur de $L_{P,max}$	
$L_{P,max}$	Inductance maximale au primaire	[H]
$I_{P,rms,max}$	Courant efficace max en primaire	[A]
$W_{P,max}$	Energie maximale stockée dans le circuit magnétique	[J]
$W_{P,max}$	Energie d'entrée	[J]
W_{w1}	Energie de sortie	[J]
N_{w1}	Nombre de spire au secondaire	

Liste des abréviations

$I_{wl.DC.max}$	Courant secondaire DC	[A]
$I_{wl.AC}$	Courant secondaire AC	[A]
L_{wl}	Inductance du secondaire	[H]
$V_{Q.off}$	Tension aux bornes du transistor Q	[V]
$P_{e.0}$	Puissance d'entrée sans pertes	[W]
I_{eff}, I_{rms}	Courants efficaces primaire	[A]
$I_{wl.rms.max}$	Courants efficaces secondaire	[A]
C_{wl}	Capacité de filtrage secondaire	[F]
ESR_{Cwl}	Resistance Equivalente Série	[Ω]
$L_{p.lk}$	Inductance de fuite	[H]
W_{lk}	Energie de fuite	[J]
$\theta_{JA.Mos}$	Température de jonction	[$^{\circ}C$]
k_w	Facteur de bobinage	
B	Induction	[T]
K_t	Constante de topologie	
AP	Produit des surfaces	[mm^4]
N_p	Nombre de spires au primaire	
$D_{Cu.P}$	Diamètre du fil Primaire	[cm]
$L_{g.w.P}$	Longueur Bobine Primaire	[cm]
D_e	Diamètre du noyau	[cm]
$L_{sp.P}$	Longueur d'une spire	[cm]
$R_{Cu.P}$	Résistance du fil Primaire	[Ω]
$P_{Cu.P}$	Pertes cuivre Primaire	[W]
$A_{Cu.wl}$	surface de cuivre secondaire	[cm^2]
$D_{Cu.wl}$	Diamètre du fil Secondaire	[cm]
$R_{Cu.wl}$	Résistance du fil Secondaire	[Ω]
$P_{Cu.wl}$	Pertes cuivre Secondaire	[W]
N_{w2}	Nombre de spire esclave	
$A_{Cu.w2}$	Surface de cuivre esclave	[cm^2]
$D_{ex1.P}$	Diamètre extérieur 1ère couche Primaire	[cm]
$D_{c1.P}$	Diamètre moyen 1ère couche Primaire	[cm]
$L_{sp.c1.P}$	Longueur d'1 spire 1ère couche Primaire	[cm]
$L_{Cu.P.u}$	Longueur fil utilisé Primaire	[cm]
$L_{Cu.P.x}$	Longueur fil reste Primaire	[cm]

Liste des abréviations

$D_{ex2.P}$	Diamètre extérieur 2ème couche Primaire	[cm]
$L_{sp.c2.P}$	Longueur d'une spire 2ème couche Primaire	[cm]
N_{w2}	Nombre spire bobine Secondaire Esclave	
N_1	Nombre de spire primaire	
N_2	Nombre de spire secondaire	
L_1	Inductances de primaire	[H]
L_2	Inductances de secondaire	[H]
E	Tension de la source	[A]
K	L'interrupteur	
u_k	Tension aux bornes de mosfet	[V]
u_1	Tension d'entrée	[V]
u_2	Tension de sortie	[V]
f	La fréquence	[Hz]
C	Le condensateur	[F]
Φ	Flux magnétique	
D ou α	Rapport cyclique	
\mathcal{R}	La réluctance	[Ω]
W_e	L'énergie stockée	[J]
V_{s1}	La tension normalisée	[V]
I_{s1}	Le courant normalisé	[A]
V_{ds}	La tension à la borne de mosfet	[V]
I_D	Courant de diode	[A]
P_e	Puissance primaire	[W]
P_s	Puissance de sortie	[W]
I_{eff}	Courant efficace	[A]
$V_{(BR)DSS}$	La tension de claquage du transistor	[V]
V_e	La tension d'alimentation	[V]

Liste des abréviations

V_s	La tension de sortie	[V]
I_s	Le courant en sortie	[A]
μ_e	Perméabilité effective	
C	Capacité	[F]
ϵ	Constante diélectrique	
$V_{w2.min}$	Tension esclave minimale	[V]
$P_{w2.max}$	Puissance esclave maximal	[W]
V_{DSS}	Drain-source voltage	[V]
I_{D1}	Drain current (continuous)	[A]
$V_{GS.th}$	Température max de jonction	[°C]
$r_{DS.on}$	Résistance à l'état passant	[Ω]
C_{oss}	Capacité de sortie	[F]
t_f	Temps de fermeture	[s]
$Q_{G.tot}$	Charges totales de Gâchette	[nC]
$Q_{gd.miller}$	Charges de Drain Miller	[nC]
$R_{thj.case}$	Resistance thermique de jonction boîtier	[$\frac{^\circ C}{W}$]
$R_{thj.a}$	Resistance thermique de jonction ambiante	[$\frac{^\circ C}{W}$]
t_{rr}	Temps de recouvrement	[s]
Q_{rr}	Charges de recouvrement	[nC]
V_{gsth}	Tension inversé	[V]
T_{imax}	Température max de jonction	[°C]
T_{amax}	Température ambiante max	[°C]
k_w	Facteur de bobinage	
$D_{e.int}$	Diamètre interne de noyau	[cm]
$D_{e.ext}$	Diamètre externe de noyau	[cm]

Sommaire

<i>Introduction générale</i>	1
------------------------------------	---

Chapitre I : Généralités sur les alimentations

I Etude théorique de l'alimentation à découpages isolée du type FLYBACK	2
I- INTRODUCTION	2
I.1 Alimentation série	2
I.2 Alimentation à découpage.....	3
I.2.1 Fonctionnement	4
I.2.2 Avantages du découpage	5
I.3 Principes des alimentations à découpage isolées.....	5
I.3.1 Alimentation à découpage isolée côté réseau	5
I.3.2 Alimentation à découpage isolée côté charge.....	5
I.3.3 Classification des alimentations à découpage	6
I.3.3.1 Alimentations asymétriques	6
I.3.3.1.1 Avantages et inconvénients des alimentations asymétriques.....	6
I.3.3.2 Alimentations symétriques	6
I.3.3.2.1 Avantages des alimentations symétriques	7
I.3.3.2.2 Inconvénients des alimentations symétriques.....	7
I.4 Rappels sur le magnétisme et les composants magnétiques	7
I.4.1 Circuits magnétiques	7
I.4.1.1 Matériaux	7
I.4.1.2 Cycle d'hystérésis	8
I.4.1.3 Différentes formes de circuits	9
I.5 Circuits magnétiques disponibles	10
I.6 Conducteurs	10
I.6.1 Le phénomène	10
I.7 Différents types de noyau	11
I.8 Isolement	12
I.9 Couplage entre enroulements	12
I.10 Rayonnement	12
I.11 Les semi conducteurs	13
I.11.1 Introduction	13
I.11.2 La diode.....	14
I.11.2.1 Définition	14
I.11.2.2 Fonctionnement théorique	15
I.11.2.2.1 Caractéristiques	15
I.11.2.2.1.1 Caractéristique réelle	15
I.11.2.2.1.2 Caractéristique idéale	16
I.11.3 Transistor MOSFET (Métal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor).....	16
I.11.3.1 Définition	16
I.11.3.2 Symbole :	17
I.11.3.3 Phénomène de commutation du MOSFET.....	18
I.11.3.4 Principe de fonctionnement	18

I.12 Pertes dans le MOSFET.....	19
I.12.1 Pertes fer	19
I.12.2 Pertes cuivre.....	20
I.13 Conclusion	21

Chapitre II : Etude théorique du convertisseur type FLYBACK

II Etude théorique de l'alimentation à découpage FLYBACK	22
II-1- INTRODUCTION	22
II.2 Définition	22
II.3 Schéma du montage	22
II.4 Principe de fonctionnement	23
II.4.1 Formes d'ondes	25
II.5 Les modes de Fonctionnement	26
II.5.1 Mode de Conduction Continue MCC.....	26
II.5.1.1 Phase de magnétisation	26
II.5.1.1.1 Courant au primaire	26
II.5.1.1.2 Énergie stockée	27
II.5.1.1.3 Calcul des tensions	28
II.5.1.2 État bloqué	28
II.5.1.2.1 Courant au secondaire	28
II.5.1.2.2 Énergie stockée	28
II.5.1.2.3 Calcul des tensions	29
II.5.1.2.4 Relation entrée/sortie	29
II.5.1.2.4.1 Tension	29
II.5.1.2.4.2 Courant	30
II.5.2 Mode de Conduction Discontinue MCD : (Mode d'étude de notre projet).....	31
II.5.2.1 État passant	31
II.5.2 .2 État bloqué	32
II.5.2 .3 Relation entrée/sortie	33
II.5.3 Mode de conduction limite (ou critique) MCL	33
II.5.3 .1 Limite entre la conduction continue et discontinue	34
II.4 Choix des composants	36
II.4.1 Calcul des inductances L_1 , L_2 et L_n	38
II.4.2 Calcul du rapport de transformation (K)	39
II.4.3 Calcul du courant efficace	39
II.4.4 Calcul des nombres de spires N_1 et N_2	40
II.4.5 Pour calculer la résistance	40
II.4.6 Pour calculer la capacitive	40
II.4.7 Pour calculé la section et diamètre de noyau	40
II.5 Applications	40
II.6 Avantages de l'alimentation à découpage	40
II.7 Inconvénient de l'alimentation à découpage	41
II.8 Conclusion	41

Chapitre III : Dimensionnement de l'alimentation FLYBACK

III-1- INTRODUCTION	42
III.2 Principe	42
III.3 Cahier des charges	43

III.4 Plan de travail.....	44
III.5 Solution du travail demandé	45
III.5.1 Modes de fonctionnement (simplifié).....	45
III.5.2 Dimensionnement du transformateur.....	45
III.5.2.1 Valeur de la charge principale R_{s1}	45
III.5.2.2 Puissance de la sortie esclave P_{w2}	45
III.5.2.3 Valeur de la charge esclave R_{s2}	45
III.5.2.4 Puissance du secondaire principal P_{w1}	45
III.5.2.5 Puissance du secondaire esclave P_{w2}	45
III.5.3 Temps de conduction, de blocage et temps mort pendant un cycle MCD.....	46
III.5.4 Rapport des enroulements secondaire ($w1$)/ primaire (P).....	46
III.5.4.1 Rapport des enroulements.....	47
III.5.5 Inductance au primaire (P)	47
III.5.5.1 Contraintes sur l'interrupteur Q	47
III.5.5.2 Courant max au primaire	47
III.5.6 Les courants efficaces.....	47
III.5.7 Energie maximale stockée dans le circuit magnétique pendant la magnétisation.....	48
III.5.8 Nombre de spire au secondaire principale : N_{w1}	48
III.5.8.1 Courant efficace max : $I_{w1.rms.max}$	48
III.5.8.2 Inductance du secondaire ($w1$) : L_{w1}	49
III.5.9 tension aux bornes du transistor Q (bloqué) : $V_{Q.off}$	50
III.5.10 Calcul de la tension de sortie principale : V_{s1}	50
III.5.11 choix du l'interrupteur Q.....	51
III.5.12 Condensateur de sortie C_{w1} et ondulation résiduelle.....	52
III.5.12.1 Capacité de filtrage secondaire	53
III.5.12.2 Resistance Equivalente Série : ESR_{Cw1}	53
III.5.13 Circuit d'aide à la commutation CALC	54
III.5.13.1 Inductance de fuite	54
III.5.13.2 Energie stockée dans L_{lk} de fuite.....	54
III.5.13.3 Le CALC typique soit (RC) série sur le drain du MSFT	54
III.5.14 Pertes dans le MSFT : Type : STPNK80Z.....	54
III.5.15 Conception du transfo.....	55
III.5.16 Choix du matériel : Type ETD.....	56
III.5.17 Produit des surfaces : AP.....	56
III.5.18 Type ETD (ETD39/20/13-3F3).....	56
III.5.18.1 Nombre de spires au primaire.....	57
III.5.18.2 Nombre de spires au secondaire	57
III.5.18.3 Caractéristiques du câble au primaire	58
III.5.18.4 Caractéristiques du câble au Secondaire.....	59
III.5.18.5 Caractéristiques du câble au Secondaire esclave.....	60
III.5.19 Réalisation du transfo.....	62
III.6 Type ETD (ETD29/16/10-3F3).....	64
III.6.1 Nombre de spires au primaire.....	65
III.6.2 Nombre de spires au secondaire	65
III.6.3 Caractéristiques du câble au primaire	65
III.6.4 Caractéristiques du câble au Secondaire.....	66
III.6.5 Caractéristiques du câble au Secondaire esclave.....	67
III.6.6 Réalisation du transfo.....	69

III.7 Conclusion.....	71
------------------------------	-----------

Chapitre VI : Simulation du convertisseur FLYBCK

VI.1 Introduction	72
VI.2 Cahier des charges et formes du FLYBACK étudié	72
VI.3 Simulation sans inductance de fuite	73
VI.4 Simulation avec inductance de fuite	75
VI.5 FLYBACK sans CALC	76
VI.6 FLYBACK avec CALC	78
VI.7 Conclusion	79

<i>Conclusion générale</i>	80
----------------------------------	-----------

INTRODUCTION GENERALE

Pour plusieurs décennies, la conception des alimentations en énergie électrique a connue un développement progressif. Initialement, les alimentations de type linéaire étaient utilisées. Les alimentations à découpages sont les plus utilisées, vue leur performances technique et avantage économique. Les alimentations linéaires sont caractérisées par un transformateur d'entrée et un élément de régulateur qui est en générale un élément dissipatif série (en général un transistor MOSFET en régime d'amplification).

Par suite, l'inconvénient major est : le poids et le volume excessif du transformateur, en plus du rendement médian qui varie dans l'ordre de 30%. Ces inconvénients, affranchis dans les alimentations à découpage dont le rendement dépasse les 80 %, ont rendus ces alimentations les plus utilisées dans toutes les applications.

Partant des applications domestiques, industrielles et même spatiales et militaires, ces alimentations ont prouvées leur rentabilité élevée pour des puissances allant jusqu'à 1 kW. Le développement de la technologie des interrupteurs à semi-conducteurs a permis de construire des alimentations miniaturisées et standardisées.

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 isolée de type FLYBACK qui rempli convenablement le cahier de charge exigé.

Le premier chapitre introduit une vue générale des différents composants utilisés dans le convertisseur AC-DC de type FLYBACK, ainsi qu'une présentation de certaines caractéristiques de ces composants.

Le deuxième chapitre introduit une définition générale du convertisseur FLYBACK, ainsi qu'une étude théorique et son principe de fonctionnement dans les différents modes de fonctionnement.

Le troisième chapitre va être consacré à la présentation du travail demandé au niveau du cahier de charge avec un dimensionnement dans le cas d'une démagnétisation complète. Les étapes de dimensionnement du transformateur seront introduites dans la dernière partie de ce chapitre.

Le quatrième chapitre présente les résultats de simulation et les interprétations adéquates. En fin une conclusion du travail avec des suggestions futures pour compléter ce travail.

I Etude théorique de l'alimentation à découpage isolée du type FLYBACK

I.1 Introduction :

Une alimentation continue a pour rôle de délivrer des tensions constantes (5V, 12V,...) à partir d'un réseau alternatif ou continu pour alimenter des circuits électroniques, logiques ou analogiques.

On distingue deux types d'alimentation :

- Les alimentations série.
- Les alimentations à découpage. [1]

I.2 Alimentation série :

Les alimentations série sont composées d'un transformateur fonctionnant à la fréquence du secteur. Ce transformateur assure l'isolement galvanique et adapte le niveau des tensions. Le secondaire débite sur un redresseur et un filtre (figure. I.1).

La régulation s'effectue par le biais d'un transistor fonctionnant en régime linéaire appelé (Ballast). Sa tension V_{cc} est réglée de manière à maintenir constante la tension de sortie, malgré les variations de la tension d'entrée. [1]

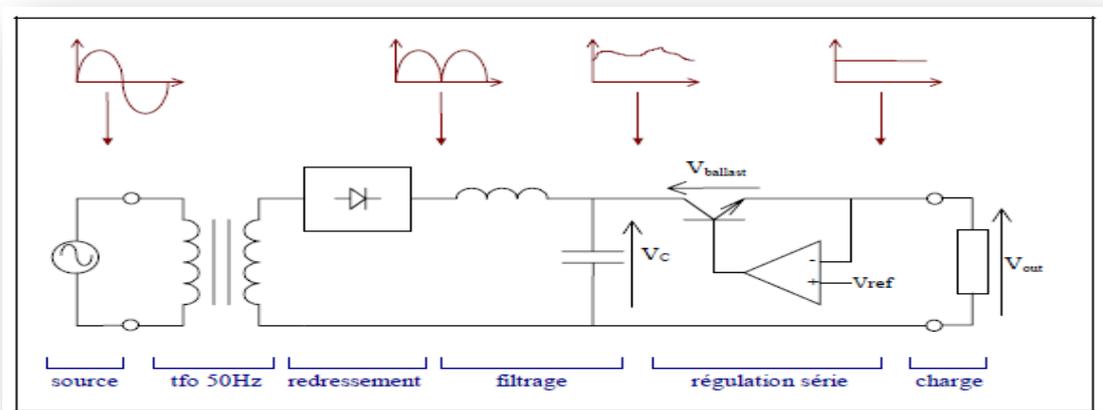


Figure I.1 : Schéma de principe d'une alimentation série (partie supérieure de la figure : allure de la tension en fonction du temps en différents du convertisseur).

Dans une telle alimentation, la tension alternative du réseau est d'abord réduite au moyen d'un transformateur. Un redressement suivi d'un filtrage permettent ensuite d'obtenir une tension continue (V_c) mais lentement variable à cause des fluctuations du réseau. Enfin un transistor série (appelé transistor "ballast") reprend à tout instant la différence entre cette tension variable et la tension continue

souhaitée à la charge (V_{out}). La partie supérieure de la figure. I.1 montre de manière schématique l'allure de la tension en fonction du temps en différents points du convertisseur. [2]

Le principe de la régulation dans une telle alimentation consiste à demander plus de puissance que nécessaire à la source pour faire face à ses éventuelles variations et à dissiper, à tout instant, la puissance excédentaire Figure I.2. De ce fait, le transistor est constamment en zone linéaire et le rendement vaut typiquement 40% à 50%, ce qui est très faible. [2]

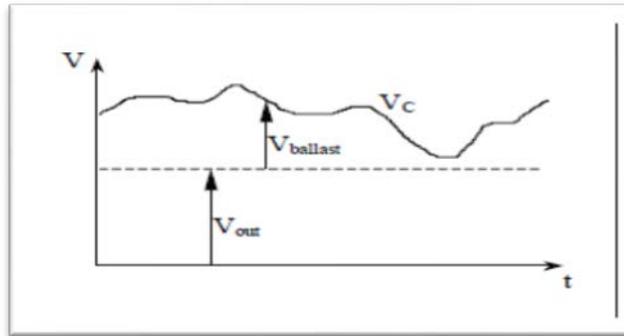


Figure I.2 : Régulation de la tension par le ballast dans une alimentation série.

Le transformateur voit une onde de tension sinusoïdale à la fréquence du réseau (50 Hz). En conséquence, son noyau est constitué d'un empilement de tôles laminées en acier, ce qui le rend lourd et volumineux. [2]

I.3 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 série.

Dans une alimentation à découpage (figure I.3 suivante), la tension du réseau est redressée et filtrée, comme précédemment, puis "découpée" à une fréquence nettement supérieure à celle du réseau par un transistor successivement 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. [2]

Les alimentations à découpage sont des convertisseurs continu-continu alimentés à partir du réseau redressé et filtré. La tension continue obtenue est découpée par un interrupteur (transistor bipolaire ou MOSFET...) fonctionnant en commutation. Ce découpage s'effectue en général à des fréquences supérieures à 20 kHz jusqu'à quelques MHz. Le transfert d'énergie, de l'entrée vers la sortie, se fait par l'intermédiaire d'une inductance ou d'un transformateur qui stocke l'énergie sous forme magnétique

puis la restitue au rythme du découpage. La régulation de tension se fait par action sur le temps de conduction de l'interrupteur le schéma de la figure I.3 donne les étapes de fonctionnement. [1]

I.3.1 Fonctionnement :

Selon le principe du circuit de la figure I.3 la tension du réseau (220V ; 50 Hz) est redressée par un pont redresseur à diodes, à une tension continue, puis lissée par le condensateur C (à indiquer sur la figure).

La fermeture et l'ouverture rapide de l'interrupteur donnent une tension hachée ou découpée. Cette tension est appliquée à un filtre de sortie qui la rend pratiquement constante. [1]

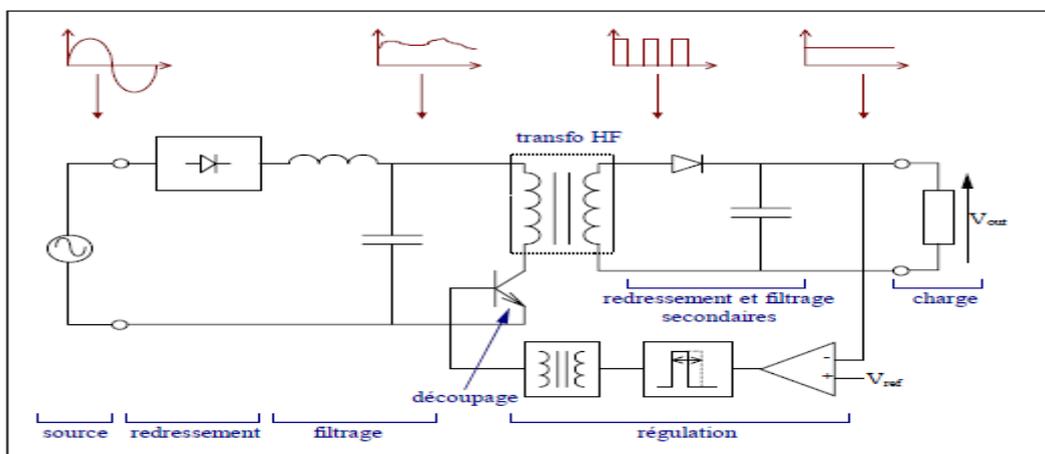
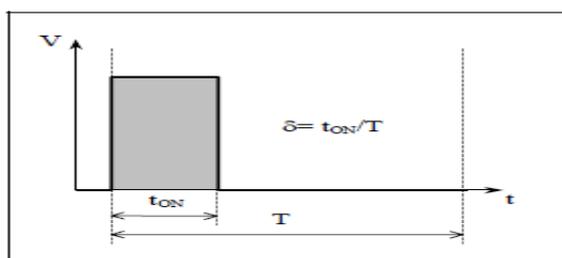


Figure I.3 schéma de principe d'une alimentation à découpage (partie supérieure de la figure : allure de la tension en fonction du temps en différents points du convertisseur).

On peut réguler la tension de sortie à un niveau constant par l'action sur le "rapport cyclique" qui est défini comme la fraction de la période de découpage où le semi-conducteur est passant (figure I.4). Il faut placer dans la chaîne de régulation un organe d'isolation (transformateur), car l'interrupteur est cette fois placé au primaire du transformateur principal.[2]



t_{on} : temps de conduction du transistor.

T : période de découpage

Figure I.4 Définition du rapport cyclique δ dans la commande en tension d'un transistor.

I.3.2 Avantages du 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 passant. 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% actuellement),
- 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 50 Hz. La taille et le poids du convertisseur s'en trouvent considérablement réduits. [2]

$$Z_L = j\omega L \quad Z_C = \frac{1}{j\omega C}$$

I.4 Principes des alimentations à découpage isolées :

I.4.1 Alimentation à découpage isolée côté réseau :

Pour améliorer le rendement, le régulateur série peut être remplacé par un régulateur à découpage. Dans ce cas, le transistor du régulateur ne fonctionne plus en régime linéaire mais en commutation avec des pertes faibles et un rendement voisin de l'unité. Cela nécessite de filtrer de nouveau la tension après le découpage. La régulation de la tension peut être assurée par la commande du hacheur. [3]

I.4.2 Alimentation à découpage isolée côté charge :

Le transformateur est placé après l'élément de découpage haute-fréquence HF. Si on utilise la relation de Boucherot ($V = 4,44.n.S.f.B_{\max}$) liant la tension efficace par enroulement V à la fréquence de fonctionnement f , aux nombres de spires n et à la section S du circuit magnétique, on voit que, pour une tension donnée, l'augmentation de la fréquence permet de diminuer le volume du transformateur ($n.S$). Alors en multipliant la fréquence par 1 000, on peut diviser le produit ($n.S$) par 1 000. Ainsi un transformateur, par exemple pour une alimentation de 30 W fonctionnant à 100 kHz, pèse moins de 20 g soit 25 fois moins qu'un transformateur de même puissance fonctionnant à 50 Hz. [3]

Ainsi un transformateur, pour une alimentation 30 W fonctionnant à 100 kHz, pèse moins de 20 g soit 25 fois moins qu'un transformateur de même puissance fonctionnant à 50 Hz.

I.4.3 Classification des alimentations à découpage :

Les structures des alimentations à découpage sont très diverses. On peut distinguer deux grandes catégories :

I.4.3.1 Alimentations asymétriques :

Dans ces alimentations le flux dans le transformateur a toujours le même signe. Le transformateur est alimenté au primaire par un hacheur non réversible comportant un seul interrupteur commandé (figure I.5). Le courant du hacheur étant toujours de même sens, durant la conduction de l'interrupteur, on magnétise le transformateur. Il faut donc assurer la démagnétisation du circuit magnétique pour éviter la saturation. Cette démagnétisation peut se faire par la charge ou par un circuit de démagnétisation dissipant l'énergie magnétique ou renvoyant cette énergie à la source. [3]

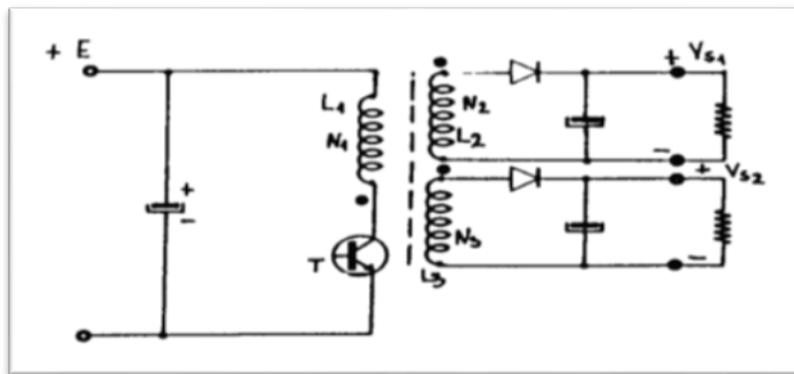


Figure I.5 : Alimentation asymétrique type FLUBACK multi sortie.

I.4.3.1.1 Avantages et inconvénients des alimentations asymétriques :

Dans ces alimentations on constate que :

- La démagnétisation du noyau ne pose pas de problèmes.
- Un faible bruit est généré à la sortie.
- La tension Drain-Source du transistor de puissance doit remplir la condition : $V_{DS} > 2.V_e$.
- Un enroulement de démagnétisation est nécessaire (il nécessite alors un bon couplage avec E_1).
- Une mauvaise utilisation du circuit magnétique du transformateur, qui n'est utilisé que dans un seul quadrant (le flux ne change pas de signe). [1]

I.4.3.2 Alimentations symétriques :

Dans ces alimentations, le transformateur est alimenté par un onduleur créant un flux alternatif. Il faut donc au moins deux interrupteurs commandés au primaire et il faut imposer un flux moyen nul pour éviter la saturation. [3]

Les montages asymétriques sont plus simples à réaliser mais n'utilisent qu'un quadrant du cycle d'hystérésis. Les montages symétriques plus complexes utilisent mieux le circuit magnétique et permettent donc, à puissance égale, de réduire les dimensions du transformateur.

Par rapport à un montage asymétrique, un même transformateur peut fournir de 30 à 40 % de puissance supplémentaire dans un montage symétrique. [3]

Le fonctionnement en HF, du transformateur et des composants de filtrage, nécessite l'emploi de composants spécifiques. [3]

I.4.3.2.1 Avantages des alimentations symétriques :

Ils sont caractérisés par :

- Une meilleure utilisation du circuit magnétique, et une transmission plus importante de puissance.
- Un faible bruit à la sortie. [1]

I.4.3.2.2 Inconvénients des alimentations symétriques :

Ils sont caractérisés par :

- L'ajustement de la symétrie peut poser des problèmes d'où la nécessité d'un bon couplage entre les enroulements.
- Nécessité au moins de deux interrupteurs qui conduisent en même temps. [1]

I.5 Rappels sur le magnétisme et les composants magnétiques :

I.5.1 Circuits magnétiques :

I.5.1.1 Matériaux :

On distingue deux types de matériaux :

- les matériaux durs (aimants permanents) et
- les matériaux doux (ceux qui nous intéressent ici). Parmi ceux-ci, on trouve les "**ferrites**". Ces matériaux sont des composés chimiques à base d'oxyde de fer associés à des métaux tels que Manganèse-Zinc (Mn-Zn) ou Nickel-Zinc (Ni-Zn). Pour limiter les pertes magnétiques, les ferrites sont utilisées dès que la fréquence de travail dépasse 1kHz environ. [4]

I.5.1.2 Cycle d'hystérésis :

Les matériaux sont caractérisés par leur cycle d'hystérésis. En ce qui concerne les ferrites, l'induction de saturation B_s est de l'ordre de 0,3 à 0,5 Tesla. [4]

La Figure I.6. Donne l'allure de la caractéristique magnétique des ferrites $B(H)$.

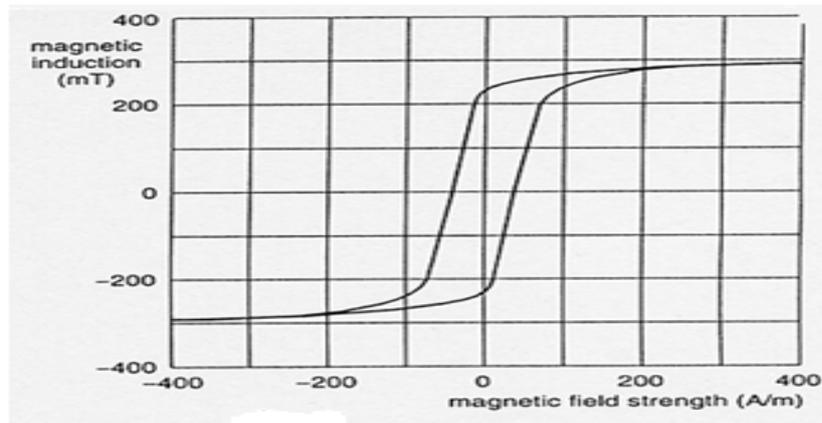


Figure I.6 : Caractéristiques magnétiques des ferrites.

Pour un matériau donné, la forme du cycle d'hystérésis (voir figure I.7 suivante) dépend :

- de la température : B_s décroît avec la température et s'annule à une température dite de Curie T_c .
- de la fréquence avec laquelle le cycle est décrit,
- des traitements qu'a subis le matériau.

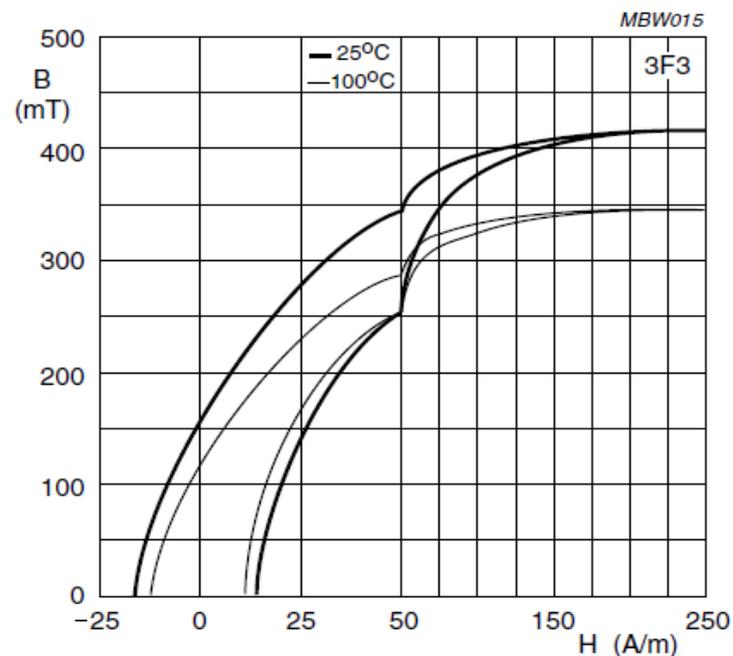
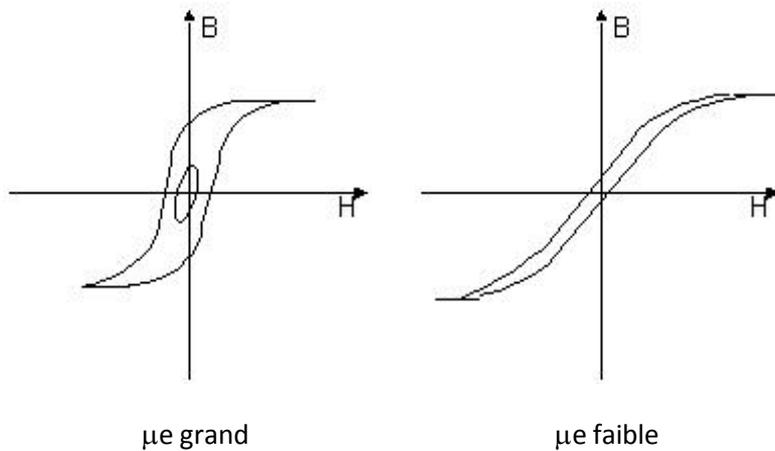


Figure I.7 : cycle d'hystérésis en fonction de la température. $\mathbf{H} = \mathbf{f}(T^\circ)$.

Si on introduit un entrefer localisé ou réparti dans le circuit magnétique, la perméabilité μ_i est modifiée pour devenir une perméabilité effective μ_e .

Plus l'entrefer est important, plus μ_e est faible (figure I.8). [4]



On peut donc appliquer un courant électrique ($H \leftrightarrow I$) beaucoup plus important avec un circuit à entrefer, avant d'atteindre la saturation du matériau.

Figure I.8 : effet de la perméabilité effective μ_e .

I.5.1.3 Différentes formes de circuits :

Les alimentations à découpage fonctionnant en haute fréquence, il est impossible d'utiliser des tôles pour la réalisation des composants magnétiques, les pertes devenant trop importantes. Les fabriquant utilisent donc des ferrites, mieux adapté au fonctionnement en haute fréquence. Leur fabrication par moulage permet de réaliser toutes formes de géométrie, permettant de réaliser une grande variété de circuits magnétiques. Les formes les plus utilisées sont :

- noyaux en E : jambe centrale de section carrée.
- noyaux EC : idem avec jambe centrale cylindrique.
- noyaux ETD (voir Figure I.9): (idem EC avec encoche). [4]

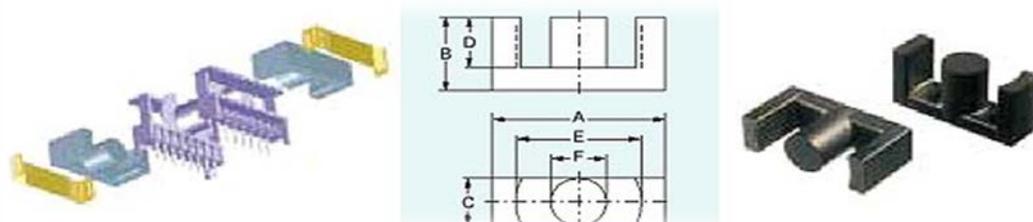


Figure I.9 : Circuit magnétique type ETD.

- noyaux EFD : idem mais plus plats.
- noyaux en U : forte puissance et/ou haute tension.

- les tores : faible rayonnement et fort couplage (figure I.10). [4]

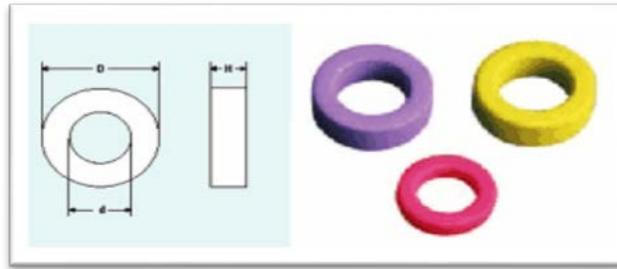


Figure I.10 : Circuit magnétique type Tore.

- les pots RM : excellent blindage

I.6 Circuits magnétiques disponibles :

Les circuits magnétiques disponibles peuvent avoir des formes diverses suivant les applications: (voir Figure I.12 suivante).

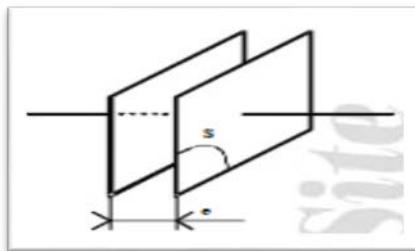
Les bobinages imposent d'examiner quatre éléments : le choix des conducteurs, l'isolement, le couplage entre les enroulements et le rayonnement d'ondes parasites. [4]

I.7 Conducteurs :

I.7.1 Le phénomène :

Deux conducteurs séparés par un isolant constituent un condensateur (figure I.11). La valeur de ce condensateur, ou sa capacité, s'exprime de façon générale par : $C = \epsilon \frac{S}{e}$

avec $\epsilon = \epsilon_0 \cdot \epsilon_r$ permittivité diélectrique ou constante diélectrique ($\epsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12}$). [5]



S est la surface des armatures.
e est l'épaisseur de l'isolant.

Figure I.11 : Constitution d'un condensateur.

La valeur de la capacité étant directement proportionnelle à ϵ_r . On recherche à utiliser des isolants à forte constante diélectrique.

I.8 Différents types de noyau :

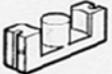
TYPE DE NOYAU	AVANTAGES	INCONVENIENTS
 <p>GER</p>	<ul style="list-style-type: none"> . Importante section effective . Grande surface de refroidissement . Utilisation de fils de gros diamètres . Montage vertical ou horizontal ... 	<ul style="list-style-type: none"> . Section centrale carrée . Blindage minimal
 <p>EC</p>	<ul style="list-style-type: none"> . Section centrale carrée . Grande surface de bobinage . Utilisation de fils de gros diamètres . Grande surface de refroidissement ... 	<ul style="list-style-type: none"> . Faible section de la partie centrale ($A_{cp} < A_e$) . Blindage minimal . Encombrant
 <p>ETD</p>	<ul style="list-style-type: none"> . Section centrale ronde . Dimensions optimisées : <ul style="list-style-type: none"> . du volume hors tout . de la surface de bobinage . de la puissance transmissible . Bobinage sur machine automatique . Permet l'utilisation de fils de gros diamètres ... 	<ul style="list-style-type: none"> . Blindage moyen
 <p>GETV</p>	<ul style="list-style-type: none"> . Section centrale ronde . Grande surface de bobinage . Grande surface de refroidissement . Permet l'utilisation de fils de gros diamètres 	<ul style="list-style-type: none"> . Absence de carcasse . Blindage moyen
 <p>GUP</p>	<ul style="list-style-type: none"> . Grande puissance transmissible (noyaux empilables) . Surface de bobinage accrue . Montage vertical ou horizontal 	<ul style="list-style-type: none"> . Sections carrées (Bobinages de fils de gros diamètres) . Blindage minimal . Absence de carcasse pour les gros noyaux . Encombrant
 <p>GUTV</p>	<ul style="list-style-type: none"> . Section ronde facilitant le bobinage . Grande surface de bobinage pour isolation primaire/secondaire (transformateurs de ligne TV) . Volume hors tout optimisé pour un circuit U 	<ul style="list-style-type: none"> . Absence de carcasse . Blindage minimal
 <p>RM</p>	<ul style="list-style-type: none"> . Section centrale ronde . Bon blindage magnétique . Faible section effective . Faible encombrement ... 	<ul style="list-style-type: none"> . Faible surface de bobinage
 <p>PM</p>	<ul style="list-style-type: none"> . Section centrale ronde . Grande puissance transmissible . Grandes ouvertures pour fils de gros diamètre . Bon blindage 	<ul style="list-style-type: none"> . Encombrant . Absence d'habillage

Figure I.12 Différents types de noyaux.

Par exemple 1 m de fil de cuivre de rayon $r = 0,6 \text{ mm}$ ne présente pas d'effet de peau à 50 Hz; sa résistance est alors $R = \frac{\rho \cdot L}{S}$ avec $S = \pi \cdot r^2 = 1,13 \text{ mm}^2$ soit $R = 17,5 \text{ m}\Omega$.

A 100 kHz, le courant ne passe que dans une peau d'épaisseur 0,22 mm. La section utile du conducteur est alors $S_u = \pi \cdot [r^2 - (r - \delta)^2] = 0,68 \text{ mm}^2 = S/1,67$, la résistance devient 1,67 fois plus grande. [3]

Pour éviter l'augmentation des pertes par effet de peau, il faut soit :

- diviser le conducteur en brins isolés électriquement; le fil ainsi obtenu est appelé fil de Litz, le rayon de chaque fil doit être inférieur à l'épaisseur de peau et le nombre total de fil est fixé par la section totale du conducteur. [3]

Par exemple si on veut faire circuler un courant de 10A à la fréquence $f = 100 \text{ kHz}$, on doit prendre des brins de rayon inférieur à 0,22 mm. En prenant $d = 2 \cdot r = 0,315 \text{ mm}$, la section de chaque brin est

$s = 0,234 \text{ mm}^2$, si on veut une densité de courant de 4 A/mm^2 , la section totale est de $10 / 4 = 2,5 \text{ mm}^2$ soit $n = 2,5 / 0,234 = 32$ brins

- utiliser du conducteur plat ou feuillard, la section effectivement utilisée pour conduire le courant est de l'ordre du périmètre de la section du conducteur multipliée par l'épaisseur de peau, pour une même section. Ce type de conducteur plat a un périmètre plus élevé et une faible épaisseur donc l'effet de peau est peu sensible, l'épaisseur du conducteur doit être inférieure à 2 fois l'épaisseur de peau pour que le courant circule dans toute la section, pour réaliser le conducteur de l'exemple ci-dessus, on peut prendre du feuillard d'épaisseur $0,3 \text{ mm}$ et de largeur $2,5/0,3 = 8,3 \text{ mm}$. [3]

I.9 Isolement :

Une alimentation FLYBACK ressemble à une alimentation Buck mais le transformateur garantit l'isolation électrique. En termes de normes électriques, le transformateur doit garantir une isolation renforcée si la sortie n'est pas reliée à une terre de protection (chargeurs de portables, ordinateurs, adaptateurs, etc.) ou une isolation principale si la sortie est reliée à une terre de protection.

Les bobinages doivent être isolés de la carcasse magnétique; un espace de 4 mm est suffisant pour un transformateur fonctionnant sur le réseau 230 V , il faut également isoler le primaire et le secondaire. [3]

I.10 Couplage entre enroulements :

Pour minimiser les inductances de fuites donc les surtensions induites dans les alimentations à découpage, il faut un couplage aussi serré que possible pour cela on peut :

- bobiner ensemble "2 fils en main" les enroulements ne nécessitant pas d'isolement important : bobinages primaires ou bobinages secondaires.
- entrelacer le primaire et le secondaire en plaçant le secondaire entre deux demi-bobinages primaires.

[3]

I.11 Rayonnement :

Pour éviter le rayonnement des champs parasites (pollution électromagnétique par rayonnement), on peut soit utiliser des circuits magnétiques en forme de pots ou placer des écrans de blindage autour de chaque bobinage, cet écran étant relié au potentiel du bobinage. [3]

Un condensateur admet le modèle équivalent de la figure I.13 suivante :

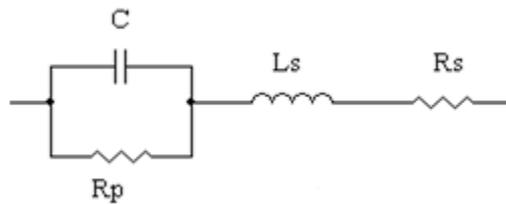


Figure I.13 : modèle équivalent d'un condensateur.

Avec :

- C est la capacité théorique
- R_p est la résistance parallèle de fuites.
- L_s est l'inductance série des connexions et de la structure interne du condensateur
- R_s est la résistance série équivalente (en anglais : ESR = *Equivalent Serial Resistor*) modélisant les résistances des contacts et des électrodes, les pertes diélectriques dans l'isolant.

Si on néglige R_p , l'impédance du condensateur sera : $Z = R_s + j.[L_s \cdot \omega - 1/(C \cdot \omega)]$

En basse fréquence la composante inductive est généralement négligeable, mais en hautes fréquences elle peut faire diminuer rapidement la capacité effective du condensateur.

Pour les condensateurs de faibles valeurs ($C < 1 \mu\text{F}$), on utilise des condensateurs à film plastique ou au polypropylène qui ont une très faible inductance série ($L_s \ll \ll$) ; ces condensateurs servent au découplage des circuits et aux circuits d'aide à la commutation CALC.

Pour les condensateurs de filtrage, on utilise des condensateurs chimiques polarisés. Dans les alimentations à découpage, on utilise des condensateurs à électrolyte liquide aluminium et pour les basses tensions des condensateurs à électrolyte solide. [3]

Dans tous les cas, on choisit des modèles à faible ESR afin de minimiser les pertes.

I.12 Les semi conducteurs :

I.12.1 Introduction :

Le principe des convertisseurs statiques est basé sur la commutation de courant entre les mailles d'un circuit électrique de puissance. Ces commutations sont réalisées au moyen d'éléments semi-conducteurs de puissance fonctionnant comme interrupteurs. Ces éléments se différencient par leurs possibilités ou non de commande :

- commande à la fermeture (enclenchement).
- commande à l'ouverture (déclenchement).

Pour les éléments les plus utilisés, on peut définir trois classes de semi-conducteurs de puissance :

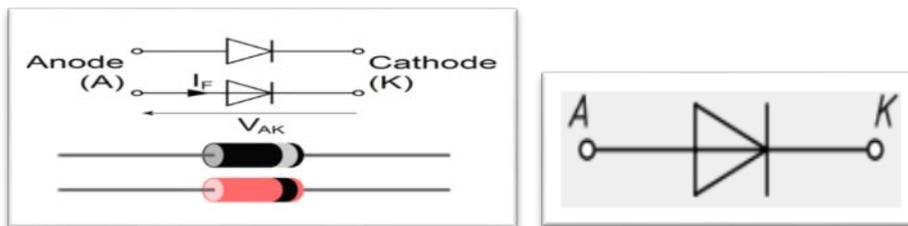
1. Eléments non commandables (diodes).
2. Eléments semi commandables à la fermeture (thyristors).
3. Eléments totalement commandables : à la fermeture et à l'ouverture (transistors bipolaire, transistors, MOSFET, IGBT,... etc.). [1]

I.12.2 La diode :

I.12.2.1 Définition :

La diode est un élément semi-conducteur non commandable, à jonction PN.

Sa représentation symbolique fait apparaître le sens de courant à l'état de conduction de l'anode A vers la cathode K (figure I.14). [1]



A : représente l'anode, reliée à la jonction P. K : représente la cathode, reliée à la jonction N.

Figure I.14 : représentation symbolique de la diode.

La diode est un composant électronique. C'est un dipôle non-linéaire et polarisé (ou non-symétrique). Le sens de branchement de la diode a une importance sur le fonctionnement du circuit électronique. Le courant électrique passe dans un seul sens. Elle est utilisée pour réaliser les redresseurs qui permettent de transformer le courant alternatif en courant unidirectionnel. [6]

La figure I.15 donne les différents types de diodes.

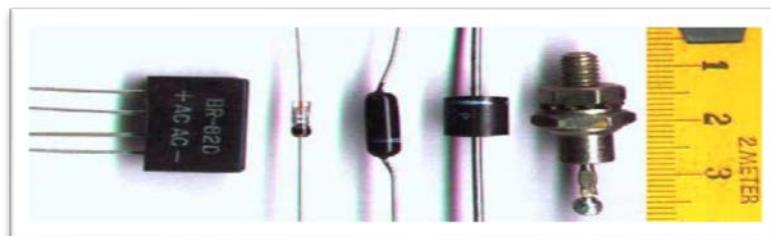


Figure I.15 Différents types de diodes.

I.12.2.2 Fonctionnement théorique :

La diode est un dipôle à semi-conducteur (jonction P-N), qui possède deux régimes de fonctionnement : bloqué et passant.

Ces régimes de fonctionnement ne sont pas contrôlables directement, mais dépendent de la tension V_{AK} aux bornes de la diode et de l'intensité du courant I_D (courant direct, ou I_F avec F pour *Forward*) la traversant. Le tableau suivant donne leur principe de fonctionnement. [6]

Diode bloquée	état de la diode quand $V_{AK} < V_{seuil}$, ce qui empêche le passage du courant dans la diode, $I_D = 0$.
Diode passante	état de la diode quand $V_{AK} \geq V_{seuil}$, ce qui entraîne $I_D \neq 0$.

Tableau I.1 : principe de fonctionnement en diode

I.12.2.2.1 Caractéristiques :

I.12.2.2.1.1 Caractéristique réelle :

La caractéristique réelle d'une diode $I = f(V)$ est donnée par la figure suivante.

Lorsque la diode est bloquée ($V \leq V_{seuil}$), le courant I_D n'est pas complètement nul mais vaut quelques milli ampères (courant de fuite). Dans le cas contraire un courant I_D passe à travers la diode sous forme linéaire croissant. Chaque diode possède un courant limite maximum à ne pas dépasser. [6]

V_{seuil} est une donnée fournie par le constructeur et vaut typiquement :

- 0,3 V pour les diodes au germanium.
- 0,7 V pour les diodes au silicium. [6]

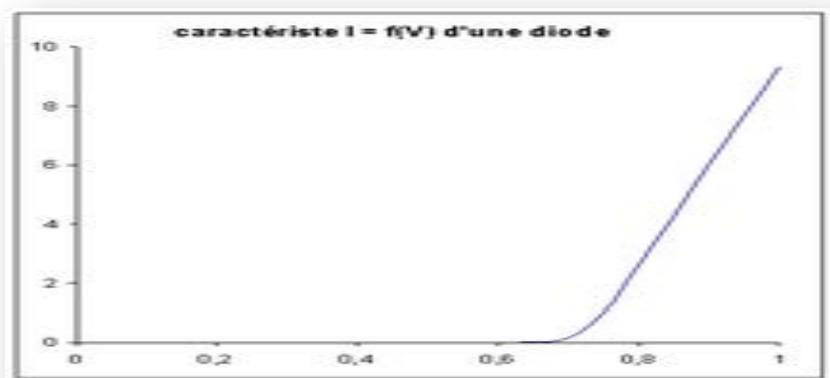


Figure I.16 : Caractéristique réelle d'une diode de redressement dans le sens passant.

I.12.2.2.1.2 Caractéristique idéale :

La caractéristique idéale d'une diode $I = f(V)$ est donnée par la Figure I.17

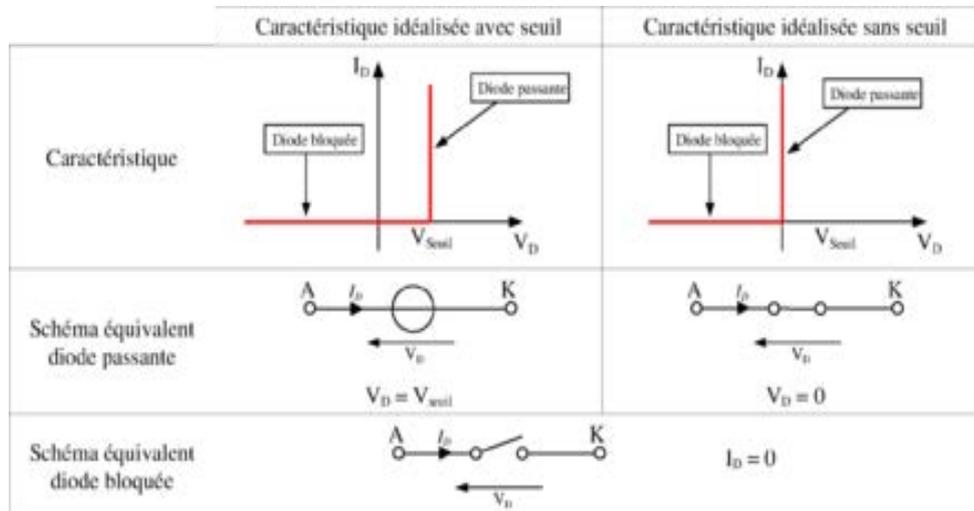


Figure I.17 : Caractéristiques idéales d'une diode de redressement.

Caractéristiques techniques :

V_{seuil}	Valeur de la tension de seuil, notée V_F dans les documents constructeurs (F pour <i>Forward</i> , direct).
I_D ou I_F	I_D est l'intensité du courant direct traversant la diode de A vers K.
V_R	V_R est la tension aux bornes de la diode quand celle-ci est bloquée, $V_R = V_{KA}$ (R pour <i>Reversent</i>).

Tableau I.2 : Caractéristiques techniques de diode idéale.

On peut utiliser une diode Schottky qui est très rapide et qui a une chute de tension plus faible qu'une diode à jonction PN; on diminue ainsi les pertes dans la diode donc on augmente le rendement de l'alimentation.

I.12.3 Transistor MOSFET (Métal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor):

I.12.3.1 Définition :

Le transistor MOSFET (ou MOS simplifié) est un élément semi-conducteur à effet de champ. Il est composé de trois électrodes (figure I.18 suivante) ; D : Drain, S : Source et G : Grille (Gate en anglais) correspondants aux trois électrodes d'un transistor bipolaire (C : Collecteur ; B : Base et E : Emetteur).

[1]

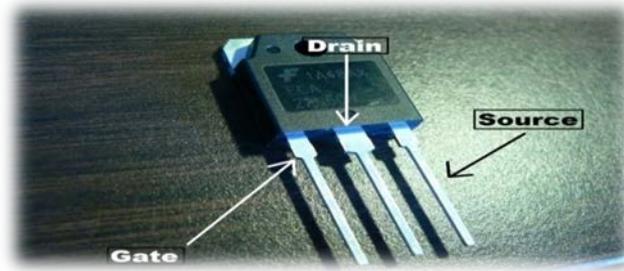


Figure I.18 MOSFET sous boîtier commercial.

I.12.3.2 Symbole :

Le MOSFET peut être représenté par le symbole de la figure I.19 suivante.

Si la tension Drain-Source est positive, $V_{DS} > 0$, le courant circule de D vers S. [1]

La tension de commande du Mosfet est notée $V_{GS} = \begin{cases} 0 ; \text{MOSFET bloqué.} \\ \pm 10 ; \text{MOSFET saturé.} \end{cases}$

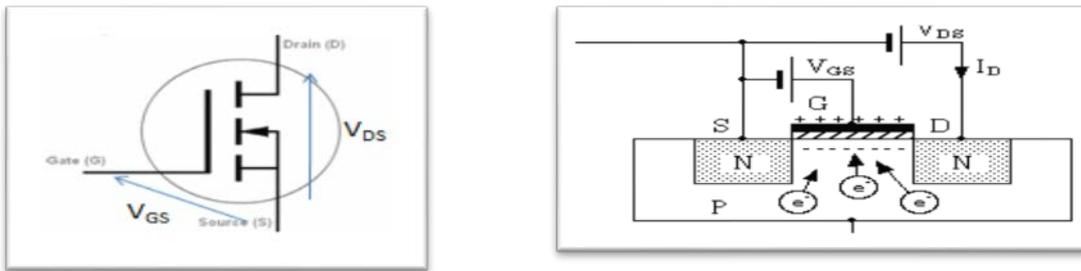


Figure I.19 Représentation Symbolique d'un MOSFET.

Les différents types de MOS sont représentés dans la figure I.20.

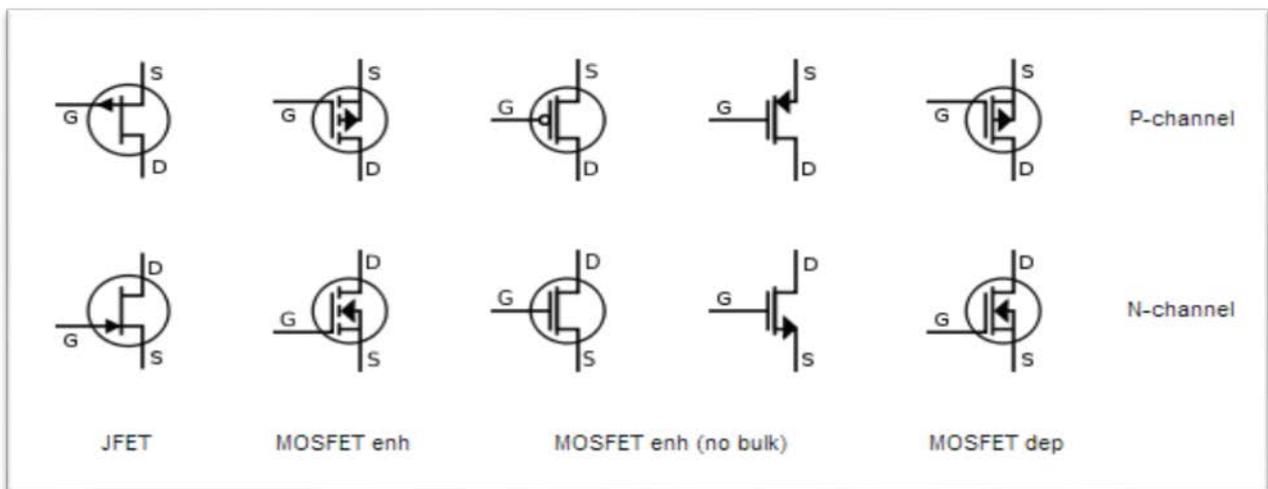


Figure I.20 les Transistors (MOSFET _ P _ N).

I.12.3.3 Phénomène de commutation du MOSFET :

Les temps d'enclenchement et de déclenchement du MOS sont extrêmement courts (quelques dizaines de ns). [1]

La figure suivante montre les allures du signal de pilotage du MOS, du courant i_{DS} (Drain-Source) et de la tension V_{DS} aux bornes du transistor et les allures des pertes dues au découpage (Watts). La Figure I.21 . Donne l'allure de la forme d'ondes idéalisées.

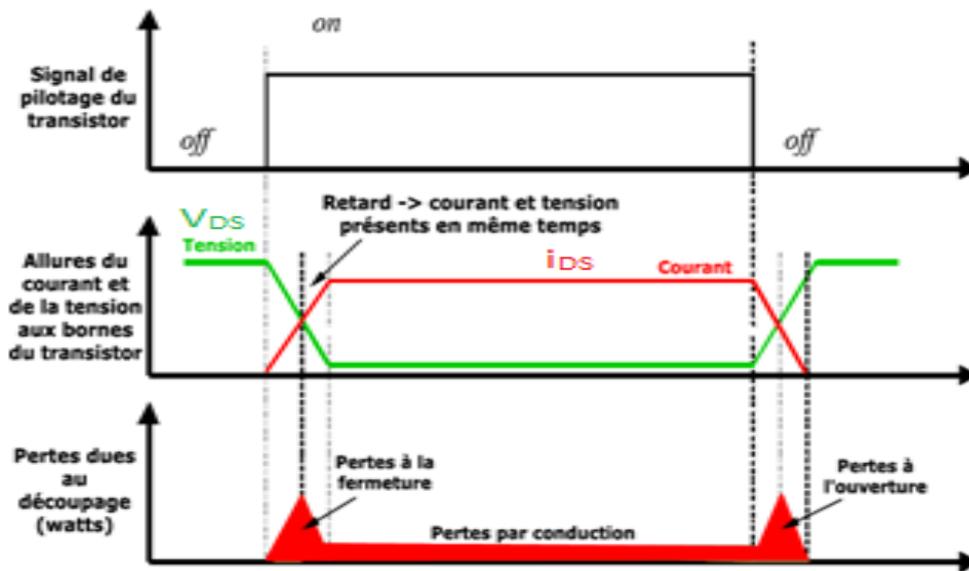


Figure I .21 : formes d'ondes idéalisées.

I.12.3.4 Principe de fonctionnement :

Contrairement au transistor bipolaire, le transistor MOSFET fait appel à un seul type de porteur de charge (c'est donc un composant unipolaire). Le principe de base repose sur l'effet du champ électrique appliqué sur la structure métal-oxyde-semi-conducteur c'est-à-dire l'électrode de grille, l'isolant (dioxyde de silicium) et la couche semi-conductrice (appelée « substrat »); généralement en micro-électronique la couche métallique est remplacée par du silicium poly cristallin. [7]

Lorsque la différence de potentiel entre la grille et le substrat est nulle il ne se passe rien. Au fur et à mesure de l'augmentation de cette différence de potentiel les charges libres dans le semi-conducteur sont repoussées de la jonction semi-conducteur/oxyde, créant tout d'abord une zone dite de « déplétion », puis lorsque la différence de potentiel est suffisamment grande il apparaît une zone

« d'inversion ». Cette zone d'inversion est donc une zone où le type de porteurs de charges est opposé à celui du reste du substrat, créant ainsi un « canal » de conduction.

La figure I.22 explique ce phénomène. [7]

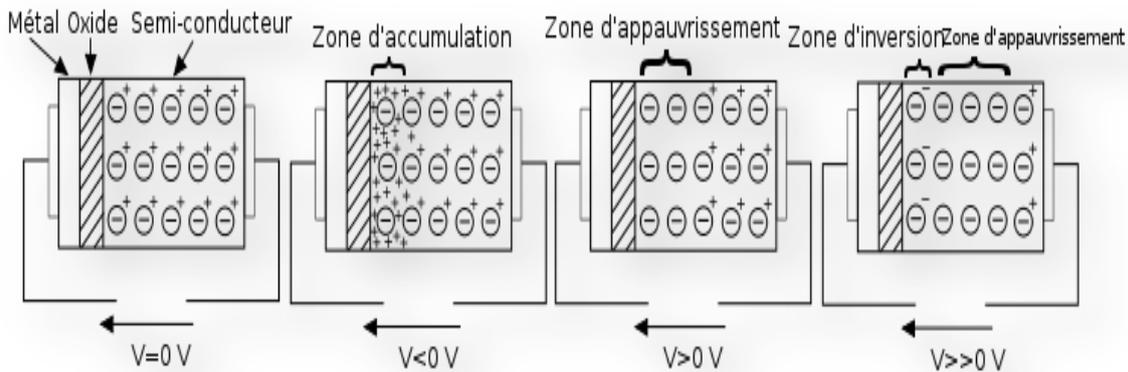


Figure I.22 : Principe de fonctionnement

I.13 Pertes dans le MOSFET:

Les pertes dans les pièces magnétiques ont deux origines:

- les pertes fer, qui naissent dans le noyau, et
- les pertes cuivre, générées dans les enroulements.

Ces pertes doivent, bien entendu, être évacuées par des moyens adéquats (refroidisseurs, ventilateurs, etc.). On distingue de ce point de vue les alimentations à convection forcée ou naturelle suivant la présence ou l'absence de ventilateur. [2]

Le calcul des pertes, aussi bien dans les semi-conducteurs que dans les pièces magnétiques, constitue une étape décisive dans la conception. La puissance maximale d'un convertisseur dépend en effet directement de l'élévation de température admissible dans les transistors et dans les pièces magnétiques, qui peuvent typiquement atteindre une centaine de degrés en fonctionnement nominal. Il faut donc disposer d'outils de calcul des pertes très précis, ce qui explique les recherches constantes dans ce but. [2]

I.13.1 Pertes fer :

Les matériaux magnétiques ont des propriétés très complexes puisque la relation entre les champs B et H n'est ni linéaire ni univoque comme on le constate sur le cycle d'hystérèse. La présence d'harmoniques, qui peuvent sensiblement modifier, dans un sens ou dans l'autre, la valeur des pertes par rapport à une onde sinusoïdale complique encore le calcul.

Classiquement, on distingue trois composantes dans les pertes fer:

- les pertes par hystérèse,
- les pertes par courants de Foucault et
- les pertes supplémentaires.

Cette modélisation est cependant considérée comme dépassée par les recherches actuelles. Malgré des efforts importants, notamment de la part des fabricants de matériaux magnétiques, on ne dispose en fait pas encore de modèles permettant de comprendre et de caractériser complètement les phénomènes propres aux ferrites.

Le fait qu'on ne dispose encore que d'outils très partiels concernant la modélisation des matériaux magnétiques apparaît également au niveau des simulations par éléments finis.

Les premiers logiciels permettant de tenir compte de la forme du cycle d'hystérèse ne sont apparus qu'au milieu de l'année 1997.

Pour les pertes fer, on se contente de signaler qu'elles constituent généralement la moitié des pertes d'un transformateur classique lorsqu'il est bien dimensionné, sauf dans les noyaux planaires, où les pertes fer sont généralement plus faibles. Lors du dimensionnement, ces pertes sont généralement calculées à l'aide de formules empiriques fournies par les fabricants de ferrites. Un exemple d'un tel calcul est donné dans le point suivant (chapitre.III). [2]

I.13.2 Pertes cuivre :

Les pertes cuivre apparaissent par effet Joule dans les enroulements. La difficulté de les calculer dans les convertisseurs de puissance vient du fait qu'aux fréquences atteintes actuellement, le courant ne peut plus être considéré comme uniforme sur la section du conducteur, ce qui s'explique par l'apparition de courants induits se superposant au courant initial. Dans le cas d'un conducteur seul, ce phénomène n'est autre que "l'effet pelliculaire" bien connu. Lorsque plusieurs conducteurs sont présents, on parle en plus "d'effet de proximité".

La non-uniformité du courant peut augmenter considérablement les pertes, jusqu'à les multiplier par cinq, dix ou davantage par rapport à un calcul "basse fréquence" considérant un courant uniforme. Evaluer avec précision l'effet pelliculaire et l'effet de proximité est donc tout-à-fait crucial puisque, compte tenu de ces ordres de grandeur, on risque tout simplement la destruction du transformateur.

Deux problèmes doivent d'ailleurs être distingués à ce sujet:

- d'une part le calcul de la puissance totale dissipée par effet Joule dans un enroulement, de manière à maîtriser la température atteinte par la pièce en fonctionnement.
- d'autre part la recherche d'éventuels points chauds, non mis en évidence par le calcul précédent, et correspondant à des concentrations locales de densité de courant. Ces points chauds, qu'il est très difficile de détecter a priori, sont susceptibles de réduire la durée de vie du transformateur.

Dans ce domaine également, la présence d'harmoniques peut modifier significativement le résultat du calcul des pertes.

Pour calculer les pertes cuivre, les concepteurs de pièces magnétiques sont confrontés à un choix fort insatisfaisant. Soit ils utilisent une méthode classique apparentées, qui seront détaillées au chapitre III, très rapide mais basée sur un modèle unidimensionnel donc approximatif, soit ils utilisent des simulations électromagnétiques par éléments finis, beaucoup plus précises mais dont la lourdeur est souvent jugée prohibitive dans un contexte industriel.

En pratique, les formules classiques ont montré leurs limites: plusieurs auteurs citent en effet des cas où elles ont mené à des dimensionnements erronés. La difficulté est précisément que les limites de validité de ces formules sont très mal connues. On en est donc réduit à utiliser des règles de conception dont la fiabilité n'est pas totalement assurée, ce qui est une situation pour le moins inconfortable.

De nombreuses recherches tentent d'apporter une solution à ce problème, par exemple en précisant les limites d'utilisation des formules classiques, ce qui est un premier pas. [2]

I.14 Conclusion :

Dans ce chapitre on a présenté une brève description des composants constituant la structure du convertisseur FLYBACK ainsi que leurs caractéristiques principales qui permettent le choix optimal de ces composants.

Les structures d'alimentations à découpages sont très diverses, on peut cependant distinguer deux grandes catégories : Les alimentations symétriques et Les alimentations asymétriques. Dans notre étude on a mis les points sur les alimentations asymétriques vue que :

- La démagnétisation du noyau ne pose pas de problèmes.
- Le bruit est faible à la sortie, et
- L'utilisation du circuit magnétique du transformateur est mauvaise, qui n'est utilisé que dans un seul quadrant (le flux ne change pas de signe). Avec un bon rendement.

On a différents choix des formes des circuits mais le choix de la ferrite convient aux données requises. Il est de même pour les interrupteurs MOSFET et diode, qui doivent avoir des temps de commutation très court et rapide aussi les pertes à l'enclenchement et au déclenchement dans un MOSFET sont bien plus faibles.

II Etude théorique de l'alimentation à découpage FLYBACK

II.1 Introduction :

Le convertisseur FLYBACK est fréquemment utilisé dans les systèmes de petite et moyenne puissance ($< 150 \text{ W}$), type micro-ordinateur, écran PC,...etc.

C'est un convertisseur asymétrique, à stockage inductif, et il est basé sur l'utilisation d'un hacheur (Buck-Boost) ou l'inductance est remplacée par l'insertion d'une isolation galvanique entre l'interrupteur et le filtre de sortie. Cette isolation galvanique est assurée grâce à un transformateur d'isolation (fonctionnant à fréquence relativement élevée de manière à réduire sa taille). Ce transformateur peut également contribuer à abaisser ou élever la tension. Alors il est connu aussi sous le nom « Alimentation à accumulation ». [1]

Dans ce travail, on expose le principe de fonctionnement d'un tel convertisseur. On présentera les phases de fonctionnement ainsi que les différents modes de conduction. On distingue deux modes: le mode de conduction continue et le mode de conduction discontinue. Le bon fonctionnement d'un tel convertisseur dépend évidemment sur le bon choix du noyau magnétique utilisé en ferrite. Ainsi une étude appropriée et une méthodologie de calcul des paramètres du transformateur est présentée.

II.2 Définition :

Un convertisseur FLYBACK est une alimentation à découpage, généralement avec une isolation galvanique entre l'entrée et la sortie. Son schéma de base est le même que celui d'un convertisseur Buck-Boost dans lequel on aurait remplacé l'inductance par un transformateur (en réalité deux inductances couplées). Le convertisseur FLYBACK est probablement la structure la plus utilisée en industrie électronique (moniteur LCD, télévision CRT, lecteur de DVD...). Il est généralement réservé aux applications de puissance réduite. [9]

II.3 Schéma du montage :

Pour transformer le hacheur Buck-Boost en alimentation à découpage, il est nécessaire d'insérer une isolation galvanique entre l'interrupteur et le filtre de sortie. Si on remplace l'inductance par deux inductances couplées, bobinées sur le même noyau, on obtient alors le schéma simplifié suivant (figure II.1). La magnétisation de l'inductance est réalisée par l'enroulement (1), alors que la démagnétisation est réalisée par l'enroulement (2). [8]

Dans une alimentation à découpage, la tension du réseau est tout d'abord redressée et filtrée, puis hachée à fréquence élevée (quelques dizaines à quelques centaines de kilohertz). Cette tension hachée traverse le primaire d'un transformateur HF (transformateur d'impulsions) dont le secondaire fournit après redressement et filtrage la tension continue demandée. [8]

Comme le transformateur fonctionne en haute fréquence, cela permet de réduire son dimensionnement comme le montre la relation de Boucherot :

$$U_1 = 4,44 \cdot (N_1 \cdot S) \cdot f \cdot B_{\max}$$

L'augmentation de la fréquence de fonctionnement f permet de réduire la section S du circuit magnétique et donc la taille du transformateur. [8]

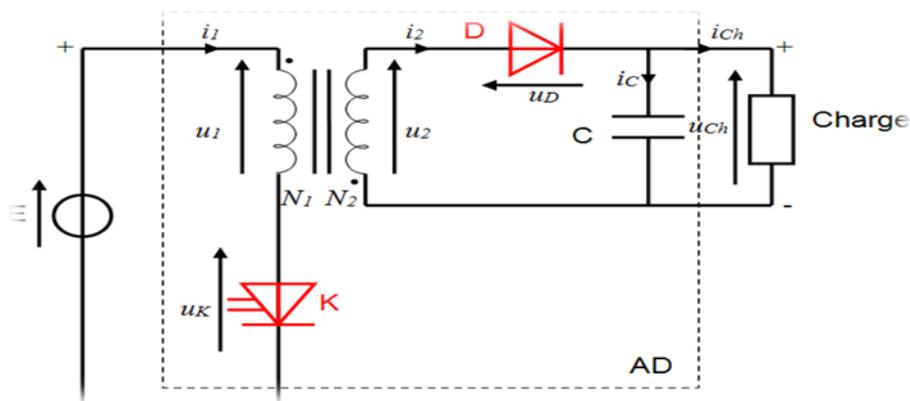


Figure II.1 : schéma simplifié d'un convertisseur FLYBACK.

A noter que, la partie commande de l'interrupteur K (élément commandable) n'est pas représentée sur le schéma ; ainsi que la partie régulation de tension qui consiste en un asservissement de la valeur de la tension de sortie. [8]

- N_1 et N_2 sont les nombres de spires respectivement du primaire et du secondaire du transformateur.
- L_1 et L_2 sont les inductances respectivement du primaire et du secondaire du transformateur.
- La source E est généralement fournie par le réseau via un circuit redresseur.

II.4 Principe de fonctionnement :

Le fonctionnement du convertisseur FLYBACK est caractérisé par deux modes de conduction :

- Le mode de conduction continu MCC (ou démagnétisation incomplète).
- Le mode de conduction discontinu MCD (ou démagnétisation complète).

Chaque mode de fonctionnement est divisé en deux phases principales, sur chaque période, suivant l'état des interrupteurs K et D . On a :

- La phase d'accumulation de l'énergie dans L_{primaire} , (K passant et D bloquée), et
- La phase de transfert de l'énergie stockée vers la charge à travers la diode D (K bloqué, D passante)

Chaque phase est représentée par un schéma équivalent suivant l'état des interrupteurs. La figure suivante donne les schémas équivalents de chaque phase de fonctionnement. [11]

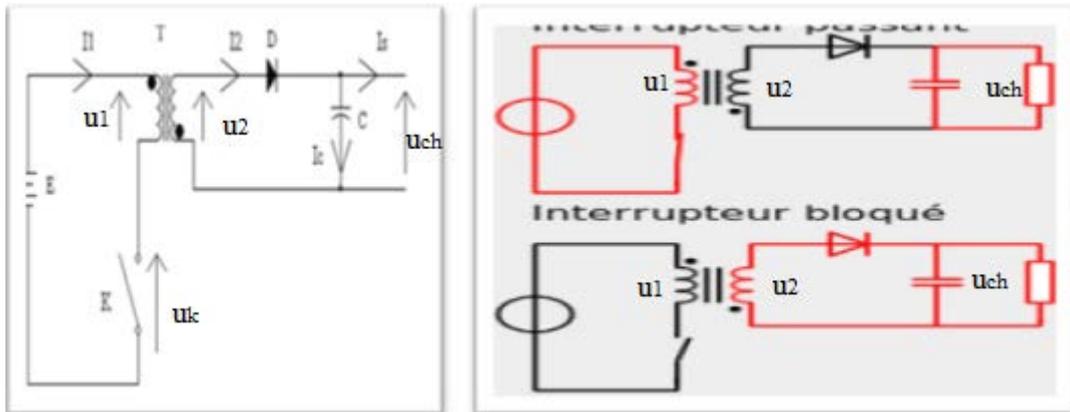


Figure II.2 : Structure simple du convertisseur FLYBACK et schémas équivalents des deux modes.

Pendant chaque période de fonctionnement T l'interrupteur K , unidirectionnel en courant, est commandé à la fréquence $F = 1/T$ avec le rapport cyclique α :

- Phase de magnétisation : de 0 à $\alpha.T$, K est fermé et D est ouverte .
- Phase de démagnétisation : de $\alpha.T$ à T , K est ouvert et D est fermé.

Durant la phase de fermeture de K , la tension primaire $u_1(t) = E$; compte tenu des sens des enroulements marqués par les points sur les bobinages (voir figure ci-dessus), la tension $u_2(t) < 0$ donc D est bloquée et la charge est alimentée par le condensateur C . Le courant $i_1(t)$ crée un flux $\Phi(t)$ positif dans le transformateur. [11]

Lorsqu'on commande l'ouverture de K , Le courant $i_1(t)$ s'annule. La continuité du flux, donc des ampères-tours, impose un courant $i_2(t) > 0$ donc la conduction de D . Le secondaire recharge C tout en alimentant la charge en utilisant l'énergie magnétique stockée dans le transformateur.

Le flux est toujours positif ou nul, on a donc une alimentation asymétrique.

La démagnétisation se faisant par transfert d'énergie à la charge, l'alimentation FLYBACK ne peut pas fonctionner à vide. [11]

Le courant $i_2(t)$ peut s'annuler avant la fin de la période; le transformateur est donc complètement démagnétisé à chaque fin de période (mode MCD). La démagnétisation peut être incomplète et le courant $i_2(t)$ reste dans ce cas toujours positif de $\alpha.T$ à T (mode MCC).

Le transformateur fonctionne de façon particulière puisqu'il n'y a jamais à la fois présence des courants primaire et secondaire. L'énergie magnétique stockée durant la fermeture de K est restituée à la charge durant son ouverture; pour pouvoir transmettre une puissance importante, il faut donc stocker une énergie magnétique importante; ceci impose de créer un entrefer dans le circuit magnétique. [11]

II.4.1 Formes d'ondes :

On déduit de ce qui précède les formes d'onde représentées dans la figure suivante :

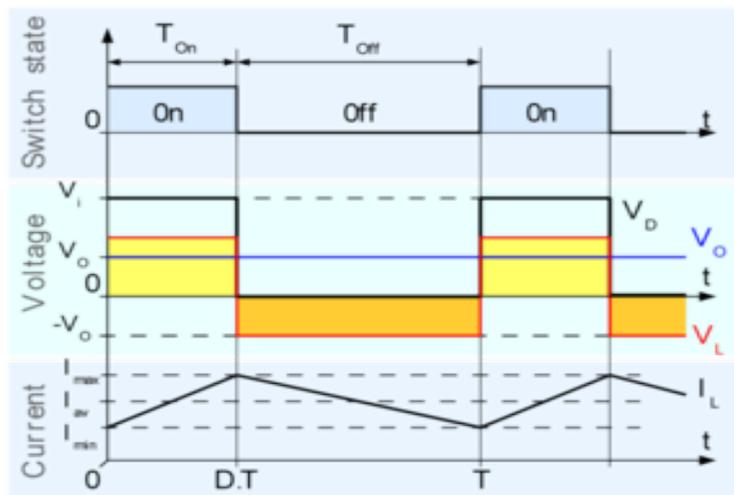


Figure II.3 : formes d'ondes en mode MCC.

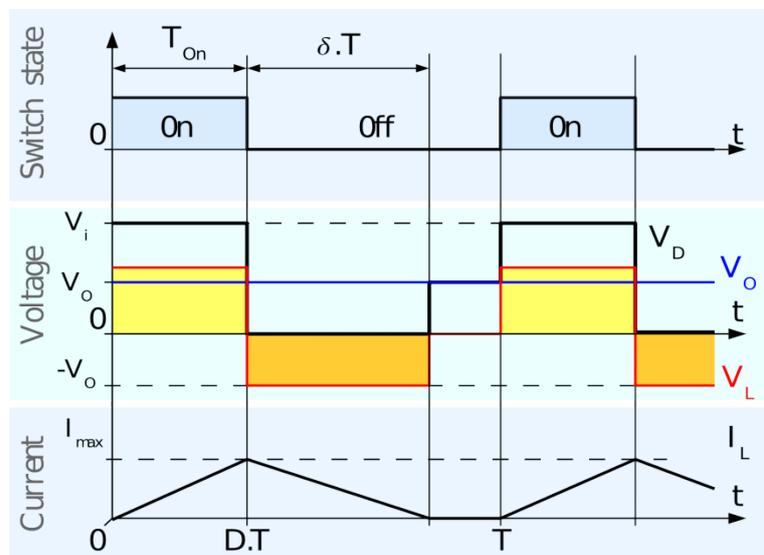


Figure II.4 : formes d'ondes en mode MCD.

II.5 Les modes de Fonctionnement :

Selon le courant circulant dans l'inductance primaire on distingue deux modes de conduction.

II.5.1 Mode de Conduction Continue MCC:

Dans ce mode de fonctionnement le flux dans le noyau du transformateur ne s'annule pas. Voir les formes d'ondes sur la Figure II.3 montre les formes d'ondes du courant et de la tension, sur une période, dans le convertisseur.

Au début de la période, lorsque K se ferme, le courant primaire prend une valeur instantanée non nulle I_{\min} , la tension E appliquée au primaire se retourne au secondaire multipliée par le rapport (N_2/N_1) mais négative. Par suite d'enroulement relatif des deux bobinages (sens de bobinage inversé), la diode D se bloque et le courant $i_2(t)$ est fourni par le condensateur seul. [1]

II.5.1.1 Phase de magnétisation :

II.5.1.1.1 Courant au primaire :

Durant l'état passant, l'interrupteur K est fermé, entraînant l'augmentation du courant suivant la relation :

$$E = u_1 = L_1 \frac{di_1(t)}{dt} \dots\dots\dots(1.a)$$

On obtient donc :

$$i_1(t) = I_{\min} + \frac{V_e}{L_1} \cdot t \dots\dots\dots(2.a)$$

Avec I_{\min} la valeur du courant à $t = 0$. I_{\min} correspond aussi à la valeur minimale du courant $i_1(0)$. Sa valeur exacte sera déterminée par la suite. À la fin de l'état passant, $i_1(\alpha.t)$ a atteint sa valeur maximale I_{\max} :

$$I_{\max} = I_{\min} + \frac{V_e}{L_1} \cdot \alpha \cdot T \dots\dots\dots(3.a)$$

α étant le rapport cyclique. Il représente la durée de la période T pendant laquelle l'interrupteur K conduit. α est compris entre 0 (K ne conduit jamais) et 1 (K conduit tout le temps). Comme pour I_{\min} , la valeur de I_{\max} sera déterminée après l'étude de l'état bloqué.

II.5.1.1.2 Énergie stockée :

À la fin de l'état passant, l'énergie W_e stockée dans le transformateur vaut :

$$W_e = \frac{1}{2} L_1 I_{1max}^2 \dots\dots\dots (4.a)$$

À la fin de l'état passant, l'interrupteur K s'ouvre empêchant ainsi le courant $i_1(t)$ de continuer à circuler. La conservation de l'énergie stockée dans le transformateur provoque l'apparition d'un courant $i_2(t)$ dans le secondaire du transformateur, dont la valeur initiale I_{2max} peut être calculée grâce à la conservation de l'énergie stockée dans le transformateur lors de son « passage » du primaire vers le secondaire :

$$W_e = \frac{1}{2} L_1 I_{1max}^2 = W_e = \frac{1}{2} L_2 I_{2max}^2 \dots\dots\dots (5.a)$$

En remplaçant L_1 et L_2 par leur expression en fonction de la réluctance \mathcal{R} du circuit magnétique et du nombre de spires des enroulements du transformateur, on obtient :

$$W_e = \frac{1}{2} \frac{N_1^2}{\mathcal{R}} I_{1max}^2 = W_e = \frac{1}{2} \frac{N_2^2}{\mathcal{R}} I_{2max}^2 \dots\dots\dots (6.a)$$

Soit :

$$I_{2max} = \frac{N_1}{N_2} I_{1max} \dots\dots\dots (7.a)$$

II.5.1.1.3 Calcul des tensions :

Le calcul de la tension u :

$u_2(t)$ peut se faire grâce aux relations flux/tension. Le sens relatif des bobinages étant inversé, on a :

$$u_1 = N_1 \frac{d\phi}{dt} \text{ et } u_2 = -N_2 \frac{d\phi}{dt} \dots\dots\dots (8.a)$$

Soit :

$$u_2 = - \frac{N_2}{N_1} u_1 \dots\dots\dots (9.a)$$

II.5.1.2 État bloqué :

II.5.1.2.1 Courant au secondaire :

Durant l'état bloqué, l'énergie emmagasinée dans le circuit magnétique lors de l'état passant est transférée au condensateur. On a :

$$V_s = u_2 = -L_2 \frac{di_2(t)}{dt} \dots\dots\dots (10.a)$$

Par intégration entre $(\alpha.T)$ et t on aura :

$$i_2(t) = I_{2max} - \frac{V_s}{L_2} (t - \alpha T) \dots\dots\dots (11.a)$$

À la fin de l'état bloqué $t = T$, $i_2(t)$ a atteint sa valeur minimale I_{2min}

$$I_{2min} = I_{2max} - \frac{V_s}{L_2} (T - \alpha T) \dots\dots\dots (12.a)$$

II.5.1.2.2 Énergie stockée :

À la fin de l'état bloqué, il y a, comme pour la fin de l'état passant, conservation de l'énergie stockée dans le transformateur. On peut donc écrire :

$$W_e = \frac{1}{2} L_1 I_{1min}^2 = W_e = \frac{1}{2} L_2 I_{2min}^2 \dots\dots\dots (13.a)$$

En remplaçant L_1 et L_2 par leur expression en fonction de la réluctance \mathcal{R} du circuit magnétique et du nombre de spires des enroulements du transformateur, on obtient :

$$W_e = \frac{1}{2} \frac{N_1^2}{\mathcal{R}} I_{1min}^2 = W_e = \frac{1}{2} \frac{N_2^2}{\mathcal{R}} I_{2min}^2 \dots\dots\dots (14.a)$$

Soit :

$$I_{2min} = \frac{N_2}{N_1} I_{1min} \dots\dots\dots (15.a)$$

II.5.1.2.3 Calcul des tensions :

Le calcul de la tension u_1 peut se faire grâce aux relations flux/tension. Le sens relatif des bobinages étant inversé, on a :

$$u_1 = N_1 \frac{d\phi}{dt} \quad \text{et} \quad V_s = u_2 = -N_2 \frac{d\phi}{dt}$$

Soit :

$$u_1 = -\frac{N_1}{N_2} V_s \quad \dots\dots\dots (16.a)$$

La tension $u_1(t)$ aux bornes de l'interrupteur K vaut :

$$u_k = V_e - u_1 = V_e + \frac{N_1}{N_2} V_s \quad \dots\dots\dots (17.a)$$

II.5.1.2.4 Relation entrée/sortie :

II.5.1.2.4.1 Tension :

Si on considère que le convertisseur a atteint son régime permanent, la tension moyenne aux bornes des enroulements du transformateur est nulle. Si on considère en particulier la tension moyenne V_{2moy} aux bornes de l'enroulement secondaire :

$$u_{2moy} = \frac{1}{T} \left(-\frac{N_1 V_e \cdot \alpha T}{N_2} + V_s (T - \alpha T) \right) = 0 \quad \dots\dots\dots (18.a)$$

Soit :

$$V_s = \frac{N_1}{N_2} \frac{\alpha}{1 - \alpha} V_e \quad \dots\dots\dots (19.a)$$

On obtient la même relation que pour le convertisseur Buck-Boost au rapport de transformation $\frac{N_2}{N_1}$ près. Cela est dû au schéma de base d'un convertisseur Flyback qui est le même que celui d'un convertisseur Buck-Boost dans lequel on aurait remplacé l'inductance par un transformateur de rapport $\frac{N_2}{N_1}$. On remarque que la tension de sortie ne dépend pas du courant de sortie, mais uniquement du rapport cyclique et de la tension d'entrée.

II.5.1.2.4.2 Courant :

Si on considère que le convertisseur est parfait, on retrouve en sortie la puissance consommée en entrée : $P_e = P_s$

$$V_{emoy} \cdot i_{1moy} = V_{smoy} \cdot i_{smoy} \quad \dots\dots\dots (20.a)$$

Soit :

$$i_{1\text{moy}} = \frac{V_{\text{smoy}}}{V_{\text{emoy}}} i_{\text{smoy}} \dots \dots \dots (21.a)$$

Finalement:

$$i_{1\text{moy}} = \frac{N_2}{N_1} \frac{\alpha}{1-\alpha} i_{\text{smoy}} \dots \dots \dots (22.a)$$

On peut trouver les valeurs de $I_{1\text{min}}$ et $I_{1\text{max}}$ en calculant la valeur moyenne de i_1 :

$$i_{1\text{moy}} = \frac{1}{T} \int_T^0 i_1(t) = \frac{1}{T} (I_{1\text{min}} \alpha \cdot T + \frac{\alpha \cdot T (I_{1\text{max}} - I_{1\text{min}})}{2}) = \alpha (I_{1\text{min}} + \frac{I_{1\text{max}} - I_{1\text{min}}}{2}) \dots \dots (23.a)$$

En remplaçant $I_{1\text{max}} - I_{1\text{min}}$ par son expression en fonction de V_e, α, T et L_1 , on aura :

$$i_{1\text{moy}} = \alpha (I_{1\text{min}} + \frac{V_e \cdot \alpha \cdot T}{2 \cdot L_1}) \dots \dots \dots (24.a)$$

Soit finalement en remplaçant $i_{1\text{moy}}$ par son expression en fonction du courant de sortie :

$$i_{1\text{moy}} = \frac{N_2}{N_1} \frac{\alpha}{1-\alpha} \frac{V_e \cdot \alpha}{2 L_1 f} \dots \dots \dots (25.a)$$

$$i_{1\text{moy}} = \frac{N_2}{N_1} \frac{1}{1-\alpha} i_{\text{smoy}} + \frac{V_e \cdot \alpha}{2 L_1 f} \dots \dots \dots (26.a)$$

Grâce au rapport de transformation on obtient facilement $I_{2\text{min}}$ et $I_{2\text{max}}$ Soit :

$$I_{2\text{min}} = \frac{1}{1-\alpha} i_{\text{smoy}} \frac{N_1}{N_2} \frac{V_e \cdot \alpha}{2 L_1 f} \dots \dots \dots (27.a)$$

$$I_{2\text{max}} = \frac{1}{1-\alpha} i_{\text{smoy}} + \frac{N_1}{N_2} \frac{V_e \cdot \alpha}{2 L_1 f} \dots \dots \dots (28.a)$$

II.5.2 Mode de Conduction Discontinue MCD : (Mode d'étude de notre projet)

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 flux circulant dans le transformateur s'annule pendant une partie de la période (phase de repos avec les deux interrupteurs bloqués). La seule différence avec le mode MCC, est que l'énergie stockée dans le circuit magnétique est nulle en début de cycle (voir les formes d'ondes sur la figure II.4).

Bien que faible, la différence entre 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 :

II.5.2 .1 État passant :

À l'état passant, la seule différence entre conduction continue et discontinue est que le courant I_{1min} est nul (voir figure II.4). En reprenant les équations obtenues en conduction continue et en annulant I_{1min} on obtient donc :

$$i_1(t) = \frac{V_e}{L_1} t \dots\dots\dots (1.b)$$

A la fin de la phase de magnétisation

$$I_{1max} = \frac{V_e \cdot \alpha \cdot T}{L_1} \dots\dots\dots (2.b)$$

$$I_{2max} = \frac{N_1}{N_2} I_{1max} = I_{1max} = \frac{N_1}{N_2} \frac{V_e \cdot \alpha \cdot T}{L_1} \dots\dots\dots (3.b)$$

Et enfin :

$$u_2 = - \frac{N_2}{N_1} V_e \dots\dots\dots (4.b)$$

II.5.2.2 État bloqué :

Durant l'état bloqué, l'énergie emmagasinée dans le circuit magnétique durant l'état passant est transférée au condensateur et à la charge.

$$V_s = u_2 = - L_2 \frac{di_2(t)}{dt} \dots\dots\dots (5.b)$$

$$i_2 = I_{2max} - \frac{V_s}{L_2} (t - \alpha T) \dots\dots\dots (6.b)$$

Pendant l'état bloqué, $i_2(t)$ s'annule après $\delta.T$. le schéma équivalent de cette phase de repos est donné par la figure II.5 suivante :

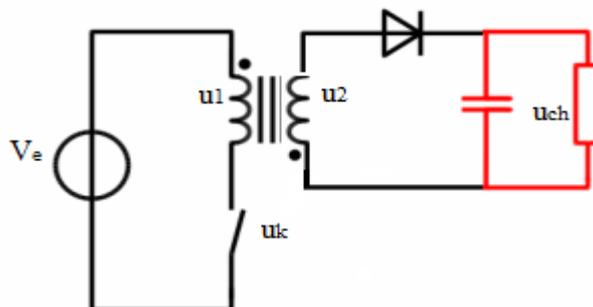


Figure II.5 : Schémas équivalent K(OFF) et D(OFF).

$$I_{2max} - \frac{V_s}{L_2} \delta \cdot T = 0 \dots\dots\dots (7.b)$$

En remplaçant I_{2max} par son expression, on obtient :

$$\delta = \frac{V_e L_2 N_1}{V_s L_1 N_2} \alpha \dots\dots\dots (8.b)$$

En remplaçant L_1 et L_2 par leur expression en fonction de la réluctance \mathcal{R} du circuit magnétique et du nombre de spires des enroulements du transformateur, on obtient :

$$\delta = \frac{V_e N_2}{V_s N_1} \alpha \dots\dots\dots (9.b)$$

II.5.2.3 Relation entrée/sortie :

Le courant, constant I_s , dans la charge est égal au courant moyen traversant la diode (I_D). Comme on peut le voir sur la figure II.4, le courant traversant la diode est égal à celui dans le secondaire pendant l'état bloqué.

Par conséquent, le courant traversant la diode peut être écrit de la façon suivante :

$$I_s = i_{2moy} = \frac{I_{2max}}{2} \delta \dots\dots\dots (10.b)$$

En remplaçant I_{2max} et δ par leurs expressions respectives, on obtient :

$$i_s = \frac{N_1 V_e \alpha T V_e N_2}{N_2 2L_1 V_s N_1} \alpha = \frac{V_e^2 \alpha^2 T}{2L_1 V_s} \alpha \dots\dots\dots (11.b)$$

Par conséquent, le gain de tension en sortie peut être écrit de la façon suivante :

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{V_e \alpha^2 T}{2L_1 i_s} \dots\dots\dots (12.b)$$

Pour obtenir l'expression de la tension de sortie, nous pouvons écrire que la puissance P_s fournie à la charge est égale à la puissance P_e fournie par la source E en négligeant toutes les pertes.

Nous avons pour une charge purement résistante:

$$P_s = V_s \cdot I_s = V_s^2 / R_{ch} \dots\dots\dots (13.b)$$

$$P_e = (E \cdot i_1)_{moy} = E \cdot i_{1moy} \dots\dots\dots (14.b)$$

Nous constatons que la tension de sortie dépend du montage. Elle dépend du rapport cyclique de commande mais aussi de la résistance de charge. Si on veut une tension de sortie constante, il faudra disposer d'une boucle de régulation faisant varier le rapport cyclique en fonction de la charge.

II.5.3 Mode de conduction limite (ou critique) MCL :

Ce mode marque la frontière entre les régimes discontinu et continu.

$$I_s = \frac{V_e \cdot \alpha^2 \cdot T}{2 \cdot L_1 \cdot V_s} \quad \text{Et} \quad \frac{\alpha}{1-\alpha} \cdot \frac{N_2}{N_1} \cdot V_e$$

$$\text{On aura donc : } \alpha^2 = \frac{V_s^2}{\left(V_s + \frac{N_2 \cdot V_e}{N_1}\right)^2} \dots\dots\dots (1.c)$$

$$\text{D'où : } I_s = \frac{V_e^2}{2 \cdot L_1} \cdot \frac{V_s^2}{\left(V_s + \frac{N_2}{N_1}\right)^2} \dots\dots\dots (2.c)$$

Le lieu des points $I_s = f(V_s)$ (figure II.7) correspondant, peut être reporté sur la caractéristique de sortie donnée ci-après, I_s est maximum pour $\frac{dI_s}{dV_s} = 0$

II.5.3.1 Limite entre la conduction continue et discontinue :

On peut tracer la caractéristique de sortie $I_s = f(V_s)$. A partir de l'analyse précédente des modes de fonctionnement on passe du mode discontinu au mode continu lorsque le courant de sortie i_s augmente (figure II.6)

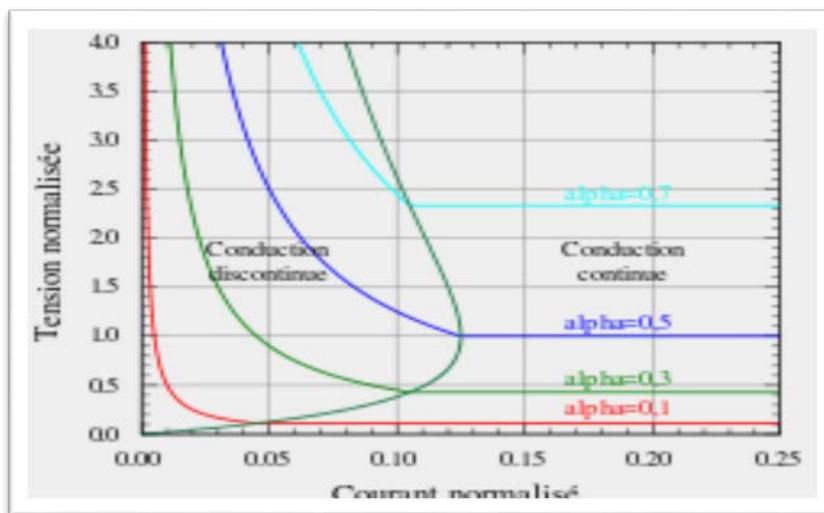


Figure II.6: Évolution de la tension de sortie normalisée d'un convertisseur FLYBACK Avec un courant de sortie normalisé.

Comme expliqué dans le paragraphe précédent, le convertisseur fonctionne en conduction discontinue lorsque le courant demandé par la charge est faible, et il fonctionne en conduction continue pour les courants plus importants. La limite entre conduction continue et conduction discontinue est atteinte quand le courant dans l'inductance s'annule juste au moment de la commutation. Avec les notations de la figure II.6, cela correspond à :

$$\alpha \cdot T + \delta \cdot T = T \dots\dots\dots (3.c)$$

Donc : $\alpha + \delta = 1 \dots\dots\dots (4.c)$ Avec : $\delta = \beta$

Dans ce cas, le courant de sortie I_{slim} (courant de sortie à la limite de la conduction continue et discontinue) est donné par la relation :

$$I_{slim} = i_{2moy} = \frac{I_{2max}}{2} \cdot (1 - \alpha) \dots\dots\dots (5.c)$$

En remplaçant I_{2max} par son expression en *conduction discontinue on aura* :

$$i_s I_{slim} = \frac{N_1 V_e \alpha T}{N_2 2L_1} (1 - \alpha) \dots\dots\dots (6.c)$$

À la limite entre les deux modes de conduction, la tension de sortie obéit aux expressions des deux modes. On utilisera celle donnée pour le mode de conduction continue :

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{N_2 \alpha}{N_1 1 - \alpha} \dots\dots\dots (7.c)$$

On peut donc réécrire I_{slim} de la façon suivante :

$$I_{slim} = \frac{N_1 V_e \alpha T}{N_2 2L_1} \frac{N_2 V_e}{N_1 V_s} \alpha = \frac{V_e \alpha T}{2L_1} \frac{V_e}{V_s} \alpha \dots\dots\dots (8.c)$$

Introduisons deux nouvelles notations :

- La tension normalisée, définie par : $V_{s1} = \frac{V_s}{V_e}$, qui correspond au gain en tension du convertisseur.
- Le courant normalisé, défini par $I_{s1} = \frac{N_2 L_1}{N_1 T V_e} i_s$. Le terme $\frac{N_2 T V_e}{N_1 L_1}$ correspond au courant secondaire maximal que l'on peut théoriquement atteindre lors d'un cycle (variation du courant au primaire atteinte pour $\alpha=1$). On obtient donc, en régime permanent, I_{s1} égale 0

quand le courant de sortie est nul, et 1 pour le courant maximum que peut fournir le convertisseur.

En utilisant ces notations, on obtient :

- En conduction continue, $V_{s1} = \frac{N_2}{N_1} \frac{\alpha}{1-\alpha}$ (9.c)

- En conduction discontinue, $V_{s1} = \frac{N_2}{N_1} \frac{\alpha^2}{2I_{s1}}$ (10.c)

- Le courant limite entre la conduction continue et discontinue est :

$$I_{slim} = \frac{N_1 V_e T}{N_2 2L_1} \alpha(1 - \alpha) = \frac{I_{slim}}{2I_{s1}} \alpha(1 - \alpha) \dots\dots\dots (11.c)$$

- Par conséquent, la frontière entre conduction continue et discontinue est décrite par :

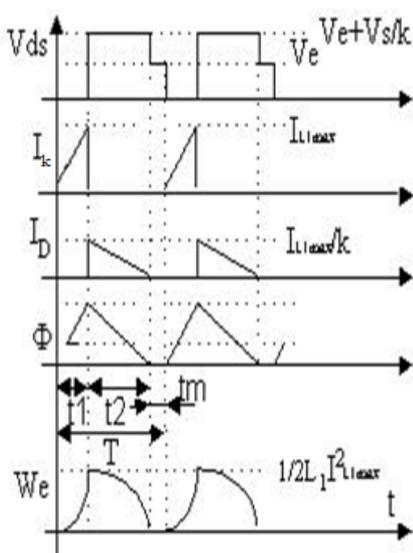
- $\frac{1}{2I_{s1}} \alpha(1 - \alpha) = 1$ (12.c)

II.6 Choix des composants : (Les méthodes pour calcules les paramètres du transformateur FLYBACK). (Avec en appliquer les calcules en chapitre III).

Modes de Fonctionnement (étude simplifiée) :

Fonctionnement en Démagnétisation Complète (Mode Discontinu MCD):

Le fonctionnement est dit en démagnétisation complète lorsque le flux dans les enroulements a le temps de s'annuler au cours d'un cycle Figure II.7 suivante. [5]



Pendant le temps t_1 , le transistor K est passant et I_k croit linéairement jusqu'à la valeur :

$$I_{L1.max} = \frac{V_e}{L_1} \cdot t_{on} \quad ; \quad t_{on} = t_1 \quad (1)$$

La diode D est bloquée et supporte une tension inverse :

$$V_s + k \cdot V_e$$

L'énergie emmagasinée dans le circuit magnétique vaut alors :

$$W_e = \frac{1}{2} \cdot L_1 \cdot (I_{L1.max})^2 \quad (2)$$

En posant $t_1 = \alpha T_{sw}$, il vient de (1) et (2) :

$$W_e = \frac{1}{2} \cdot (V_e)^2 \cdot (\alpha \cdot T_{sw})^2 / L_1 \quad (3)$$

Figure II.7 : formes d'ondes.

L'énergie ne pouvant pas subir de discontinuité, on a, au moment du blocage du transistor :

$$W_e = \frac{1}{2} \cdot L_1 \cdot (I_{L1.max})^2 = W_e = \frac{1}{2} \cdot L_2 \cdot (I_{L2.max})^2 \text{ Avec } N_1 \cdot I_{L1.max} = N_2 \cdot I_{L2.max} \quad (4)$$

D devient alors passant. La tension de sortie V_s (supposée constante) se retrouve aux bornes du secondaire (à 1 V_{DS} près). Elle est ramenée au primaire dans le rapport $1/k$ d'où :

$$V_{ds} = V_e + \frac{V_s}{k} \quad (5)$$

Le courant I_D décroît linéairement avec une pente ($-V_s/L_2$). Si le temps de blocage du transistor est assez long, I_D s'annule, le flux magnétique également. Toute l'énergie a été transférée. Il s'en suit un temps mort pendant lequel il n'y a aucune variation ($d\Phi/dt=0$) donc V_{ds} "retombe" à la valeur V_e . [5]

A partir de l'équation (3) on peut alors calculer la tension de sortie V_s . En effet, la puissance au primaire vaut $P_e = W_e/T_{sw}$. En supposant le *montage sans pertes*, elle est intégralement transmise à la charge. La puissance disponible en sortie P_s est donc égale à P_e .

Comme on a aussi : $P_s = (V_s)^2/R$, il vient :

$$V_s = \alpha \cdot V_e \cdot \sqrt{\frac{R \cdot T_{sw}}{2 \cdot L_1}} \quad (6)$$

Or, $P_s = V_s \cdot I_s$. On en déduit immédiatement la relation $I_s = f(V_s) : R \cdot (I_s)^2 = W_e/T_{sw}$

$$I_s = \frac{(V_e)^2 \cdot \alpha^2 \cdot T_{sw}}{2 \cdot L_1} \cdot \frac{1}{V_s} \quad (7a)$$

D'où l'expression de L_1 :

$$L_1 = \frac{(V_e)^2 \cdot \alpha^2 \cdot T_{sw}}{2 \cdot V_s \cdot I_s} = \frac{(V_e)^2 \cdot (t_{on})^2}{2 \cdot P_s \cdot T_{sw}} \quad (7b)$$

On exprime les valeurs efficaces des courants primaire et secondaire :

$$I_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T_{sw}} \int_0^{T_{sw}} i^2(t) \cdot dt}$$

Soit ici :

$$I_{Q.eff} = \frac{I_{L1.max}}{\sqrt{3}} \sqrt{\frac{t_{on}}{T_{sw}}} \quad \text{Et} \quad I_{D.eff} = \frac{I_{L1.max}}{k \cdot \sqrt{3}} \sqrt{\frac{t_{off}}{T_{sw}}} \quad (8)$$

Enfin, rappelons que le courant moyen à travers L_1 étant constant, la tension moyenne aux bornes du primaire est nulle. On a donc les V_{sec} :

$$V_e \cdot t_{\text{on}} = \frac{V_e}{k} \cdot t_{\text{off}} \quad (9)$$

Pour faire un "design" en mode discontinu, on prend en plus :

$$t_{\text{on}} + t_{\text{off}} < 0,8 \cdot T_{\text{sw}} \quad (10)$$

Les équations (5), (6), (7b), (8), (9) et (10) servent de base au calcul et au dimensionnement de l'alimentation en mode discontinu.

Notas :

- On remarque que le rapport de transformation k n'intervient pas dans la relation (6) et que V_s dépend de la charge R : le système est une source de puissance. Une régulation en tension est donc indispensable. De plus l'alimentation FLYBACK doit impérativement être chargée : elle ne peut pas fonctionner à vide.

- Par contre, le rapport k impose la tension de claquage $V_{(\text{BR})\text{DSS}}$ du transistor :

$$V_{\text{ds,max}} = E + V_s/k$$

- Le courant étant fortement discontinu, le condensateur de filtrage C_f sera très sollicité.

Si on fixe, comme cahier des charges, la tension d'alimentation V_e , la tension et le courant en sortie V_s et I_s , la fréquence de découpage F_{dcp} et l'ondulation maximale ΔV_s de la tension de sortie.

II.6.1 Calcul des inductances L_1 , L_2 et L_n :

De l'énergie stockée dans le primaire, pendant le temps t_{on} , on calcul l'inductance L_1 :

$$P = \frac{W}{T} = \frac{1}{2} \cdot \frac{L_1}{T} \cdot \left(\frac{V_e^2}{L_1^2} \cdot T_{\text{sw}}^2 \cdot \alpha^2 \right) = \frac{V_e^2 \cdot T_{\text{sw}}}{L_1} \cdot \alpha^2 \quad \text{avec :} \quad T_{\text{sw}} = T_{\text{dcp}} = \frac{1}{F_{\text{sw}}}$$

$$P = V_s \cdot I_s = \frac{V_e^2 \cdot T_{\text{sw}}}{2 \cdot L_1} \cdot \alpha^2$$

$$V_s = \frac{V_e^2 \cdot T_{\text{sw}}}{2 \cdot L_1 \cdot I_s} \cdot \alpha^2 \quad \text{Avec } V_{s1} = \frac{N_2}{N_1} \cdot V_e$$

Nous avons $V_s = f(\alpha, L_1)$; si on fixe le rapport cyclique α , on en déduit l'inductance primaire L_1 et la valeur crête du courant primaire $I_{1,\text{max}}$.

D'où l'expression de L_1 :

$$\text{Donc : } L_1 = \frac{V_e^2 \cdot T_{sw} \cdot \alpha^2}{2 \cdot V_s \cdot I_s} \quad \text{ou} \quad L_1 = \frac{V_e^2 \cdot \alpha^2}{2 \cdot V_s \cdot I_s \cdot F_{sw}} = \frac{(V_e)^2 \cdot (t_{on})^2}{2 \cdot P_s \cdot T_{sw}}$$

$$\text{Et } I_{1\max} = \frac{V_e}{L_1} \cdot \alpha \cdot T_{sw} = \frac{2 \cdot V_s}{V_e \cdot \alpha} \cdot I_s$$

Le temps de conduction de la diode D est $\beta' \cdot T_{sw} = L_2 \cdot I_2 / V_s$; la continuité de l'énergie magnétique en $t = \alpha \cdot T_{sw}$ impose $\frac{1}{2} \cdot L_1 \cdot I_{1,\max}^2 = \frac{1}{2} \cdot L_2 \cdot I_{2,\max}^2$

$$\text{En déduit alors : } L_2 = L_1 \cdot \left(\frac{\beta' \cdot V_s}{\alpha \cdot V_e} \right)^2.$$

En fixant β' tel que $(\alpha + \beta') < 1$ pour rester en démagnétisation complète, on détermine L_2 et $I_{2,\max}$.

$$\text{Ou on a l'égalité des énergies au primaire et au secondaire : } \frac{1}{2} \cdot L_1 \cdot (I_{1,\max})^2 = \frac{1}{2} \cdot L_2 \cdot (I_{2,\max})^2 ;$$

$$\text{Sachant le rapport de transformation } k = (N_2/N_1) \text{ et que : } I_{2,\max} = \frac{I_{1,\max}}{k} = \left(\frac{N_1}{N_2} \right) \cdot I_{1,\max}$$

$$\text{donc on aura : } L_2 = \left(\frac{N_2}{N_1} \right)^2 \cdot L_1$$

II.6.2 Calcul du rapport de transformation (K) :

$$V_{DS,\max} > V_{e,\max} + \frac{(V_s + V_D)}{k} \quad \text{Avec : } V_{ed,\max} = V_s \pm 10$$

$$\frac{V_{DS,\max} - V_{e,\max}}{V_s + V_D} > \frac{1}{k} \quad \text{Avec : } n = \frac{1}{k}$$

$$\text{Alors : } k > \frac{V_s + V_D}{V_{DS,\max} - V_{e,\max}}$$

II.6.3 Calcul du courant efficace :

$$(i_{\text{eff}}(t))^2 = \frac{1}{T_{sw}} \int_0^{\alpha \cdot T_{sw}} i^2(t) \cdot dt = \frac{1}{T_{sw}} \int_0^{\alpha \cdot T_{sw}} \left(\frac{V_e}{L_1} \cdot t \right)^2 \cdot dt$$

$$i_{\text{eff}} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^{\alpha T} i^2 \cdot dt}$$

$$I_{1\max} = \frac{V_e \cdot T_{sw}}{L_1} \alpha$$

$$I_{1,\text{eff}} = \frac{I_{1,\max}}{\sqrt{3}} \cdot \sqrt{\alpha}$$

Si $\alpha > 0.5$ le courant est en régime continu (mode de fonctionnement continu MCC)

Si $\alpha < 0.5$ le courant est en régime discontinu (mode discontinu MCD) et

Si $\alpha = 0.5$ le courant est en régime critique (limite entre les modes MCC et MCD).

$$\text{Ou : } I_{1.eff} = \frac{I_{1max}}{\sqrt{3}} \cdot \sqrt{\alpha + \beta} \quad \text{Avec : } \beta = \alpha + x_0$$

II.6.4 Calcul des nombres de spires N1 et N2 :

$$L_1 = A_L \cdot N_1 \quad \text{Alors : } N_1 = \sqrt{\frac{A_L}{L_1}} \quad \text{et } N_2 = n \cdot N_1$$

En fixant A_L et L_1 calculé et fixe et le circuit magnétique convenable on détermine N_1 et N_2 .

II.6.5 Pour calculer la résistance :

Appliquer la loi d'ohm :

$$V_s = R_s \cdot I_s \quad \text{Alors : } R_s = \frac{V_s}{I_s}$$

II.6.6 Pour calculer la capacitive :

$$C_1 = \frac{V_{s1}(V_e - V_{s1})}{\Delta V_{c.f^2} \cdot 8 \cdot L_{s1}}$$

II.6.7 Pour calculé la section et diamètre de noyau :

$$I_{1max} = J \cdot S \quad \text{Alors : } S = \frac{I_{1max}}{J} \quad \text{En fixant } J : \text{ densité de courant.}$$

$$\text{Alors le diamètre de noyau : } D = \sqrt{\frac{4 \cdot S}{\pi}}$$

II.7 Applications :

Les convertisseurs FLYBACK sont utilisés pour réaliser des alimentations :

- de faible coût à sorties multiples.
- à haute tension et à faible puissance.

II.8 Avantages de l'alimentation à découpage :

Les convertisseurs FLYBACK son avantages, parmi eux :

- Peu de composants.
- Un seul composant bobiné
- Architecture économique pour les faibles puissances (<150W)
- Isolation galvanique entre la source et la charge.

- Rendement
- Taille [5]

II.9 Inconvénients de l'alimentation à découpage :

Les convertisseurs FLYBACK son inconvénients, parmi eux :

- 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.
- Perturbations électromagnétiques.
- 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. [5]

II.10 Conclusion :

Dans ce chapitre on a présenté l'étude théorique, pour le cas idéal, du convertisseur FLYBACK et ses modes de fonctionnements MCC, MCD et MCL (limite entre les deux autres modes).

Dans cette étude on distingue le mode de conduction discontinue dans lequel le flux circulant dans le transformateur s'annule pendant une partie de la période (phase de repos des interrupteurs).

La méthode de calcul utilisée permet le meilleur choix des différents composants électriques (interrupteurs, L et C) et magnétique (noyau en ferrite).

De plus on conclue que les convertisseurs FLYBACK offrent plusieurs avantages tel que : nombre réduit des composants, un seul composant bobiné, architecture économique pour les faibles puissances (<150W), isolation galvanique entre la source et la charge, bon rendement et taille réduite.

Bien sure ; on distingue aussi quelques inconvénients, à savoir : risque de surtension lors du fonctionnement à vide et les perturbations électromagnétiques.

Le chapitre suivant fera l'objet du dimensionnement du convertisseur FLYBACK en mode de conduction discontinu pour une application défini par son cahier des charges en exploitant les résultats théorique obtenus.

Conception d'une alimentation a découpage a stockage inductif (FLYBACK) en mode de fonctionnement discontinu "MCD"

III.1 Introduction :

Dans ce chapitre on va calculer les paramètres du convertisseur FLYBACK et dimensionner son transformateur par le bon choix de la ferrite pour avoir des dimensions convenables pour loger toutes les bobines dans un espace inferieur ou égale a 50% de la fenêtre bobinable.

III.2 Principe :

L'alimentation de type FLYBACK est basée sur le principe du hacheur à stockage inductif : L'interrupteur Q est fermé pendant la fraction t_{ON} de la période de découpage T_{sw} .

La source primaire fournit alors de l'énergie à l'inductance L_1 (croissance du courant), la diode D est bloquée ($V_D < 0$). Le courant dans la charge est fourni par la décharge du condensateur C_f .

Lors du blocage de Q, la diode D assure la continuité du courant dans l'inductance L_2 . On a alors décharge de L_2 dans R et C_f . Si la valeur de C_f est bien calculée (suffisante), on peut considérer la décharge de celle ci (durant le temps restant t_{off}) comme négligeable, et donc assimiler la tension de sortie à une constante.

La décroissance du courant de αT_{sw} et T_{sw} peut alors être considérée comme linéaire, et l'on obtient les chronogrammes Figure III.1.

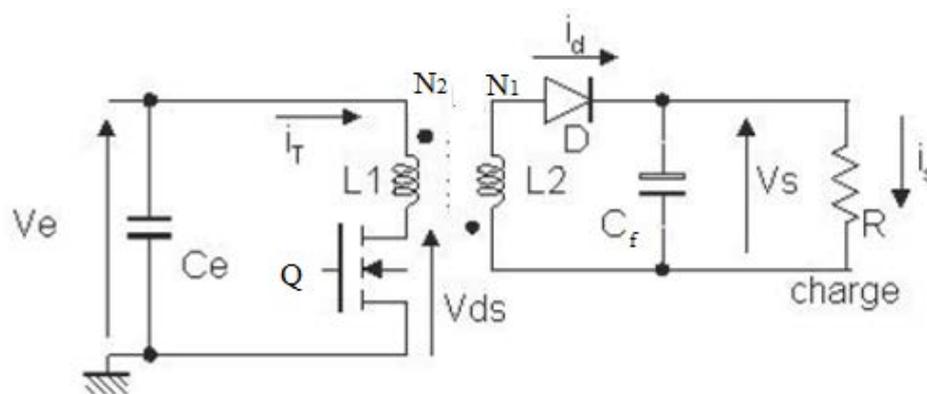


Figure III.1 : L'alimentation de type FLYBACK.

Le fonctionnement est tout à fait semblable à celui d'un hacheur survolteur (**boost**) ou dévolteur (**buck**). On peut distinguer deux phases :

Phase 1 : on accumule de l'énergie dans L_1 (transistor passant et diode D bloquée).

Phase 2 : on bloque le transistor. D s'amorce et l'énergie est transférée à la sortie à travers D.

Le condensateur $C_e = C_{in}$ sert de découplage pour le câblage de l'entrée et fournit la composante alternative du courant absorbé à l'entrée.

Le condensateur $C_f = C_o$ lisse la tension de sortie.

Soit : k rapport du nombre de spires Secondaire/Primaire. et on assimile les composants commutant à des interrupteurs idéaux ($V_{on}=0$; $I_{off}=0$).

III.3 Cahier des charges :

Il s'agit d'une alimentation à sorties multiples tel que:

Tension d'alimentation : $V_E = \text{réseau redressé et filtré} \pm 10\% (DC)$

$$\Delta V_E = \Delta V_{S(i)} = 10\% \text{ de } V_x$$

Réseau :

$$\Delta V_{AC} = 10\% \quad V_{AC.nom} = 220 \text{ V} \quad V_{AV.min} = (1 - \Delta V_{AC}) \cdot V_{AC.nom}$$

$$V_{AC.max} = 242 \text{ V} \quad V_{AC.max} = 253 \text{ V} \quad V_{AC.max} = (1 + \Delta V_{AC}) \cdot V_{AC.nom}$$

$$\Delta V_s = 10\% \quad \eta = 80\% \quad J = 5 \text{ A/mm}^2$$

$$\Delta I_s = 10\% \quad V_{Dw2} = 1 \text{ V}$$

$$V_{Dw1} = 0.6 \text{ V} \quad \alpha = 0.4$$

Tensions /courants et puissances des sorties :

$$V_{s1} = 5 \text{ V} \quad I_{s1} = 10 \text{ A} \quad \Delta I_s = 10\%$$

$$V_{s2} = 12 \text{ V} \quad I_{s2} = 0.5 \text{ A}$$

$$P_{s1} = 50 \text{ W} \quad P_{s2} = 6 \text{ W}$$

Fréquence de découpage (Switching) : $F_{sw} = 100 \text{ kHz}$ Alors : $T_{sw} = 1.10^{-5} \text{ s}$

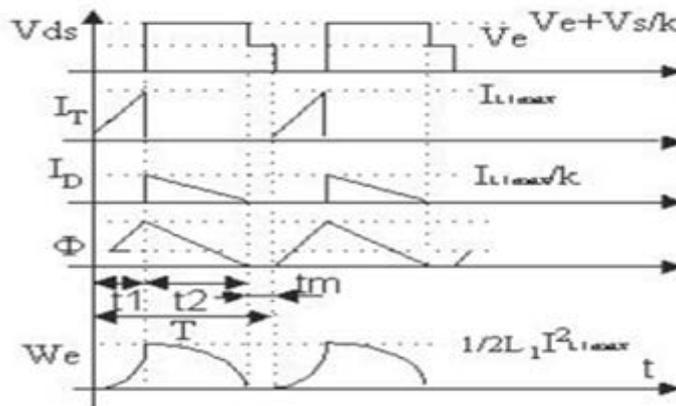


Figure III.2 : formes d'ondes en mode MCD.

III.4 Plan de travail :

1. Dimensionnement du transformateur
 - a- Détermination des valeurs de la charge. (**Principal et esclave**).
 - b- Détermination les temps de conduction (t_{on} , t_{off} , t_m).
 - c- Détermination du rapport de transformation. (**k**)
 - d- Calcul de l'inductance au primaire (**L_P**).
 - e- Détermination les Energie maximale stockée dans le circuit magnétique (**W_{P,max}**).
 - f- Calcul de l'inductance au secondaire (**L_{w1}**).
 - g- Calcul les paramètres dans les interrupteurs Q et D et Ce permet le Choix.
 - h- Calcul des courants efficaces. (**I_{Q,eff}**, **I_{Dw1,eff}**)
 - i- Calcul la capacité de filtrage secondaire.
 - j- Détermination les paramètres dans le circuit d'aide à la commutation CALC.
 - k- Calcul des pertes.
 - l- Dimensionnement géométrique.
 - m- Choix et caractéristiques du matériau (Ferrite).
 - n- Calcul de l'encombrement (**A_p**).
 - o- Calcul de l'entrefer.
 - p- Détermination des nombres de spires primaires et secondaires.
 - q- Calcul les paramètres du fil primaire et secondaire.
2. Simulation Sous Psim.
 - a. Résultats de simulation.
3. Conclusion.

III.5 Solution du travail demandé :**III.5.1 Modes de fonctionnement (simplifié) : mode de conduction discontinu (MCD) :**

Démagnétisation complète.

Le mode de fonctionnement est dit discontinu lorsque le flux dans les enroulements s'annule au cours d'un cycle (Figure III.3).

- **Rapport cyclique :** $\alpha = t_{ON} / T_{SW}$ "à supposer" $\alpha_{max} \geq 40\%$

On suppose :

- **Tension d'entrée redressée V_e :**

$$V_e = \sqrt{2} \cdot V_{AC.nom} \quad V_e = 311,127 \text{ V} \quad V_e = 311 \text{ V}$$

$$V_{e.min} = \sqrt{2} \cdot V_{AC.min} \quad V_{e.min} = 264,458 \text{ V}$$

$$V_{e.max} = \sqrt{2} \cdot V_{AC.max} \quad V_{e.max} = 357,796 \text{ V}$$

- **Puissance de la sortie principale P_{s1} :**

$$P_{s1} = V_{s1} \cdot I_{s1} \quad P_{s1} = 5 \cdot 10 \quad \text{Alors: } P_{s1} = 50 \text{ W}$$

III.5.2 Dimensionnement du transformateur :**III.5.2.1 Valeur de la charge principale R_{s1} :**

$$R_{s1} = \frac{V_{s1}}{I_{s1}} \quad R_{s1} = \frac{5}{10} \quad \text{Alors: } R_{s1} = 0.5 \Omega$$

III.5.2.2 Puissance de la sortie esclave P_{w2} :

$$P_{s1} = V_{s2} \cdot I_{s2} \quad P_{s2} = 12 \cdot 0.5 \quad \text{Alors: } P_{s1} = 6 \text{ W}$$

III.5.2.3 Valeur de la charge esclave R_{s2} :

$$R_{s2} = \frac{V_{s2}}{I_{s2}} \quad R_{s2} = \frac{5}{10} \quad \text{Alors: } R_{s2} = 24 \Omega$$

III.5.2.4 Puissance du secondaire principal P_{w1} :

$$I_{w1} = I_{Cw1} + I_{s1} = I_{s1}$$

On suppose: $I_{w1} \neq I_{s1}$

$$V_{w1} = V_{s1} + V_{Dw1}$$

$$V_{w1} = 5 + 0.6$$

$$\text{Alors: } V_{w1} = 5.6 \text{ V}$$

$$P_{w1} = V_{w1} \cdot I_{s1}$$

$$P_{w1} = 5.6 \cdot 10$$

$$\text{Alors: } P_{w1} = 56 \text{ W}$$

$$P_{w1.max} = (1 + \Delta V_s) \cdot V_{s1} \cdot (1 + \Delta I_s) \cdot I_{s1} \quad P_{w1.max} = 60,5 \text{ W}$$

$$P_{w1.min} = (1 - \Delta V_s) \cdot V_{s1} \cdot (1 - \Delta I_s) \cdot I_{s1} \quad P_{w1.min} = 40,5 \text{ W}$$

III.5.2.5 Puissance du secondaire esclave P_{w2} :

$$I_{w2} = I_{Cw2} + I_{s2} = I_{s2} \quad \text{On suppose: } I_{w2} \neq I_{s2}$$

$$V_{Dw2} = V_{Dw1} \quad V_{w2} = V_{s2} + V_{Dw2} \quad V_{w2} = 12 + 1 \quad \text{Alors: } V_{w2} = 13 \text{ V}$$

$$P_{w2} = V_{w2} \cdot I_{s2} \quad P_{w2} = 13 \cdot 0,5 \quad \text{Alors: } P_{w2} = 6,5 \text{ W}$$

III.5.3 Temps de conduction, de blocage et temps mort pendant un cycle MCD : t_{on}, t_{off}, t_m

On suppose un temps mort $t_m = x\% \cdot T_{sw}$ (Avec : $t_{on} + t_{off} \leq 0,8 T_{sw}$) pour rester en mode MCD.

Pour $t_{m.min}$ on aura $t_{off.max}$:

$$50\% \cdot (\alpha_{max} \cdot T_{sw}) \leq t_{m.max} \leq 100\% \cdot (\alpha_{max} \cdot T_{sw})$$

$$1\% T_{sw} \leq t_{m.mi}, \leq 20\% T_{sw} \quad t_{m.\%} = 100\% \cdot (\alpha_{max} \cdot T_{sw}) \quad t_{m.\%} = 4 \cdot 10^{-6} \text{ s}$$

$$t_{m.max} = 20\% \cdot T_{sw} \quad t_{m.max} = 2 \cdot 10^{-6} \text{ s}$$

$$t_{m.min} = 20\% \cdot T_{sw} \quad t_{m.min} = 2 \cdot 10^{-6} \text{ s}$$

$$t_{on.max} = \alpha_{max} \cdot T_{sw} \quad t_{on.max} = 4 \cdot 10^{-6} \text{ s}$$

$$t_{off.min} = T_{sw} - t_{on.max} - t_{m.max} \quad t_{off.min} = 4 \cdot 10^{-6} \text{ s}$$

$$t_{off.max} = T_{sw} - t_{on.max} - t_{m.min} \quad t_{off.max} = 4 \cdot 10^{-6} \text{ s}$$

$$t_{on.max} + t_{off.max} = 8 \cdot 10^{-6} \text{ s} \quad 0,8 \cdot T_{sw} = 8 \cdot 10^{-6} \text{ s}$$

$$t_{on.max} + t_{off.min} = 0,8 \cdot T_{sw} \quad t_{on.max} + t_{off.min} < 0,8 \cdot T_{sw}$$

$$D_{tm} = t_{rr} \cdot F_{sw} \quad t_{rr} = 400 \text{ ns} \quad D_{tm} = 4\% \quad t_{on.max} + t_{off.min} < 0,8 \cdot T_{sw} \quad D_{tm} = 4\%$$

III.5.4 Rapport des enroulements secondaire ($w1$)/ primaire (P) : $k = N_{w1}/N_P$

Sachant que le courant moyen à travers L_p ($I_{LP.moy}$) étant constant, la tension moyenne aux bornes de la lère est nulle. On a donc égalité des Volts.sec : $V_e \cdot t_{on} = (V_{w1}/k_1) \cdot t_{off}$

$$V_e \cdot t_{on} = \left(\frac{V_{w1}}{k_1} \right) \cdot t_{off}$$

$$N_P \cdot V_{w1} = N_{w1} \cdot V_P$$

$$k_{w1P} = \frac{N_{w1}}{N_P} \quad k_{w1P} = \frac{N_{w1}}{N_P} = \frac{V_{s1} + V_{Dw1}}{V_P}$$

$$V_P = \frac{V_{w1}}{k_{w1P}} = V_{Rfl}$$

On suppose : $V_{rfl} = 136 \text{ V}$ maximale $V_P = V_e - V_{DC.on}$ $V_{Rfl} = V_P$ $V_{DC.on.ideal} = 0 \text{ V}$

On suppose : $V_{OR} = V_{rfl} = V_P$

III.5.4.1 Rapport des enroulements :

Approximativement on a:

$$k_{w1P.max} = \frac{V_{s1} + V_{Dw1}}{V_P} \quad k_{w1P.max} = 0.041 \quad k_{w1P} < 0.041$$

$$k_1 = \frac{V_{w1} \cdot t_{off.min}}{V_e \cdot t_{on.max}} \quad k_{1.min} = 0,018$$

$$k_{w1P.min} = \left(\frac{V_{w1}}{V_e} \right) \cdot \left(\frac{t_{off.min}}{t_{on.max}} \right) \quad k_{w1P.min} = 0.018$$

V_{Dw1} – supposée = 0,6 V

$$k_{Pw1} = \frac{1}{k_{w1P.min}} \quad k_{Pw1} = 55,536$$

III.5.5 Inductance au primaire (P) : L_P

$$L_{p.max} = \frac{V_e^2 \cdot t_{on.max}^2}{2 \cdot P_{w1.min} \cdot T_{sw}} \quad L_{p.max} = 2.529 \text{ mH} \quad L_{p.max} = 2.529 \cdot 10^{-3} \text{ H}$$

III.5.5.1 Contraintes sur l'interrupteur Q : Type STPNK80Z

$R_{DC.on} = 3 \Omega$

Tension max aux bornes de Q : $V_{DS.on} = \frac{P_{w1.max}}{\eta \cdot V_e.min} \cdot r_{DS.on}$ $V_{DS.on} = 0,858 \text{ V}$

$V_{DS.on} = 1 \text{ V}$ $V_{Rfl} = 132,229 \text{ V}$ $k_{fw} = 0.5$ $k_{fw} = 5\%$ k_{fw} : facteur de $L_{P.max}$

$L_{P.lk} = k_{P.lk} \cdot L_{P.max}$ $L_{P.lk} = 1,264 \cdot 10^{-4} \text{ H}$ $L_{P.lk} = 126,438 \mu\text{H}$

$D_{tm} = 0,04$ $t_{on.max} = \frac{V_{Rfl}(1-D_{tm}) \cdot T_{sw}}{(V_e.min - V_{DS.on}) \cdot k_{P.lk} + V_{Rfl}}$ $t_{on.max} = 4 \mu\text{s}$

$\alpha_{max} = \frac{t_{on.max}}{T_{sw}}$ $\alpha_{max} = 0,4$

III.5.5.2 Courant max au primaire (P) : $I_{P.max}$

Le courant en Mode MCD $\rightarrow I_{P.min} = 0 \text{ A}$

$$I_{p.max} = \frac{V_e}{L_{p.max}} t_{on.max} + I_{p.min} \quad I_{p.min} = 0,492 \text{ A}$$

$V_{Dw1} = 0,6 \text{ V}$ $V_{Dw1} = k_{w1P.min} \cdot V_e - V_{s1}$ $V_{Dw1}(\text{supposée}) = 0,6 \text{ V}$

III.5.6 les courants efficaces :**Courant efficace max : $I_{P,rms,max}$**

$$I_{P,rms,max} = \frac{I_{P,max}}{\sqrt{3}} \sqrt{\alpha_{max}} \quad I_{P,rms,max} = 0,18 \text{ A}$$

Courant DC : $I_{P,DC}$ $I_{pk,Prm} \geq 1,077 \text{ A}$ $I_{P,DC} = \frac{P_{w1}}{V_e \cdot \eta}$ $I_{P,DC} = 0,225 \text{ A}$ **Courant DC max : $I_{P,DC,max}$**

$$V_{e,min} = \sqrt{2} \cdot V_{AC,min} \quad V_{e,min} = 264,458 \text{ V}$$

$$P_{w1,max} = (1 + \Delta V_s) \cdot V_{s1} \cdot (1 + \Delta I_s) \cdot I_{s1} \quad P_{w1,max} = 60,5 \text{ W}$$

$$I_{P,DC,max} = \frac{P_{w1,max}}{V_{e,min} \cdot \eta} \quad I_{P,DC,max} = 0,286 \text{ A}$$

Courant AC au Primaire : $I_{P,AC}$

$$I_{P,AC} = \sqrt{(I_{P,rms,max}^2) - I_{P,DC}^2} \quad I_{P,DS} = 0.136 \text{ A}$$

III.5.7 Energie maximale stockée dans le circuit magnétique pendant la magnétisation **$W_{P,max}$:**

$$W_{P,max} = \frac{1}{2} \cdot L_{p,max} \cdot (I_{p,max})^2 \quad \text{ou} \quad W_{P,max} = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_e^2}{L_{p,max}} \cdot (\alpha_{max} \cdot T_{sw})^2$$

$$W_{P,max} = \frac{1}{2} \cdot (1,5 \cdot 10^{-3}) \cdot (0,804)^2 \quad \text{Alors :} \quad W_{P,max} = 3,06 \cdot 10^{-4} \text{ J}$$

Puisque l'énergie ne pouvant pas subir de discontinuité, au moment du blocage du MSFT, on a :

(Energie à l'entrée) égale (Energie à la sortie) : $W_{P,max} = W_{w1}$

$$W_{w1,max} = \frac{1}{2} \cdot L_{w1} \cdot (I_{w1,max})^2 \quad W_{w1,max} = W_{P,max} \quad W_{w1,max} = 3,06 \cdot 10^{-4} \text{ J}$$

III.5.8 Nombre de spire au secondaire principale : N_{w1} D'après la loi des AMP. tours: $N_P \cdot I_{P,max} = R \cdot \Phi_{max} = N_{w1} \cdot I_{w1,max}$ **on a :**

$$I_{w1,max} = \frac{N_P}{N_{w1}} \cdot I_{P,max}$$

$$I_{w1,max} = \frac{1}{K_{1,min}} \cdot I_{p,max} \quad I_{w1,max} = 27.32 \text{ A}$$

$$V_{Dw1} = k_{w1P,min} \cdot V_e - V_{s1} \quad V_{Dw1} = 0.6 \text{ V} \quad V_{Dw1}(\text{suppose}) = 0.6 \text{ V}$$

$$I_{w2,max} = I_{w1,max} \left(\frac{V_{w2} + V_{Dw2}}{V_{w1} + V_{Dw1}} \right) \quad I_{w2,max} = 61,691 \text{ A}$$

$$V_{Dw2} = k_{w1P,max} \cdot V_e - V_{s2} \quad V_{Dw2} = 0,9 \text{ V}$$

III.5.8.1 Courant efficace max : $I_{w1.rms.max}$

$$I_{w1.rms.max} = \frac{I_{w1.max}}{\sqrt{3}} \sqrt{\alpha_{max}} \quad I_{w1.rms.max} = 9,976 \text{ A}$$

$$I_{w2.rms.max} = \frac{I_{w2.max}}{\sqrt{3}} \sqrt{\alpha_{max}} \quad I_{w1.rms.max} = 22,526 \text{ A}$$

Courant DC : $I_{w1.DC}$

$$I_{w1.DC} = \frac{P_{w1}}{V_{w1}} \quad I_{w1.DC} = 10 \text{ A} \quad I_{w2.DC} = \frac{P_{w1}}{V_{w1}} \quad I_{w2.DC} = 0,5 \text{ A}$$

Courant DC max : $I_{w1.DC.max}$

$$V_{w1} = 5,6 \text{ V} \quad V_{w1.min} = (1 - \Delta V_s).V_{w1} \quad V_{w1.min} = 5,04 \text{ V} \quad P_{w1.max} = 60,5 \text{ W}$$

$$I_{w1.DC.max} = \frac{P_{w1.max}}{V_{w1.min}} \quad I_{w1.DC.max} = 12,004 \text{ A}$$

$$V_{w2} = 13 \text{ V}$$

$$V_{w2.min} = (1 - \Delta V_s).V_{w2} \quad V_{w2.min} = 11,7 \text{ V}$$

$$P_{w2.max} = (1 + \Delta V_s).V_{s2}.(1 + \Delta I_s).I_{s2} \quad P_{w2.max} = 7,26 \text{ V}$$

$$I_{w1.DC.max} = \frac{P_{w2.max}}{V_{w2.min}} \quad I_{w1.DC.max} = 0,621 \text{ A}$$

Courant AC aux Secondaires : $I_{w1.AC}$

$$I_{w1.AC} = \sqrt{(I_{w1.rms.max}^2) - I_{w1.DC}^2} \quad I_{w1.AC} = 0,693 \text{ A}$$

$$I_{w2.AC} = \sqrt{(I_{w2.rms.max}^2) - I_{w2.DC}^2} \quad I_{w2.AC} = 22,521 \text{ A}$$

III.5.8.2 Inductance du secondaire (w1) : L_{w1}

$$L_{w1.max} = \frac{2.W_{w1.max}}{I_{w1.max}^2} \quad L_{w1.max} = 8,199.10^{-7} \text{ H} \quad L_{w1.max} = 0,82 \text{ } \mu\text{H}$$

$$L_{w2.max} = \frac{2.W_{w1.max}}{I_{w2.max}^2} \quad L_{w2.max} = 1,608.10^{-7} \text{ H} \quad L_{w2.max} = 160,8 \text{ nH}$$

$$L_{w1.lk} = k_{P.lk}.L_{w2.max} \quad L_{w1.lk} = 8,04.10^{-9} \text{ H} \quad L_{w1.lk} = 8,04 \text{ nH}$$

$$L_{P.max} = 2,529 \text{ mH} \quad I_{P.max} = 0,492 \text{ A}$$

$$L_{w2.max} = 0,161 \text{ } \mu\text{H} \quad I_{w2.max} = 61,691 \text{ A}$$

$$L_{w1.max} = 0,82 \text{ } \mu\text{H} \quad I_{w1.max} = 27,32 \text{ A}$$

La polarisation de l'enroulement s'inverse et la diode D_{sec} devient passante.

La tension de sortie V_{s1} (constante) se retrouve aux bornes du secondaire (à V_D près).

Elle est ramenée au primaire dans le rapport $1/k$ d'où :

Puissances max à la sortie et à l'entrée:

$$P_{w,max} = P_{w1,max} + P_{w2,max} \quad P_{w,max} = 67,76 \text{ W}$$

$$P_{e,max} = \frac{P_{w,max}}{\eta} \quad P_{e,max} = 84,7 \text{ W}$$

III.5.9 tension aux bornes du transistor Q (bloqué) : $V_{Q,off}$

$$V_{Q,off} = V_e + \frac{V_{w1}}{k_{w1}P_{min}} \quad V_{Q,off} = 622 \text{ V} \quad V_{DS,max} = V_{Q,off} \text{ DC} \quad V_{DS,max} \geq V_{Q,off} \text{ DC}$$

Soit : $V_{DS,max} = (650 \dots 800) \text{ V}$

- Choisir un Q avec $V_{DSS} > V_{Q,off}$

Avec :

$r_{DS,on}$ la plus faible possible pour réduire les pertes à l'état on.

Le courant au secondaire I_{w1} décroît linéairement avec une pente : $-V_{s1}/L_{w1}$.

Si le temps de blocage, t_{off} , du transistor est assez long, I_{w1} s'annule et le flux magnétique également. Toute l'énergie stockée au primaire est alors complètement transférée au secondaire. Il s'en suit alors un temps mort t_m pendant lequel il n'y a aucune variation d'énergie ($d\Phi/dt = 0$),
Donc $V_{Q1} = V_e$ (pour $V_{s1} = 0$). (Figure III.3)

III.5.10 Calcul de la tension de sortie principale : V_{s1}

On suppose le montage sans pertes :

$$P_{e,0} = P_{w1} \quad P_{e,0} = \frac{W_{p,max}}{T_{sw}} \quad P_{e,0} = 30,99 \text{ W}$$

- En considérant les pertes : on fixe le rendement de l'alimentation : η (0.7...0.8)

$$V_{s1,max} = V_{s1} + \Delta V_s \cdot V_{s1} \quad \eta = 80 \% \quad V_{s1,max} = 5,5 \text{ V}$$

$$P_e = \frac{P_{w1}}{\eta} \quad P_e = 70 \text{ W} \quad P_{e,max} = 84,7 \text{ W}$$

$$V_{w1,min} = V_{s1} - \Delta V_s \cdot V_{s1} \quad V_{s1,min} = 4,5 \text{ V}$$

$$V_{s1} = \alpha \cdot V_e \cdot \sqrt{\frac{R_{s1} \cdot T_{sw}}{2 \cdot L_P}}$$

$$V_{w1} = V_{s1} + V_{Dw1} \quad V_{w1} = 5,6 \text{ W}$$

$$P_{w1} = V_{w1} I_{s1}$$

$$I_{w1.min} = \frac{(V_{e.min})^2 \cdot (\alpha_{max})^2 \cdot T_{sw}}{2 \cdot L_{P.maxp}} \cdot \frac{1}{V_{w1.max}} \quad P_{w1} = 56 \text{ W}$$

$$\rightarrow L_{Pp.min} = \frac{(V_{e.min})^2 \cdot \alpha_{max} \cdot t_{on.max}}{2 \cdot P_{w1.max}} \quad L_{Pp.min} = 9,248 \cdot 10^{-4} \text{ H} \quad L_{P.maxp} = 0,925 \text{ mH}$$

- **Choix de $L_{P.min}$ normalisée:** $L_{P.maxp} \geq 4,5 \text{ mH}$

$$P_{w1.min} = (1 - \Delta V_s) \cdot V_{w1} \cdot (1 - \Delta I_s) \cdot I_{s1} \quad P_{w1.min} = 45,36 \text{ W}$$

$$V_{e.max} = \sqrt{2} \cdot V_{AC.max}$$

$$I_{w1.max} = \frac{(V_{e.max})^2 \cdot (\alpha_{max})^2 \cdot T_{sw}}{2 \cdot L_{P.minp}} \cdot \frac{1}{V_{w1.min}}$$

$$L_{Pp.max} = \frac{(V_{e.max})^2 \cdot \alpha_{max} \cdot t_{on.max}}{2 \cdot P_{w1.min}} \quad L_{Pp.max} = 2,258 \cdot 10^{-3} \text{ H} \quad L_{Pp.max} = 2,26 \text{ mH}$$

- **Choix de L_p normalisée:** $L_{Pp.max} \leq 10,75 \text{ mH}$

$$L_{Pp.lk.max} = k_{P.lk} \cdot L_{Pp.max} \quad L_{Pp.lk.max} = 0,113 \text{ mH}$$

Valeurs efficaces des courants Primaire et Secondaire dans Q et D_{wi} : $I_{eff} = I_{rms}$

Valeurs efficaces des courants P_{rm} et Sec dans Q et D : $I_{eff} = I_{rms}$

III.5.11 choix du l'interrupteur Q :

$$I_{P.rms.max} = \frac{I_{P.max}}{\sqrt{3}} \sqrt{\alpha_{max}} \quad I_{P.rms.max} = 0,18 \text{ A} \quad I_{Q.eff} > 0,58 \quad V_{DS.max} = 622 \text{ V}$$

$$I_{P.rms.max} = I_{Q.eff} \quad I_{Q.eff} = I_{P.rms.max}$$

$$I_{Dw1.eff} = I_{w1.rms.max} \quad I_{Dw1.eff} = 9,976 \text{ A} \quad I_{Fw1} \geq 32,16 \text{ A}$$

$$I_{Dw2.eff} = I_{w2.rms.max} \quad I_{Dw2.eff} = 22,526 \text{ A} \quad I_{Fw2} > 72,63 \text{ A}$$

$$I_{w2.rms.max} = I_{Dw1.eff}$$

$$W_{Pp.max} = \frac{1}{2} \cdot L_{Pp.max} \cdot (I_{P.rms.max})^2 \quad W_{Pp.max} = 3,643 \cdot 10^{-5} \text{ J}$$

$$L_{w1p.max} = \frac{2 \cdot W_{Pp.max}}{(I_{w1.rms.max})^2} \quad L_{w1p.max} = 0,732 \text{ } \mu\text{H}$$

$$L_{w1p.lk.max} = k_{P.lk} \cdot L_{w1p.max} \quad L_{w1p.lk.max} = 0,037 \text{ } \mu\text{H}$$

l'interrupteur Q : STP4NK80Z

Paramètre : (Voir l'annexe C)

- Drain-source voltage ($V_{GS} = 0$) $V_{DSS} = 800 \text{ V}$

- Drain current (continuous) at $TC = 25^\circ\text{C}$ $I_{D} = 3 \text{ A}$

- Drain current (continuous) at $TC = 100^\circ\text{C}$ $I_{D1} = 1,89 \text{ A}$

- Température max de jonction: $V_{GS,th} = 3,75 \text{ V}$

- Résistance à l'état passant : $r_{DS,on} = 3 \Omega$

- Capacité de sortie : $C_{oss} = 67 \text{ pF}$

- Temps de fermeture : $t_{d,off} = 35 \text{ ns}$ $t_f = 32 \text{ ns}$

- Charges totales de Gâchette : $Q_{G,tot} = 22,5 \text{ nC}$

- Charges de Drain Miller : $Q_{gd,miller} = 11,3 \text{ nC}$

- Température ambiante max: $T_{jmax} = 150^\circ\text{C}$ $T_{amax} = 50^\circ\text{C}$

- Résistance thermique de jonction boîtier: $R_{thj,case} = 1,56 \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}}$

- Résistance thermique de jonction ambiante: $R_{thj,a} = 62,5 \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}}$

- Temps de recouvrement : $t_{rr} = 400 \text{ ns}$

- Charges de recouvrement: $Q_{rr} = 1520 \text{ nC}$

Pertes par Conduction :

Rappelons que le courant moyen à travers L_p étant constant, la tension moyenne aux bornes du primaire est nulle.

On a donc les volts seconds :

$$V_{sec} = V_e \cdot t_{on,max} \quad V_{sec} = 1,244 \cdot 10^{-3} \text{ V.s}$$

En mode MCD, on prend : $t_{on,max} + t_{off,min} \leq 0,8 \cdot T_{sw}$

III.5.12 Condensateur de sortie C_{w1} et ondulation résiduelle:

On obtient l'ondulation de la tension de sortie en supposant le courant de sortie I_{s1} constant et continue. Le courant dans le condensateur C_{w1} est donné par la différence entre le courant dans la diode et le courant de sortie ($I_{Cw1} = I_{Dw1} - I_{s1}$).

Lorsque D_{w1} est bloquée C_{w1} se décharge à courant constant. (La figure III.3).

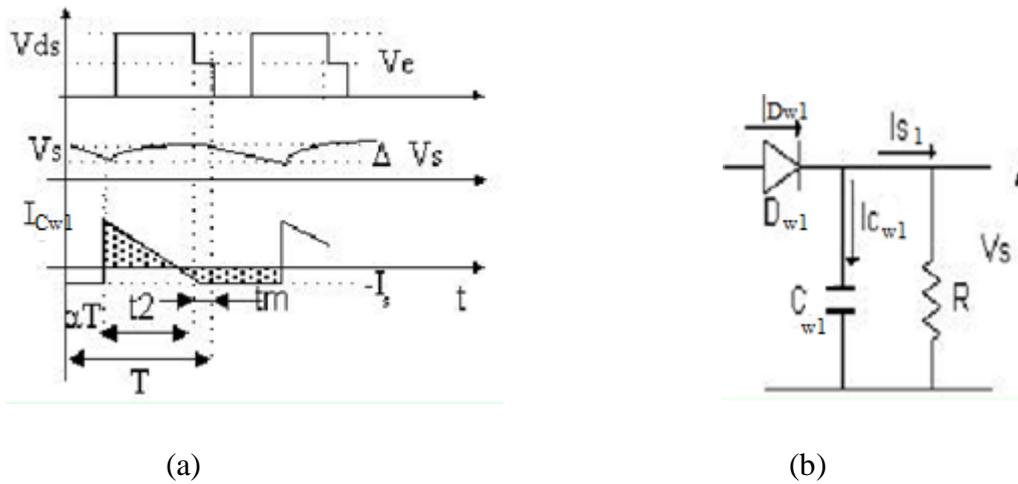


Figure III.3 : Condensateur de sortie C_{w1} et ondulation résiduelle.

$$2.\alpha_{max} \cdot t_{on,max} < t_m < 0,2.T_{sw} \quad \text{Avec: } t_{m,min} < t_m < 0,2.T_{sw}$$

$$\Delta V_{s1} = \frac{t_{off} + t_m}{C_{w1}} \cdot I_{s1} \quad \text{Et } I_{Dw1,avg} = I_{s1} \quad I_{Dw1,avg} = 10 \text{ A}$$

III.5.12.1 Capacité de filtrage secondaire :

On a : $I = C \cdot \frac{dv_c(t)}{dt}$ Avec : $\Delta V_{s1} = 10\%$

Ondulation de sortie:

$$V_{rp,s1} = \Delta V_{s1} \cdot V_{s1} \quad V_{rp,s1} = 0,5 \text{ V}$$

La valeur moyenne du courant I_{cfmoy} est nulle :

Les aires hachurées sont identiques (car $V_{s moy} = \text{constante}$).

$$C_{w1} = I_{w1,max} \frac{T_{sw} - t_{on,max}}{V_{rp,s1}} \quad C_{w1} = 3,278 \cdot 10^{-4} \text{ F} \quad C_{w1} = 327,845 \mu\text{F}$$

III.5.12.2 Resistance Equivalente Série : ESR_{Cw1}

$$ESR_{Cw1} = \frac{0,75 V_{rp,s1}}{I_{w1,max}}$$

Cas réel : $ESR_{Cw1} = 13,726 \text{ m}\Omega$

Cas idéal : $ESR_{Cw1} = 0 \Omega$

On choisit C_{w1} : $C_{w1} = 220 \mu\text{F}$

III.5.13 Circuit d'aide à la commutation CALC :

$$V_{rfl} = V_p \quad V_{rfl} = 135$$

III.5.13.1 Inductance de fuite :

On assume que : $L_{P.lk} = 5\% \cdot L_{P.max}$ $L_{P.lk} = 126,438 \mu\text{H}$

$$L_{f,P} = L_{P.lk}$$

III.5.13.2 Energie stockée dans L_{lk} de fuite :

$$W_{P.lk} = \frac{1}{2} L_{P.lk} (I_{P.max})^2 \quad W_{lk} = 1,53 \cdot 10^{-5} \text{ J}$$

Puissance perdue :

$$P_{P.lk} = W_{P.lk} \cdot F_{sw} \quad P_{lk} = 1,53 \text{ W}$$

III.5.13.3 Le CALC typique soit (RC) série sur le drain du MSFT :

$$F_{spk} = \frac{0,15}{V} (V_e + V_p) \quad F_{spk} = 66,9$$

$$C_{snb} = \frac{W_{P.lk}}{2 \cdot F_{spk} \cdot (V_e + V_p)^2} \quad C_{snb} = 0,575 \text{ pF} \quad C_{snb} = 3,3 \text{ pF}$$

$$R_{snb} = \frac{t_{on,max}}{4 \cdot C_{snb}} \quad R_{snb} = 1,74 \cdot 10^3 \text{ k}\Omega \quad R_{snb} = 800 \text{ k}\Omega$$

Il faut choisir R_{snb} et C_{snb} industrielles : $R_{snb} \geq 919 \text{ k}\Omega$ $C_{snb} \geq 1,09 \text{ pF}$

III.5.14 Pertes dans le MSFT : Type : STPNK80Z (voir l'annexe C)

$$\text{Contraintes : } V_{Q,eff} = 622 \text{ V} \quad V_{DS,max} = 800 \text{ V} \quad V_{DS,max} \geq 650 \text{ V}$$

$$I_{pk,Prm} = 0,492 \text{ A} \quad I_{pk,Prm} \geq 1,074 \text{ A} \quad I_{P.pk} = I_{P,max}$$

Paramètre :

$$r_{DS,on} = 3 \Omega \quad I_D = 3 \text{ A}$$

$$\text{Résistance à l'état passant : } I_{D,100^\circ} = 1,89 \text{ A}$$

$$\text{Capacité d'entrée : } C_{oss} = 67 \text{ pF}$$

$$\text{Charges totales de Gâchette : } Q_{g,tot} = 22,5 \text{ nC}$$

$$\text{Charges de Drain Miller : } Q_{gd,miller} = 11,3 \text{ nC}$$

Tension inversé : $V_{gsth} = 3,75 \text{ V}$

Température max de jonction: $T_{imax} = 140^\circ\text{C}$

Température ambiante max: $T_{amax} = 80^\circ\text{C}$

$I_{P.rms.max} = 0,18 \text{ A}$

Pertes par Conduction :

$P_{cond} = 2 \cdot r_{DS.on} \cdot (I_{P.rms})^2 \cdot \alpha_{max} \quad P_{cond} = 0,207 \text{ W}$

Pertes par Conduction :

$P_{cond} = 2 \cdot r_{DC.on} (I_{P.rms.max})^2 \cdot \alpha_{max} \quad P_{cond} = 0,077 \text{ W}$

Température de jonction ambiante :

$\theta_{JA} = \frac{T_{jmax} - T_{amax}}{P_{cond}} \quad \theta_{JA} = 774,769 \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}} \quad \theta_{JA} < 62,5 \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}}$

Température de jonction MSFT :

$\theta_{JA.Mos} = 62,5 \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}}$ (voir le annexe 5,6 Data).

(Résistance Thermique du MOSFET ; Data)

III.5.15 Conception du transfo :

Il faut déterminer le produit des sections:

Sachant que :

$E = 4.44 \cdot B \cdot A_c \cdot N \cdot f \cdot 10^{-8}$

Densité max de courant :

$J_{max} > \frac{I_{eff}}{A_{Cu}} \quad J_{max} = 500 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2}$

(300 ...500 circuler -mils/A)

$J_{max} = 5 \frac{\text{A}}{\text{mm}^2} \quad \text{circmil} = 5.07 \times 10^{-6} \text{ cm}^2$

Facteur de bobinage :

$$k_w = 0,4 \quad k_b = k_w$$

Sélection du circuit magnétique :

Densité max du CM:

$$P_{\text{core}} = 250 \frac{\text{mW}}{\text{cm}^3}$$

III.5.16 Choix du matériel : type ETD

Avec :

$$a_0 = 0,158 \quad b_0 = 1,36 \quad c_0 = 2,86$$

$$F_{\text{sw}} \leq 100\text{kHz}$$

$$a_1 = 0,0434 \quad b_1 = 1,63 \quad c_1 = 2,62$$

$$100\text{kHz} < F_{\text{sw}} < 500\text{kHz}$$

$$a_2 = 7,3610^{-7} \quad b_2 = 3,47 \quad c_2 = 2,54$$

$$F_{\text{sw}} > 500\text{kHz}$$

$$F_{\text{sw}} = 100\text{kHz}$$

Induction B :

$$B := \left[\frac{P_{\text{core}} \left(\frac{\text{cm}^3}{\text{mW}} \right)}{a_0 \left(\frac{F_{\text{sw}}}{\text{kHz}} \right)^{b_0}} \right]^{\frac{1}{c_0}} \cdot 10^3 \text{G}$$

$$B = 1.471 \times 10^3 \text{G} \quad B = 0.147 \text{T}$$

$$\Delta B = 2 \cdot B$$

$$\Delta B = 2,942 \cdot 10^3 \text{G}$$

Constante de topologie :

$$\Delta B = 0.294 \text{T}$$

$$K_t = \frac{0.00033 \cdot 10^3}{1.97} \quad K_t = 0.168$$

III.5.17 Produit des surfaces : AP

$$V_{s1} = 5 \text{V}$$

$$AP = \frac{P_{w1}}{K_t \cdot \Delta B \cdot F_{sw} \cdot J_{max}} \quad AP = 2.273 \times 10^3 \text{ mm}^4 \quad AP > 2273 \text{ mm}^4$$

Il faut sélectionner un circuit magnétique avec : $AP > 2273 \text{ mm}^4$

III.5.18 Type ETD (ETD34/31/22-3F3), Avec entrefer (voir l'annexe A)

$$W_a A_e = AP$$

$$\begin{array}{llll} A_e = 7640 \text{ mm}^2 & A_w = 123 \text{ mm}^2 & I_e = 78,6 \text{ mm} & I_w = 60 \text{ mm} \\ A_p = 97,1 \text{ mm}^4 & V_e = 24000 \text{ mm}^3 & A_L = 2500 \text{ nH} & AP = 11900 \end{array}$$

$$l_{gp} := \begin{pmatrix} 1740 \\ 920 \\ 500 \\ 280 \\ 210 \end{pmatrix} 10^{-6} \cdot \text{m}$$

III.5.18.1 Nombre de spires au primaire:

$$N_p = \frac{L_{p,max} \cdot I_{p,pk}}{\Delta B \cdot A_e} \quad (L_{w1} \text{ en } \mu\text{H}, \text{ les dimensions en cm})$$

$$\text{Alors : } N_p = 43,55 \text{ spires} \quad N_p = 44 \text{ spires}$$

III.5.18.2 Nombre de spires au secondaire :

$$N_{w1} = N_p \cdot k_{w1P,min} \quad N_{w1} = 0,748 \text{ spire.} \quad N_{w1} = 1 \text{ spire}$$

Longueur entrefer (l_{gap}) : $\mu_0 = 4 \cdot 10^{-7}$

$$l_g = \left| \begin{array}{l} A_g \leftarrow \frac{A_e}{m} \\ \text{for } i \in 0..4 \\ \left| \begin{array}{l} l_{\text{gap}} \leftarrow \mu_0 \cdot (N_P)^2 \cdot \left(\frac{A_g}{L_{P.\text{max}}} \right) \cdot \left(\frac{1}{H} \right) \\ A_g \leftarrow \frac{A_e}{m} \cdot \left(1 + \frac{l_{\text{gap}}}{\sqrt{\frac{A_e}{m}}} \cdot \log \left(\frac{2 \cdot \frac{l_e}{m}}{l_{\text{gap}}} \right) \right) \end{array} \right. \\ l_{\text{gap}} \cdot m \end{array} \right.$$

$$l_g < l_{gp1}$$

$$l_{gp1} = 1,74 \text{ mm}$$

$$l_g = 0,029 \text{ mm}$$

III.5.18.3 Caractéristiques du câble au primaire :

Sélection du câble primaire :

$$J_{\text{max}} = 500 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2}$$

Densité max du courant :

Courant efficace au Primaire:

$$I_{Q.\text{eff}} = 0,18 \text{ A} \quad I_{Q.\text{eff}} = I_{P.\text{eff}}$$

$$\text{S cuivre Primaire : } A_{\text{Cu,P}} = \frac{I_{P.\text{eff}}}{J_{\text{max}}} \quad A_{\text{Cu,P}} = 0,036 \text{ mm}^2$$

S cuivre nu :

Diamètre du fil Primaire :

$$D_{\text{Cu,P}} = \sqrt{\frac{4 \cdot A_{\text{Cu,P}}}{\pi}} \quad D_{\text{Cu,P}} = 0,214 \text{ mm}$$

Longueur Bobine Primaire :

$$L_{g_w,P} = N_P \cdot D_{\text{Cu,P}} \quad L_{g_w,P} = 9,314 \text{ mm}$$

Longueur du fil Primaire :

Diamètre du noyau : D_e

$$A_e = 211 \text{ mm}^2 \quad D_e = \sqrt{\frac{4 \cdot A_e}{\pi}} \quad D_e = 11,119 \text{ mm}$$

Longueur d'une spire: $L_{sp,P}$

$$L_{sp,De} = \pi \cdot D_e \quad L_{sp,De} = 34,931 \text{ mm}$$

$$L_{Cu,P} = N_P \cdot L_{sp,De} \quad L_{Cu,P} = 1,521 \text{ m}$$

Résistance du fil Primaire : $R_{Cu,P}$

$$A_{Cu,P} = 0,036 \text{ mm}^2$$

$$\rho_{Cu} = 22,5 \cdot 10^{-3} \cdot \Omega \cdot \frac{\text{mm}^2}{\text{m}} \quad R_{Cu,P} = \rho_{Cu} \cdot \frac{L_{Cu,P}}{A_{Cu,P}}$$

$$R_{Cu,P} = 0,953 \Omega$$

Pertes cuivre Primaire : $P_{Cu,P}$

$$P_{Cu,P} = R_{Cu,P} \cdot (I_{P,max})^2 \quad P_{Cu,P} = 0,21 \text{ W}$$

$$W_P = P_{Cu,P} \cdot t_{on,max} \quad W_P = 9,223 \times 10^{-7} \text{ J}$$

III.5.18.4 Caractéristiques du câble au Secondaire : $w1$ $I_{w1,eff} = I_{Dw1,eff}$ **S cuivre Secondaire :**

$$A_{Cu,w1} = \frac{I_{w1,eff}}{J_{max}} \quad A_{Cu,w1} = 1,995 \text{ mm}^2$$

Diamètre du fil Secondaire :

$$D_{Cu,w1} = \sqrt{\frac{4 \cdot A_{Cu,w1}}{\pi}} \quad D_{Cu,w1} = 1,59 \text{ mm}$$

Longueur bobine Secondaire :

$$L_{g,w1} = N_{w1} \cdot D_{Cu,w1} \quad L_{g,w1} = 1,25 \text{ mm}$$

Longueur du fil Secondaire :**Longueur d'une spire: $l_{sp,w1}$**

$$L_{Cu.w1} = N_{w1} \cdot L_{sp.De} \quad L_{Cu.w1} = 27,393 \text{ mm}$$

Résistance du fil Secondaire : $R_{Cu.w1}$

$$\rho_{Cu} = 22.5 \cdot 10^{-3} \cdot \Omega \cdot \frac{\text{mm}^2}{\text{m}} \quad R_{Cu.w1} = \rho_{Cu} \cdot \frac{L_{Cu.w1}}{A_{Cu.w1}} \quad R_{Cu.w1} = 0,309 \text{ m}\Omega$$

Pertes cuivre Secondaire : $P_{Cu.w1}$

$$I_{w1,max} = 27.32 \text{ A} \quad P_{Cu.w1} = R_{Cu.w1} \cdot (I_{w1,max})^2 \quad P_{Cu.w1} = 0,231 \text{ W}$$

$$W_{w1} = P_{Cu.w1} \cdot t_{off,min} \quad W_{w1} = 9,223 \times 10^{-7} \text{ J}$$

III.5.18.5 Caractéristiques du câble au Secondaire esclave: w2

Nombre de spire esclave : N_{w2}

$$N_{w2} = N_{w1} \cdot \frac{(V_{w2} + V_{Dw2})}{(V_{w1} + V_{Dw1})} \quad N_{w2} = 1.758 \quad I_{w2,eff} = I_{Dw2,eff}$$

$$N_{w2} = 2 \text{ spires}$$

S cuivre Esclave :

$$A_{Cu.w2} = \frac{I_{w2,eff}}{J_{max}} \quad A_{Cu.w2} = 4.505 \text{ mm}^2$$

S cuivre nu Esclave :

S cuivre Esclave max :

$$D_{Cu.w2} = \sqrt{\frac{4 \cdot A_{Cu.w2}}{\pi}} \quad D_{Cu.w2} = 2.395 \text{ mm}$$

Diamètre du fil Esclave :

Longueur bobine Esclave :

$$L_{gW2} = N_{w2} \cdot D_{Cu.w2} \quad L_{gW2} = 4,21 \text{ mm}$$

Longueur du fil Esclave :

Longueur d'une spire: $l_{sp.w2}$

$$L_{g,Cu.w2} = N_{w2} \cdot L_{sp,De}$$

$$L_{g,Cu.w2} = 61,416 \text{ mm}$$

Résistance du fil Secondaire : $R_{Cu.w2}$

$$\rho_{Cu} = 22,5 \cdot 10^{-3} \cdot \Omega \cdot \frac{\text{mm}^2}{\text{m}} \quad R_{Cu.w1} = \rho_{Cu} \cdot \frac{L_{Cu.w2}}{A_{Cu.w2}}$$

$$R_{Cu.w2} = 3,067 \cdot 10^{-4} \text{ } \Omega$$

Pertes cuivre Secondaire : $P_{Cu.w2}$

$$P_{Cu.w2} = R_{Cu.w2} (I_{w2,max})^2 \quad P_{Cu.w2} = 1,16 \text{ W}$$

$$W_{w2} = P_{Cu.w2} t_{off,min} \quad W_{w2} = 4,669 \times 10^{-9} \text{ J}$$

Longueur totale des bobines :

$$L_{g,w,tot} = L_{g,w,P} + L_{g,w1} + L_{g,w2} \quad L_{g,w,tot} = 14,775 \text{ mm}$$

Longueur de la fenêtre bobinable :

$$l_h = 11,8 \text{ mm} \quad L_{gAw} = 2 \cdot l_h \quad L_{gAw} = 23,6 \text{ mm}$$

$$L_{g,w,P} = 9,314 \text{ mm} \quad L_{g,w,P} < L_{gAw}$$

On compare les longueurs L_g (bobine Primaire) et L_g (fenêtre).

Si L_g (bobine Primaire) est très sup refaire les calculs avec un CM de faible dimensions.

Si L_g (bobine Primaire) est sup. on calcul le nombre de couches.

Si L_g (bobine Primaire) est inf. alors la bobine Primaire aura une couche.

On L_g (bobine Primaire) trs sup. à L_g (fenêtre) on choisit un autre CM de dimension .inferieur : ETD29

Largeur de la fenêtre bobinable :

$$D_{e,int} = 11,1 \text{ mm} \quad D_{e,ext} = 25,6 \text{ mm}$$

$$l_{rgAw} = \frac{(D_{e,ext} - D_{e,int})}{2} \quad l_{rgAw} = 7,25 \text{ mm}$$

$$A_{w.clc} = L_{gAw} \cdot l_{gAw} \quad A_{w.clc} = 171,1 \text{ mm}^2$$

$$A_{w.tot} = 2 \cdot A_w \quad A_{w.tot} = 246 \text{ mm}^2$$

III.5.19 Réalisation du transfo :

Bobine Primaire : $L_{g_{w.P}} = 13,4 \text{ mm}$ $L_{g_{Aw}} = 35,4 \text{ mm}$

Si $L_{g_{w.P}} > L_{g_{Aw}}$ n couche (bobine.P)

Nombre de couche bobine Primaire :

$$N_{c.P} = \frac{L_{g_{Aw}}}{L_{Aw.P}} \quad N_{c.P} = 0,395$$

Nombre de spires dans la 1ère couche Primaire:

$$N_{P.c1} = \frac{L_{g_{w.P}}}{D_{Cu.P}} \quad N_{P.c1} = 110,344$$

Longueur de la couche bobine Primaire:

$$L_{g_{c.w.P}} = N_{P.c1} \cdot D_{Cu.P} \quad L_{g_{c.w.P}} = 23,74 \text{ mm}$$

Surface bobine Primaire :

Largeur bobine Primaire:

$$l_{g_{w.p}} = N_{c.P} \cdot D_{Cu.P} \quad l_{g_{w.p}} = 0,84 \text{ mm}$$

$$A_{w.P} = L_{g_{c.w.P}} \cdot l_{g_{w.p}} \quad A_{w.P} = 2,004 \text{ mm}^2$$

$$A_{w.clc} = 171,1 \text{ mm}^2$$

$$A_{w.P} < A_w$$

$$k_{w.P} = \frac{A_{w.P}}{A_w} \quad k_{w.P} = 1,629 \%$$

Diamètre extérieur 1ère couche Primaire :

$$D_{ex1.P} = D_e + 2D_{Cu.P} \quad D_{ex1.P} = 11.547 \text{ mm}$$

Diamètre moyen 1ère couche Primaire :

$$D_{c1.P} = D_e + D_{Cu.P} \quad D_{c1.P} = 11.333 \text{ mm}$$

Longueur d'1 spire 1ère couche Primaire :

$$l_{sp.c1.P} = \pi \cdot D_{c1.P} \quad l_{sp.c1.P} = 35,602 \text{ mm}$$

$$L_{Cu.P} = 1,521 \cdot 10^3 \text{ mm}$$

Longueur fil utilisé Primaire :

$$L_{Cu.P.u} = L_{Cu.P} - N_{P.c1} \cdot L_{sp.De} \quad L_{Cu.P.u} = -2,35 \cdot 10^3 \text{ mm}$$

Reste :

$$L_{Cu.P.r} = L_{Cu.P} - L_{Cu.P.u} \quad L_{Cu.P.r} = 3,87 \times 10^3 \text{ mm}$$

Diamètre moyen de la 2ème couche Primaire :

$$D_{c2.P} = D_{ex1.P} + 4 D_{Cu.P} \quad D_{c2.P} = 11,97 \text{ mm}$$

Longueur d'une spire 2ème couche Primaire :

$$L_{sp.c2.P} = \pi \cdot D_{c2.P} \quad L_{sp.c2.P} = 36,947 \text{ mm}$$

Nombre de spires dans la 2ème couche Primaire:

$$N_{P.c2} = \frac{L_{Cu.P.r}}{L_{sp.c2.P}} \quad N_{P.c2} = 104,944 \text{ spires}$$

Longueur fil utilisé dans la 2ème couche Primaire :

$$L_{Cu.c2.P.u} = N_{P.c2} \cdot L_{sp.c2.P} \quad L_{Cu.c2.P.u} = 3,877 \times 10^3 \text{ mm}$$

Longueur 2ème couche Primaire:

$$L_{gC2.P} = N_{P.c2} \cdot D_{Cu.P} \quad L_{gC2.P} = 22,44 \text{ mm}$$

$$L_{gC2.P.u} = (N_{P.c2}) D_{Cu.P} \quad L_{gC2.P.u} = 22,44 \text{ mm}$$

Reste :

$$L_{c2.r} = L_{gAw} - L_{gC2.P} \quad L_{c2.r} = 1,155 \text{ mm}$$

$$A_w = 366 \text{ mm}^2$$

Surface bobiné Primaire :

$$A_P = (L_{gC.w.P} + L_{gC2.P.u}) D_{Cu.P} \quad A_P = 9,88 \text{ mm}^2 \quad A_P < A_w$$

Bobine Secondaire Principale : w1

$$L_{g_{w1}} = 1,25 \text{ mm} \quad D_{Cu.w1} = 1,594 \text{ mm} \quad N_{w1} = 0,784$$

Longueur bobine Secondaire Principale :

$$L_{g_{w1}} = 1,25 \text{ mm} \quad l_{g_{w1}} = D_{Cu.w1} \quad l_{g_{w1}} = 1,594 \text{ mm}$$

Reste c2 :

$$L_{c2.r} = L_{g_{Aw}} - L_{g_{c2.P}} - L_{g_{w1}} \quad L_{c2.r} = -0,095 \text{ mm}$$

Surface bobine principale :

$$A_{w1} = (D_{Cu.w1})^2 \quad A_{w1} = 2,395 \text{ mm}^2$$

Bobine Secondaire Esclave : w2

$$L_{g_{w1}} = 4,21 \quad D_{Cu.w2} = 2,395 \quad N_{w2} = 1,758$$

Nombre spire bobine Secondaire Esclave dans la couche 2 :

$$N_{w2.c2} = \frac{L_{c2.r}}{D_{Cu.w2}} \quad N_{w2.c2} = -0,4$$

$$\frac{N_{w2.c2}}{N_{w2}} = -0,023$$

Suffisant**Reste couche 2 :**

$$L_{c2.r.min} = L_{c2.r} - 2 \cdot D_{Cu.w2} \quad L_{c2.r.min} = -4,885 \text{ mm}$$

Surface bobine Esclave :

$$A_{w2} = 2(D_{Cu.w2})^2 \quad A_{w2} = 11,473 \text{ mm}^2$$

Surface occupée par les 3 bobines :

$$A_{w.u} = A_P + A_{w1} + A_{w2} \quad A_{w.u} = 23,893 \text{ mm}^2$$

$$k_{f.w} = \frac{A_{w.u}}{A_w} \quad k_{f.w} = 19,42 \%$$

III.6 Type ETD (ETD29/16/10-3F3), Avec entrefer (voir l'annexe A)

$$W_{aAe} = AP$$

$$A_e = 76 \text{ mm}^2 \quad A_w = 95 \text{ mm}^2 \quad I_e = 76 \text{ mm} \quad I_w = 53 \text{ mm}$$

$$V_e = 5470 \text{ mm}^3 \quad A_L = 2200 \text{ nH} \quad AP = 7220 \text{ mm}^4 \quad \mu_e = 1680$$

$$l_{gp} := \begin{pmatrix} 1740 \\ 920 \\ 500 \\ 280 \\ 210 \end{pmatrix} 10^{-6} \cdot \text{m}$$

III.6.1 Nombre de spires au primaire:

$$N_P = \frac{L_{P.\max} \cdot I_{P.pk}}{\Delta B \cdot A_e} \quad (L_{w1} \text{ en } \mu\text{H}, \text{ les dimensions en cm})$$

$$\text{Alors : } N_P = 55,64 \text{ spires} \quad N_P = 56 \text{ spires}$$

III.6.2 Nombre de spires au secondaire :

$$N_{w1} = N_P \cdot k_{w1P.\min} \quad N_{w1} = 1,008 \text{ spire.} \quad N_{w1} = 1 \text{ spire}$$

Longueur entrefer (l_{gap}) : $\mu_0 = 4 \cdot 10^{-7}$

$$l_g = \left| \begin{array}{l} A_g \leftarrow \frac{A_e}{2} \\ \text{for } i \in 0..4 \\ \left| \begin{array}{l} l_{gap} \leftarrow \mu_0 \cdot (N_P)^2 \cdot \left(\frac{A_g}{\frac{L_{P.\max}}{H}} \right) \\ A_g \leftarrow \frac{A_e}{2} \cdot \left(1 + \frac{l_{gap}}{\sqrt{\frac{A_e}{2}} \cdot \log \left(\frac{2 \cdot \frac{l_e}{m}}{l_{gap}} \right)} \right) \end{array} \right. \\ l_{gap} \cdot \text{m} \end{array} \right.$$

$$l_g < l_{gp1}$$

$$I_{gp1} = 1,74 \text{ mm} \quad I_g = 0,038 \text{ mm}$$

III.6.3 Caractéristiques du câble au primaire :

Sélection du câble primaire :

$$J_{\max} = 400 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2}$$

Densité max du courant :

Courant efficace au Primaire:

$$I_{Q,eff} = 0,18 \text{ A} \quad I_{Q,eff} = I_{P,eff}$$

$$\text{S cuivre Primaire : } A_{Cu,P} = \frac{I_{P,eff}}{J_{max}} \quad A_{Cu,P} = 0,045 \text{ mm}^2$$

S cuivre nu :**Diamètre du fil Primaire :**

$$D_{Cu,P} = \sqrt{\frac{4 \cdot A_{Cu,P}}{\pi}} \quad D_{Cu,P} = 0,239 \text{ mm}$$

Longueur Bobine Primaire :

$$L_{g_w,P} = N_P \cdot D_{Cu,P} \quad L_{g_w,P} = 13,39 \text{ mm}$$

Longueur du fil Primaire :**Diamètre du noyau : D_e**

$$A_e = 211 \text{ mm}^2 \quad D_e = \sqrt{\frac{4 \cdot A_e}{\pi}} \quad D_e = 9,837 \text{ mm}$$

Longueur d'une spire: $L_{sp,P}$

$$L_{sp,De} = \pi \cdot D_e \quad L_{sp,De} = 30,90 \text{ mm}$$

$$L_{Cu,P} = N_P \cdot L_{sp,De} \quad L_{Cu,P} = 1,731 \text{ m}$$

Résistance du fil Primaire : $R_{Cu,P}$

$$\rho_{Cu} = 22,5 \cdot 10^{-3} \cdot \Omega \cdot \frac{\text{mm}^2}{\text{m}} \quad R_{Cu,P} = \rho_{Cu} \cdot \frac{L_{Cu,P}}{A_{Cu,P}}$$

$$R_{Cu,P} = 867,079 \text{ m}\Omega$$

Pertes cuivre Primaire : $P_{Cu,P}$

$$P_{Cu,P} = R_{Cu,P} \cdot (I_{P,max})^2 \quad P_{Cu,P} = 0,21 \text{ W}$$

$$W_P = P_{Cu,P} \cdot t_{on,max} \quad W_P = 8,394 \times 10^{-7} \text{ J}$$

III.6.4 Caractéristiques du câble au Secondaire : w1 $I_{w1.eff} = I_{Dw1.eff}$ **S cuivre Secondaire :**

$$A_{Cu.w1} = \frac{I_{w1.eff}}{J_{max}} \quad A_{Cu.w1} = 2,494 \text{ mm}^2$$

Diamètre du fil Secondaire :

$$D_{Cu.w1} = \sqrt{\frac{4 \cdot A_{Cu.w1}}{\pi}} \quad D_{Cu.w1} = 1,782 \text{ mm}$$

Longueur bobine Secondaire :

$$L_{gw1} = N_{w1} \cdot D_{Cu.w1} \quad L_{gw1} = 1,797 \text{ mm}$$

Longueur du fil Secondaire :**Longueur d'une spire: $L_{sp.w1}$**

$$L_{sp.w1} = \pi \cdot D_e \quad L_{sp.w1} = 30,904 \text{ mm}$$

$$L_{Cu.w1} = N_{w1} \cdot L_{sp.w1} \quad L_{Cu.w1} = 31,161 \text{ mm}$$

Résistance du fil Secondaire : $R_{Cu.w1}$

$$\rho_{Cu} = 22,5 \cdot 10^{-3} \cdot \Omega \cdot \frac{\text{mm}^2}{\text{m}} \quad R_{Cu.w1} = \rho_{Cu} \cdot \frac{L_{Cu.w1}}{A_{Cu.w1}} \quad R_{Cu.w1} = 0,281 \text{ m}\Omega$$

Pertes cuivre Secondaire : $P_{Cu.w1}$

$$I_{w1.max} = 27,32 \text{ A} \quad P_{Cu.w1} = R_{Cu.w1} \cdot (I_{w1.max})^2 \quad P_{Cu.w1} = 0,21 \text{ W}$$

$$W_{w1} = P_{Cu.w1} \cdot t_{off.min} \quad W_{w1} = 8,394 \times 10^{-7} \text{ J}$$

III.6.5 Caractéristiques du câble au Secondaire esclave: w2**Nombre de spire esclave : N_{w2}**

$$N_{w2} = N_{w1} \cdot \frac{(V_{w2} + V_{Dw2})}{(V_{w1} + V_{Dw1})} \quad N_{w2} = 2,26 \quad I_{w2.eff} = I_{Dw2.eff}$$

$$N_{w2} = 3 \text{ spires}$$

S cuivre Esclave :

$$A_{Cu.w2} = \frac{I_{w2.eff}}{J_{max}} \quad A_{Cu.w2} = 5,632 \text{ mm}^2$$

S cuivre nu Esclave :**S cuivre Esclave max :**

$$D_{Cu.w2} = \sqrt{\frac{4 \cdot A_{Cu.w2}}{\pi}} \quad D_{Cu.w2} = 2,672 \text{ mm}$$

Diamètre du fil Esclave :**Longueur bobine Esclave :**

$$L_{g_{w2}} = N_{w2} \cdot D_{Cu.w2} \quad L_{g_{w2}} = 6,054 \text{ mm}$$

Longueur du fil Esclave :**Longueur d'une spire: $l_{sp.w2}$**

$$L_{g.Cu.w2} = N_{w2} \cdot L_{sp.De} \quad L_{g.Cu.w2} = 0,031 \text{ mm}$$

Résistance du fil Secondaire : $R_{Cu.w2}$

$$\rho_{Cu} = 22,5 \cdot 10^{-3} \cdot \Omega \cdot \frac{\text{mm}^2}{\text{m}} \quad R_{Cu.w2} = \rho_{Cu} \cdot \frac{L_{Cu.w2}}{A_{Cu.w2}} \quad R_{Cu.w2} = 2,811 \cdot 10^{-4} \Omega$$

Pertes cuivre Secondaire : $P_{Cu.w2}$

$$P_{Cu.w2} = R_{Cu.w2} (I_{w2,max})^2 \quad P_{Cu.w2} = 0,21 \text{ W}$$

$$W_{w2} = P_{Cu.w2} t_{off,min} \quad W_{w2} = 8,394 \times 10^{-7} \text{ J}$$

Longueur totale des bobines:

$$L_{g_{w,tot}} = L_{g_{w,P}} + L_{g_{w1}} + L_{g_{w2}} \quad L_{g_{w,tot}} = 21,241 \text{ mm}$$

Longueur de la fenêtre bobinable :

$$l_h = 11 \text{ mm} \quad L_{g_{Aw}} = 2 \cdot l_h \quad L_{g_{Aw}} = 22 \text{ mm}$$

$$L_{g_{w,P}} = 9,314 \text{ mm} \quad L_{g_{w,P}} < L_{g_{A,w}}$$

Largeur de la fenêtre bobinable :

$$D_{e.int} = 9,8 \text{ mm} \qquad D_{e.ext} = 22 \text{ mm}$$

$$lrg_{AW} = \frac{(D_{e.ext} - D_{e.int})}{2} \qquad lrg_{AW} = 6,1 \text{ mm}$$

$$A_{w.clc} = Lg_{AW} \cdot lrg_{AW} \qquad A_{w.clc} = 134,2 \text{ mm}^2$$

$$A_{w.tot} = 2 \cdot A_w \qquad A_{w.tot} = 190 \text{ mm}^2$$

III.6.6 Réalisation du transfo :

$$\text{Bobine Primaire : } Lg_{w.P} = 13,391 \text{ mm} \qquad Lg_{AW} = 22 \text{ mm}$$

Si $Lg_{w.P} > Lg_{AW}$ n couche (bobine.P)

Nombre de couche bobine Primaire :

$$N_{c.P} = \frac{Lg_{AW}}{L_{AW.P}} \qquad N_{c.P} = 0,609 \approx 1$$

Longueur de la couche bobine Primaire:

$$Lg_{c.w.P} = N_{P.c1} \cdot D_{Cu.P} \qquad Lg_{c.w.P} = 13,391 \text{ mm}$$

Surface bobine Primaire :**Largeur bobine Primaire:**

$$lg_{w.p} = N_{c.P} \cdot D_{Cu.P} \qquad lg_{w.p} = 0,239 \text{ mm}$$

$$A_{w.P} = Lg_{c.w.P} \cdot lg_{w.p} \qquad A_{w.P} = 3,202 \text{ mm}^2$$

$$A_{w.clc} = 134,2 \text{ mm}^2$$

$$A_{w.P} < A_w$$

$$k_{w.P} = \frac{A_{w.P}}{A_w} \qquad k_{w.P} = 3,37 \%$$

Diamètre extérieur 1ère couche Primaire :

$$D_{ex1.P} = D_e + 2D_{Cu.P} \qquad D_{ex1.P} = 10,31 \text{ mm}$$

Diamètre moyen 1ère couche Primaire :

$$D_{cl.P} = D_e + D_{Cu.P} \qquad D_{cl.P} = 10,076 \text{ mm}$$

Longueur d'1 spire 1ère couche Primaire :

$$l_{sp.c1.P} = \pi \cdot D_{c1.P} \quad l_{sp.c1.P} = 31,655 \text{ mm}$$

$$L_{Cu.P} = 1,731 \cdot 10^3 \text{ mm}$$

Longueur fil utilisé Primaire :

$$L_{Cu.P.u} = N_{P.c1} \cdot L_{g.c1.p} \quad L_{Cu.P.u} = 1,773 \text{ m}$$

Bobine Secondaire Principale : w1

$$L_{g.w1} = 1,797 \text{ mm} \quad D_{Cu.w1} = 1,782 \text{ mm} \quad N_{w1} = 1,008$$

Longueur bobine Secondaire Principale :

$$L_{g.w1} = 1,797 \text{ mm} \quad l_{g.w1} = D_{Cu.w1} \quad l_{g.w1} = 1,782 \text{ mm}$$

Reste c2 :

$$L_{c2.r} = L_{gAw} - L_{g.c2.P} - L_{g.w1} \quad L_{c2.r} = 6,812 \text{ mm}$$

Surface bobine principale :

$$A_{w1} = (D_{Cu.w1})^2 \quad A_{w1} = 3,175 \text{ mm}^2$$

Bobine Secondaire Esclave : w2

$$L_{g.w2} = 6,054 \text{ mm} \quad D_{Cu.w2} = 2,678 \text{ mm} \quad N_{w2} = 2,261$$

Nombre spire bobine Secondaire Esclave dans la couche 2 :

$$N_{w2.c2} = \frac{L_{c2.r}}{D_{Cu.w2}} \quad N_{w2.c2} = 2,544$$

$$\frac{N_{w2.c2}}{N_{w2}} = 1,125$$

Suffisant**Reste couche 2 :**

$$L_{c2.r.min} = L_{c2.r} - 2 \cdot D_{Cu.w2} \quad L_{c2.r.min} = 0,758 \text{ mm}$$

Surface bobine Esclave :

$$A_{w2} = 2(D_{Cu.w2})^2 \quad A_{w2} = 14,341 \text{ mm}^2$$

Surface occupée par les 3 bobines :

$$A_{w,u} = A_p + A_{w1} + A_{w2} \quad A_{w,u} = 20,718 \text{ mm}^2$$

$$k_{f,w} = \frac{A_{w,u}}{A_w}$$

$k_{f,w} = 0,218$ On a supposé $k_{f,w} = 0.4$ c'est acceptable

III.7 Conclusion:

Dans ce chapitre on a présenté le calcul des paramètres de l'alimentation FLYBACK, et le choix optimal de ces composants.

Dans ce travail on a appliqué les résultats de l'étude du chapitre II. Ce qui a permis le meilleur choix des différents composants électriques (interrupteurs, L et C) et magnétique (noyau en ferrite).

Simulation

VI.1 Introduction :

Dans ce chapitre on va tester nos résultats, obtenus au chapitre III, sous le logiciel PSIM et tracer les caractéristiques électriques du convertisseur avec une seule sortie avec le cahier des charges suivant.

VI.2 Cahier des charges et formes du FLYBACK étudié :

Les Donnés	Les résultats			
$V_e = 311 \text{ V}$ $V_{s1} = 5 \text{ V}$	$R_{s1} = 0.5 \Omega$	$V_{w1} = 5.6 \text{ V}$	$P_{w1} = 56 \text{ W}$	
$V_s = 5 \pm 10\%$ $I_{s1} = 10 \text{ A}$	$P_{w1.\text{max}} = 40,5 \text{ W}$	$k_{l.\text{min}} = 0,018$	$L_{p.\text{max}} = 2.529.10^{-3} \text{ H}$	
$f = 100 \text{ KHz}$	$I_{p.\text{min}} = 0,492 \text{ A}$	$I_{p.\text{rms.max}} = 0,18 \text{ A}$	$I_{w1.\text{max}} = 27.32 \text{ A}$	
$\alpha = 0.4$	$L_{w1.\text{max}} = 0,82 \mu\text{H}$	$L_{w1.lk} = 8,04 \text{ nH}$	$P_{e.\text{max}} = 84,7 \text{ W}$	
$\eta = 80 \%$	$V_{Q.\text{off}} = 622 \text{ V}$	$C_{w1} = 327,845 \mu\text{F}$	$\text{ESR}_{Cw1} = 13,726 \text{ m}\Omega$	
$V_{Dw1} = 0,6 \text{ V}$	$L_{p.lk} = 126,438 \mu\text{H}$	$R_{\text{snb}} = 800 \text{ k}\Omega$	$C_{\text{snb}} = 3,3 \text{ pF}$	
$J = 5 \text{ A/mm}^2$	$\Delta B = 0,294 \text{ T}$			
$A_e = 76 \text{ mm}^2$	$N_p = 56 \text{ spires}$	$N_{w1} = 1 \text{ spire}$	$I_g = 0,038 \text{ mm}$	
$I_e = 76 \text{ mm}$ $I_w = 53 \text{ mm}$	$A_{\text{Cu.P}} = 0,045 \text{ mm}^2$	$D_{\text{Cu.P}} = 0,239 \text{ mm}$		
$V_e = 5470 \text{ mm}^3$	$L_{g.w.P} = 13,39 \text{ mm}$	$D_e = 9,837 \text{ mm}$	$L_{\text{sp.De}} = 30,90 \text{ mm}$	
$A_L = 2200 \text{ nH}$	$L_{\text{Cu.P}} = 1,731 \text{ m}$	$R_{\text{Cu.P}} = 867,079 \text{ m}\Omega$		
$AP = 7220 \text{ mm}^4$	$A_{\text{Cu.w1}} = 2,494 \text{ mm}^2$	$D_{\text{Cu.w1}} = 1,782 \text{ mm}$	$L_{g.w1} = 1,797 \text{ mm}$	
$\mu_e = 1680$ $D_{e.\text{ext}} = 22 \text{ mm}$	$L_{\text{Cu.w1}} = 31,161 \text{ mm}$	$R_{\text{Cu.w1}} = 0,281 \text{ m}\Omega$	$L_{g.w.\text{tot}} = 21,241 \text{ mm}$	
$P_{s1} = 50 \text{ W}$ $D_{e.\text{int}} = 9,8 \text{ mm}$	$L_h = 11 \text{ mm}$	$L_{g.A.w} = 22 \text{ mm}$	$l_{\text{rg.Aw}} = 6,1 \text{ mm}$	
$A_w = 95 \text{ mm}^2$	$A_{w.u} = 20,718 \text{ mm}^2$	$P_{w1.\text{max}} = 60,5 \text{ W}$		
$T_{\text{sw}} = 1.10^{-5} \text{ s}$	$k_{f.w} = 0,218$			

Tableau VI.1 : Cahier des charges et formes du FLYBACK étudié.

VI.3 Simulation sans inductance de fuite :

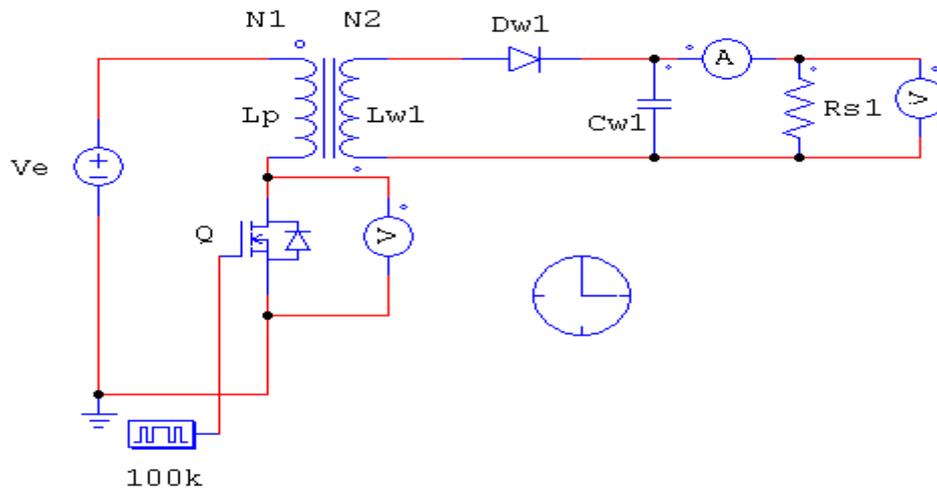


Figure VI.1 : Schéma de contacte sans inductance de fuite.

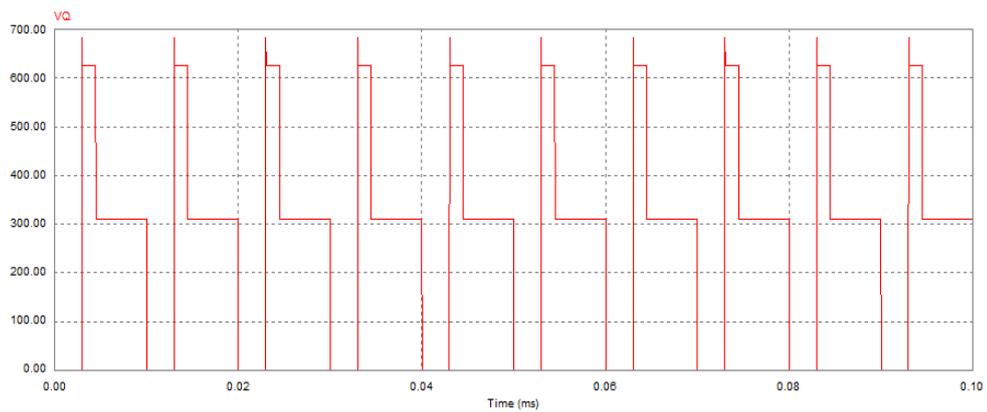


Figure VI.2 : Tension aux bomes de MOSFT.

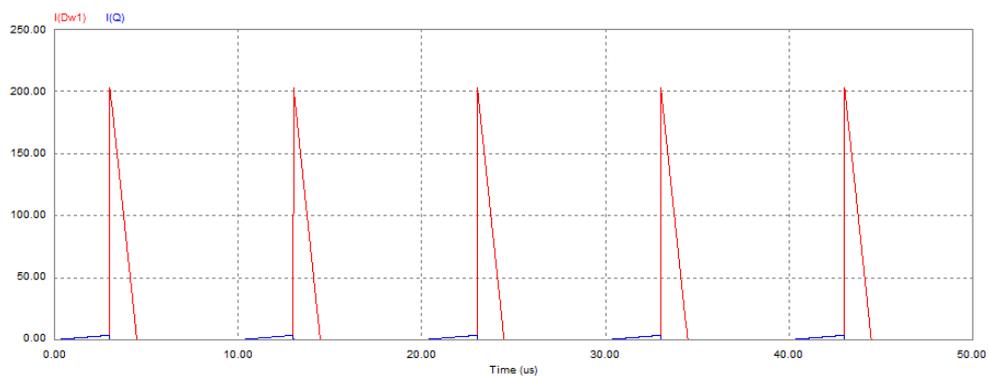


Figure VI.3 : Courant de MOSFT et de la diode.

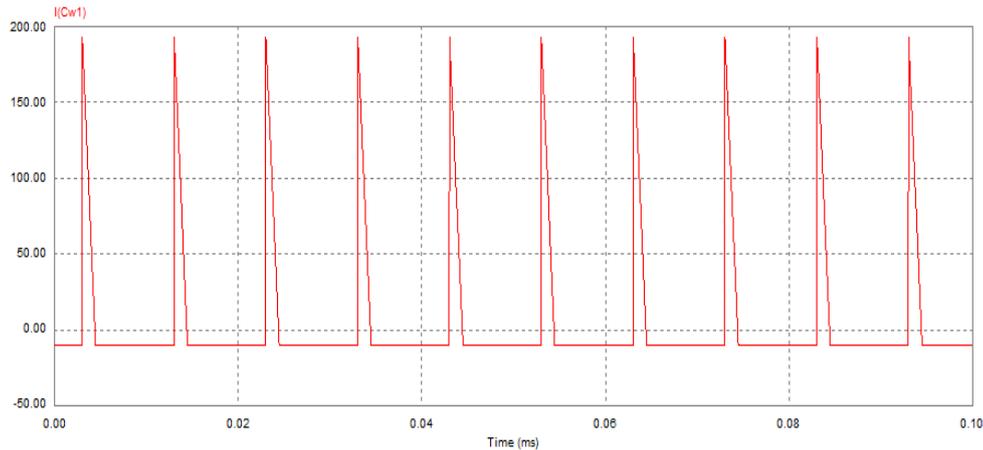


Figure VI.4 : Le courant de la capacitif.

VI.3.1 Remarque :

On remarque qu'il y a une pique dans la figure de la tension aux bornes de MOSFET avec de courant important de la diode et de la capacitif lors de charge par rapport le courant de mosfet

En l'absence de précaution, la mise sous tension de l'alimentation peut causer des dommages irréversibles :

Surtension en sortie temporaire, et destruction des montages « utilisateurs » connectés.

Nom démarrage de l'alimentation et risque de destruction du transistor interrupteur.

Pour éviter ces problèmes, il faut ajouter à l'alimentation FLYBACK un circuit de démarrage doux avec un faible rapport cyclique.

Action sur l'inductance magnétisante L_m = action sur l'inductance magnétisante.

Le matériau magnétique sature au-delà d'un certain champ magnétique B_{max} . A ce moment, l'inductance L_m chute beaucoup, ce qui accroît le courant primaire considérablement.

En pratique, le nombre de spires minimal à bobiner sur un noyau magnétique est proportionnel à la tension maximale qui sera appliquée à ce bobinage. On fait appel à la formule de Boucherot : $U=4.44.B_{max}.N.S.f.$

VI.4 Simulation avec inductance de fuite :

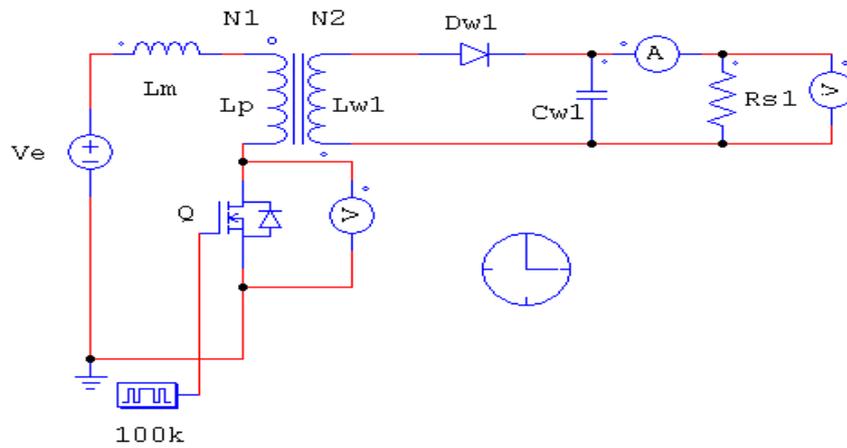


Figure VI.5 : Schéma de contacte avec inductance de fuite.

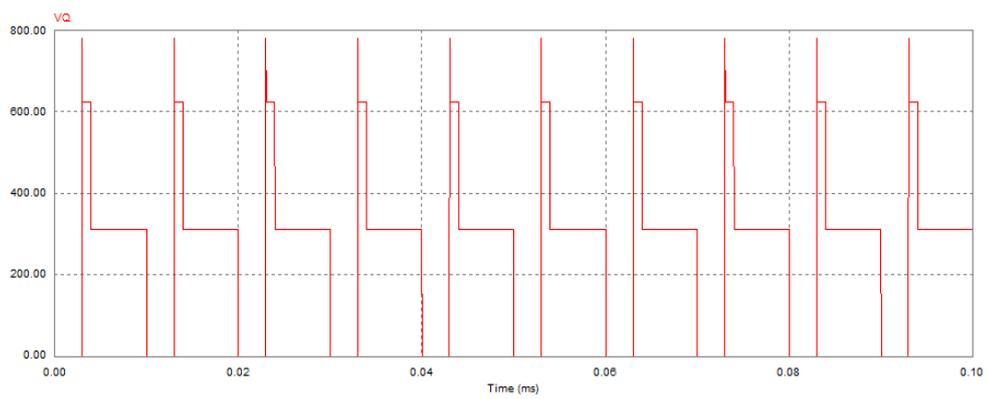


Figure VI.6 : Tension aux bornes de MOSFT.

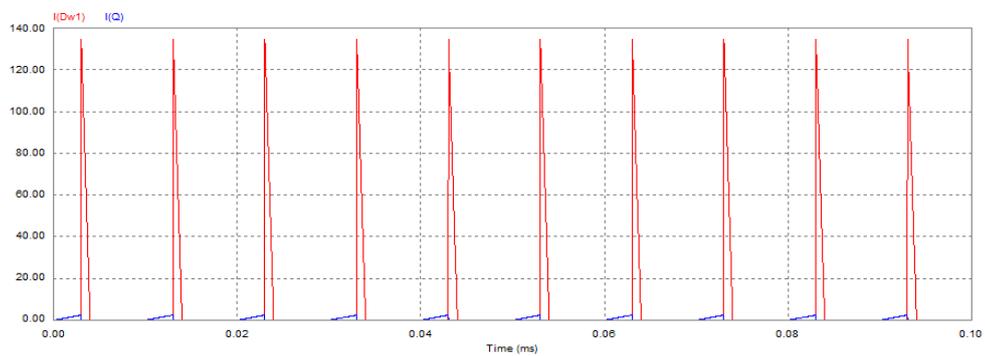


Figure VI.7 : Courant de MOSFT et de la diode.

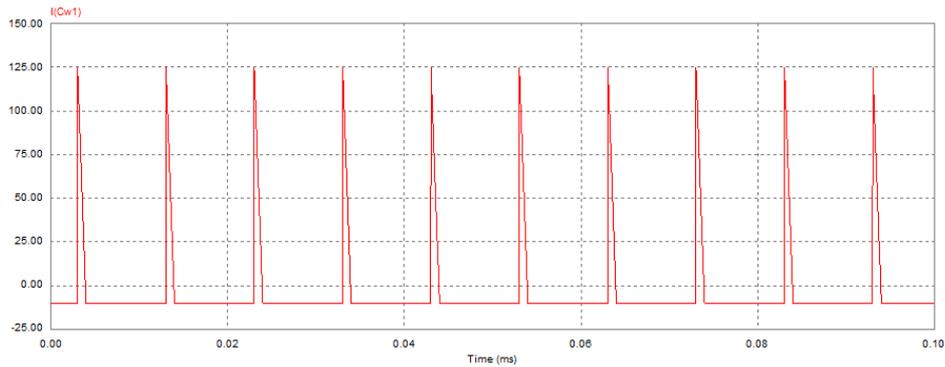


Figure VI.8 : Courant de la capacitif.

VI.4.1 Remarque :

On remarque qu'il y a le pic dans la figure de la tension aux bornes de MOSFET elle a augmenté et le courant de la diode et de la capacitif diminuer à cause de l'inductance de fuite.

On observe une surtension aux limites de l'interrupteur commandé lors de son ouverture. Cette surtension provient de l'énergie emmagasinée dans l'inductance de fuite au primaire du transformateur (continuité du courant inductif).

L'inductance de fuite n'étant pas « directement » reliée au primaire du transformateur, l'énergie qu'elle contient au moment de l'ouverture de l'interrupteur ne peut être transférée au secondaire. L'évacuation de l'énergie emmagasinée dans cette inductance parasite va créer une surtension aux limites de l'interrupteur. C'est une perte de commutation.

VI.5 FLYBACK sans CALC :

Flyback Converter BMM (Sans pertes)

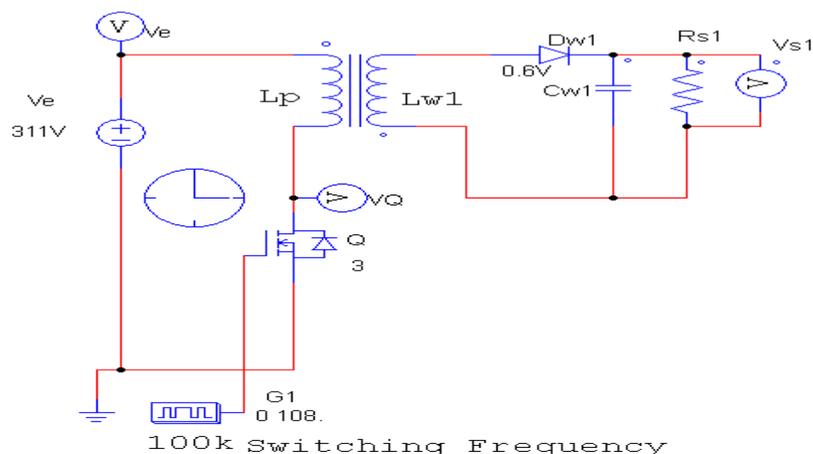


Figure VI.9: FLYBACK sans CALC.

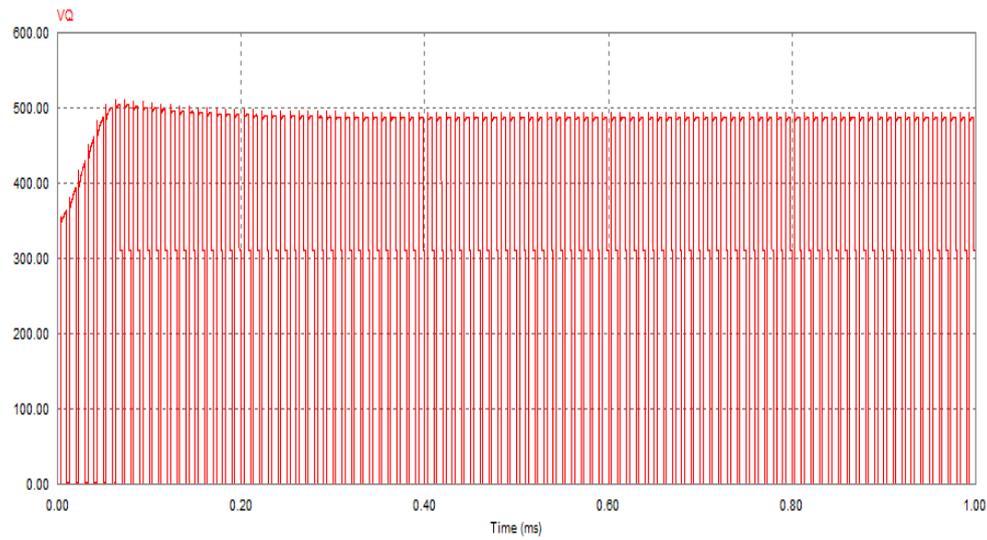


Figure VI.10: Tension aux bornes du MOSFT.

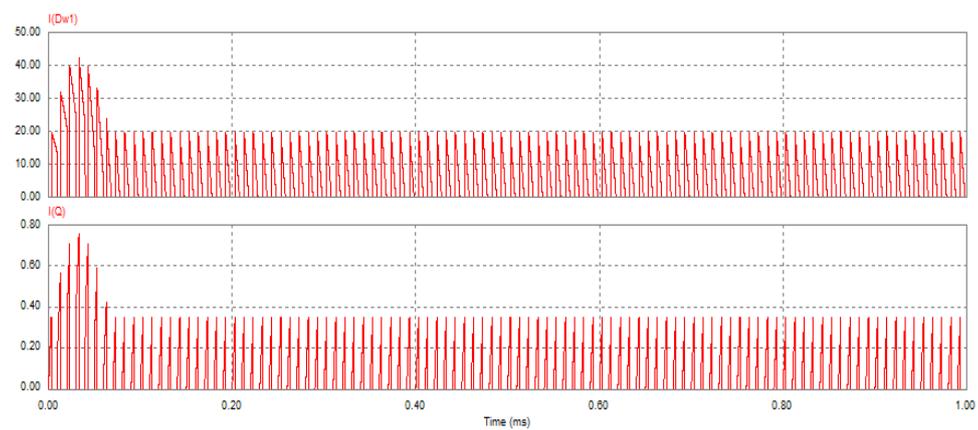


Figure VI.11: Courant de MOSFT et de la diode.

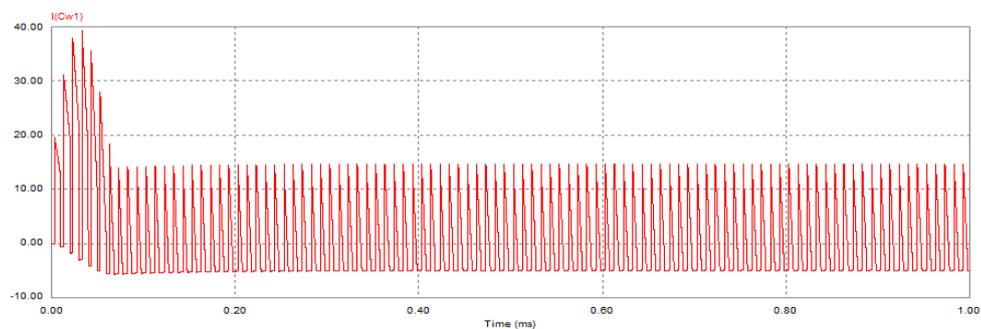


Figure VI.12 : Courant de la capacitif.

VI.6 FLYBACK avec CALC :

Flyback Converter BMM (avec pertes et CALC)

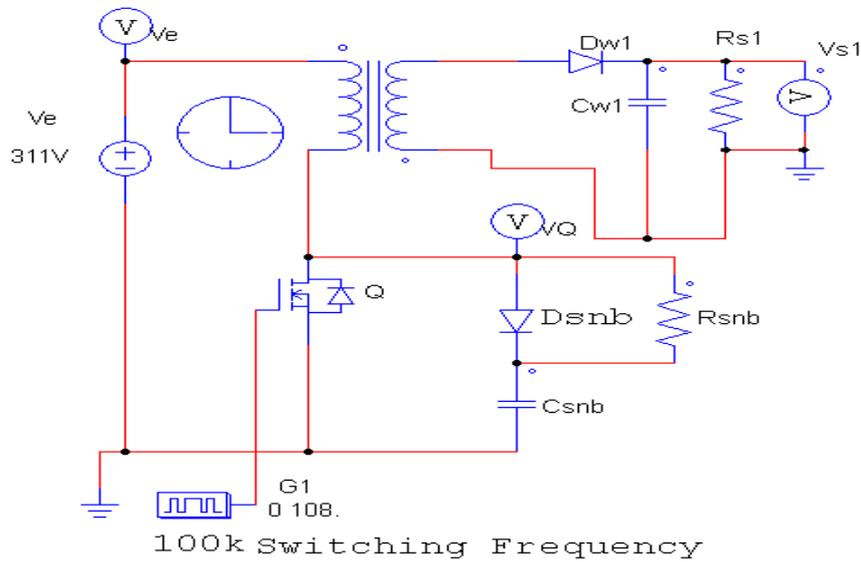


Figure VI.13 : FLYBACK avec CALC.

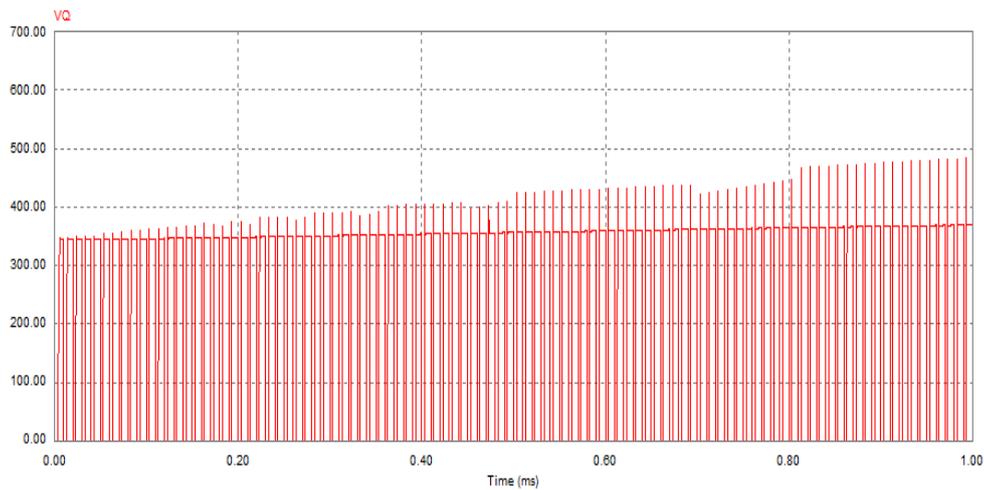


Figure VI.14: Tension aux bornes du MOSFT.

VI.6.1 Remarque :

On doit résoudre les problèmes des surtensions et aussi la puissance moyenne pas trop grande donc on ajoute un RCD (un CALC) il faut avoir un compromis pour éliminer les surtensions et avoir une puissance moyenne acceptable et pour qu'on puisse faire ce compromis on doit jouer sur

les valeurs du R et C. Et nous donner les meilleurs résultats par rapport sans CALC et résultats précédents.

VI.7 Conclusion :

En résumé, l'étude par simulation nous a permis de voir les limites des pics des courants et des tensions lors des variations de la charge.

On a testé les valeurs sous le logiciel PSIM. Les calculs obtenus sont cohérents avec la théorie du chapitre III.

CONCLUSION GENERALE

A travers ce modeste travail on a pu mettre en application les différentes notions acquises durant la formation théorique concernant les alimentations à découpage AC/DC ; DC/DC et spécifiquement l'alimentation de type FLYBACK.

Après avoir défini le cahier des charges, qui représente une exigence réelle d'une application, on a appliqué une démarche logique qui consiste en l'étude théorique, le dimensionnement et la simulation de l'alimentation. Principalement on a procédé au calcul théorique nécessaire pour fixer les caractéristiques du transformateur qui convient avec notre cahier de charge.

Ensuite, on a abordé le côté de la simulation théorique pour pouvoir prédéfinir le comportement totale du convertisseur en cas idéale (sans inductance de fuite) puis réel (avec inductance de fuite. Ensuite on a montré l'effet de l'insertion d'un CALC au montage ainsi bien assimilé son effet.

En fin, on tient à exprimer notre satisfaction envers les différents acquis qu'on a développés que ça soit au niveau théorique ou simulation.

On souhaite que ce travail soit achevé par l'étude de la régulation et la réalisation pratique du convertisseur si les moyens le permettent.

Annexe A : (ETD34 , ETD29)

CORE TYPE	V_e (mm ³)	A_e (mm ²)	MASS (g)
ETD29/16/10	5470	76.0	14
ETD34/17/11	7640	97.1	20
ETD39/20/13	11500	125	30
ETD44/22/15	17800	173	47
ETD49/25/16	24000	211	62
ETD54/28/19	35500	280	90
ETD59/31/22	51500	368	130

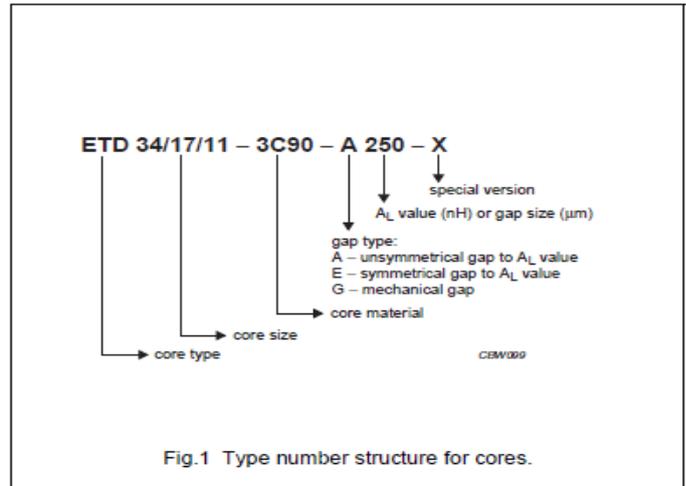


Fig.1 Type number structure for cores.

ETD29/16/10-3F3 :

SYMBOL	PARAMETER	VALUE	UNIT
$\Sigma(I/A)$	core factor (C1)	0.947	mm ⁻¹
V_e	effective volume	5470	mm ³
l_e	effective length	72.0	mm
A_e	effective area	76.0	mm ²
A_{min}	minimum area	71.0	mm ²
m	mass of core half	≈ 14	g

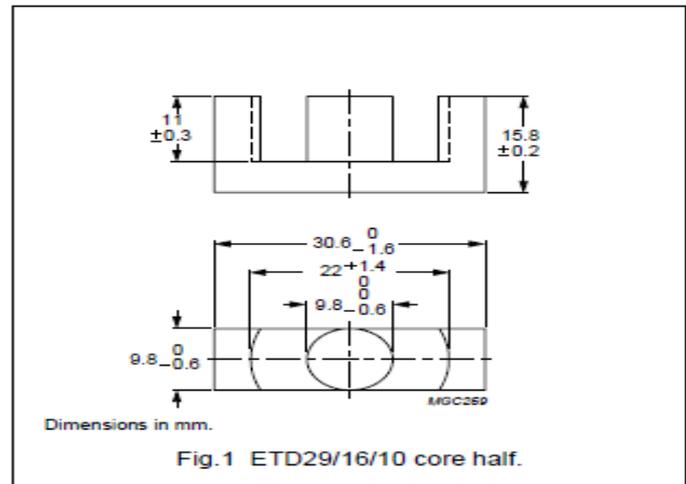
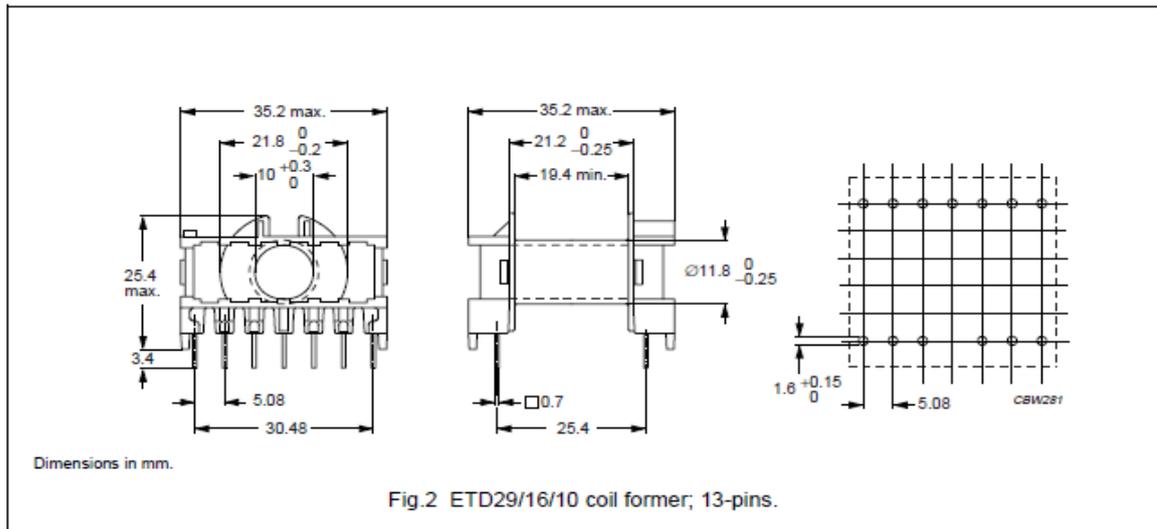


Fig.1 ETD29/16/10 core half.

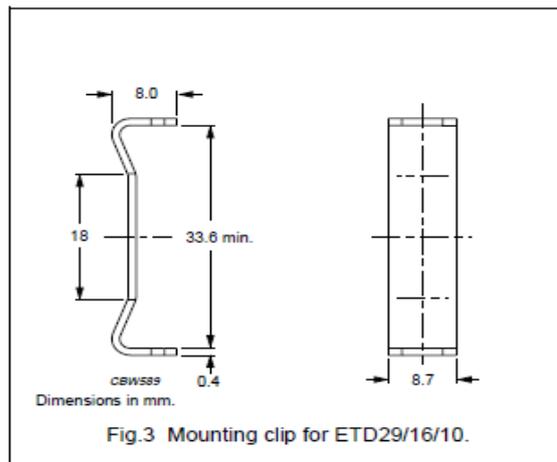
GRADE	A_L (nH)	μ_e	AIR GAP (μm)	TYPE NUMBER
3C90	2350 ±25%	≈ 1770	≈ 0	ETD29/16/10-3C90
3C94	2350 ±25%	≈ 1770	≈ 0	ETD29/16/10-3C94
3C95 <small>des</small>	2860 ±25%	≈ 2160	≈ 0	ETD29/16/10-3C95
3C96 <small>des</small>	2200 ±25%	≈ 1660	≈ 0	ETD29/16/10-3C96
3F3	2200 ±25%	≈ 1660	≈ 0	ETD29/16/10-3F3
3F35 <small>des</small>	1600 ±25%	≈ 1210	≈ 0	ETD29/16/10-3F35

GRADE	B (mT) at	CORE LOSS (W) at				
	H = 250 A/m; f = 25 kHz; T = 100 °C	f = 25 kHz; \hat{B} = 200 mT; T = 100 °C	f = 100 kHz; \hat{B} = 100 mT; T = 100 °C	f = 100 kHz; \hat{B} = 200 mT; T = 25 °C	f = 100 kHz; \hat{B} = 200 mT; T = 100 °C	f = 400 kHz; \hat{B} = 50 mT; T = 100 °C
3C90	≥330	≤ 0.66	≤ 0.69	–	–	–
3C94	≥330	–	≤ 0.5	–	≤ 3.0	–
3C95	≥330	–	–	≤ 3.23	≤ 3.06	–
3C96	≥340	–	≤ 0.37	–	≤ 2.4	–
3F3	≥320	–	≤ 0.65	–	–	≤ 1.1
3F35	≥300	–	–	–	–	–



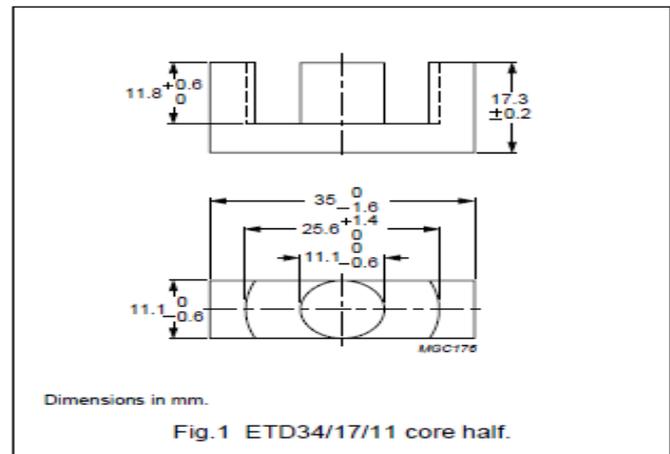
NUMBER OF SECTIONS	WINDING AREA (mm ²)	MINIMUM WINDING WIDTH (mm)	AVERAGE LENGTH OF TURN (mm)	AREA PRODUCT Ae x Aw (mm ⁴)	TYPE NUMBER
1	95	19.4	53	7220	CPH-ETD29-1S-13P

ITEM	REMARKS	FIGURE	TYPE NUMBER
Mounting clip	material: stainless steel	3	CLI-ETD29



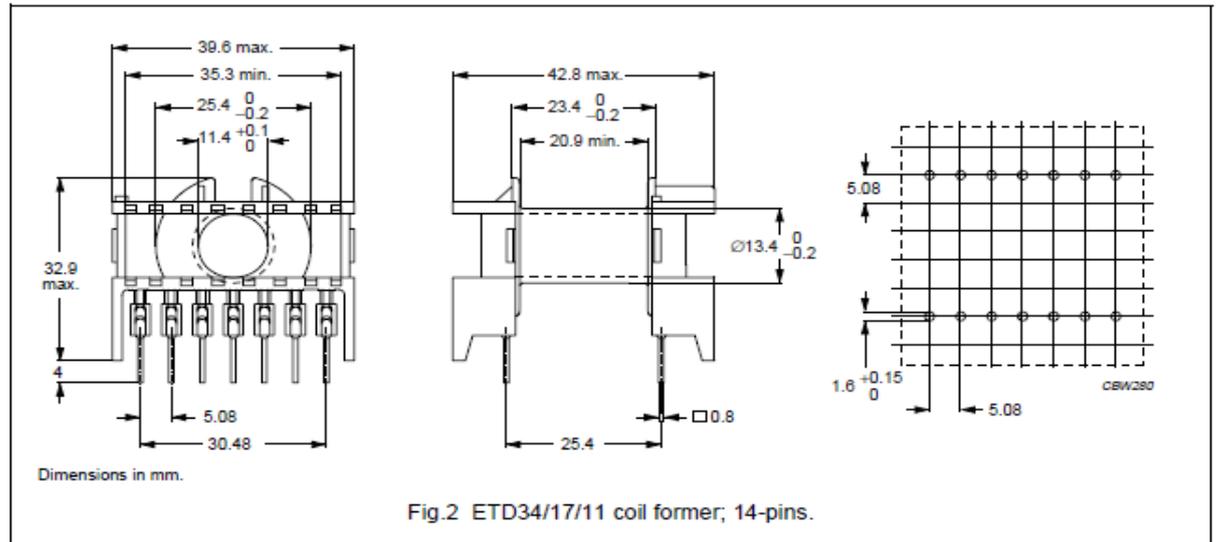
ETD34/17/11-3F3:

SYMBOL	PARAMETER	VALUE	UNIT
$\Sigma(I/A)$	core factor (C1)	0.810	mm ⁻¹
V_e	effective volume	7640	mm ³
l_e	effective length	78.6	mm
A_e	effective area	97.1	mm ²
A_{min}	minimum area	91.6	mm ²
m	mass of core half	≈ 20	g



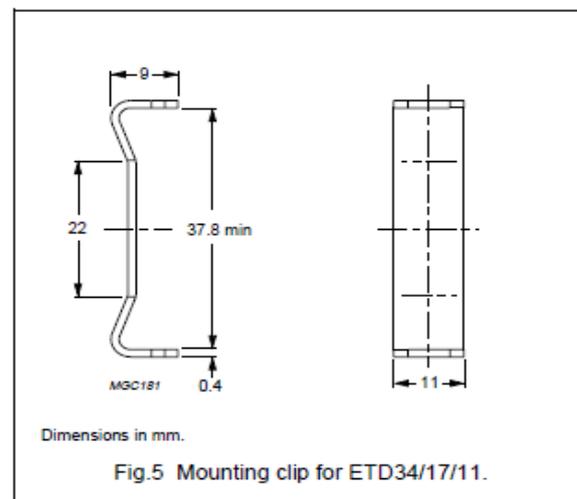
Annexe

GRADE	A_L (nH)	μ_e	AIR GAP (μm)	TYPE NUMBER
3C90	2700 \pm 25%	\approx 1740	\approx 0	ETD34/17/11-3C90
3C94	2700 \pm 25%	\approx 1740	\approx 0	ETD34/17/11-3C94
3C95 <small>des</small>	3270 \pm 25%	\approx 2110	\approx 0	ETD34/17/11-3C95
3C96 <small>des</small>	2500 \pm 25%	\approx 1610	\approx 0	ETD34/17/11-3C96
3F3	2500 \pm 25%	\approx 1610	\approx 0	ETD34/17/11-3F3
3F35 <small>des</small>	1850 \pm 25%	\approx 1190	\approx 0	ETD34/17/11-3F35



NUMBER OF SECTIONS	WINDING AREA (mm ²)	MINIMUM WINDING WIDTH (mm)	AVERAGE LENGTH OF TURN (mm)	AREA PRODUCT $A_e \times A_w$ (mm ⁴)	TYPE NUMBER
1	123	20.9	60	11900	CPH-ETD34-1S-14P ⁽¹⁾

ITEM	REMARKS	FIGURE	TYPE NUMBER
Mounting clip	material: stainless steel	5	CLI-ETD34



Annexe B :

					Power capacities					
Core shape	Material	Volume mm ³ V	f _{typ} KHz	f _{cutom} KHz	Push-pull converter		Single-ended converter		Flyback converter	
					P _{trans} (f _{typ}) W	P _{trans} (f _{cutom}) W	P _{trans} (f _{typ}) W	P _{trans} (f _{cutom}) W	P _{trans} (f _{typ}) W	P _{trans} (f _{cutom}) W
ETD29	N59	32100	750	1500	428	614	304	436	261	375
	N49		500	1000	209	300	148	213	127	183
	N62		25	150	103	151	52	55	45	47
	N27		25	100	51	94	33	38	28	32
	N67		100	300	161	286	115	189	98	163
N87	100	500	225	522	160	237	137	204		
ETD34	N59	60200	750	1500	676	970	480	689	412	592
	N49		500	1000	330	473	234	336	201	289
	N62		25	150	162	244	84	89	72	77
	N27		25	100	80	151	53	61	45	52
	N67		100	300	255	452	181	303	155	260
N87	100	500	356	824	253	383	217	329		
ETD39	N59	82100	750	1500	1016	1458	721	1035	620	889
	N49		500	1000	495	711	352	505	302	434
	N62		25	150	244	409	139	152	120	130
	N27		25	100	120	241	84	102	72	88
	N67		100	300	383	680	272	478	234	410
N87	100	500	535	1239	380	639	326	549		
ETD44	N62	109000	25	150	405	703	238	281	205	225
	N27		25	100	200	406	141	176	121	151
	N67		100	300	636	1129	452	801	388	688
	N87		100	500	889	2059	631	1097	542	942
ETD49	N62	139000	25	150	629	1081	367	401	315	344
	N27		25	100	310	629	218	270	188	232
	N67		100	300	989	1754	702	1241	603	1066
	N87		100	500	1380	3197	980	1686	842	1448
ETD54	N62	293000	25	150	943	1700	573	635	492	545
	N27		25	100	411	845	292	376	251	323
	N67		100	300	1482	2629	1052	1871	904	1607
	N87		100	500	2069	4791	1469	2644	1262	2271
ETD59	N62	412000	25	150	1576	2807	948	1046	814	899
	N27		25	100	777	1595	552	703	474	604
	N67		100	300	2478	4395	1759	3127	1511	2687
	N87		100	500	3459	8010	2456	4370	2110	3754

Table 1 - Some parameters for the type ferrites ETD (FERRITES and Accessories, Siemens Matsushita Components).

Annexe C :

Table 1. Absolute maximum ratings

Symbol	Parameter	Value		Unit
		TO-220/DPAK/IPAK	TO-220FP	
V _{DS}	Drain-source voltage (V _{GS} = 0)	800		V
V _{GS}	Gate-source voltage	± 30		V
I _D	Drain current (continuous) at T _C = 25°C	3	3 ⁽¹⁾	A
I _D	Drain current (continuous) at T _C = 100°C	1.89	1.89 ⁽¹⁾	A
I _{DM} ⁽²⁾	Drain current (pulsed)	12	12 ⁽¹⁾	A
P _{TOT}	Total dissipation at T _C = 25°C	80	25	W
	Derating factor	0.64	0.21	W/°C
V _{ESD(G-S)}	Gate source ESD (HBM-C=100pF, R=1.5KΩ)	3000		V
dv/dt ⁽³⁾	Peak diode recovery voltage slope	4.5		V/ns
V _{ISO}	Insulation withstand voltage (RMS) from all three leads to external heat sink (t=1s; T _C = 25°C)	-	2500	V
T _J T _{stg}	Operating junction temperature Storage temperature	-55 to 150		°C

- Limited only by maximum temperature allowed
- Pulse width limited by safe operating area
- I_{SD} ≤ 4A, di/dt ≤ 200A/μs, V_{DD} ≤ V_{(BR)DSS}, T_J ≤ T_{JMAX}.

Table 2. Thermal data

Symbol	Parameter	Value			Unit
		TO-220	TO-220FP	DPAK IPAK	
$R_{thj-case}$	Thermal resistance junction-case max	1.56	5	1.56	$^{\circ}C/W$
R_{thj-a}	Thermal resistance junction-ambient max	62.5		100	$^{\circ}C/W$
T_l	Maximum lead temperature for soldering purpose	300			$^{\circ}C$

(T_{CASE}=25 $^{\circ}C$ unless otherwise specified)**Table 5. On/off states**

Symbol	Parameter	Test conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
$V_{(BR)DSS}$	Drain-source breakdown voltage	$I_D = 1mA, V_{GS} = 0$	800			V
I_{DSS}	Zero gate voltage drain current ($V_{GS} = 0$)	$V_{DS} = \text{Max rating},$ $V_{GS} = \text{Max rating},$ $T_c = 125^{\circ}C$			1 50	μA μA
I_{GSS}	Gate body leakage current ($V_{GS} = 0$)	$V_{GS} = \pm 20V$			± 10	μA
$V_{GS(th)}$	Gate threshold voltage	$V_{DS} = V_{GS}, I_D = 50\mu A$	3	3.75	4.5	V
$R_{DS(on)}$	Static drain-source on resistance	$V_{GS} = 10V, I_D = 1.5 A$		3	3.5	Ω

Table 6. Dynamic

Symbol	Parameter	Test conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
$g_{fs}^{(1)}$	Forward transconductance	$V_{DS} = 15V, I_D = 1.5A$		2.9		S
C_{iss}	Input capacitance	$V_{DS} = 25V, f = 1 \text{ MHz}, V_{GS} = 0$		575		pF
C_{oss}	Output capacitance			67		pF
C_{rss}	Reverse transfer capacitance			13		pF
$C_{osseq}^{(2)}$	Equivalent output capacitance	$V_{GS} = 0, V_{DS} = 0V \text{ to } 400V$		60		pF
$t_{d(on)}$	Turn-on delay time	$V_{DD} = 400V, I_D = 1.5A,$ $R_G = 4.7\Omega, V_{GS} = 10V$ (see Figure 18)		13		ns
t_r	Rise time			12		ns
$t_{d(off)}$	Off-voltage rise time			35		ns
t_f	Fall time			32		ns
$t_{r(voff)}$	Off-voltage rise time	$V_{DD} = 640V, I_D = 3A,$ $R_G = 4.7\Omega, V_{GS} = 10V$ (see Figure 16)		18		ns
t_r	Fall time			7.5		ns
t_c	Cross-over time			25		ns
Q_g	Total gate charge	$V_{DD} = 640V, I_D = 3A$ $V_{GS} = 10V$ (see Figure 19)		22.5		nC
Q_{gs}	Gate-source charge			4.2		nC
Q_{gd}	Gate-drain charge			11.3		nC

1. Pulsed: pulse duration=300 μs , duty cycle 1.5%2. C_{osseq} is defined as a constant equivalent capacitance giving the same charging time as C_{oss} when V_{DS} increases from 0 to 80% V_{DSS}

Annexe D : Tableau AWG

Jauge AWG	Constitution	Conducteurs		
		Diamètre (mm)	Section (mm ²)	Résistance linéique à 20°C (Ohms / Km)
44	1	0.050	0.0020	8498.00
43	1	0.055	0.0025	7021.00
42	1	0.063	0.0032	5446.00
41	1	0.071	0.0039	4330.00
40	1	0.079	0.0049	3540.00
39	1	0.089	0.0062	2780.00
38	1	0.102	0.0081	2130.00
37	1	0.114	0.0103	1680.00
36	1	0.127	0.0127	1360.00
36	7 x AWG 44	0.152	0.0140	1271.00
35	1	0.142	0.0159	1080.00
34	1	0.160	0.0201	587.00
34	7 x AWG 42	0.192	0.0220	777.00
33	1	0.180	0.0255	675.00
32	1	0.203	0.0324	532.00
32	7 x AWG 40	0.203	0.0340	538.00
32	19 x AWG44	0.229	0.0390	448.00
31	1	0.226	0.0401	430.00
30	1	0.254	0.0507	340.00
30	7 x AWG 38	0.305	0.0570	339.00
30	19 x AWG42	0.305	0.0610	286.70
29	1	0.287	0.0649	266.00
28	1	0.320	0.0806	214.00
28	7 x AWG 36	0.381	0.0720	213.00
28	19 x AWG40	0.406	0.0930	186.00
27	1	0.361	0.1020	169.00
27	7 x AWG 35	0.457	0.1120	179.00
26	1	0.404	0.1280	135.00
26	10x36	0.533	0.1280	137.00
26	19 x AWG38	0.508	0.1550	113.00
26	7 x AWG 34	0.483	0.1420	122.00
25	1	0.455	0.1620	106.00
24	1	0.511	0.2050	84.20
24	7 x AWG 32	0.610	0.2290	76.40
24	10x34	0.582	0.2020	85.60
24	19 x AWG36	0.610	0.2420	69.20
24	41x40	0.582	0.1960	84.00
23	1	0.574	0.2590	66.60
22	1	0.643	0.3240	53.20
22	7 x AWG 30	0.762	0.3570	48.40
22	19 x AWG34	0.787	0.3850	45.10
22	26x36	0.762	0.3320	52.30

Annexe

21	1	0.724	0.4110	41.90
20	1	0.813	0.5190	33.20
20	7 x AWG 28	0.965	0.5620	33.80
20	10x30	0.889	0.5100	33.90
20	19 x AWG32	0.940	0.6320	28.30
20	26x34	0.914	0.5260	33.00
20	41x36	0.914	0.5230	32.90
19	1	0.912	0.6530	26.40
18	1	1.020	0.8230	21.00
18	7 x AWG 26	1.219	0.9020	19.20
18	16x30	1.194	0.8160	21.30
18	19 x AWG30	1.245	0.9690	17.90
18	41x34	1.194	0.8300	20.90
18	65x36	1.194	0.8290	21.00
17	1	1.150	1.0400	16.60
16	1	1.290	1.3100	13.20
16	7 x AWG 24	1.524	1.4420	12.00
16	65x34	1.499	1.3160	13.20
16	26x30	1.499	1.3260	13.10
16	19 x AWG29	1.473	1.3270	14.00
16	105x36	1.499	1.3390	13.10
15	1	1.450	1.6500	10.40
14	1	1.630	2.0800	8.28
14	7 x AWG 22	1.854	2.2850	7.60
14	19 x AWG27	1.854	1.9540	8.90
14	41x30	1.854	2.0910	8.30
14	105x34	1.854	2.1250	8.20
13	1	1.830	2.6300	6.56
12	1	2.050	3.3100	5.21
12	7 x AWG 20	2.438	3.6600	4.80
12	19 x AWG25	2.369	3.1050	5.60
12	65x30	2.413	3.3150	5.70
12	165x34	2.413	3.3400	5.20
11	1	2.300	4.1700	4.14
10	1	2.588	5.2600	3.277
10	37 x AWG 26	2.921	4.7700	3.600
10	49x27	2.946	5.0380	3.600
10	165x34	2.946	5.3700	3.200
9	1	2.906	6.6300	2.600
8	1	3.264	8.3700	2.061
8	49x25	3.734	8.0070	2.200
8	133x29	3.734	8.6620	2.000
8	655/36	3.734	8.4790	2.000
7	1	3.655	10.5500	1.634
6	1	4.115	13.3000	1.296
6	133x27	4.674	13.6750	1.500
6	259x30	4.674	13.2090	1.300
6	1050x36	4.674	13.3880	1.300
5	1	4.620	16.7700	1.028
4	1	5.189	21.1500	0.8152
4	133x25	5.898	21.7330	0.8000
4	259x27	5.898	26.6290	0.6600
4	1666x36	5.898	21.2420	0.8200
3	1	5.827	26.6700	0.6466
2	1	6.543	33.6200	0.5128

2	133x23	7.417	34.6480	0.5000
2	259x26	7.417	33.3920	0.5200
2	665x30	7.417	33.9150	0.5200
2	2646x36	7.417	33.7370	0.5200
1	1	7.348	42.4100	0.4065
1	817 x AWG 30	8.331	41.6670	0.4200
1	2109x34	8.331	42.6900	0.4100
1/0	1	8.252	53.4900	0.3223
1/0	133x21	9.347	55.0980	0.3100
1/0	259x24	9.347	53.3640	0.3200
2/0	1	9.266	67.4300	0.2557
2/0	133x20	10.516	69.4580	0.2500
2/0	259x23	10.516	67.4720	0.2500
3/0	1	10.400	85.0100	0.2028
3/0	259x22	11.786	83.2300	0.2000
3/0	427 x AWG 24	11.786	87.9790	0.1900
4/0	1	11.680	107.2200	0.1608
4/0	259x21	13.259	107.2970	0.1600
4/0	427 x AWG 23	13.259	111.2370	0.1500

BIBLIOGRAPHIE

[1] Etude et simulation d'une Alimentation à Découpage 1.6V,20A à base de FLYBACK (mémoire présenté par : Zerouali sakina , Hadri Hamida Amel) (2001/2002).

[2] Introduction aux convertisseurs et aux transformateurs de puissance. (Fichier PDF).

[3] Principes des alimentations isolées.(www.iutenligne.net)

[4] Alimentation a découpage FLY BACK (ph. dd). (Ph Dondon© Copyright 2000).

[5] Alimentation a découpage. ([jy.lechenadec@libertysurf.fr](mailto: jy.lechenadec@libertysurf.fr)).

[6] <http://fr.wikipedia.org/wiki/Diode>.

[7] Julius Edgar Lilienfeld, (en) Brevet U.S. 1900018 [archive] 7 mars 1933

(en) Article Michael Riordan, et al. Crystal Fire: The Invention, Development and Impact of the Transistor [archive], IEEE, April 2007.

[8] Convertisseurs continu - continu : hacheurs et alimentations a découpages.

- Les alimentations à découpage : <http://sitelec.free.fr/cours/decoupage.pdf>
- Fonctionnement de l'alimentation d'un ordinateur : <http://www.cooling-masters.com/articles-36-0.html>.

[9] • (en) Christophe P. Basso, Switch-mode Power Supplies: SPICE Simulations and Practical Designs, McGraw-Hill, 2008 (ISBN 978-0071508582), chap. 7 (« Simulations and practical designs of FLYBACK converters »), p. 579

- Jusqu'à 100 W d'après : Michel Girard, Alimentations à découpage : Cours et exercices corrigés, Dunod, 2003, 336 p. (ISBN 978-2100069408), « 1.5.2 : Principe des alimentations à découpage isolées galvaniquement », chap. I (« Généralités concernant les alimentations »), p. 29-30 : « d : Remarques concernant les alimentations à découpage isolées galvaniquement »

- Jusqu'à 100 W d'après : Ed Walker, Design Review: A Step-By-Step Approach to AC Line-Powered Converters [archive], Unitrode Seminar SEM 1600, 2004/2005

Bibliographie

- Jusqu'à 150 W d'après : Jean-Paul Ferrieux et François Forest, Alimentations à découpage : Convertisseurs à résonance, principes, composants, modélisation, Dunod, 2006, 316 p. (ISBN 978-2100505395), chap. II (« Alimentations à découpage à commutation commandée »), p. 54 : « 2.2.2.3 : Facteur de dimensionnement de l'interrupteur »
- De 30 à 250 W, d'après : L. Wuidart, Topologies for Switched Mode Power Supply, ST Application Note, AN513/0393, STMicroelectronics, 1999, p. 18 [lire en ligne [archive]] [PDF][10]
- Michel Girard, Alimentations à découpage : Cours et exercices corrigés, Dunod, 2003, 336 p. (ISBN 978-2100069408)
- Jean-Paul Ferrieux et François Forest, Alimentations à découpage : Convertisseurs à résonance, principes, composants, modélisation, Dunod, 2006, 316 p. (ISBN 978-2100505395)
- (en) Christophe P. Basso, Switch-mode Power Supplies: SPICE Simulations and Practical Designs, McGraw-Hill, 2008 (ISBN 978-0071508582).

[11] http://www.iutenligne.net/ressources/electricite_electrotechnique/Marty/ELPU/fichiers/43_Flyb/EPui21_Flyb.htm