



Année Universitaire : 2009-2010



Master Sciences et Techniques en Génie Industriel

## MEMOIRE DE FIN D'ETUDES

Pour l'Obtention du Diplôme de Master Sciences et Techniques

# Etude d'une alimentation à découpage dans le contexte de CEM

Présenté par:

**LAKRIM Abderrazak**

**Soutenu Le 24 Juin 2010 devant le jury composé de:**

- Mr. KABBAJ Hassan (examineur)
- Mr. TAHRI Driss (encadrant)
- Mr. EL OUAZZANI Nabih (encadrant)

**Stage effectué au : Laboratoire CEMINS- FST Fès**

## REMERCIEMENT

---

*à ma mère, à mon père*  
*الى أمى ، الى أبى*  
*à tous les membres de ma famille*  
*الى كافة أفراد عائلتى*

*« Pour atteindre les sommets il faut allonger ses veillées »*

من طلب العلى سهر الليالى

## REMERCIEMENT

---

Ce travail a été réalisé au **Laboratoire Signaux Systèmes et Composants LSSC- FST Fès** sous la direction de Monsieur **Driss. TAHRI et Monsieur Nabih. OUZZANI**. Qu'ils trouvent ici l'expression de ma sincère reconnaissance et mon cordiale gratitude pour ses disponibilités, ses dévouements, ses soutiens moral et pour le soin apporté à cette mémoire.

J'adresse mes sincères remerciements à :

Mademoiselle **Ouafae Aouine** - Laboratoire SATIE - Équipe : Intégration Puissance Et Matériaux (IPEM) - Ecole Normale Supérieure de CACHAN. France. Pour son sujet qui est très intéressant, et pour la réalisation de carte « Alimentation à découpage Flyback ».

Monsieur **Hassan. KABBAJ**, professeur à Faculté des Sciences et des Technique de Fès Département de Génie Industriel, d'avoir accepté d'examiner mon travail et de faire partie du jury.

Monsieur **Hassan EL-MARKHI**, professeur à Faculté des Sciences et des Technique de Fès Département de Génie Electrique, pour son soutien et son encadrement de ce projet.

Tout le personnel du laboratoire ou de la FST qui de loin ou de près ont contribué à la réalisation de ce travail. Je n'oublierai pas de mentionner tous mes collègues du Master Génie Industriel, avec lesquels j'ai passé des bons moments et surtout pour la bonne ambiance durant ces deux années de Master.

Enfin, j'adresse toute ma gratitude et mes sincères remerciements à ma famille en Taza (Maroc) et à mes amis en, et pour leur soutien moral.

## Les illustrations

<i>Figure I.1 : classement des différentes familles de convertisseurs</i> .....	17
<i>Figure I. 2 : Caractéristiques statiques des interrupteurs</i> .....	18
<i>Figure I. 3 : Caractéristiques dynamiques de l'interrupteur réel.</i> .....	19
<i>Figure I. 4 : présente un CALC dissipatif opérationnel à l'ouverture et la fermeture</i> .....	22
<i>Figure II .1 : Structure d'une alimentation linéaire</i> .....	23
<i>Figure II .2 : Structure d'une alimentation à découpage</i> .....	24
<i>Figure II .3: Comparaison entre les alimentations linéaires et à découpages</i> .....	26
<i>Figure II .4: Comparaison entre les différents types d'alimentations à découpages</i> .....	26
<i>Figure III. 1 : Les différent blocs constituant la carte alimentation à découpa</i> .....	22
<i>Figure III. 2 : Bloc fonction découplage</i> .....	23
<i>Figure III. 3 : Circuit assurant la fonction récupération de rythme</i> .....	23
<i>Figure III. 4 : Formes d'ondes idéalisées pendant le recouvrement</i> <i>Figure III. 5 : Cellule de caractérisation</i> .	25
<i>Figure III. 6 : Forme d'onde</i> .....	26
<i>Figure III. 7 : Comparaison entre les caractéristiques statiques d'une diode PN et d'une diode Schottky</i> .....	26
<i>Figure III. 8 schémas du circuit redresseur sous OrCad-Spice</i> .....	27
<i>Figure III. 9: la forme d'onde obtenue à la sortie du redresseur (simulation sous OrCad Spice)</i> .....	27
<i>Figure III. 10 : schémas du circuit de redresseur après l'ajout des résistances de limitation en amant sous OrCad-Spice</i> .....	28
<i>Figure III. 11 : La forme d'onde obtenue à la sortie après l'ajout des résistances de limitation (simulation sous OrCad Spice)</i> .....	29
<i>Figure III. 12 : Composantes parasites d'un transistor MOSFET</i> .....	30
<i>Figure III. 13 :Forme d'onde idéalisé à la fermeture</i> .....	31
<i>Figure III. 14: Schéma de principe de l'alimentation Flyback</i> .....	32
<i>Figure III. 15 Schéma équivalent pendant la première phase</i> .....	33
<i>Figure III. 16 : Schéma équivalent pendant la deuxième phase</i> .....	34

## LES ILLUSTRATIONS

---

Figure III. 17: le circuit intégré TNY277 .....	36
Figure III. 18: Schéma fonctionnel de CI TNY277.....	37
Figure III. 19 : Schéma du bloc de découpage de l'alimentation à découpage Flyback .....	38
Figure III. 20 : forme d'onde d'un transistor lors de la commutation avec et sans CAC .....	40
Figure IV. 1: Les limites de compatibilité électromagnétique .....	41
Figure IV. 2: Les éléments d'une perturbation et ses modes de couplage. ....	42
Figure IV. 3 : Mode différentiel .....	42
Figure IV. 4 : transmission en mode commun.....	43
Figure IV. 5 : couplage par impédance commune.....	43
Figure IV. 6 : calcul de l'impédance commune.....	44
Figure IV.7 : calcul de la capacité parasite entre conducteur et plan de masse .....	44
Figure IV. 8 capacité parasite entre circuit imprimé et plan de masse .....	45
Figure IV. 9 : couplage d'un champ magnétique avec une boucle.....	45
Figure IV. 10 : Réduction du couplage champ à boucle par de la surface de la boucle .....	45
Figure IV. 11 : calcul de la diaphonie inductive .....	46
Figure IV. 12 : calcul de la diaphonie capacitive.....	47
Figure IV. 13 : les 2 classes représentant les niveaux d'émission .....	49
Figure IV. 14 : formes d'onde constituant un signal.....	51
Figure IV. 15 : les signaux d'entrée sortie du redresseur .....	52
Figure IV. 16 : décomposition en série de Fourier du signal bi-alternance sortie de redresseur .....	52
Figure IV. 17: Structure de la partie commande et partie puissance.....	54
Figure IV. 18 : les inductances parasites entre la partie commande et partie puissance .....	54
Figure IV. 19 : Les pistes de circuit imprimé      Figure IV. 20: Modèle capacitif des pistes du circuit imprimé .....	56
Figure IV. 21 : structure du filtre de mode commun .....	56
Figure IV. 22 : Inductance de mode commun .....	56
Figure IV. 23 : Modélisation simplifiée de la self de mode commun (mc).....	57

## LES ILLUSTRATIONS

---

Figure IV. 24 : Modélisation simplifiée de la self de mode commun (mc) avec prise en compte de l'impédance de fuite .....	57
Figure IV. 25 : le filtre MC (même résultats pour les deux cartes).....	58
Figure IV. 26 : Le gain et le déphasage du filtre du mode commun.....	58
Figure IV. 27 : structure du filtre de Mode Différentiel (MD) de la 1 <sup>er</sup> carte .....	59
Figure IV. 28 : Le gain et le déphasage du filtre de MD de la 1 <sup>er</sup> Carte .....	59
Figure IV. 29 : structure du filtre de Mode Différentiel (MD) de la 2 <sup>ème</sup> carte .....	60
<b>Figure IV. 30 : Le gain et le déphasage du filtre de MD de la 2<sup>ème</sup> carte.....</b>	<b>60</b>
Figure IV. 31 : les deux filtres MC et MD avec le pond redresseur (Bloc de redressement + filtrage) de la 1 <sup>er</sup> carte.....	61
Figure IV. 32 : gain et déphasage du filtres MC MD et le pond (Bloc de redressement + filtrage) de la 1 <sup>er</sup> carte .....	61
Figure IV. 33 : les deux filtres MC et MD avec le pond redresseur (Bloc de redressement + filtrage) de la 2 <sup>ème</sup> carte.....	62
Figure IV. 34 : les deux filtres MC et MD avec le pond redresseur (Bloc de redressement + filtrage) de la 2 <sup>ème</sup> carte.....	62
Figure IV. 35 : mode opératoire de la mesure des pertes d'insertion.....	63
Figure IV. 36 : circuit sans filtre .....	63
Figure IV. 37 : la réponse fréquentiel du circuit sans filtre .....	63
Figure IV. 38 : Pertes d'insertion du filtre MC .....	64
Figure IV. 39 : Pertes d'insertion du filtre MC de la 1 <sup>er</sup> carte .....	65
Figure IV. 40 : Pertes d'insertion du filtre MC .....	66
Figure IV. 41 : Pertes d'insertion de tous le bloc (filtre MC + Pond de diodes + filtre MD) .....	67
Figure IV. 42 décomposition en série de fourrier la tension de sortie.....	69
Figure IV. 43 structure du filtre de la sortie P12 .....	69
<b>Figure IV. 44 le gain du filtre de sortie P12 .....</b>	<b>70</b>
Figure IV. 45 structure du filtre de sortie .....	70
<b>Figure IV. 46 le gain du filtre de sortie P3V3.....</b>	<b>71</b>

**Les Tableaux**

Tableau IV-1 : Valeurs limites des gabarits pour les classes A et B .....49

Tableau IV-2 suivant présente la puissance instantanée p en fonction des Rang .....50

## Sommaire

<b>INTRODUCTION GENERALE.....</b>	<b>8</b>
<b>Chapitre I : INTRODUCTION AUX CONVERTISSEURS D'ENERGIE .....</b>	<b>17</b>
<b>I.1 Introduction : .....</b>	<b>17</b>
<b>I.2 Principes fondamentaux.....</b>	<b>18</b>
<b>I.3 Les interrupteurs.....</b>	<b>18</b>
<b>I.3.1 Caractéristiques statiques .....</b>	<b>18</b>
<b>I.3.1.1 Interrupteur idéal .....</b>	<b>18</b>
<b>I.3.1.3 Fonction de connexion .....</b>	<b>18</b>
<b>I.3.2 Interrupteurs réels de puissance.....</b>	<b>19</b>
I.3.2.1 Présentation .....	19
I.3.2.2 Calcul de la puissance de l'interrupteur .....	20
<b>I.4 La Commutation.....</b>	<b>21</b>
I.4.1 La commutation en électronique de puissance.....	21
<b>I.4.1.1 Principes fondamentaux.....</b>	<b>21</b>
<b>I.4.1.2 Commutation dure .....</b>	<b>21</b>
<b>I.4.1.3 Commutation douce.....</b>	<b>21</b>
<b>I.4.1.4 Commutation adoucie .....</b>	<b>22</b>
<b>Chapitre II : LES ALIMENTATIONS.....</b>	<b>23</b>
<b>II.1 Introduction : .....</b>	<b>23</b>
<b>II.2 Alimentations linéaires.....</b>	<b>23</b>
II.2.1 Avantages des alimentations linéaires .....	23
II.2.2 Inconvénients des alimentations linéaires .....	23
<b>II.3 Alimentations à découpage.....</b>	<b>24</b>
II.3.1 Avantage des alimentations à découpage.....	24
II.3.2 Inconvénients des alimentations à découpage .....	25
II.3.3 Types d'alimentations à découpage .....	25
II.3.3.1 Alimentations à découpage non isolé galvaniquement. ....	25
II.3.3.2 Alimentations à découpage isolé galvaniquement.....	25
<b>II.4 Comparaison entre des différents types d'alimentations.....</b>	<b>25</b>
<b>Chapitre III : ETUDE ELECTRIQUE DE LA CARTE ALIMENTATION A DECOUPAGE DE TYPE FLYBACK .....</b>	<b>21</b>
<b>III.1 Les différents blocs constituant la carte.....</b>	<b>21</b>
III.1.1 Fonction découplage .....	23

# SOMMAIRE

---

III.1.2	Fonction récupération de rythme .....	23
III.1.3	Les éléments de protection primaire .....	23
III.1.4	Le pont redresseur .....	24
III.1.4.1	Etude statique des diodes .....	24
III.1.4.2	Le comportement dynamique des diodes .....	24
III.1.4.3	Diodes de Schottky .....	26
III.1.4.4	Montage en pont de Graëtz .....	26
i.	Calcul de la résistance équivalente du Flyback vue par le pont redresseur.....	27
ii.	Lissage du courant et de la tension par une inductance et une capacité .....	28
iii.	Résistance de limitation .....	28
III.1.5	Bloc Découpage de la tension avec isolation galvanique.....	29
III.1.5.1	Le transistor de commutation .....	29
i.	Caractéristiques essentielles pour un transistor MOS .....	29
ii.	Le comportement dynamique .....	30
III.1.5.2	Commande de l'alimentation à découpage .....	31
III.1.5.3	Définition de la tension minimale d'entrée.....	34
III.1.5.4	Modes de Fonctionnement (Conduction discontinue).....	35
III.1.5.5	Le condensateur d'entrée .....	35
III.1.5.6	Les condensateurs des sorties Cs1 et Cs2 .....	35
III.1.5.7	Dimensionnement des éléments du circuit TNY277 .....	36
i.	Descriptions.....	36
ii.	Les éléments constituant ce circuit.....	37
iii.	Fonctionnement de circuit TNY277 (Voir l'Annexe).....	38
iv.	Comportement de circuit TNY277 dans notre carte .....	38
<b>Chapitre IV</b>	<b>: ETUDE CEM DE LA CARTE ALIMENTATION A DECOUPAGE DE TYPE FLYBACK.....</b>	<b>41</b>
<b>IV.1</b>	<b>Introduction à la Compatibilité Electromagnétique.....</b>	<b>41</b>
<b>IV.2</b>	<b>Les perturbations.....</b>	<b>41</b>
<b>IV.2.1</b>	<b>Les sources .....</b>	<b>42</b>
<b>IV.2.2</b>	<b>Les vecteurs de propagation .....</b>	<b>42</b>
IV.2.2.1	Les perturbations conduites : .....	42
i.	Le mode différentiel .....	42
ii.	Le mode commun.....	43
IV.2.2.2	Les perturbations rayonnées.....	43
<b>IV.2.3</b>	<b>Les modes de couplages.....</b>	<b>43</b>

# SOMMAIRE

---

IV.2.3.1	Couplage par impédance commune.....	43
IV.2.3.2	Couplage conducteur à plan de masse.....	44
IV.2.3.4	Couplage d'un champ magnétique avec une boucle.....	45
IV.2.3.5	Couplage par diaphonie inductive.....	46
i.	Description.....	46
ii.	Diaphonie inductive de mode différentiel.....	46
iii.	Diaphonie inductive de mode commun .....	47
IV.2.3.6	Couplage par diaphonie capacitive .....	47
i.	Description.....	47
ii.	Couplage capacitif de mode différentiel .....	47
iii.	Couplage capacitif de mode commun.....	48
IV.2.3.7	Bilan sur les couplages .....	48
<b>IV.3</b>	<b>Les Normes CEM .....</b>	<b>48</b>
<b>IV.4</b>	<b>MODELISATION EN ELECTRONIQUE DE PUISSANCE .....</b>	<b>49</b>
<b>IV.5</b>	<b>Les principales sources de perturbations .....</b>	<b>50</b>
<b>IV.5.2</b>	<b>Perturbations BF .....</b>	<b>50</b>
<b>IV.5.2.1</b>	<b>Structure en monophasé .....</b>	<b>50</b>
<b>V.5.2.2</b>	<b>Les perturbations générés par le pond de redressement .....</b>	<b>51</b>
i.	Introduction : les effets des harmoniques .....	51
ii.	Représentation fréquentielle de la tension de sortie (Vs) .....	51
iii.	Représentation fréquentielle de la puissance PDC en sortie .....	52
iv.	Comparaison de PDC et de l'expression du PAC coté alternatif .....	53
v.	Déduction des harmoniques coté alternatif.....	53
<b>IV.5.3</b>	<b>Perturbations HF.....</b>	<b>53</b>
<b>IV.5.3.1</b>	<b>Introduction .....</b>	<b>53</b>
<b>IV.5.3.2</b>	<b>Les effets des couplages .....</b>	<b>54</b>
i.	Couplage par inductance commune.....	54
ii.	Couplage par mutuelle -inductance .....	55
iii.	Couplage par capacité parasites.....	55
<b>V.5.4</b>	<b>Etude des Filtres MC et MD .....</b>	<b>56</b>
i.	Filtre Mode Commun.....	56
ii.	Filtre de mode différentiel (1 <sup>er</sup> Carte) .....	59
iii.	Filtre de mode différentiel (2 <sup>eme</sup> Carte).....	60
iv.	L'étude du bloc de filtrage MC et MD avec le pond de redressement (1 <sup>er</sup> Carte).....	61

## SOMMAIRE

---

i.	L'étude du bloc de filtrage MC et MD avec le pond de redressement (2 <sup>eme</sup> Carte) .....	62
<b>V.5.5 Pertes d'insertion des filtres .....</b>		<b>62</b>
i.	Perte d'insertion de filtre de mode commun (les mêmes pour les deux carte). .....	64
ii.	Perte d'insertion de filtre de mode différentiel de la 1er Carte.....	65
iii.	Perte d'insertion de filtre de mode différentiel 2eme Carte .....	66
iv.	Pertes d'insertion de tout le bloc de filtrage avec le pond de diode de la 1er carte .....	67
v.	Pertes d'insertion de tout le bloc de filtrage avec le pond de diode de la 2éme carte .....	68
i.	La sortie P12 (tension égale à 12V) .....	69
ii.	La sortie P3V3 (tension égale à 3.3V) .....	70
<b>Les illustrations.....</b>		<b>Erreur ! Signet non défini.</b>
<b>Les Tableaux .....</b>		<b>Erreur ! Signet non défini.</b>

## INTRODUCTION GENERALE

L'appareil électronique dépend de son alimentation continue au même titre que l'être humain doit se nourrir pour vivre. si l'homme saute des repas, s'ils sont trop riches ou, au contraire, trop peu énergétiques, il s'expose à des problèmes de santé susceptibles d'entraîner sa mort dans les cas extrêmes.

Voyez comme les risques liés à l'alimentation chez l'être humain se retrouvent en électronique ! Une surtension électrique provoque généralement un échauffement, voire une destruction de l'appareil (nourriture trop riche). Une sous-tension peut générer des fonctionnements aléatoires ou une interruption pure et simple (nourriture peu énergétique). Les parasites électroniques sont souvent le siège de dysfonctionnements difficiles à déceler, au même titre que les bactéries et microbes dans la nourriture.

Les travaux de ce mémoire ne visent pas à la simple estimation des problèmes mais essayer de présenter une étude dans le but d'optimiser les éléments et la conception de cette carte (Alimentation à découpage flyback).

Les alimentations à découpages présentent de nombreux avantages, les fronts de tensions et de courants engendrés génèrent des perturbations au sein même du convertisseur et vers l'extérieur. Il est indispensables de bien maîtriser les perturbations qui sont à l'origine de pertes supplémentaires, de stress des composants et doivent évidemment être bien maîtrisées pour répondre correctement aux critères de fiabilité et de qualité/sureté de fonctionnement.

Nous avons consacré le premier et le deuxième chapitre à définir et rappeler dans un premier temps les bases des convertisseurs d'énergie et le fonctionnement des interrupteurs lors de la commutation. Et dans un deuxième temps les types des alimentations issues du secteur pour faire face aux inconvénients de l'alimentation à découpage de type flyback qui est l'objet de notre mémoire.

La première partie du travail, décrite dans le chapitre 3, est l'étape d'étude électrique de chaque élément de la carte afin de déterminer les principaux perturbateurs. Nous nous sommes également attaché à savoir comment étaient définis et dimensionnés chacun de ces éléments. Il est très difficile de prendre tous les phénomènes physiques en compte simultanément. Ainsi l'étape suivante est d'étudier les impacts des différentes physiques sur les différents éléments et de mettre en évidence les interactions multi physiques. Nous nous sommes également intéressés aux moyens d'évaluer les grandeurs physiques.

Le second chapitre présente une étude des principaux perturbateurs en mode BF et HF permettant de quantifier l'impact des harmoniques notamment en mode conduit sur le comportement du circuit et sur le réseaux d'entrée et la charge à la sortie et pour faire face, le filtrage passif reste la technique la plus utilisée pour maîtriser les perturbations conduites. Malheureusement, leur efficacité en fréquence est limitée par les éléments parasites des

composants inductifs et capacitifs qui les constituent. De plus, l'utilisation d'un matériau magnétique, et les phénomènes de saturation qui lui sont associés, compliquent le dimensionnement de ces filtres. De ce fait, assurer le passage des gabarits normatifs en minimisant le nombre de prototypes devient une opération délicate. Il est alors indispensable, d'une part, de comprendre comment le filtre se comporte, et d'autre part, d'identifier les éléments qui limitent son efficacité. Après une introduction sur les principaux composants et les structures de filtres passifs utilisés pour limiter les perturbations des convertisseurs statiques.

### Chapitre I : INTRODUCTION AUX CONVERTISSEURS D'ENERGIE

#### I.1 Introduction :

Très généralement, un convertisseur statique est une interface entre deux sources d'énergie électrique. Sa vocation première est donc de permettre de contrôler le transfert d'énergie entre ces deux sources selon différents critères qui dépendent de la nature de ces sources et des exigences de l'application. La **figure I-1** indique une tentative de classement des différentes familles de convertisseurs. Nous verrons que le transfert peut être direct entre les deux sources ou indirect, auquel cas l'énergie est transitoirement stockée dans un réservoir avant d'être restituée.

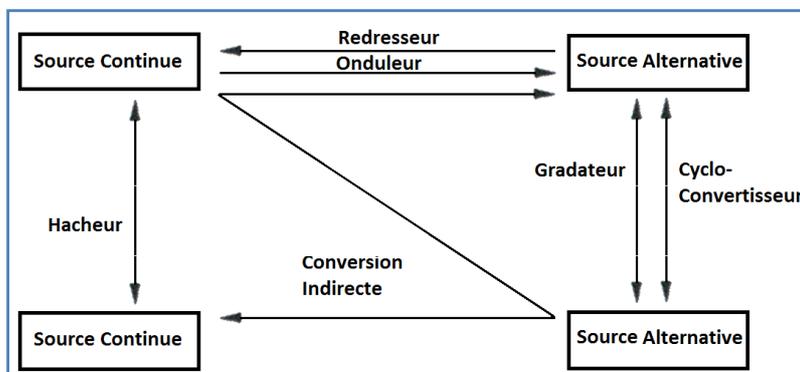


Figure I.1 : classement des différentes familles de convertisseurs

Dans le contexte qui nous préoccupe, à ce transfert correspond la délivrance d'une tension continue régulée à une source uniquement réceptrice (charge) à partir d'une source de tension continue non régulée.

Des critères supplémentaires typiques sont la protection du convertisseur (contrôle de courant), la nécessité d'une isolation galvanique, l'obtention de rendements et de puissances massiques élevés. La notion de rendement reste prépondérante, à partir du moment où les puissances transmises sont importantes et ce, quelle que soit la nature du convertisseur. Le dispositif de conversion doit donc être à pertes minimales. Cela suppose la mise en œuvre d'éléments théoriquement non dissipatifs.

- Des interrupteurs qui seront réalisés à l'aide de composants à semi-conducteurs.
- Les composants passifs purement réactifs que sont les condensateurs, transformateurs et inductances, utilisés, entre autre, pour le stockage transitoire d'énergie, le filtrage, la constitution de circuits annexes (Circuit d'Aide à La commutation ou CALC, écréteurs, circuits résonants).

L'association de ces différents éléments va devoir obéir à un ensemble de règles strictes qui constituent la base de la synthèse des convertisseurs.

### I.2 Principes fondamentaux

Le convertisseur statique établit et interrompt périodiquement la connexion entre deux sources grâce à des interrupteurs. Compte-tenu des définitions précédentes, il est impératif de respecter les trois règles suivantes :

- Règle 1 : Une source de tension ne peut être court-circuitée mais peut être ouverte,
- Règle 2 : Une source de courant ne peut être ouverte mais peut être court-circuitée,
- Règle 3 : On ne peut pas connecter directement et instantanément deux sources de même nature mais uniquement deux sources de natures différentes.

### I.3 Les interrupteurs

Nous nous intéresserons ici à la définition d'interrupteurs idéaux, sachant que ceux-ci seront réalisés, en pratique, par associations de composants à semi-conducteurs munis de commandes appropriées.

#### I.3.1 Caractéristiques statiques

##### I.3.1.1 Interrupteur idéal

Un interrupteur  $K$  peut être considéré comme un dipôle réalisant une connexion « de type binaire » (état ouvert ou bloqué d'une part, état fermé ou passant d'autre part) entre deux sources de puissance, ou entre une source et un récepteur.

L'interrupteur idéal est un élément sans dissipation d'énergie :

- Chute de tension nulle à l'état fermé
- Courant nul à l'état ouvert
- Energie dissipée nulle en passant d'un état à l'autre : pas de pertes de commutation.

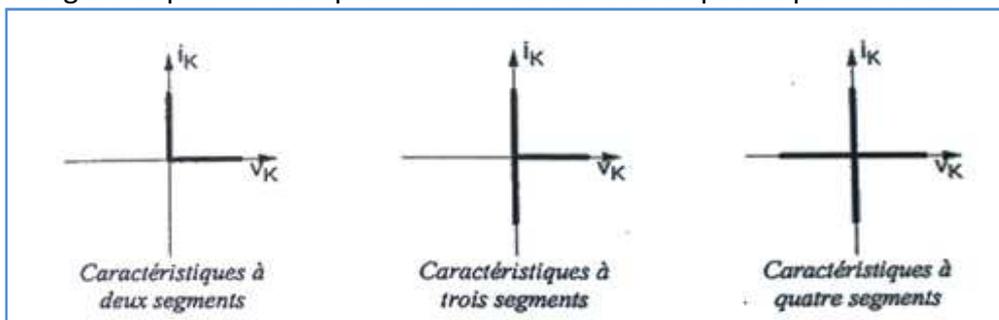


Figure 1.2 : Caractéristiques statiques des interrupteurs

Ces caractéristiques statiques (état fermé ou état ouvert) sont les « demi-droites » placées sur les axes du diagramme (i, v) (**figure I-2**).

Les conditions de changement d'état et de la mise en œuvre des transitions constituent la commande CF (à la fermeture) ou la commande CO (à l'ouverture).

##### I.3.1.3 Fonction de connexion

On appelle fonction de connexion la relation entre les grandeurs de l'interrupteur telle que :

$$i(t) = f(t) \cdot i_0(t) \quad f=1: \text{état passant (fermé)}$$

$$v(t) = [1 - f(t)] \cdot v_0(t) \quad f=0: \text{état bloqué (ouvert)}$$

Où  $i_0(t)$  est le courant dans l'interrupteur à l'état passant et  $v_0(t)$  est la tension aux bornes de l'interrupteur à l'état bloqué. Ces grandeurs sont imposées par le fonctionnement du convertisseur dans lequel est placé l'interrupteur.

La suite des « 0 » et des « 1 » des fonctions de connexion permet de fixer les commandes des interrupteurs d'un convertisseur de puissance.

### 1.3.2 Interrupteurs réels de puissance

#### 1.3.2.1 Présentation

À l'exception de la diode, les interrupteurs à semi-conducteurs possèdent une commande et l'action de cette commande s'effectue par une tension ou un courant.

Ainsi, les caractéristiques dynamiques d'un tel interrupteur « réel » peuvent être schématisées comme l'indique la **figure 1.3**. À l'état ouvert, le composant est soumis à la tension  $V_M$ . À l'état fermé, il est traversé par le courant  $I_M$ .

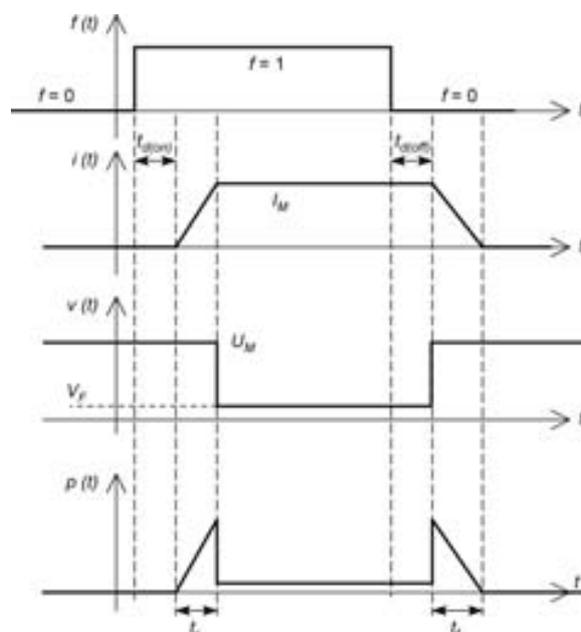


Figure 1.3 : Caractéristiques dynamiques de l'interrupteur réel.

On désigne par  $t_r$  (rise time) la durée de montée du courant entre l'état bloqué et l'état conducteur (fermeture de l'interrupteur) et par  $t_f$  (fall time) la durée de descente du courant (ouverture de l'interrupteur). Les niveaux standards de référence sont 10 % et 90 % de la variation totale  $I_M$  du courant. (**figure 1.3**) En notant :

- $t_d(\text{on})$  le temps de retard à la montée, entre le début de la commande, caractérisée par le passage de  $f = 0$  à  $f = 1$ , et l'obtention du début de la montée du courant;

- $t_d(\text{off})$  le temps de retard à la descente entre le début de la commande, caractérisée par le passage de  $f = 1$  à  $f = 0$ , et l'obtention du début de la descente du courant, on obtient les relations:

$$t_{on} = t_d(\text{on}) + t_r$$

$$t_{off} = t_d(\text{off}) + t_f$$

On a vu qu'en électronique de puissance, les qualités recherchées pour un composant de puissance sont :

- Le courant quasi nul à l'état bloqué (interrupteur ouvert).
- La tension quasi nulle à l'état passant (interrupteur fermé).
- Une durée très courte de commutation, c'est-à-dire de passage entre les deux états.

On appelle  $t_{on}$  la durée totale de la commutation entre le début de la commande du composant à la fermeture et l'obtention à 90 % du courant  $I_M$  à l'état conducteur de l'interrupteur. De même, on appelle  $t_{off}$  la durée totale de la commutation entre le début de la commande du composant à l'ouverture et l'obtention à 10 % du courant à l'état conducteur de l'interrupteur. On cherchera généralement un composant ayant des valeurs de  $t_{on}$  et de  $t_{off}$  faibles (inférieures à la microseconde si possible); des « temps de retard »  $t_d(\text{on})$  et  $t_d(\text{off})$  très courts afin de permettre (avec  $t_{on}$  et  $t_{off}$  faibles) une commande à « haute fréquence » des convertisseurs de puissance (par exemple supérieure à 10 kHz).

Si la commande de l'interrupteur est périodique de période  $T$ , on peut déterminer la puissance moyenne dissipée par commutation, à la fermeture et à l'ouverture.

### 1.3.2.2 Calcule de la puissance de l'interrupteur

Si on prend l'origine des temps au début d'une fermeture, l'expression du courant est :

$$i(t) = I_M \frac{t}{t_r}, \text{ avec } V = V_M \text{ durant cette commutation.}$$

L'énergie dissipée dans le composant lors de la montée du courant est donnée par:

$$W_r = \int_0^{t_r} I_M \frac{t}{t_r} \cdot V_M dt = \frac{1}{2} I_M \cdot V_M \cdot t_r$$

De même, pour la descente du courant, on trouve  $W_f = I_M \cdot V_M \cdot t_f$

Les pertes de puissance moyenne par commutation valent donc :  $P_c = \frac{W_r + W_f}{T} = \frac{1}{2} I_M \cdot V_M \cdot \left( \frac{t_r + t_f}{T} \right)$

La chute de tension dans le composant réel à l'état de fermeture est notée  $V_f$ . Aux pertes par commutation, s'ajoutent les pertes de puissance à l'état de conduction. Elles dépendent de la durée de conduction du composant par rapport à la période.

En valeur maximale, elles valent :  $P_f = I_M \cdot V_f$ .

### I.4 La Commutation

#### I.4.1 La commutation en électronique de puissance

Le choix de l'interrupteur est dicté par la nature des sources et les formes d'ondes et la quantité d'énergie transférée.

##### I.4.1.1 Principes fondamentaux

Le principe fondamental de l'électronique de puissance est de procéder à l'adaptation des sources uniquement par découpage temporel des tensions et courants, donc sans pertes appréciables d'énergie.

Les composants, qui assurent le découpage, présentent alors deux phases de fonctionnement importantes au regard de la CEM : les commutations à l'ouverture et à la fermeture. Suivant les semi-conducteurs utilisés et la structure du convertisseur considéré, différents types de commutations sont à considérer :

- Concernant l'interrupteur, «la commutation » est le « mécanisme » physique d'ouverture ou de fermeture des semi-conducteurs constituant l'interrupteur. Elle est soit « commandée » c'est-à-dire provoquée par l'application d'un signal directement sur la commande du composant, soit naturelle D ou spontanée si elle a lieu sans intervention extérieure. Dans ce dernier cas, elle résulte uniquement du passage par zéro de la tension appliquée au composant ou du courant qui le traverse ;
- Pour un convertisseur, le mot commutation est relatif aux événements concernant les éléments de la structure directement associés aux interrupteurs qui peuvent être considérés non plus individuellement, mais assemblés dans des sous-ensembles appelés « cellules de commutation ».

##### I.4.1.2 Commutation dure

La commutation dure, également appelée commutation forcée, résulte de l'emploi d'un composant commandé à l'ouverture et à la fermeture. Les contraintes importantes qui sont alors imposées à celui-ci dépendent fortement des inductances de connexion et de câblage et de diverses capacités parasites, ce qui entraîne :

- Des pertes élevées.
- Des surtensions et des surintensités aux bornes de l'interrupteur.
- De rapides variations de tension et courant ( $dv/dt$  et  $di/dt$ ).
- De fortes oscillations, en particulier pour le découpage à haute fréquence.

Pour limiter ces effets, on peut associer aux semi-conducteurs des circuits d'aide à la commutation (CALC), dont le rôle essentiel est de réduire les pertes correspondantes et de limiter les surtensions et/ou surintensités.

##### I.4.1.3 Commutation douce.

En commutation naturelle ou douce, les interrupteurs présentent une commutation commandée et une commutation spontanée.

Il est possible de regrouper ces convertisseurs en deux familles :

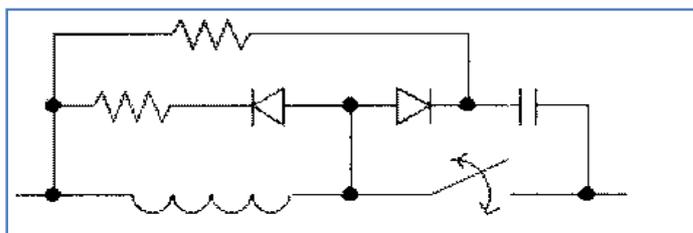
- la première correspond à des commutations pilotées par les grandeurs d'état de nature électrique. Il s'agit par exemple de certains convertisseurs reliés au réseau alternatif. C'est également le cas des convertisseurs quasi-résonnants qui utilisent un couple de composants passifs L-C pour provoquer l'annulation du courant ou de la tension.
- la seconde est relative aux structures pour lesquelles les commutations spontanées des interrupteurs sont obtenues consécutivement à la commutation d'autres interrupteurs, c'est le cas pour les hacheurs de puissance à un thyristor principal dont l'extinction est assurée par un circuit auxiliaire de nature oscillante comprenant un deuxième thyristor dit de soufflage.

### 1.4.1.4 Commutation adoucie

La commutation est adoucie par l'emploi de CALC (*figure 1-4*) associés aux composants, dont les deux mécanismes essentiels consistent à :

- Ralentir la montée en courant à la fermeture par adjonction en série d'une inductance avec l'interrupteur ;
- Ralentir la croissance de sa tension aux bornes par mise en parallèle d'un condensateur.

L'association de ces éléments passifs à bien entendu ses inconvénients, comme le risque de surtension due à l'inductance à l'ouverture, et de surintensité due au condensateur à la fermeture, ou encore celui de la génération d'oscillations indésirables. Un CALC est en conséquence un circuit plus complexe incluant d'autres éléments comme par exemple une résistance pour dissiper l'énergie liée aux oscillations ainsi que des diodes pour assurer les connexions unidirectionnelles indispensables.



*Figure 1. 4 : présente un CALC dissipatif opérationnel à l'ouverture et la fermeture*

En conclusion, les CALC améliorent les commutations puisque les surtensions et surintensités sont réduites au niveau de l'interrupteur qui ne supporte plus seules les différentes contraintes. Cependant, on ne supprime pas les variations rapides de courant et de tension ( $di/dt$  et  $dv/dt$ ) qui sont en fait reportées sur les composants réactifs des CALC, ce qui peut augmenter les probabilités de rayonnement indésirable, en particulier en champ magnétique, par les éléments bobinés. Il faut encore souligner que le renvoi éventuel à la source de l'énergie de commutation ainsi que celle des oscillations parasites peut réduire la qualité du signal en amont.

## Chapitre II : LES ALIMENTATIONS

### II.1 Introduction :

Ces alimentations issues, en général, du secteur industriel monophasé 220 V, 50 Hz, permettent d'obtenir des sources à tensions constantes (plus rarement à courants constants). Une isolation galvanique par transformation est nécessaire.

### II.2 Alimentations linéaires

Elles sont appelées ainsi, à cause du fonctionnement linéaire du transistor ballast (fonctionnement hors saturation et hors blocage). Le synoptique de la partie puissance est indiqué *figure II-1*. Les éléments fondamentaux rencontrés sont:

- un transformateur fonctionnant à 50 Hz permettant l'isolation galvanique et l'adaptation de la valeur de la tension (en général abaisseur)
- un ensemble redressement plus filtrage par condensateur dont le rôle est de transformer une tension sinusoïdale en une tension à valeur moyenne non nulle.
- un transistor ballast absorbant les variations de la tension filtrée, afin de fournir une tension aussi constante que possible. Ce transistor est commandé soit par une tension stable (alimentation stabilisée) soit par un amplificateur différentiel (alimentation régulée).

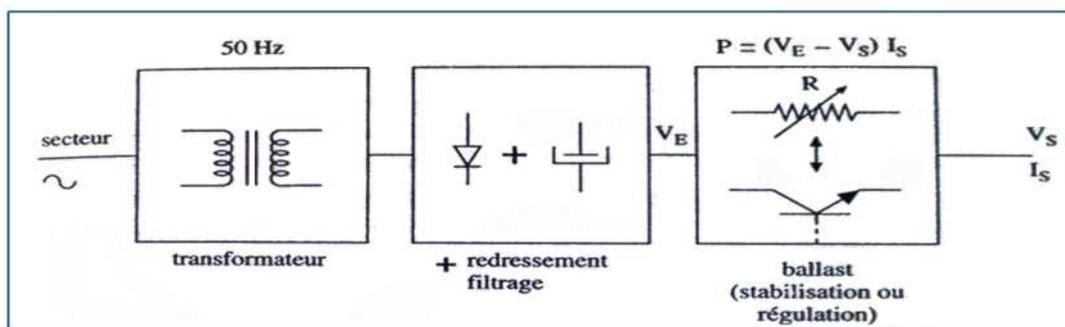


Figure II .1 : Structure d'une alimentation linéaire

#### II.2.1 Avantages des alimentations linéaires

- Elles sont très faciles à mettre en œuvre.
- elles permettent d'obtenir des tensions (ou courants) très stables. Une stabilité relative de 10<sup>-4</sup> présente peu de contraintes de fabrication. Elles sont très peu perturbatrices (parasites rayonnés et conduits, en général négligeables).

#### II.2.2 Inconvénients des alimentations linéaires

- Le transformateur travaillant à une fréquence de 50 Hz est lourd et volumineux.
- Le transistor ballast dissipe une puissance

$$P \approx V_{CE} \cdot I_C = (V_E - V_S) \cdot I_S$$

Il impose l'utilisation d'un dissipateur (radiateur) encombrant.

- La présence de ces deux éléments (transformateur 50 Hz et dissipateur) fait que les puissances massique (W/kg) et volumique (W/litre) sont faibles.
- Les alimentations linéaires sont lourdes et volumineuses Leur rendement  $\eta$  est faible.

### II.3 Alimentations à découpage

Elles sont appelées ainsi, à cause du fonctionnement non linéaire du transistor de puissance (fonctionnement en commutation), à une fréquence de découpage ( $f_d$ ) égale ou supérieure à 20 kHz. Ces convertisseurs AC-DC partent d'une tension alternative qui est le secteur (en général monophasé) Celui-ci étant directement redressé et filtré, une isolation galvanique entre la tension  $V_e$  et la tension de sortie  $V_s$  est nécessaire, Elle est assurée par un transformateur fonctionnant en régime impulsionnel, à la fréquence  $f_d$ , Il faut admettre, dans un premier temps, que les tensions sont en forme de créneaux et les courants en forme de rampes et que le point de repère des enroulements est fondamental à respecter.

Le synoptique de la partie puissance est indiqué sur la **figure II-2** .

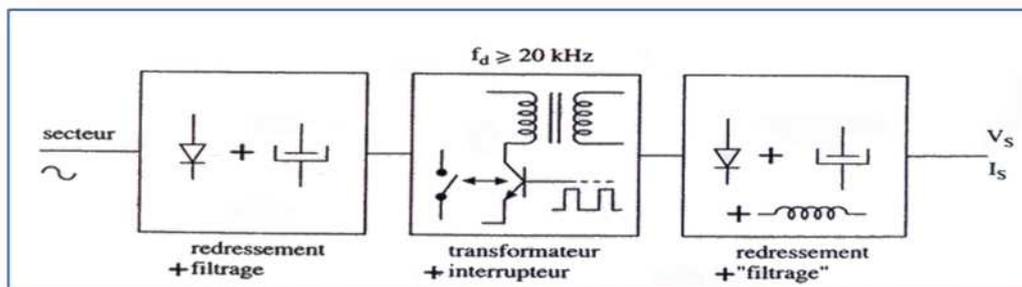


Figure II .2 : Structure d'une alimentation à découpage

La commande du transistor est assuré par des signaux en forme de créneaux avec un rapport cyclique variable (commande MLI Modulation de Largeur d'impulsion ou PWM (Pulse Width Modulation) La démagnétisation du circuit magnétique est souvent nécessaire à chaque cycle.

Un second ensemble redressement plus filtrage transformant les signaux impulsionnels issus du secondaire du transformateur en tension continue (tension d'utilisation  $V_s$ ).

#### II.3.1 Avantage des alimentations à découpage

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

$$U_{eff} = 4.44.f.B_{max}.n.S \begin{cases} f \rightarrow \text{Hz} \\ B \rightarrow \text{T} \\ S \rightarrow \text{m}^2 \\ U_{eff} \rightarrow \text{V} \\ n \rightarrow \text{nombre de spires} \end{cases}$$

On remarque que si  $f$  augmente,  $S$  et  $n$  diminuent. Il en est de même en régime impulsionnel. La haute fréquence de fonctionnement diminue aussi la dimension du condensateur de sortie.

Le transistor de puissance travaillant en commutation présente des pertes réduites, Le dissipateur associé est alors de faible dimension.

Ces deux éléments (transformateur haute fréquence et dissipateur réduit) font que les puissances massique (W/kg) et volumique (W/litre) sont importantes.

Les alimentations à découpage sont légères et peu encombrantes, leur rendement ( $\eta$ ) peut être excellent.

### II.3.2 Inconvénients des alimentations à découpage

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

### II.3.3 Types d'alimentations à découpage

Il existe deux groupes essentiels des alimentations à découpage :

#### II.3.3.1 Alimentations à découpage non isolé galvaniquement.

Le principe de fonctionnement de ces alimentations est lié au comportement de l'inductance. On trouve dans ce type :

- Alimentations fonctionnant en abaisseur ou Hacheur Série, Buck
- Alimentations fonctionnant en élévateur ou Hacheur Parallèle, Boost
- Alimentations fonctionnant en inverseur ou Hacheur à stockage inductif, Buck-Boost

#### II.3.3.2 Alimentations à découpage isolé galvaniquement.

Pour ce groupe d'alimentations on trouve :

- Alimentations Flyback : c'est l'alimentation objectif de ce projet qu'en vas la détaillé ensuite
- Alimentations Forward
- Alimentations Puch-pull..

## II.4 Comparaison entre des différents types d'alimentations

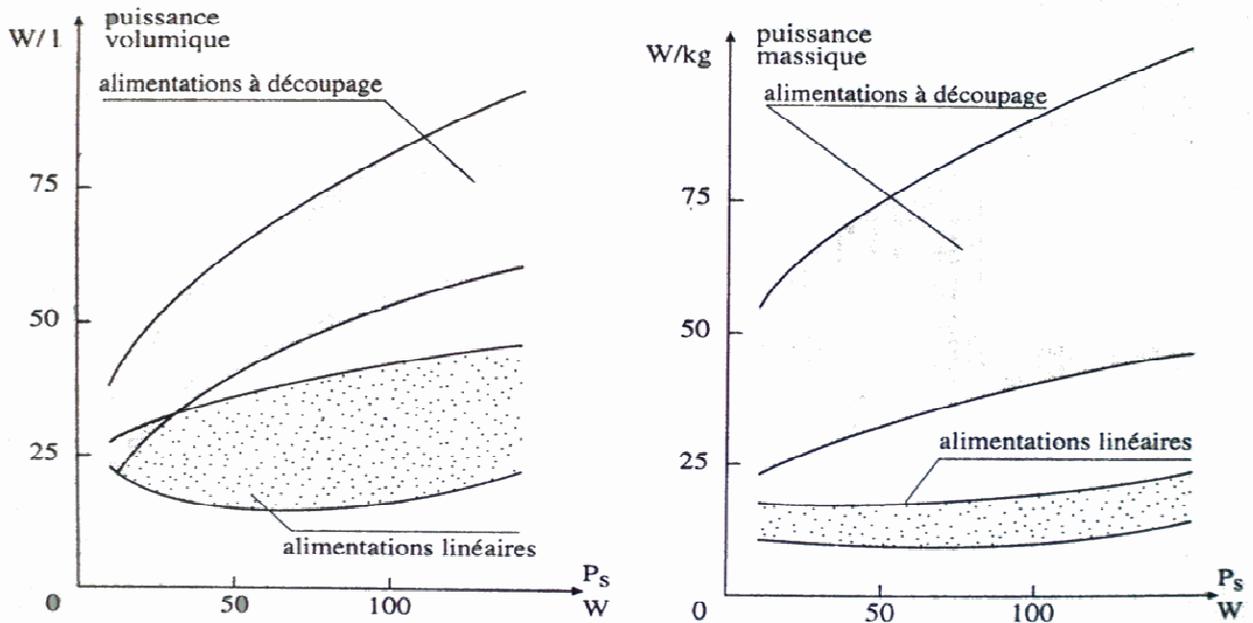


Figure II .3: Comparaison entre les alimentations linéaires et à découpages

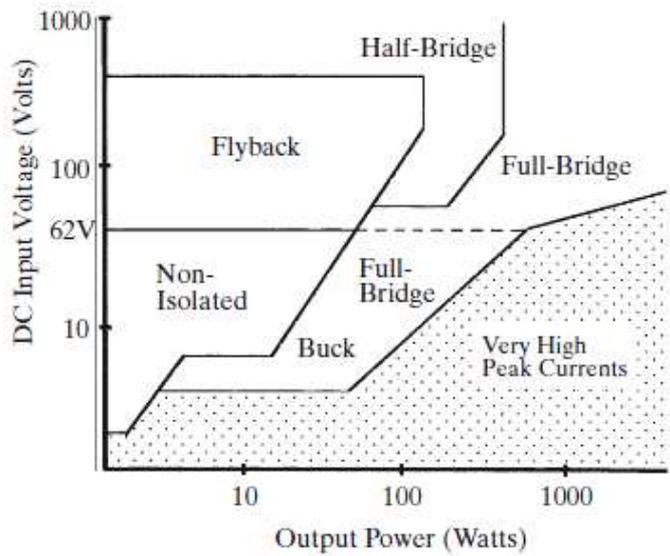


Figure II .4: Comparaison entre les différents types d'alimentations à découpages

### Chapitre III : ETUDE ELECTRIQUE DE LA CARTE ALIMENTATION A DECOUPAGE DE TYPE FLYBACK

#### III.1 Les différents blocs constituant la carte

Les cartes de l'alimentation à découpage sont réalisées par le Laboratoire SATIE - Équipe : Intégration Puissance Et Matériaux (IPEM) - Ecole Normale Supérieure de CACHAN, France.

La **figure III-1** ci-dessous représente les différents blocs constituant cette carte, ce schéma est très simple, il rassemble les deux cartes qu'on a, en plus il n'est pas précis au niveau de la constitution et la disposition des composants, mais il est représentable.

Les **Annexes 1 et 2** représentent les photos des deux cartes avec plus d'indications, les deux faces sont superposées sur une pour faciliter la lecture des pistes et des composants.

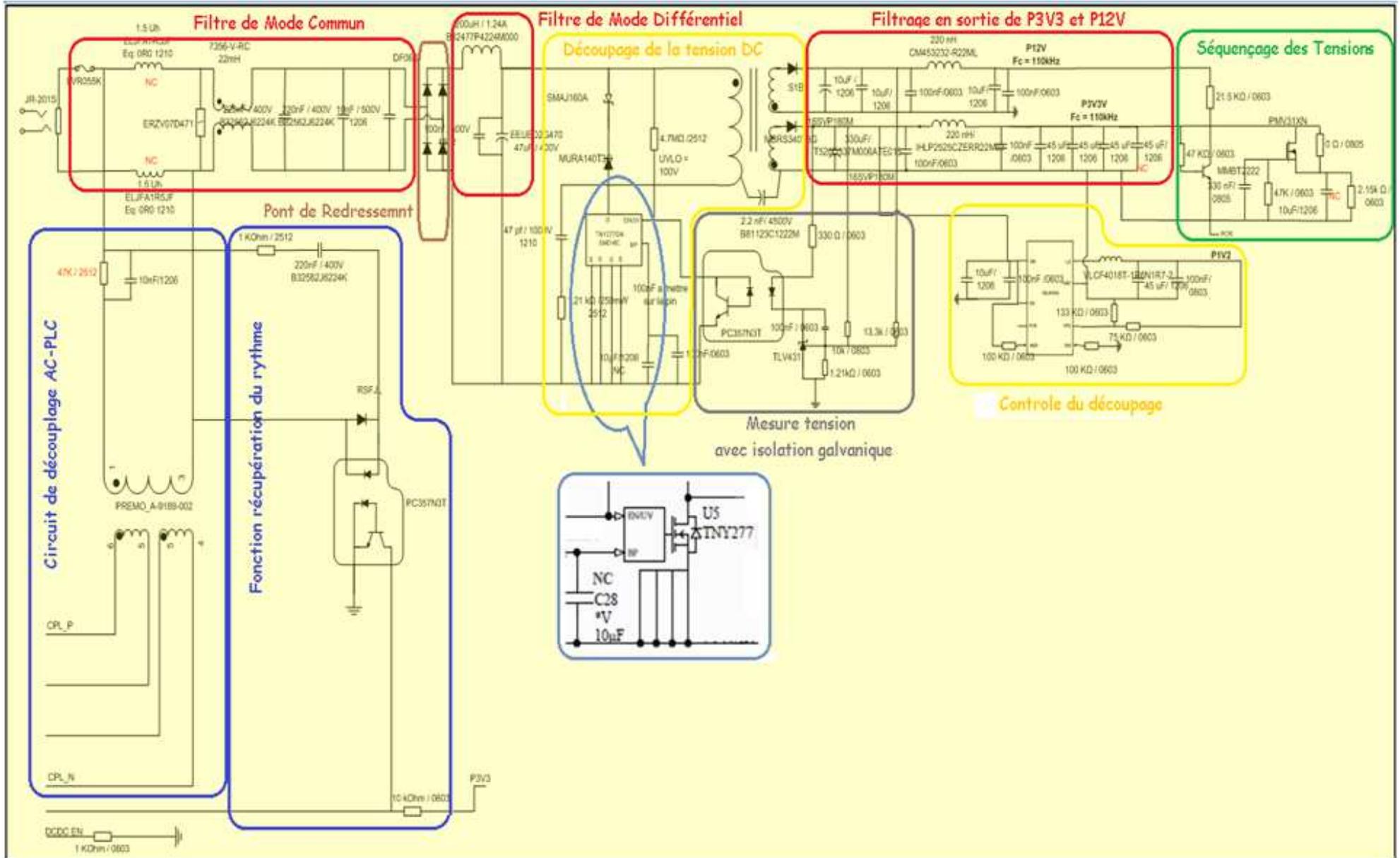


Figure III. 1 : Les différents blocs constituant la carte alimentation à découpage

### III.1.1 Fonction découplage

La fonction découplage entre le réseau AC et PLC est assuré par la capacité de découplage C15. Un amortissement parallèle du filtrage est assuré à travers la résistance R1 comme le montre la **figure III.2**.

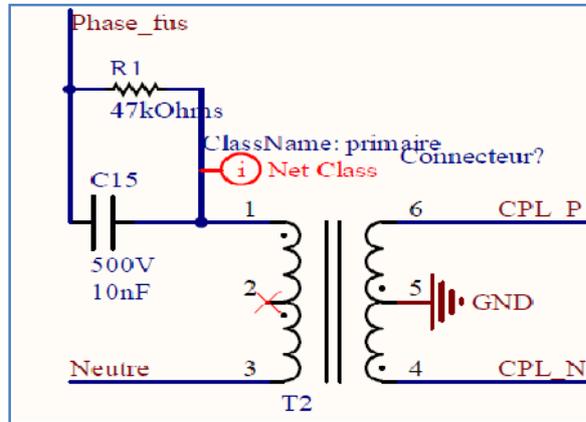


Figure III. 2 : Bloc fonction découplage

### III.1.2 Fonction récupération de rythme

La récupération du rythme est assurée par la fonction de la **figure III-3**. Après redressement, l'image du signal réseau est transmise au secondaire de l'optocoupleur et envoyée vers le connecteur. Cette fonction assure une isolation minimum de 1500V.

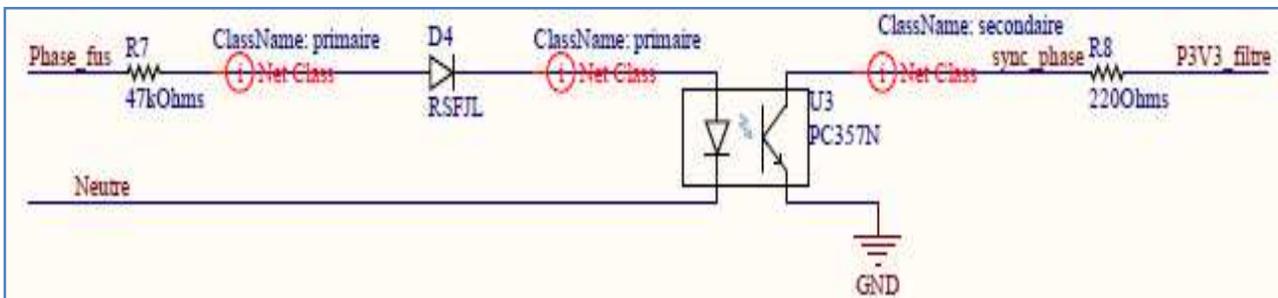


Figure III. 3 : Circuit assurant la fonction récupération de rythme

La polarisation de l'optocoupleur est faite à travers la résistance R7 tel que :

$$I_{Fmin} = (90/2 - 1.4) / 47000 = 0.93 \text{ mA}$$

Pour  $V_{AC} = 260V$ ,  $I_{fmax} = 2.74 \text{ mA}$  soit une puissance dissipée de 0.4W. Pour assurer la saturation de l'optocoupleur à partir de  $V_{AC} = 90V$ , et pour un derating fin de vie de 50%, la résistance de pull up à travers La première sortie P3V3 de la tension 3.3V qui fournit le courant au secondaire de l'optocoupleur.

### III.1.3 Les éléments de protection primaire

Le premier élément de sécurité indispensable est un fusible F1 qui protégera le réseau d'une défaillance de l'alimentation, et pas l'inverse ! Il sautera au cas où un court-circuit venait à se

produire au découpage notamment. Dans ce cas, le courant appelé devient extrêmement élevé et le fusible fond pour ne pas surcharger le réseau.

On continue dans la sécurité avec un varistor, noté S1, qui protège l'alimentation des surtensions brutales qu'il peut y avoir si jamais la foudre venait à s'abattre pas loin. En temps normal, cet élément à une très grande résistance électrique, le courant de fuite qui le traverse est donc négligeable et rien ne se passe. Par contre, lorsque la tension augmente brutalement au delà d'un certain seuil, sa résistance chute d'un seul coup et il court-circuite alors directement l'entrée. Comme il est capable d'absorber une très grosse énergie durant la fraction de seconde que dure le phénomène, il évite que la haute tension n'endommage ce qui se trouve derrière lui. Ça ne remplace pas un vrai système para-surtension, mais c'est une sécurité supplémentaire qui peut s'avérer bien utile.



### III.1.4 Le pond redresseur

C'est un convertisseur direct alternatif-continue relie une entrée monophasé à une sortie bipolaire. Le redressement permet d'obtenir un courant unidirectionnel à partir d'une source alternative, principalement monophasée ou triphasée. En général, le lissage du courant par inductance est utilisé pour les fortes puissances, et le lissage de la tension par condensateur pour les faibles puissances.

#### III.1.4.1 Etude statique des diodes

Pour la caractéristique statique de la diode les principales grandeurs caractéristique sont :

- La tension de seuil  $V_{DO}$ ,
- La résistance dynamique  $R_{DO}$ ,
- Le courant efficace  $I_{Deff}$ ,
- Le courant moyen  $I_{Dmoy}$ .

Les pertes moyennes en conduction: 
$$P_{DCond} = V_{DO} \cdot I_{Dmoy} + R_{DO} \cdot I_{Deff}^2$$

#### III.1.4.2 Le comportement dynamique des diodes

La phase dont les particularités ont une influence considérable sur la commutation d'une cellule est le blocage de la diode. Par principe, la conduction d'un courant par une diode PIN entraîne l'existence d'une charge stockée, essentiellement dans la zone faiblement dopée (couche N-). La phase de blocage va donc devoir s'accompagner de l'évacuation de cette charge stockée.

Pour présenter les phénomènes qui apparaissent dans le contexte d'un convertisseur à découpage, il nous faut prendre en compte un environnement représentatif de ce contexte. Pour cela, on introduit une cellule de commutation interrupteur-diode dans laquelle l'interrupteur est supposé parfait (*figure III.5*). Nous nous intéresserons ici exclusivement au blocage de la diode. Nous aurons l'occasion de revenir plus tard sur la commutation d'une telle cellule.

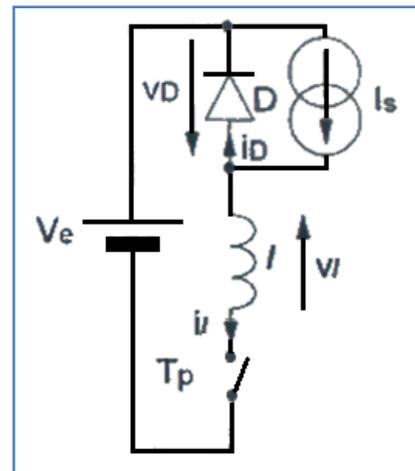
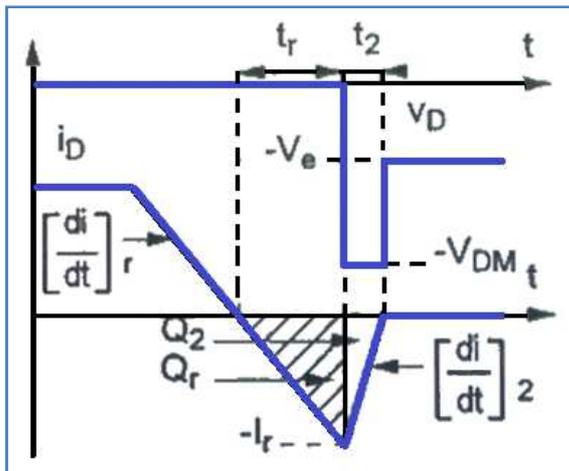


Figure III. 4 : Formes d'ondes idéalisées pendant le recouvrement      Figure III. 5 : Cellule de caractérisation

On suppose que la diode conduit initialement  $I_s$ , tandis que l'interrupteur  $T_p$  est ouvert. La mise en conduction de ce dernier va induire une évolution des grandeurs électriques dont la forme idéalisée est indiquée sur **figure III.4**:

L'interrupteur étant ici parfait, la pente de décroissance du courant  $(di/dt)_r$  est imposée par l'inductance avec:  $\left(\frac{di}{dt}\right)_r = -\frac{V_e}{l}$

Pendant cette décroissance, la diode est toujours conductrice mais une partie de la charge stockée pendant la conduction est éliminée par recombinaisons. La charge restante à l'annulation du courant et que l'on notera  $Q_r$ , va alors être évacuée par le biais d'un courant inverse. Pendant cette phase

(l'origine des temps est l'instant initial de cette phase), on peut écrire:  $Q(t) = \int i_D(t) = -\left(\frac{di}{dt}\right)_r \frac{t^2}{2} + Q_r$

$$\text{A l'instant } t=t_r, \text{ la charge } Q_r \text{ est évacuée, donc: } Q(t) = 0 = -\left(\frac{di}{dt}\right)_r \frac{t_r^2}{2} + Q_r \text{ soit } t_r = \sqrt{\frac{2Q_r}{\left(\frac{di}{dt}\right)_r}}$$

$$\text{On peut également calculer } I_r : I_r = \left(\frac{di}{dt}\right)_r t_r = \sqrt{2Q_r \left(\frac{di}{dt}\right)_r}$$

Durant toute la durée de ce phénomène, que l'on appelle généralement le recouvrement, la tension aux bornes de la diode reste quasiment nulle, Elle se comporte donc toujours comme un interrupteur fermé.

À l'issue de cette phase, la diode a retrouvé son pouvoir de blocage. Pour reformer la barrière de potentiel correspondant à l'état totalement bloqués il faut encore apporter une charge  $-Q_2$  telle que:

$$Q_2 = \frac{I_r \cdot t_2}{2}$$

Ceci s'accompagne du retour à 0 du courant  $i_D$  avec un  $\left(\frac{di}{dt}\right)_2$  qui dépend essentiellement de la technologie de la diode. Cette variation de courant induit aux bornes de l'inductance une tension qui constitue une surtension  $\delta s$  pour la diode. Celle-ci est donc soumise à une tension totale qui vaut:

$$V_{DM} = V_e + \ell \left(\frac{di}{dt}\right)_2$$

Pour remédier à ces problèmes de recouvrement, on utilise des diodes de Schottky

### III.1.4.3 Diodes de Schottky

C'est une diode qui a un côté de la jonction à usage spécial, est en or, argent ou platine et l'autre est en silicium dopé type N. Les orbitales des électrons libres du côté N d'une diode Schottky non polarisée sont plus petites que celles des électrons libres du côté du métal. Cette différence des orbitales s'appelle la barrière de Schottky.

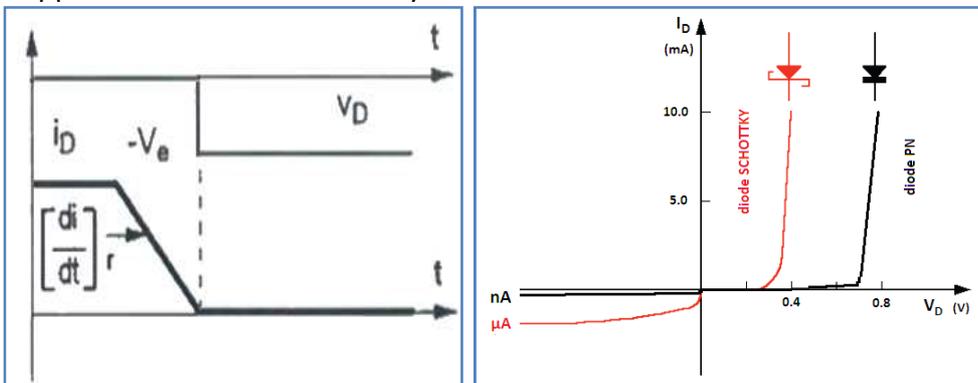


Figure III. 6 : Forme d'onde

Figure III. 7 : Comparaison entre les caractéristiques statiques d'une diode PN et d'une diode Schottky

Si la diode est polarisée en direct, les électrons libres du côté N acquièrent assez d'énergie pour circuler sur de plus grandes orbites. Donc, les électrons libres traversent la jonction et pénètrent dans le métal, ce qui produit un grand courant direct. Comme il n'y a pas de trous dans le métal, il n'y a pas de stockage de charge ni de temps de récupération inverse.

Les diodes Schottky dont le temps de recouvrement est inexistant (**figure III.6**) à cause de leur conception. Toutefois elles présentent deux inconvénients:

- La tenue en tension inverse est faible (40V à 50V),
- Leur capacité parasite est importante.

### III.1.4.4 Montage en pont de Graëtz

Les quatre diodes ont la même caractéristique (**figure III.8**). Pour une tension d'entrée de  $V_e = V_{e\max} \sin(\omega t)$ , la tension aux bornes de la résistance équivalente ( $R_{eq}$ ) est  $V_s = V_{s\max} \sin(\omega t)$  avec  $V_s = R_{eq} \cdot I_s$ ,  $V_{s\max} = V_{e\max}$  (diodes parfaites) et  $\omega T = 2T$ . La période de  $V_s$  est égale à la moitié de la période de  $V_e$  (**figure III.9**).

i. Calcul de la résistance équivalente du Flyback vue par le pont redresseur

On a  $P_s = P_a \cdot \eta = V_{smax} \times I_{smax} \times \eta = \frac{V_{smax}^2}{R_{eq}} \times \eta$

donc  $R_{eq} = \frac{V_{smax}^2}{P_s} \times \eta = \frac{(260\sqrt{2})^2}{11.9} \times 0.85 = 9.66 \approx 10\Omega$

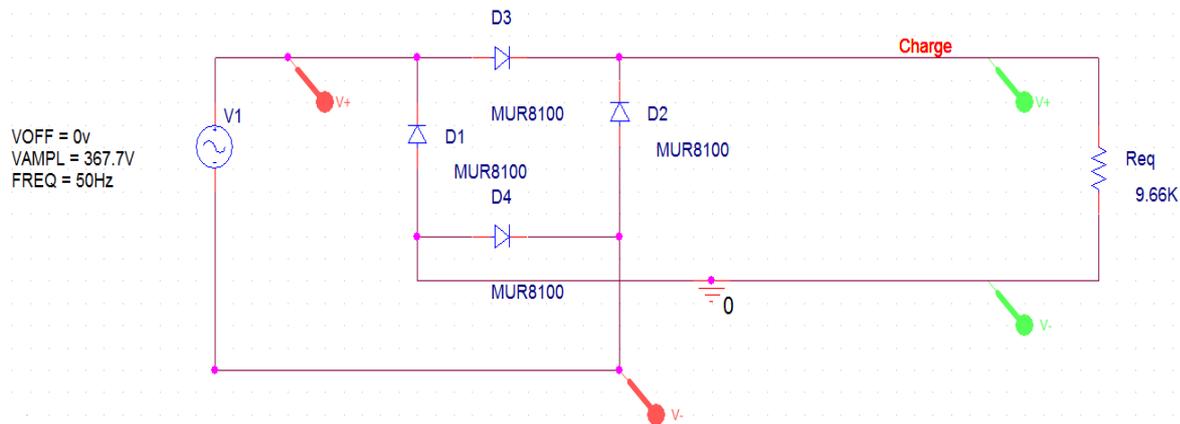


Figure III. 8 schémas du circuit redresseur sous OrCad-Spice

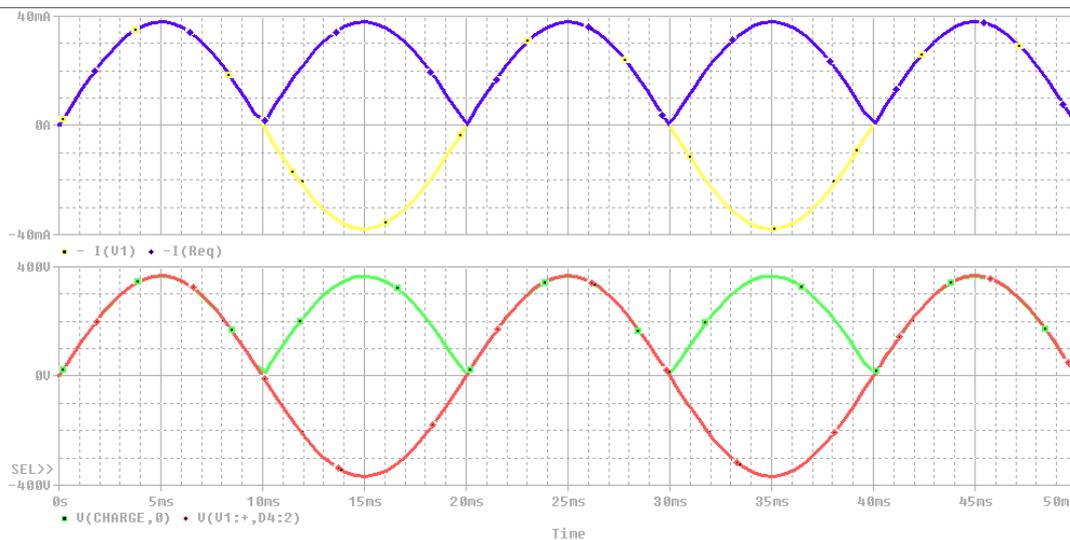


Figure III. 9: la forme d'onde obtenue à la sortie du redresseur (simulation sous OrCad Spice)

Après un simple calcul on obtient :  $V_{smoy} = \frac{2V_{smax}}{\pi}$  et  $V_{seff} = \frac{V_{smax}}{\sqrt{2}}$

$I_{smoy} = \frac{2V_{smax}}{R \cdot \pi}$  et  $I_{seff} = \frac{V_{smax}}{R \cdot \sqrt{2}}$

Donc le facteur de forme est :  $F = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \approx 1.11 \Rightarrow \beta = \frac{V_{smax} - V_{smin}}{V_{smoy}} = \frac{\pi}{2} = 1.57$  avec  $\beta$  est le taux d'ondulation.

**ii. Lissage du courant et de la tension par une inductance et une capacité**

Le condensateur de filtrage  $C_e$ , de sortie du redresseur (entré alimentation à découpage), se comporte comme un réservoir qui fournit l'énergie vers les circuits de puissance. Ce condensateur se charge uniquement pendant les moments où la tension réseau est supérieure à la tension continue, ce qui donne une tension continue faiblement ondulée. Il doit maintenir la tension positive pendant les alternances négatives du secteur, c'est-à-dire pendant une demi période,  $\Delta T=10ms$ .

La tension d'entrée sera considérée comme continue à 1% près :  $\Delta V_c = 1\%$ .

Le courant à travers le condensateur est  $I_e = \frac{C_e \cdot dV}{dt}$ .

Ce qui donne  $C_e = \frac{I_e \cdot \Delta t}{\Delta V}$  avec  $I_e = \frac{P_e}{V_e}$  avec  $P_e$  : la puissance d'entrée de l'alimentation.

Si la tension d'entrée est considérée à  $V_e = 260 \cdot \sqrt{2} = 367.7V$ .

$$\text{Donc } C_e = \frac{P_e}{V_e} \frac{\Delta t}{\Delta V_c} = \frac{15W \times 10ms}{367.7V \times 1\% \times 367.7V} = 40.4\mu F$$

**iii. Résistance de limitation**

Au démarrage, les diodes vont devoir supporter un fort pic de courant, dû au condensateur de sortie qui n'est pas chargé. Plus il se chargera, moins le pic sera important. ( *Figure III-10 et 11* )

Pour que les diodes ne soient pas détruites au premier pic nous allons placer une résistance ( $R_{limite}$ ) en entrée de pont pour limiter ce pic. Avec une résistance de 5 Ohm

Le premier pic sera d'environ 30 A, les diodes du redresseur peuvent supporter 300A pic, cette résistance est donc correcte.

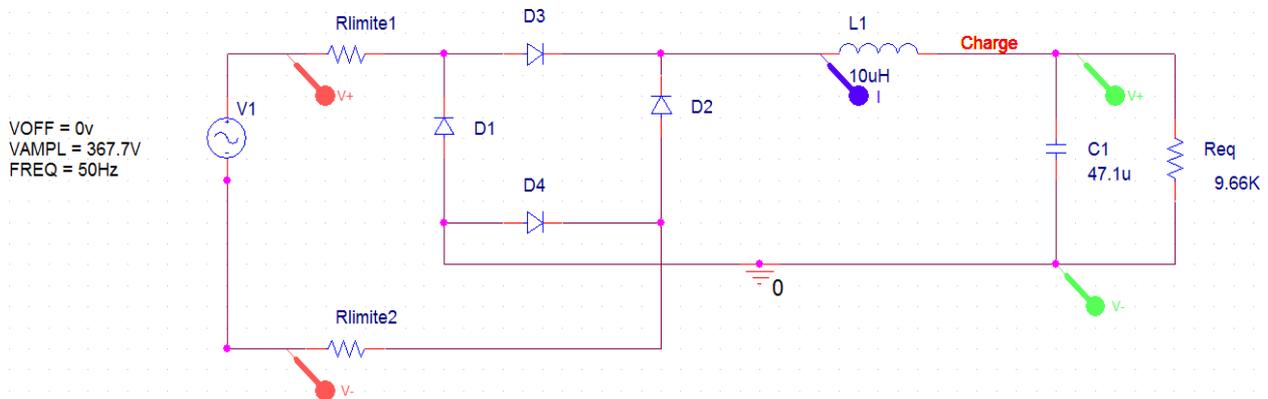


Figure III. 10 : schémas du circuit de redresseur après l'ajout des résistances de limitation en amant sous OrCad-Spice

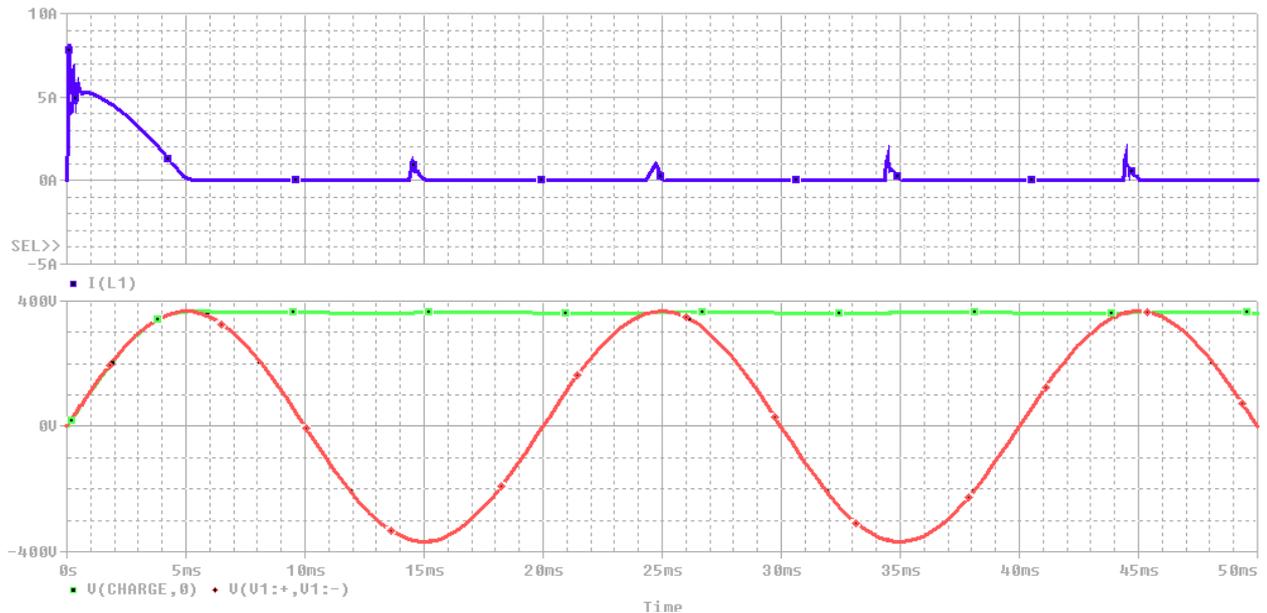


Figure III. 11 : La forme d'onde obtenue à la sortie après l'ajout des résistances de limitation (simulation sous OrCad Spice)

## III.1.5 Bloc Découpage de la tension avec isolation galvanique.

### III.1.5.1 Le transistor de commutation

#### i. Caractéristiques essentielles pour un transistor MOS

Si le choix se porte sur l'utilisation d'un tel transistor, c'est que le convertisseur est un hacheur ou un onduleur, que la puissance nominale envisagée est inférieure (approximativement) à 10 kW, et que son alimentation est inférieure à 250 V. On a vu qu'il y a un lien entre la fréquence du convertisseur et la puissance moyenne dissipée par le composant par commutation.

Les données techniques suivantes sont nécessaires pour caractériser un transistor MOS :

- $V_{DS}$  : tension drain-source maximale;
- $I_D$  : courant de drain;
- $Q_{G(on)}$  : charge nécessaire sur la grille pour saturer le transistor;
- $t_{dtd(on)}$  : retard à la commande pour saturer le transistor;
- $t_r$  : temps de montée pour saturer le transistor;
- $t_{d(off)}$  : retard à la commande pour bloquer le transistor;
- $t_f$  : temps de descente pour bloquer le transistor;
- $R_{DS(on)}$  : résistance drain-source à l'état passant.

Soit  $V_s$  la tension imposée à l'interrupteur à l'état bloqué, et  $I_s$  le courant traversant l'interrupteur à l'état saturé. Si  $T_e$  est la période de « découpage », on démontre que les pertes maximales totales  $P_T$  pour chaque transistor, obtenues par commutation et par conduction, sont données par :

$$P_T = V_s I_s \left( \frac{t_r + t_f}{2T_e} \right) + R_{DS(on)} I_s^2$$

Pour déterminer la puissance  $P_M$  commandée maximale envisageable par composant, on considère une tension maximale de travail  $U_M = 0,7 \times V_{DSS}$  et un courant maximal de travail (en fonctionnement continu)  $I_M = 0,7 \times I_D$ . On note que  $0,7^2 \approx 0,5$ . Cela donne,

$$P_M \approx \frac{1}{2} V_{DSS} \times I_D$$

### ii. Le comportement dynamique

Pour apporter des précisions sur le comportement dynamique du transistor MOSFET. Il est nécessaire d'introduire quelques éléments parasites. Les capacités parasites ont une influence importante sur ce comportement d'une part, du fait de leurs valeurs élevées, d'autre part, parce qu'elles constituent quasiment les seuls freins de MOSFET sur le plan dynamique. Dans certains cas, un autre élément parasite peut perturber le fonctionnement, il s'agit d'un transistor parasite de structure qui ne peut être éliminé. La localisation de ces différentes composantes est précisée **figure III.12**.

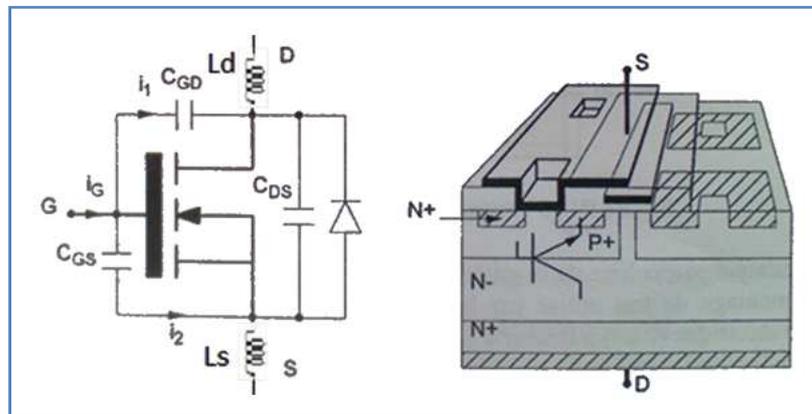


Figure III. 12 : Composantes parasites d'un transistor MOSFET

- $R_{ds}$  : Résistance entre le drain et la Source qui permet de régler les problèmes de convergence.
- $C_{gd}$  correspond à deux capacités en série :
  - Une capacité d'oxyde de valeur constante  $C_{oxd}$ , qui définit la valeur de  $C_{gd}$  lorsque le potentiel de drain  $V_{ds}$  est nul.
  - Une capacité de déplétion  $C_{gdj}$  de la zone désertée sous la grille du semi-conducteur lorsque  $V_{ds}$  est supérieure au potentiel de grille  $V_{gs}$ .
- Les trois capacités  $C_{gs}$ ,  $C_{gd}$  et  $C_{ds}$  traduisant le stockage des charges dans le transistor interviennent dans le fonctionnement transitoire.
- Transistor parasite de structure qui ne peut être éliminé.

Dans ce schéma équivalent, on peut considérer que la jonction base-émetteur du transistor parasite est court-circuitée. Il intervient alors comme une diode antiparallèle parasite. Utilisée comme telle, cette diode se caractérise par un niveau de charges stockées très élevé, peu propice au découpage haute fréquence. Parallèlement, si le phénomène de recouvrement intervient dans les conditions du paragraphe III.1.3.2 peut y avoir destruction du composant si le  $dV_{ds}/dt$  appliqué pendant cette phase de blocage est trop élevé ( $>5000V/\mu s$ ). Ceci fait que l'on évite généralement d'utiliser cette diode. Une des rares exceptions à la règle est l'utilisation du transistor MOSFET en thyristor-dual,

fonction interrupteur dans laquelle le blocage de la diode intervient a tension nulle. Dans ce cas, il est tout a fait possible d'exploiter cette diode parasite.

Il nous faut maintenant revenir sur l'influence des capacités parasites représentées ci-dessus. Cette influence se fera naturellement sentir pendant les commutations. Pour mettre en évidence les phénomènes qui interviennent, nous allons nous intéresser a la phase de fermeture d'un transistor MOSFET intégré dans une cellule de commutation dont l'exploitation est maintenant devenue routinière.

Si, le transistor étant plongé dans cette cellule, on attaque la grille par un générateur de courant constant, on obtient les formes d'ondes idéalisées suivantes (**figure III.13**):

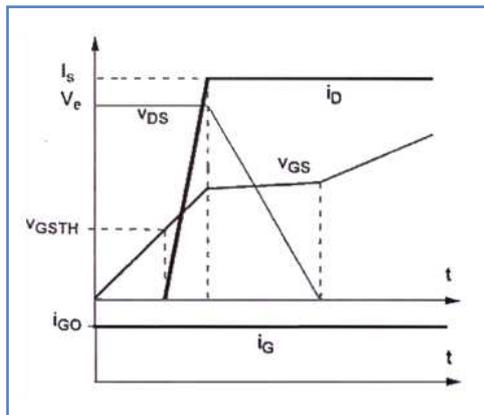


Figure III. 13 :Forme d'onde idéalisée à la fermeture

### III.1.5.2 Commande de l'alimentation à découpage

La tension d'entrée est découpée par le transistor  $T_1$  à une fréquence 1300Hz. Cette fréquence est issue d'un MLI (PWM) qui commande le transistor en faisant varier le rapport cyclique en fonction de la tension VS. On obtient ainsi une régulation de la tension de sortie. Le transformateur  $T_1$  fonctionne en inductances couplées.

Les inductances  $L_1$  pour le primaire et  $L_2$  pour le secondaire, ne conduisent jamais en même temps, c'est pourquoi les enroulements sont opposés. Le courant dans l'inductance n'est pas constant, mais le flux ne subit pas de discontinuité (**figure III.14**).

Le fonctionnement se décompose en deux phases:

- Phase 1: le transistor  $T_1$  est passant et la diode D bloquée, l'énergie est emmagasinée sous forme magnétique dans l'entrefer par l'inductance  $L_1$ .
- Phase2: le transistor est bloqué, la diode s'amorce et l'énergie magnétique emmagasinée au cycle précédent est restituée vers la charge grâce à l'enroulement secondaire  $L_2$ .

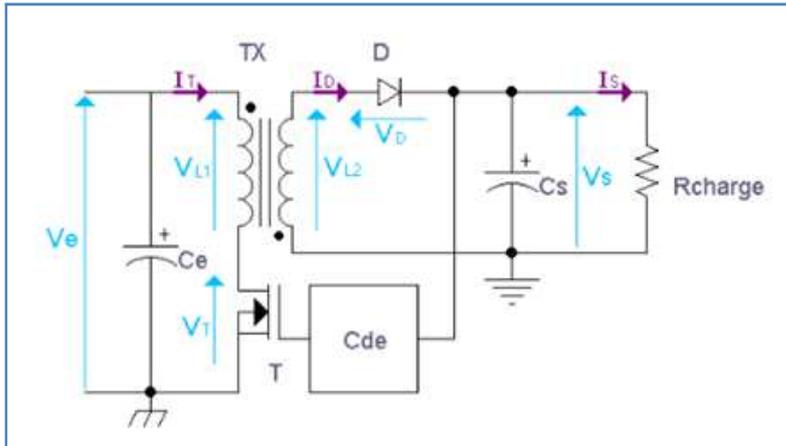


Figure III. 14: Schéma de principe de l'alimentation Flyback

Le condensateur Ce sert de découplage au secteur redressé; il fournit la composante alternative du courant absorbé à l'entrée.

Le condensateur Cs lisse la tension de sortie et permet de fournir la tension de sortie Vs lorsque la diode est bloquée.

Il faut noter que le montage ne doit pas fonctionner à vide car l'énergie emmagasinée ne peut être transférée vers la charge et risque de détruire le transistor et la diode.

Hypothèse

- Les composants commutant (la diode et le transistor) sont assimilés à des interrupteurs idéaux:
- Les tensions Ve et Vs sont constantes, du fait de la présence des condensateurs Ce et Cs.
- La fréquence de commande du transistor est fixe, donc la période de découpage est  $T_d=1/f_d$ . Le rapport cyclique est  $\alpha=ton/T_d$  avec ton: le temps pendant lequel le transistor est passant.
- Le transformateur Tx est considéré comme parfait, la résistance série de l'inductance primaire est négligée; donc on peut considérer les inductances comme chargées par une tension constante.
- On pose  $m=n_2/n_1$  : Le rapport du nombre de spires secondaire/primaire

**i. Première phase pour  $t \in [0, \alpha T_d]$**

Le transistor T1 est passant  $V_T=0V$  (figure III.15)

L'inductance primaire L1 est donc soumise à une tension constante Ve si la capacité Ce est chargée  $V_{L1} = V_e$  donc  $V_{L2} = -mV_{L1} = -mV_e$

La tension aux bornes du secondaire est donc négative et la tension aux bornes de la diode aussi  $V_D = V_{L2} - V_s < 0$  la diode D est donc bloquée  $I_D = 0A$ .

Elle doit supporter une tension inverse  $V_D = -(mV_e + V_s)$

On obtient donc le schéma suivant :

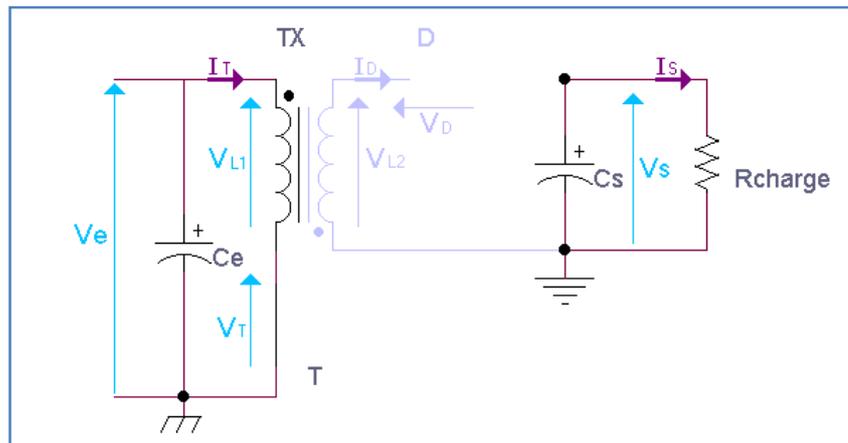


Figure III. 15 Schéma équivalent pendant la première phase

L'enroulement primaire se comporte comme une inductance pure soumise à une tension constante.

Le courant  $I_T$  (courant à vide ou magnétisant) évolue donc en forme de rampe  $I_T(t) = \frac{V_e}{L_1} \cdot \alpha \cdot T$

Pour  $t = \alpha \cdot T$ ,  $I_T$  atteint sa valeur maximum  $I_{T_{max}}(t) = \frac{V_e}{L_1} \cdot \alpha \cdot T$ .

A ce moment, l'énergie emmagasinée dans le circuit magnétique vaut  $W_e = \frac{1}{2} L_1 \cdot I_{T_{max}}^2$

**ii. Deuxième phase pour  $t \in [\alpha T_d, T_d]$**

A l'ouverture du transistor,  $I_T$  décroît rapidement. Le changement de pente courant impose l'inversement des tensions aux bornes du transformateur Tx (**figure III.16**).

$$V_{L1} = L_1 \frac{di_T(t)}{dt} \text{ avec } di_T(t) < 0 \Rightarrow V_{L1} < 0 \text{ et } V_{L2} = -m \cdot V_{L1} > 0$$

La tension aux bornes du secondaire est donc positive et le condensateur est toujours chargé à la tension  $V_s$ .

La tension  $V_D$  est donc positive aussi  $V_D = V_{L2} - V_s > 0$ .

La diode D est donc passante et à  $t = \alpha \cdot T^+$  on obtient  $I_D = \frac{V_{L2}}{R_{charge}}$

On obtient donc le schéma suivant :

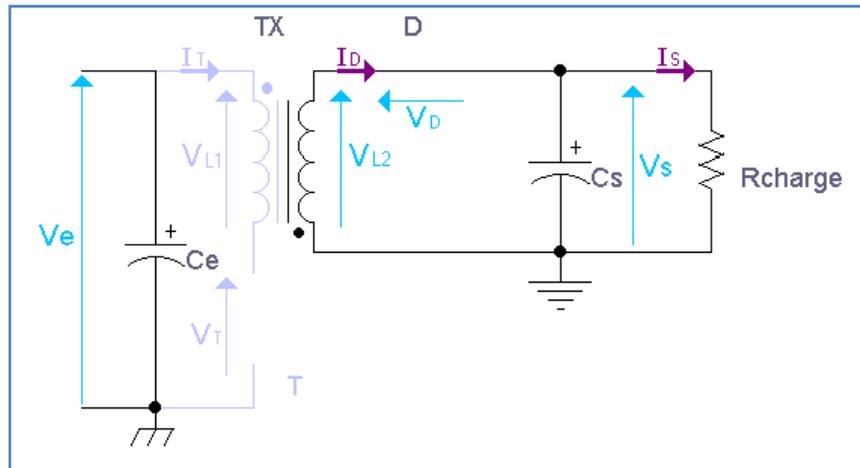


Figure III. 16 : Schéma équivalent pendant la deuxième phase

La tension de sortie  $V_s$  (supposée constante) se retrouve aux bornes du secondaire (à 1  $V_{D\text{seuil}}$  près)  
 $V_{L2}=V_s$

Cette tension est ramenée au primaire par le rapport  $\frac{1}{m}$   $V_{L1} = -\frac{V_{L2}}{m} = -\frac{V_s}{m}$

Le transistor  $T_1$  doit supporter une tension  $V_T = V_e - V_{L1} = V_e + \frac{V_s}{m}$

Le courant  $I_D$  décroît linéairement avec une pente

Dans le cas du régime discontinu, 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 plus aucune variation  $\left(\frac{d\phi}{dt} = 0\right)$

A  $t = T$ ,  $V_T$  est retombé à la valeur  $V_e$ .

### III.1.5.3 Définition de la tension minimale d'entrée

Après redressement, la tension du secteur est lissée par un filtre LC pour générer une tension d'attaque DC du convertisseur. La valeur minimale de la tension d'entrée AC étant 90 VAC, la tension

minimale DC générée dépendant de la capacité du filtre, ainsi on a :

$$V_{MIN} = \sqrt{\left(2 \times V_{ACMIN}^2\right) - \left(\frac{2 \times P_0 \times \left(\frac{1}{2 \times f_L} - t_c\right)}{\eta \times C_{IN}}\right)}$$

Ou :

- $P_0$  : puissance de sortie.
- $t_c$  : temps de conduction des diodes
- $\eta$  : rendement.

Pour un rendement à 80% et un  $t_c = 3\text{ms}$  on a pour  $C_{in} = C1 = 47\mu\text{F}$  :  $V_{red\ min} = 109\text{V}$

Avec pour  $V_{ac} = 90V_{AC}$ ,  $V_{red\ max} = 90 * \sqrt{2} = 127V$

La tension moyenne DC minimale pour le dimensionnement S est alors :  $(109+127) / 2 = 118V$

Dans les mêmes conditions et à  $260V_{AC}$  on aura un  $V_{red} = 365V$ .

### III.1.5.4 Modes de Fonctionnement (Conduction discontinue)

Le mode de fonctionnement est appelé discontinu lorsque le flux dans les enroulements a le temps de s'annuler au cours d'un cycle (**Annexe 3**).

Le flux circulant dans le transformateur s'annule pendant une partie de la période car, la quantité d'énergie demandée par la charge est assez faible pour être transférée dans un temps plus court qu'une période de commutation.

$$\begin{aligned} (1) \quad & V_{ds} = V_e + \frac{V_s}{m} \\ (2) \quad & V_s = \alpha \cdot V_e \cdot \sqrt{\frac{R \cdot T}{2 \cdot L1}} \\ (3) \quad & I_{Teff} = \frac{IL1_{max}}{\sqrt{3}} \cdot \sqrt{\frac{t1}{T}} \\ (4) \quad & I_{Def} = \frac{IL1_{max}}{k \cdot \sqrt{3}} \cdot \sqrt{\frac{t2}{T}} \\ (5) \quad & t1 + t2 < 0,8 \cdot T \end{aligned}$$

On remarque que le rapport de transformation  $m$  n'intervient pas dans la relation (2) 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  $m$  impose la tension de claquage  $V(BR)_{DSS}$  du transistor :  $V_{dsmax} = E + V_s/m$

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

### III.1.5.5 Le condensateur d'entrée

Ce condensateur est le même celle du sortie de redresseur, sa valeur est de  $47.1\mu F$

### III.1.5.6 Les condensateurs des sorties $C_{s1}$ et $C_{s2}$

Le condensateur de sortie fournit la tension  $V_s$ , qu'il présente à ces bornes pendant le temps  $t_1$  où la diode est bloquée.

$C_s = \frac{P}{V_s} \cdot \frac{\Delta t_{on}}{\Delta V_{ond.CàC}}$  avec  $V_{ond.CàC}$  l'ondulation crête à crête maximum tolérée en sortie, et

$$V_s = m \cdot V_e \cdot \frac{\alpha}{1 - \alpha} = m \cdot V_e \text{ car } \alpha = 0.5 \Rightarrow t_{off} = t_{on} = \frac{T_d}{2} = \frac{1}{2 \cdot f_d} \text{ donc } C_s = \frac{I_{out} \times t_{off}}{\Delta V} = \frac{P}{V_s \times 2 \cdot f_d \times V_{ond.CàC}}$$

Dans notre cas on a deux sorties : la sortie P12 qui a la tension 12V et la sortie P3V3 qui a la tension 3.3V donc :

$$C_{SOP3V3} = 122\mu F \text{ et puisque on a un facteur de vieillissement de 50\% donc } C_{SP3V3} = 244\mu F$$

$$C_{SOP12} = 8\mu F \text{ et puisque on a un facteur de vieillissement de 50\% donc } C_{SP12} = 17\mu F$$

La résistance série du condensateur augmente les ondulations de sortie, c'est pourquoi l'ESR (Equivalent Série Résistance) du condensateur choisie doit être la plus faible possible.

### III.1.5.7 Dimensionnement des éléments du circuit TNY277

#### i. Descriptions

Le circuit TinySwitch-III (**Figure III.17**) intègre un MOSFET de 700 V, un oscillateur, un commutateur de courant, un limiteur de courant (sélectionnable par l'utilisateur) et un circuit de coupure thermique. Il utilise un système de contrôle (CI ON/OFF) et offre une solution flexible de conception d'un système à faible coût et une capacité de courant prolongée.

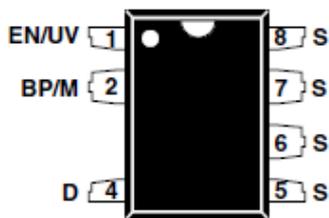


Figure III. 17: le circuit intégré TNY277

#### La broche Drain (D):

Cette broche est la connexion du drain de MOSFET de puissance. Il prévoit l'exploitation du courant interne à la fois pour le démarrage et le fonctionnement en régime permanent.

#### La broche BYPASS/MULTI-FONCTION (BP/M):

Cette broche a des fonctions multiples:

- Il est le point de connexion pour un condensateur de découplage externe pour l'alimentation interne de 5,85 V.
- Il s'agit d'un sélecteur de mode pour la valeur limite de courant, en fonction de la valeur de la capacité qui a été ajoutée. L'utilisation d'un condensateur de 0,1 uF limite la valeur du courant standard.
- Il fournit une fonction d'arrêt, lorsque le courant dans la broche de dérivation dépasse 5.5mA, le dispositif de verrouillage est en OFF jusqu'à ce que la tension de BP/M chute en dessous de 4,9V.

#### La broche EN/UV (ENABLE / sous-tension):

Elle permet le contrôle de la tension en ligne. En fonctionnement normal, la commutation du transistor MOSFET de puissance est contrôlée par cette broche. Le MOSFET de commutation est bloqué lorsque le courant tiré par cette broche est supérieur à un seuil qui est compris entre 75µA et 115µA.

La broche EN/UV contrôle également les conditions minimum de tension en ligne à travers une résistance externe connecté à la tension de la ligne DC. S'il n'ya pas de résistance externe raccordé à la broche, TinySwitch-III détecte son absence et désactive la fonction de sous-tension en ligne.

### La broche Source (S):

Cette broche est connectée en interne, à la source de MOSFET de sortie pour le retour à haute tension et au circuit de commande commun.

### ii. Les éléments constituant ce circuit

TinySwitch-III combine un MOSFET de puissance de commutation avec un contrôleur d'alimentation (régulateur) dans un seul appareil. Contrairement aux PWM (modulateur de largeur d'impulsion), il utilise un simple régulateur pour régler la tension de sortie.

Le régulateur est constitué d'un oscillateur, un circuit logique (horloge), la broche BYPASS/ MULTI-FUNCTION de sous-tension, un circuit contre les surtensions, une protection de surchauffe, un circuit limitant de courant, et un MOSFET de puissance. Le circuit TinySwitch-III intègre des circuits supplémentaires pour le contrôle de sous-tension en ligne, pour le redémarrage automatique, et pour l'adaptation du cycle de commutation, et la fréquence de gigue. Le **figure III.18** montre le schéma fonctionnel avec les caractéristiques les plus importantes.

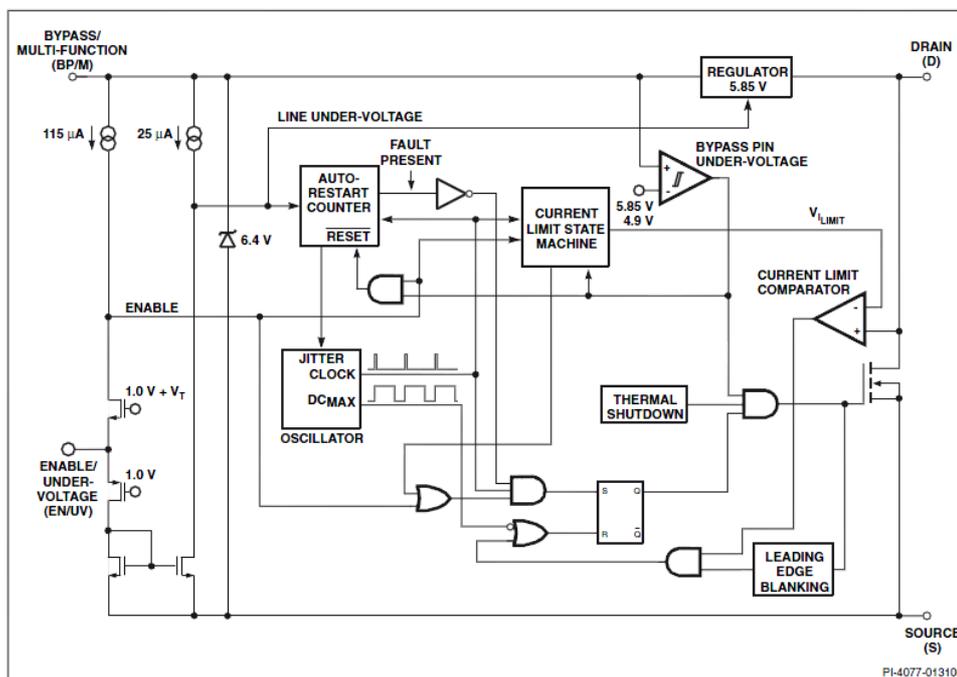


Figure III. 18: Schéma fonctionnel de CI TNY277

Ce circuit est constitué d'un : (voir **Annexe 4**)

- Oscillateur
- Circuit d'activation d'entrée et le circuit limiteur d'état
- Régulateur 5,85 V et 6,4 V de tension de serrage Shunt
- Une broche BYPASS/MULTIFONCTION sous-tension



### Bloc mesure de tension avec isolation galvanique

La tension de sortie est régulée par le régulateur d'ajustage de la précision de sous tension U6. Et lorsqu'elle dépasse la somme des tensions de U6 et de la LED de l'optocoupleur, un courant circule dans la LED de l'optocoupleur. Cela active le transistor de l'optocoupleur pour qu'il se comporte comme un puits de courant.

Quand ce courant dépasse le seuil de la broche EN/UV le cycle de commutation suivante est inhibé (blocage par diminution). Lorsque la tension de sortie est inférieure au seuil de réaction, un cycle de conduction est autorisé à se produire et, en ajustant le nombre de cycles cela permet de réguler la sortie.

Comme la charge est réduite, le nombre de cycles diminue cela permet d'abaisser la fréquence de commutation efficace et les pertes de commutation avec la charge. Cette efficacité fournit est presque constante pour des charges très léger, il est idéal pour respecter les exigences de l'efficacité d'énergie.

Comme les périphériques du dispositif TinySwitch-III sont complètement autoalimentés, il n'est pas nécessaire d'ajouter un enroulement de polarisation sur le transformateur. Toutefois en ajoutant un enroulement polarisé, le dispositif de protection contre les surtensions de sortie peut être configuré, on ouvrant une boucle de rétroaction.

Lorsqu'un état de surtension se produit, de telle sorte que la tension de polarisation la tension (5,85 V) de la broche BP/M, le courant commence à couler dans cette dernière. Et lorsque ce courant dépasse 5 mA le circuit interne de l'arrêt de verrouillage dans TinySwitch-III est activé. Cette condition est réinitialisée lorsque la tension de la broche BP/M chute et devient inférieures à 2,6 V après le retrait de l'entrée AC.

### Le rôle de R12

La tension lock-out configuré par R12 connectés entre le point de DC et la broche EN/UV de U5, présente un blocage du passage de courant jusqu'à ce que ce courant soit dans la broche EN/UV supérieur à 25  $\mu$ A. Cela permet à la tension de démarrage d'être programmé dans la plage de tension d'entrée de fonctionnement normal, empêchant la production des harmoniques en vertu de conditions anormales de basse tension et également sur la suppression de l'entrée AC.

### Le rôle de la capacité C28

Pour une flexibilité de conception, On choisi la valeur de C28 selon les 3 options de limites appropriée pour l'application :

- limitation de courant standard (ILIMIT) avec un condensateur de la broche BP/M C28 = 0,1  $\mu$ F, c'est le choix normal pour des applications typique.
- Pour le condensateur C28 = 1  $\mu$ F, on réduit mieux la limite du courant et les courants dispositifs RMS, donc on aura une meilleure efficacité, mais le problème qui se pose est le problème des pertes.
- Pour le condensateur C28 = 10  $\mu$ F, la limite du courant est augmentée, l'extension de la capacité de puissance pour des applications nécessitant une alimentation de pointe ou plus de puissance en continu, où les conditions thermiques le permettent.

### Protection contre les surtensions

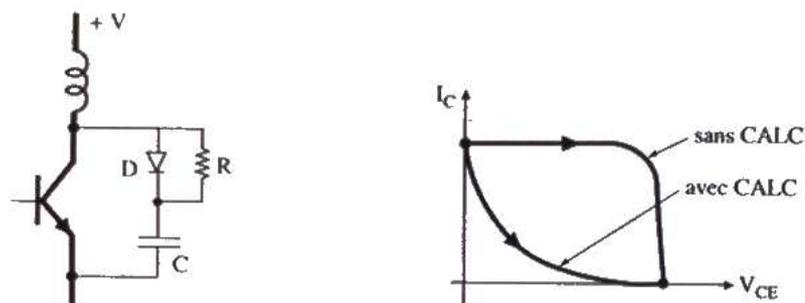
Le dispositif TinySwitch-III protège le circuit contre les surtensions par l'utilisation d'un verrou interne qui se déclenche par un seuil de courant d'environ 5,5 mA dans la broche BP/M. En plus d'un filtre interne, le condensateur de la broche BP/M forme un filtre externe fournissant le bruit de l'immunité de déclenchement intempestif. Pour que le condensateur de découplage soit efficace comme un filtre haute fréquence, il doit être situé aussi près que possible de la source et de la broche BP/M.

Pour une meilleure performance de la fonction OVP, il est recommandé d'utiliser une tension d'enroulement polarisée relativement élevée, dans la gamme de 15V à 30V. Cela réduit la tension d'erreur sur l'enroulement de polarisation due à l'inductance de fuite et assure également la tension adéquate pendant le fonctionnement à vide.

### Le CAC (Circuit d'Aide à la Commutation)

La figure représente le circuit RCD accompagnant le transistor de puissance, son rôle est d'imposer l'évolution du couple de valeur  $V_{CE}-I_C$  la plus près possible des axes, lors du blocage. Dans ces conditions, les pertes de commutation dans le transistor sont minimales et, en plus. L'ordre de grandeur de C est de 47pF et R est de 1.21K pour  $f_d=132\text{KHz}$ .

Le réseau d'aide à la commutation n'est pas obligatoire si on respecte les aires de sécurité de fonctionnement des transistors. Toutefois sa présence est conseillée lorsque la fréquence de travail de découpage est élevée.



## Chapitre IV : ETUDE CEM DE LA CARTE ALIMENTATION A DECOUPAGE DE TYPE FLYBACK

### IV.1 Introduction à la Compatibilité Electromagnétique

**CEM** : L'aptitude d'un dispositif, d'un appareil ou d'un système à fonctionner dans son environnement électromagnétique de façon satisfaisante et sans produire lui-même des perturbations électromagnétiques de nature à créer des troubles graves dans le fonctionnement des appareils ou des systèmes situés dans son environnement. »

**Perturbation électromagnétique** : tout phénomène électromagnétique, notamment un bruit électromagnétique, un signal non désiré ou une modification du milieu de propagation lui-même, susceptible de créer des troubles de fonctionnement d'un dispositif, d'un appareil ou d'un système.

Deux aspects sont inhérents à cette définition :

- L'aptitude d'un appareil à fonctionner dans un environnement plus ou moins perturbé,
- L'aptitude d'un appareil à fonctionner sans perturber l'environnement de manière excessive.

La notion de Compatibilité électromagnétique naît de la confrontation de ces deux aspects autour d'une ligne de partage, ainsi que l'illustre la **figure IV-1**.

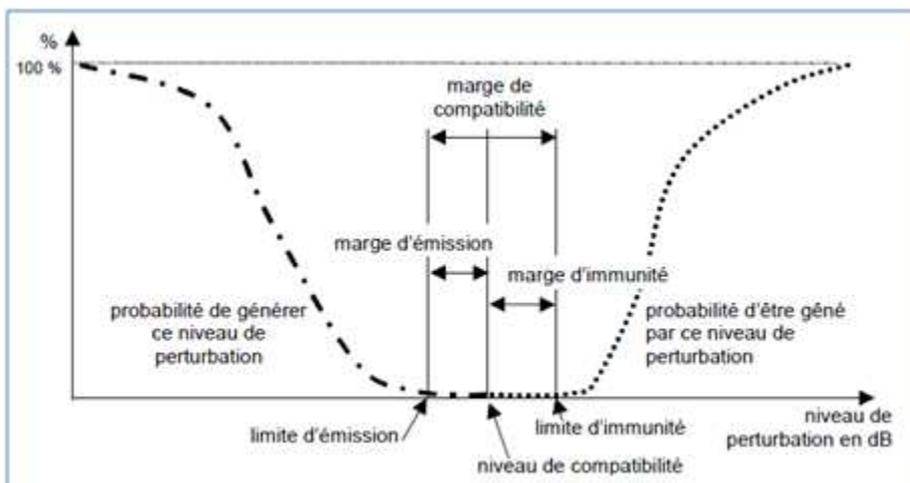


Figure IV. 1: Les limites de compatibilité électromagnétique

### IV.2 Les perturbations

La perturbation d'un équipement met en jeu trois éléments susceptibles d'être caractérisés **figure IV-2**

- La source de perturbation, qui se caractérise par sa puissance, sa durée, son spectre de fréquence, les champs qu'elle génère,
- Le vecteur par lequel la perturbation est transmise, on parle de mode de couplage,
- L'équipement victime de la perturbation.

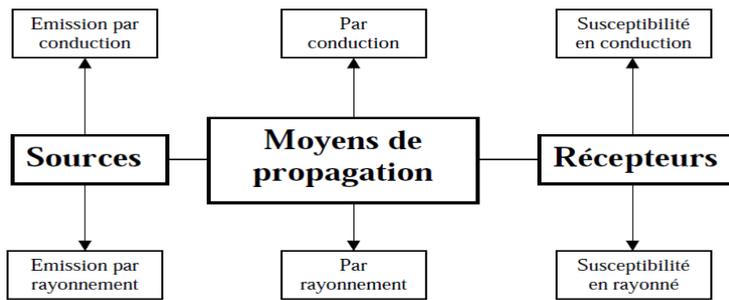


Figure IV. 2: Les éléments d’une perturbation et ses modes de couplage.

## IV.2.1 Les sources

Ce sont :

- Les sources naturelles
- Les sources artificielles
- Les sources intentionnelles
- Les sources non intentionnelles

## IV.2.2 Les vecteurs de propagation

La transmission d’une perturbation entre la source et une « victime » fait intervenir un ou plusieurs phénomènes physiques que l’on appelle des « couplages ». Selon les phénomènes en question, sur lesquels nous reviendrons, on parle de couplage par impédance commune, de couplage capacitif, de couplage inductif, de couplage électromagnétique. Ceci dit, la CEM fait une première classification entre les vecteurs en distinguant :

### IV.2.2.1 Les perturbations conduites :

Se sont les perturbations qui se propagent par les pistes de liaison, on trouve deux type de couplage :

#### i. Le mode différentiel

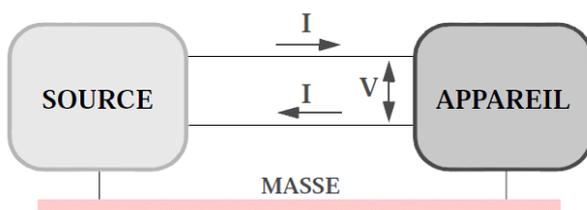


Figure IV. 3 : Mode différentiel

Dans ce mode (**figure IV-3**) tout le courant qui entre dans le récepteur revient vers la source par le fil de retour, différent de la masse. La différence de potentiel est mesurée entre les deux fils. Ce mode est très peu sensible aux perturbations

ii. Le mode commun

Le mode commun (*figure IV-4*) est un mode de propagation des parasites. Les signaux de mode commun se propagent dans le même sens sur tous les conducteurs. Les courants de mode commun reviennent par la masse.



Figure IV. 4 : transmission en mode commun

L'écoulement dans la masse du courant de mode commun

IV.2.2.2 Les perturbations rayonnées

Sont celles qui n'empruntent pas de voie matérielle, mais agissent par l'intermédiaire de champs magnétique, électrique, électromagnétique ;

IV.2.3 Les modes de couplages

IV.2.3.1 Couplage par impédance commune

L'impédance d'un conducteur électrique n'est pas nulle. Tout courant, utile ou parasite, qui parcourt un conducteur génère une différence de potentiel entre ses extrémités. Ce phénomène est appelé couplage par impédance commune (*figure IV-5*).

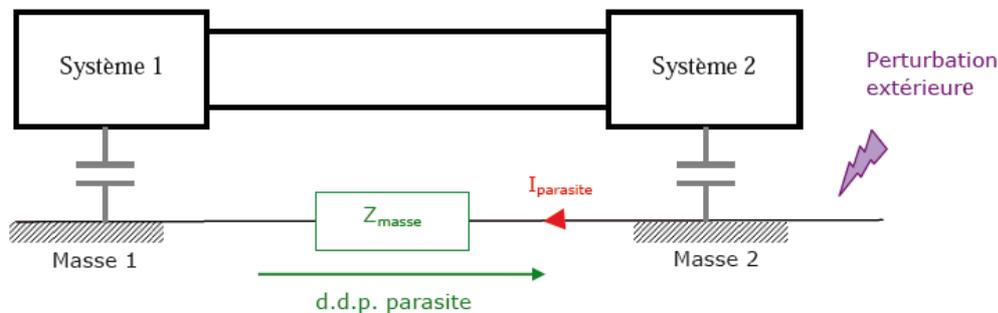


Figure IV. 5 : couplage par impédance commune

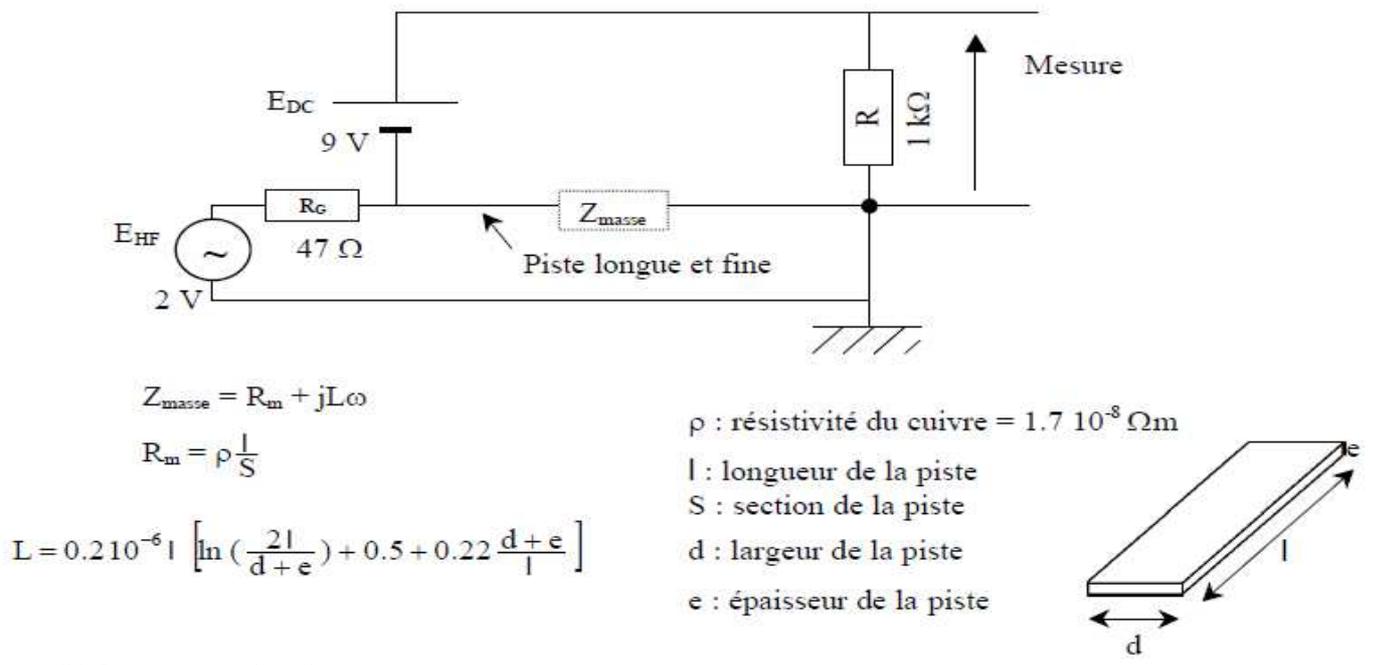


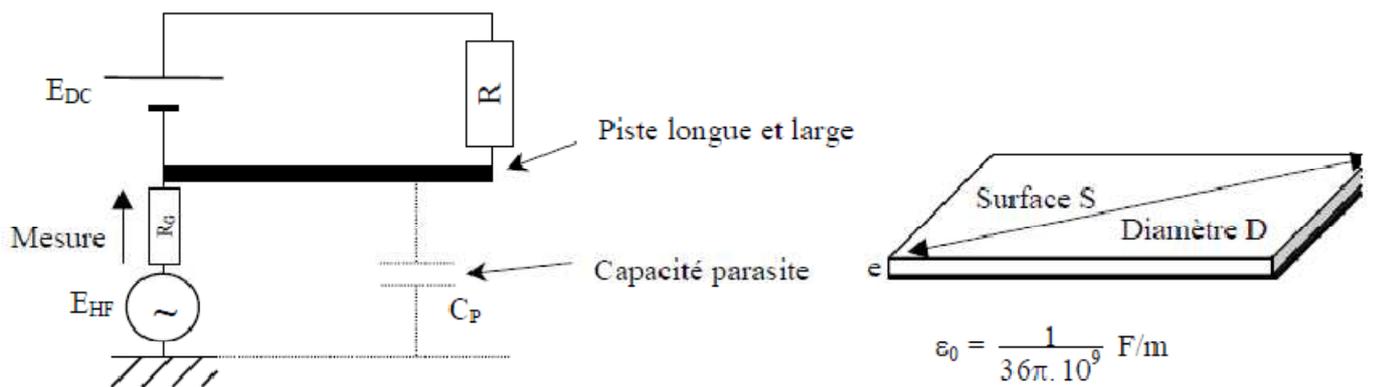
Figure IV. 6 : calcul de l'impédance commune

Afin de diminuer ce type de couplage, il est nécessaire de réduire l'impédance commune, mais également de réduire les courants parasites qui y circulent.

Une solution consiste à réaliser un maillage serré des masses, en connectant régulièrement à la terre le conducteur de référence (écran pour les câbles télécom, fil de terre pour les réseaux électriques).

### IV.2.3.2 Couplage conducteur à plan de masse

La capacité entre deux conducteurs voisins n'est jamais nulle. Sous l'action d'une perturbation extérieure, une différence de potentiel peut être engendrée entre ces deux conducteurs, donnant naissance à un courant de mode commun entre les deux systèmes. Ce phénomène est appelé couplage conducteur à plan de masse (figure IV-7).



Capacité parasite  $C = C_p + C_i$

$C_p = \epsilon \frac{S}{e}$  : capacité plane de 2 plaques séparées par un diélectrique de permittivité  $\epsilon$ .

$C_i = 35 \cdot 10^{-12} D$  : capacité intrinsèque qui prend en compte les effets de bord.

Figure IV.7 : calcul de la capacité parasite entre conducteur et plan de masse

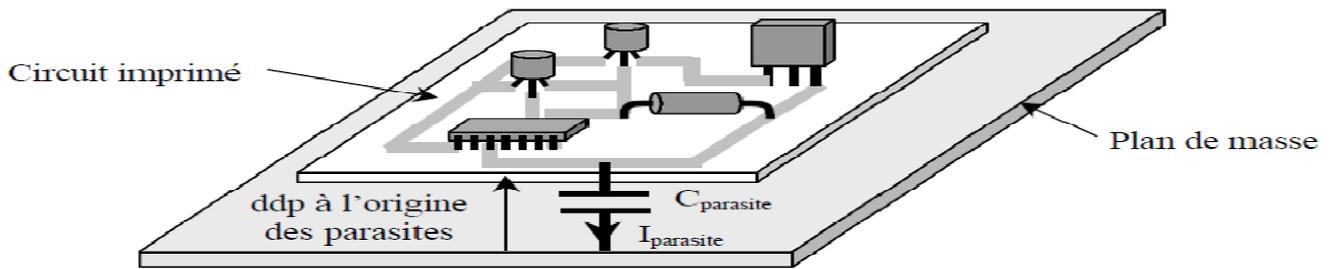


Figure IV. 8 capacité parasite entre circuit imprimé et plan de masse

Afin de réduire ce couplage conducteur à plan de masse, les solutions consistent à diminuer les capacités mises en jeu entre les circuits sensibles et la masse, mais également à réduire les variations brutales de tensions entre les conducteurs de cuivre et la terre.

#### IV.2.3.4 Couplage d'un champ magnétique avec une boucle

Un champ magnétique variable traversant une boucle y induit un flux magnétique variable dont toute variation crée une différence de potentiel contre électromotrice. Ce phénomène est appelé couplage champ à boucle.

Dans le cas d'une ligne monofilaire, un courant de mode commun peut être induit par un champ magnétique externe dans la boucle formée par le câble, le plan de terre et les impédances de connexion des équipements à la terre. Ce mécanisme est présenté sur la **figure IV.9**.

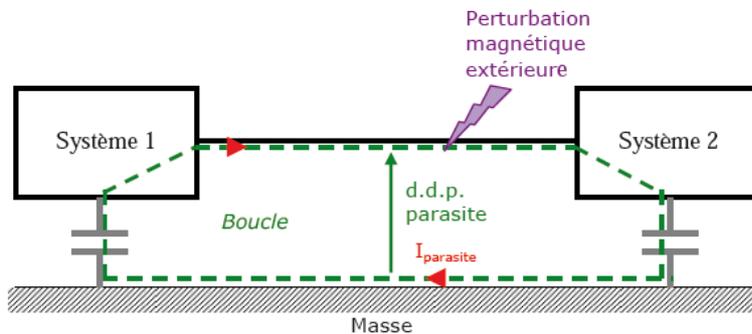


Figure IV. 9 : couplage d'un champ magnétique avec une boucle

Pour réduire le couplage champ à boucle, il est nécessaire soit de réduire la surface de la boucle (**figure IV-10**) victime pour diminuer l'effet d'antenne, soit de réduire le champ magnétique coupable.

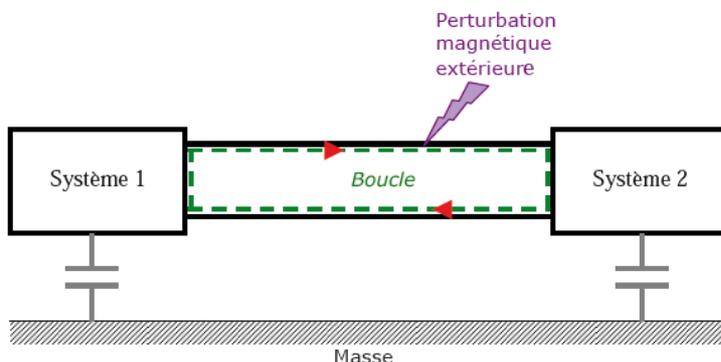


Figure IV. 10 : Réduction du couplage champ à boucle par de la surface de la boucle

Si l'on considère que la paire constituée des conducteurs 1 et 2 est parfaitement symétrique (*figure IV.9*), alors le champ magnétique perturbateur engendrera des courants de même intensité mais de sens opposé sur le conducteur 1 dans les boucles 1 et 2. Ainsi, les effets du champ magnétique sur le conducteur 1 s'annulent entre les boucles 1 et 2. Il en est de même sur les autres couples de boucles, mais également sur le conducteur 2. Le courant parasite résultant sur la paire est par conséquent quasiment nul. Ceci explique ainsi le fait que les paires téléphoniques sont torsadées.

#### IV.2.3.5 Couplage par diaphonie inductive

La diaphonie est un mode de couplage qui se rapproche du couplage champ à câble. Et, selon qu'elle a pour origine une variation de tension ou une variation de courant, elle est nommée diaphonie inductive ou diaphonie capacitive.

##### i. Description

Le courant dans une piste génère autour de cette piste un champ électromagnétique qui, à faible distance, peut être approximé comme un champ purement magnétique engendrant à son tour une différence de potentiel (d.d.p.) sur les conducteurs voisins, reliés à la terre par une impédance Z. Cette d.d.p. est proportionnelle à la mutuelle inductance M existant entre les deux conducteurs.

Pour réduire le couplage par diaphonie inductive, il faut donc diminuer la mutuelle inductance entre les circuits coupable et victime ou encore limiter les variations rapides de courant dans le circuit coupable.

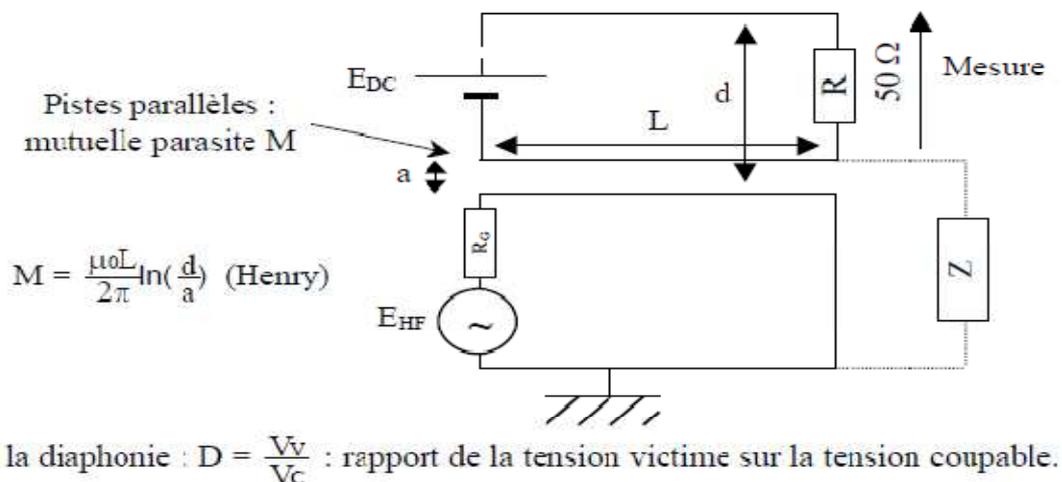


Figure IV. 11 : calcul de la diaphonie inductive

##### ii. Diaphonie inductive de mode différentiel

Dans ce cas, la d.d.p. parasite est induite entre une piste aller et une autre de retour du circuit victime, c'est-à-dire entre les deux conducteurs d'une paire. Si la distance entre les conducteurs aller et retour est faible, la d.d.p. sera faible. Pour réduire la diaphonie inductive de mode différentiel entre deux paires voisines et serrées sur une longueur significative.

**iii. Diaphonie inductive de mode commun**

La diaphonie de mode commun est plus sévère que la diaphonie de mode différentiel. Pour ce couplage, la d.d.p. parasite est induite entre un câble parallèle et le conducteur de masse le plus proche. Si la distance entre le câble victime et le conducteur de masse le plus proche est faible, la d.d.p. induite sera faible. Donc il faut rapprocher les masses des conducteurs. En effet, pour que le couplage inductif soit réduit, il faut en effet une circulation de courant dans le blindage dont le flux du champ magnétique s'oppose à celui créé par le circuit source.

**IV.2.3.6 Couplage par diaphonie capacitive**

**i. Description**

La différence de potentiel entre un conducteur et son environnement génère autour de ce conducteur un champ électromagnétique qui, à faible distance, peut être approximé comme électrique. Ce champ, s'il est variable, peut se coupler dans une autre structure filaire qui lui est parallèle et générer à son tour un courant, injecté sur les conducteurs proches. Ce phénomène est appelé couplage par diaphonie capacitive.

La diaphonie capacitive est nulle en continu. Comme la diaphonie inductive, elle demeure très faible tant que la fréquence de la d.d.p. coupable reste dans la gamme des fréquences industrielles. Aux fréquences élevées, la diaphonie capacitive est équivalente en énergie à la diaphonie inductive. Ce phénomène provient de l'effet de ligne qui donne l'illusion, aux premiers instants (pendant un aller-retour) qu'une ligne est une résistance (égale à l'impédance caractéristique).

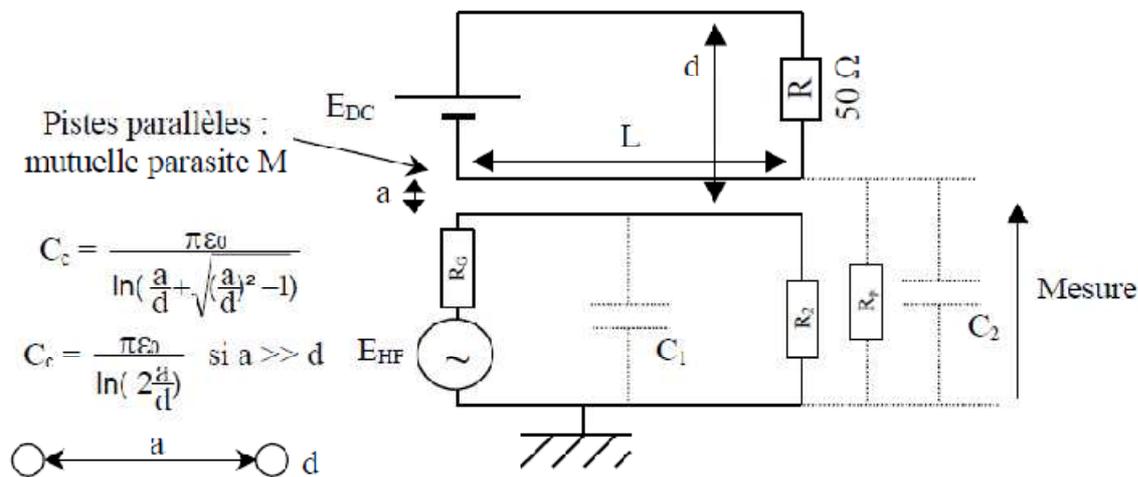


Figure IV. 12 : calcul de la diaphonie capacitive

Réduire le couplage par diaphonie capacitive implique de diminuer la capacité entre les conducteurs coupable et victime ou encore de diminuer les variations brutales de d.d.p. du circuit coupable.

**ii. Couplage capacitif de mode différentiel**

Dans ce premier cas, le courant parasite est collecté entre le conducteur aller et le conducteur de retour du circuit victime.

Les remarques précédentes concernant la diaphonie inductive des câbles à paires torsadées restent valides en diaphonie capacitive.

Cependant, il est possible ici de diminuer la diaphonie capacitive en basses fréquences par un écran rendu conducteur par aluminage. En effet, dans ce cas, le champ électrique ne traverse pas les feuillards conducteurs, même très minces (alors que dans le cas de la diaphonie inductive, les champs magnétiques perturbateurs le peuvent).

### iii. Couplage capacitif de mode commun

Dans ce deuxième cas, le champ électrique est généré par la d.d.p. de mode commun entre une piste et la masse. Le courant parasite est collecté par un câble victime parallèle ou câble coupable.

De même que pour la diaphonie inductive, si le câble employé est blindé et que son écran est connecté convenablement à la masse, aucun couplage câble à câble n'est à craindre.

Pour que le blindage puisse éliminer le couplage capacitif, la tension du blindage doit être égale à zéro. Pour une ligne électriquement courte, la mise à la terre du blindage à une de ses extrémités est suffisante pour maintenir la tension égale à zéro le long du blindage. Lorsque la longueur électrique de la ligne augmente, le blindage doit être mis à la terre à de multiples points espacés d'environ  $\lambda / 10$  ( $\lambda$  : longueur d'onde) pour assurer une tension approximativement constante le long du blindage.

### IV.2.3.7 Bilan sur les couplages

La question de la compatibilité électromagnétique apparaît comme quelque chose d'assez complexe, puisque les six modes de couplage ont tendance à apparaître simultanément en série ou en parallèle pour perturber de diverses manières les systèmes. De plus, ces modes couplages sont très préoccupants en hautes fréquences.

## IV.3 Les Normes CEM

L'analyse et la compréhension des problèmes de CEM des convertisseurs ou tout autre appareil électronique sont implicitement guidées par les multiples normes européennes et internationales, aujourd'hui imposées pour la commercialisation d'un équipement électrique.

Le respect des normes CEM représente pour le constructeur un gage de qualité et de compétitivité de ces produits. Cette conformité devient alors un véritable argument de vente.

Ces normes peuvent se scinder en deux groupes. Le premier définit le niveau d'émission conduite et rayonnée. Le deuxième groupe traite des niveaux de susceptibilité des équipements. Comme nous l'avons précédemment vu, cette étude porte sur l'estimation des perturbations conduites. Pour cela, nous allons prendre comme support la norme générique européenne EN55022, spécifiant les niveaux hautes fréquences des émissions conduites et rayonnées applicables aux domaines résidentiels, commerciaux et à l'industrie légère. Nous aurons également pour référence la norme CENELEC EN 61800-3, spécifiant les conditions de mesure et les niveaux d'émission des entraînements électriques et de la variation de vitesse.

Les niveaux sont donnés sur une échelle logarithmique en  $\text{dB}\mu\text{V}$  ; ce système d'échelle sera donc utilisé par la suite pour toutes les représentations spectrales.

$$dB_{\mu V}(V) = 20 \log_{10} \left( \frac{V}{10^{-6}} \right)$$

Les spécifications des normes relatives aux perturbations conduites dans la bande des fréquences radio (130kHz-30MHz) se divisent en deux catégories . La première, désignée par l'appellation "Classe A", définit le niveau d'émission pour des appareils destinés au secteur industriel. La seconde, et certainement non la moindre, est réservée au secteur domestique et hospitalier : c'est la Classe B. Comme nous pouvons le constater sur la **figure IV-13**, cette dernière possède un gabarit nettement plus contraignant que celui de la Classe A, et dont les niveaux sont ceux du Tableau IV-1. Généralement, les concepteurs des équipements électriques cherchent à répondre aux critères de la Classe B, ceci leur permettant de couvrir un marché plus vaste, voire, en allégeant les moyens de filtrage, de ne répondre qu'à la classe A.

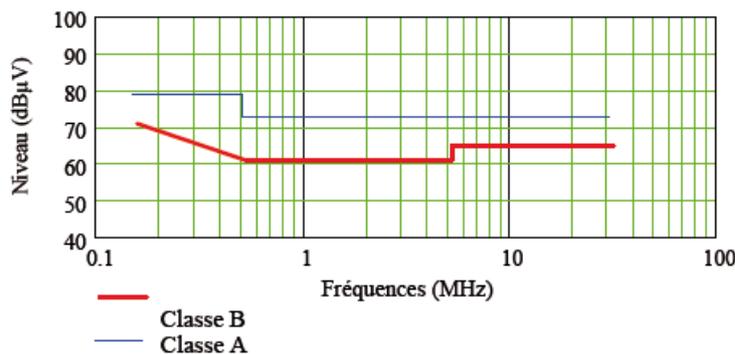


Figure IV. 13 : les 2 classes représentant les niveaux d'émission

Tableau IV-1 : Valeurs limites des gabarits pour les classes A et B

Fréquences (MHz)	Classe A (dBµV)	Classe B (dBµV)
0,13 – 0.5	79	66 – 56
0,5 – 5	73	56

Pour le mode conduit, le dispositif de mesure dépend essentiellement du niveau de courant absorbé par l'équipement sous test. Pour des courants de ligne inférieurs à 100 A, ce qui est le cas des équipements sur lesquels porte notre étude, le Réseau Stabilisateur d'Impédance de Ligne (RSIL) s'impose ; au-delà, il est possible d'utiliser des sondes de fréquence. Le RSIL permet comme son nom l'indique, de définir une impédance caractéristique stable des branches de mesure sur toute la plage de fréquences normative (130 kHz-30 MHz). Il permet ainsi une reproductibilité des mesures et de fixer, en partie, les conditions de mesure. Il existe plusieurs structures de RSIL, suivant les spécifications des Normes CEM relatives aux équipements testés.

#### IV.4 MODELISATION EN ELECTRONIQUE DE PUISSANCE

Les différentes étapes de la modélisation CEM des convertisseurs statiques sont aujourd'hui connues, pour ne pas dire maîtrisées. Ces étapes se résument à la définition et l'élaboration des modèles des principaux acteurs influençant la signature CEM du convertisseur. La représentation de la structure, qu'elle soit de type circuit ou mathématique, correspond à une juxtaposition cohérente des différents modèles de composants qui la composent. Il est de fait naturel que le choix des modèles doive se

faire en accord avec la méthode de calcul utilisée. Les premiers modèles vont porter sur les composants discrets, avant de s'intéresser à la connectique.

### IV.5 Les principales sources de perturbations

#### IV.5.2 Perturbations BF

##### IV.5.2.1 Structure en monophasé

En notant  $\omega$  : est la pulsation et  $\varphi_h$  : est le déphasage courant-tension au rang h, on peut exprimer la pulsation instantanée p comme suit :

$$p = v(t) \times i(t) = (V_m \sin \omega t) \times \sum_h I_h \sqrt{2} r \sin(h\omega t - \varphi_h)$$

$$p = V \sum_h I_h \left[ \cos\{(1-h)\omega t + \varphi_h\} - \cos\{(1+h)\omega t - \varphi_h\} \right]$$

Les harmoniques de puissance sont de rangs : 1-h et 1+h (h étant le rang pour les courants).

Tableau IV-2 suivant présente la puissance instantanée p en fonction des Rang

Rang h du courant	Termes correspondant de la puissance instantanée p
1	$VI_1 \cos \varphi_1 - VI_1 \cos(2\omega t - \varphi_1)$
2	$VI_2 \cos(\omega t - \varphi_2) - VI_2 \cos(3\omega t - \varphi_2)$
3	$VI_3 \cos(2\omega t - \varphi_3) - VI_3 \cos(4\omega t - \varphi_3)$
4	$VI_4 \cos(3\omega t - \varphi_4) - VI_4 \cos(5\omega t - \varphi_4)$

Bien entendu h ne se limite pas à 4.....

On observe que la puissance instantanée comprend bien un terme à fréquence nulle, donc indépendant du temps, et qui s'identifie bien sûr à la puissance moyenne ou active.

On peut remarquer également que les courants de rangs h-1 et h+1 contribuent à la puissance harmonique instantanée de rang h.

Il ya donc un lien direct entre harmoniques de courants et harmoniques de puissance instantanée et par suite, si le convertisseur ne présente pas d'invariance (dépourvu d'éléments d'accumulation), la connaissance du type de convertisseur et l'évaluation de la puissance instantanée p de trouver les harmoniques des courants prélevés au secteur.

C'est cela que nous examinerons sur les cas spécifiques présentés.

### V.5.2.2 Les perturbations générés par le pond de redressement

#### i. Introduction : les effets des harmoniques

C'est une des composantes sinusoïdales de la variation de la grandeur physique possédant une fréquence multiple de celle de la composante fondamentale (**figure IV.14**). L'amplitude de l'harmonique est généralement de quelques pour cent de celle du fondamental.

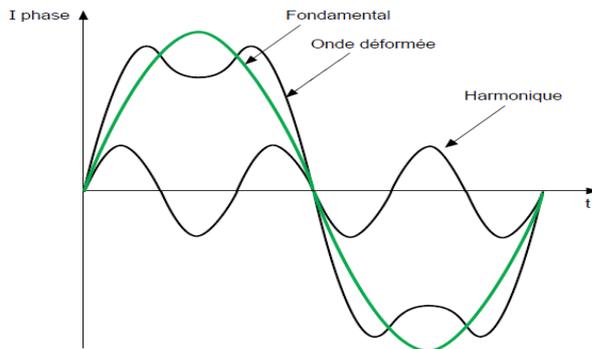


Figure IV. 14 : formes d'onde constituant un signal

Ces harmoniques ont des effets néfastes sur le comportement des éléments du circuit par exemple :

- Les tensions harmoniques peuvent perturber les dispositifs de régulation
- Elles peuvent influencer les conditions de commutation
- Vibrations, bruit
- Echauffement des condensateurs, des conducteurs..., par surcharges due aux tensions harmoniques

La tension redressé  $V_s$  à l'allure classique du redressement bi-alternance d'une sinusoïde Figure

Pour l'étude de ces harmoniques nous avons adopté la démarche suivante :

- Recherche de la représentation fréquentiel de  $V_s$  ;
- Recherche de la puissance instantanée en sortie  $P_s$
- Comparaison de  $P_{DC}$  et de l'expression du p coté alternatif
- Déduction des harmoniques coté alternatif

#### ii. Représentation fréquentielle de la tension de sortie ( $V_s$ )

La tension  $V_s$  est égale au produit de la tension réseau  $V_e(t)$  et d'une onde rectangulaire  $R(t)$  de niveaux (+1) et (-1) :  $V_s = V_e(t) * R(t)$  (**figure IV-15**).

La décomposition en séries de Fourier de  $V_s$  va être obtenue à partir de celle de  $i(t)$

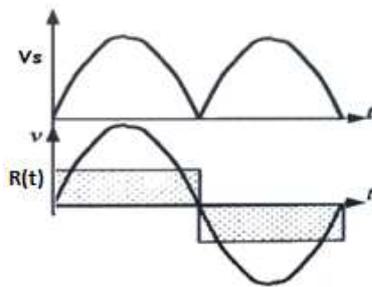


Figure IV. 15 : les signaux d'entrée sortie du redresseur

La décomposition en séries de Fourier de  $V_s$  est obtenue à partir de celle de  $V_e(t)$  (**Voir l'annexe 5**)

La fonction rectangulaire  $R(t)$ , de par ses symétries, n'a que des sinus impairs dans sa représentation fréquentielle, dont les amplitudes crêtes sont données En annexe :

$$V_s = \frac{2V_{eff}\sqrt{2}}{\pi} \left[ 1 - 2 \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\cos 2k\omega t}{(2k+1)(2k-1)} \right]$$

### iii. Représentation fréquentielle de la puissance $P_{dc}$ en sortie

On utilisant le logiciel Matlab pour représenter  $V_s$  sous forme discrète (**figure IV-16**). Pour avoir la puissance on multiplie cette tension par  $I_s$ .

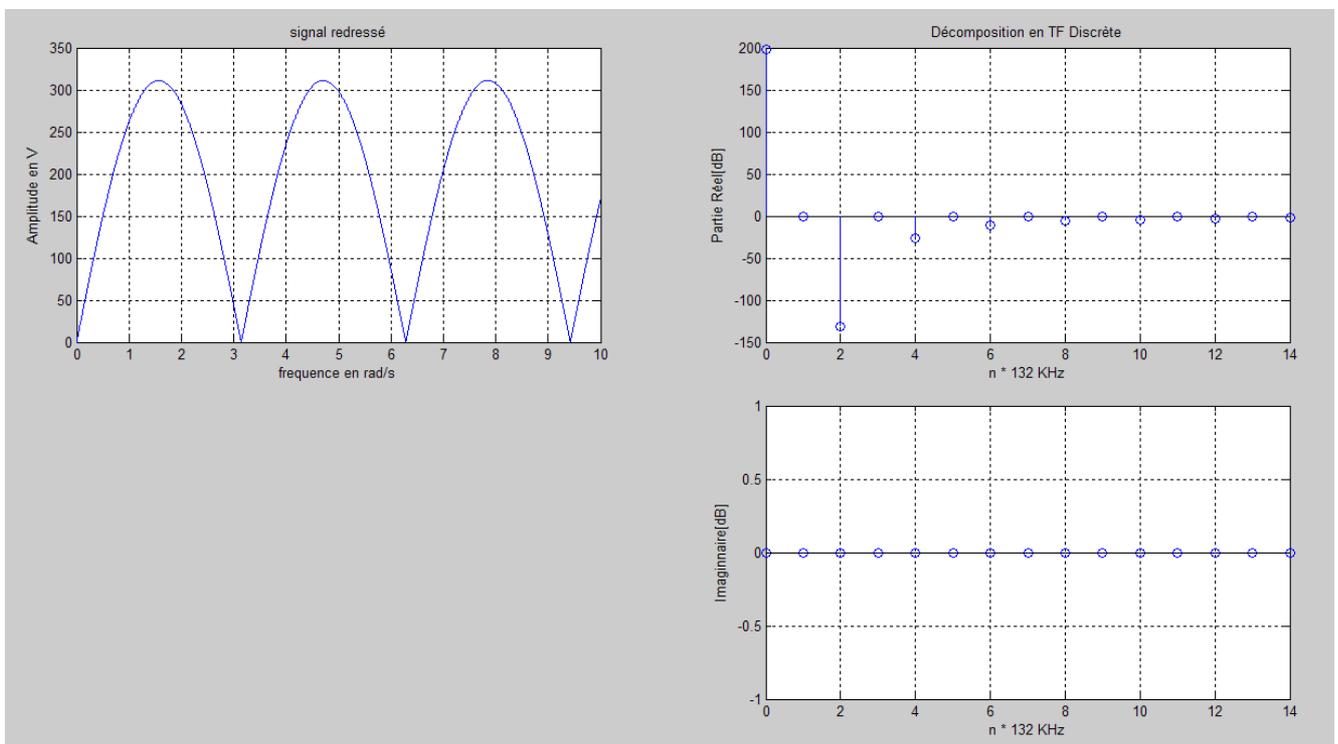


Figure IV. 16 : décomposition en série de Fourier du signal bi-alternance sortie de redresseur

On remarque bien que le signal contient des harmoniques alors pour protégé le réseau et la charge (alimentation à découpage) contre ces harmoniques il nous faut ajouter des filtres.

#### iv. Comparaison de P<sub>DC</sub> et de l'expression du P<sub>AC</sub> coté alternatif

On voit d'abord que la puissance moyenne (active) est conservée, donc :

$$P_{AC} = VI_1 \cos(\varphi_1) = \frac{2V_S I_S \sqrt{2}}{\pi}$$

On remarque ensuite que dans l'application « redresseur » il n'y a pas de termes impairs de puissance instantanée harmoniques et l'expression généralisé de p établies à partir de du Tableau dans ce cas serait.

$$P_{AC} = P_{DC} + V \sum_{k=1}^{+\infty} [I_{2k+1} \cos(2k\omega t - \varphi_{2k+1}) - I_{2k-1} \cos(2k\omega t - \varphi_{2k-1})]$$

On remarque que la puissance instantanée de rang 2k est due aux harmoniques de courant de rangs 2k-1 et 2k+1. Ce qui était évidemment prévisible puisque la tension sinusoïdale Ve(t) n'a qu'un rang :1.

#### v. Dédudition des harmoniques coté alternatif

On peut partir des expressions des puissances, mais ici le cas est plus facile à traiter on observe que :

$$i = \frac{V_S I_S}{Ve(t)} = R(t) \cdot I_S \quad i = I_S \sum_{k=0}^{\infty} \frac{4}{\pi(2k+1)} \sin(2k+1)\omega t$$

Les harmoniques sont donc des amplitudes qui en décibels vont décroître de 20dB par décade (en fonction de la fréquence bien sûre).

L'ennui est que les harmoniques commencent au rang trois et que le filtrage sera lourd. Pour cela on a utilisé un filtre Mode Commun entre le réseau et le pond de redressement afin de protégé l'un contre l'autre et on a utilisé aussi un filtre Mode Différentiel entre le pond de redressement et la charge (alimentation à découpage) pour protégé l'un contre les perturbations émis par l'autre ces filtres ont les structures suivantes.

### IV.5.3 Perturbations HF

#### IV.5.3.1 Introduction

L'alimentation à découpage est composée du circuit de puissance et de circuits auxiliaires qui assurent la commande. Les niveaux d'énergie entre ces deux types de circuits sont très différents et font craindre une interaction néfaste de la puissance sur la commande (auto-perturbation). Les commutations brutales, tant en di/dt qu'en dv/dt des semi-conducteurs de puissance tel que le transistor MOS et la diode, sont des sources de perturbation très efficaces pour les circuits bas niveaux environnants. Cette interaction est assurée par l'un ou les modes de couplages qu'on a vus précédemment.

- Le couplage peut être d'origine galvanique; dans le jargon généraliste de la CEM, on parle alors de couplage par impédance commune.
- Le couplage peut se faire de façon immatérielle, c'est-à-dire par rayonnement de la partie puissance sur la partie commande.

### IV.5.3.2 Les effets des couplages

Nous allons mettre en évidence sur une structure typique de commande d'interrupteur de puissance T MOSFET commandé en tension, les effets induits sur le bon fonctionnement de la commande par le couplage éventuel de la puissance. Le schéma suivant montre les deux boucle l'une de commande et l'autre de puissance (*figure IV-17*).

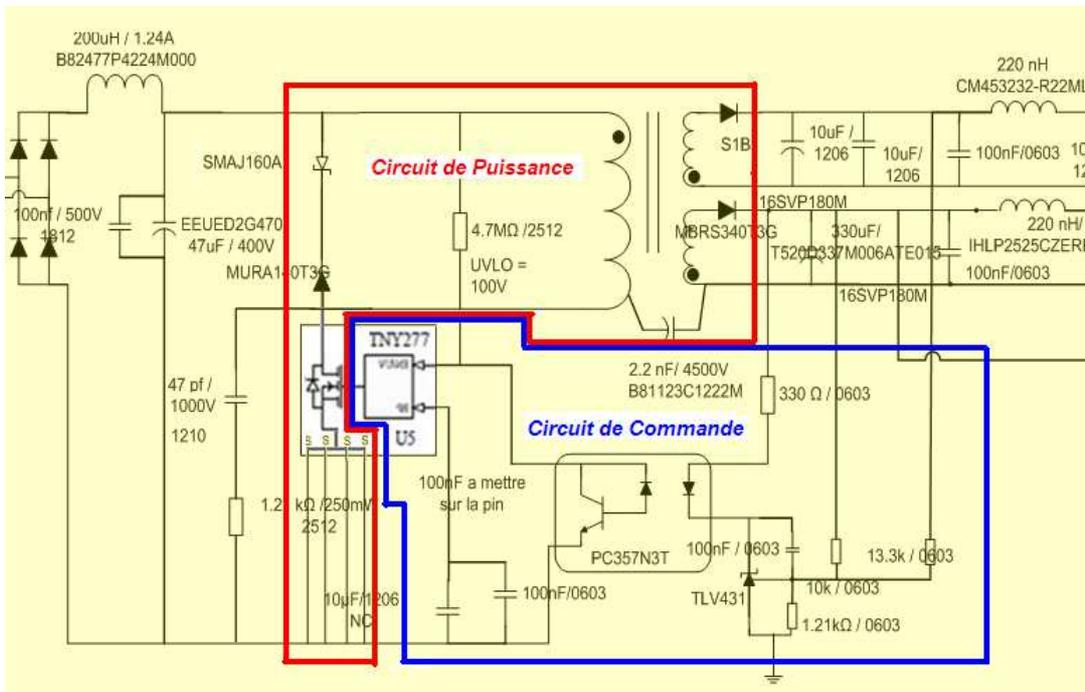


Figure IV. 17: Structure de la partie commande et partie puissance

#### i. Couplage par inductance commune

Le schéma de la *figure IV-18* montre les paramètres intervenant dans cette phase.  $L_s$ ,  $L_m$ ,  $L_g$  sont des inductances parasites de câblage. La commande est modélisée par un générateur de créneau.

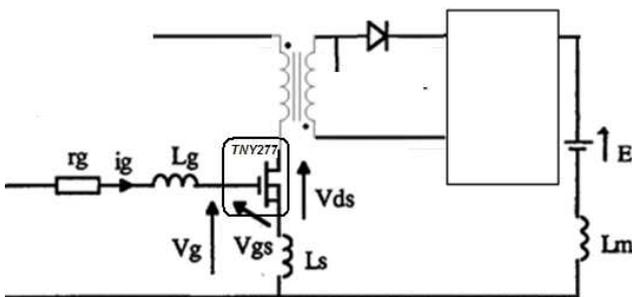


Figure IV. 18 : les inductances parasites entre la partie commande et partie puissance

En plus de transformateur,  $L_s$  est lien galvanique entre les deux circuits autres que ceux réalisés éventuellement par les alimentations auxiliaires (auto-alimentation...). Le terme résistif de la liaison est toujours négligeable devant le terme inductif, quel que soit le mode de câblage et même en prenant en compte les effets de la fréquence (peau et effets de proximité).

- $V_g$  est la tension grille-source que l'on peut mesurer facilement à l'aide d'un oscilloscope.

- $V_{gs}$  est la tension appliquée entre grille et source et qui commande véritablement l'état du transistor de puissance.
- $L_s$  représente l'inductance commune entre le circuit de puissance et le circuit de commande ; elle est traversée par le courant de drain  $I_d$  et le courant de grille  $I_g$  simultanément lors des commutations. Une partie de cette inductance est d'ailleurs interne au boîtier, l'autre est constitué par la patte du composant.

Lors de la fermeture du transistor de puissance, le courant de puissance drain-source  $I_d$  croît avec une pente provoquant une tension  $L_s dI_d/dt$  qui vient s'opposer à celle du générateur de commande, et par la-même diminuer le courant  $I_g$  et donc ralentir la commutation du composant. Les oscillations du courant de puissance sont engendrées par l'inductance de maille de la cellule de commutation associée au caractère capacitif de la diode dans la dernière phase de son recouvrement. On observe des phénomènes équivalents lors de l'ouverture.

Il est fort probable que les remises en conduction du transistor de puissance sont possibles avec une inductance  $L_s$  relativement élevée lors d'une commande de T à l'ouverture. Ces remises en conduction peuvent altérer le bon fonctionnement du convertisseur statique (tant en terme de pertes que de perturbations conduites ou rayonnées).

### ii. Couplage par mutuelle -inductance

Nous allons montrer le problème du couplage entre la boucle de puissance ou cellule de commutation et une boucle du circuit de commande.

Au moment de la commutation du transistor MOS sur la diode ou réciproquement on peut y avoir le problème du couplage par mutuelle -inductance, dans ce cas la cellule de commutation constitue une boucle parcourue par un courant à fort  $dI/dt$  (négatif au blocage de l'interrupteur commandé et positif à son amorçage). Dans ce type d'étude, on considère, de façon légitime, que les portes logique de commande sont dans un état stable alors que la commutation du courant de puissance commence à peine.

La cellule de commutation constitue une boucle de puissance de faible impédance interne qui émet donc un champ magnétique lors de la commutation. Plusieurs cas sont donc à considérer :

- Le signe du front de courant  $dI/dt$ .
- L'état de l'interrupteur victime situé dans la boucle de commande dont on étudie le couplage (ouvert ou fermé).
- Le signe et la valeur de la mutuelle entre les deux boucles.

### iii. Couplage par capacité parasites

Les couplages capacitifs en électronique de puissance peuvent intervenir par le biais de différents chemins. Ainsi, les transformateurs d'alimentation possèdent des capacités parasites entre primaire et secondaire qui peuvent être le siège de courants capacitifs sources de perturbation. Les isolations galvaniques, qu'elles soient assurées par un optocoupleur ou par un transformateur de signaux, peuvent aussi servir de chemin de propagation à des courants perturbateurs. En effet, la partie en aval de ces isolations subit les variations d'un potentiel flottant du circuit de puissance alors que la partie amont conserve un potentiel fixe. Le front de tension aux bornes des capacités parasites est

alors la source d'un courant capacitif susceptible de perturber gravement un élément de la commande.

Un autre chemin privilégié de ces courants capacitifs est fourni par le plan de masse supportant les pistes de circuit imprimé. La configuration usuellement rencontrée en électronique de puissance est celle de **la figure IV-19 et VI-20**.

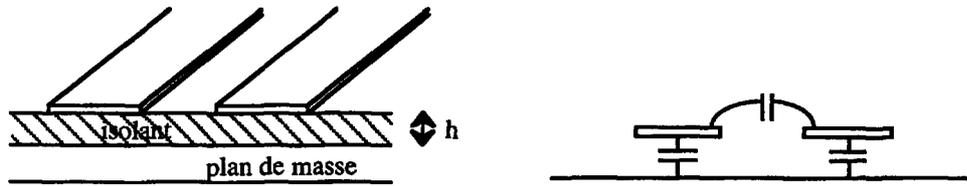


Figure IV. 19 : Les pistes de circuit imprimé      Figure IV. 20: Modèle capacitif des pistes du circuit imprimé

### Conclusion

Plusieurs configurations peuvent être utilisées lors de l'élaboration technologique d'un convertisseur statique. Suivant le placement de la carte de commande par rapport à la carte de puissance et selon le substrat choisi pour chacune de ces cartes,

Nous avons précédemment vu que la présence du plan de masse réduit de façon considérable les termes inductifs. En outre, l'isolation des plans de masse des circuits de puissance et de commande permet de garantir aucun échange de courant parasite par les plans de masse. La meilleure configuration possible vue des risques d'auto-perturbation par les couplages étudiés est donc celle où les circuits sont sur plan de masse avec des plans de masse isolés l'un de l'autre. En plus de ces solutions, le filtrage reste la solution la plus utile

### V.5.4 Etude des Filtres MC et MD

#### i. Filtre Mode Commun

La structure classique d'un filtre CEM de MC en entrée de redresseur est représentée sur la **figure IV-21** ; elle est symétrique pour éviter les transferts entre mode commun et différentiel (cas des alternances positives).

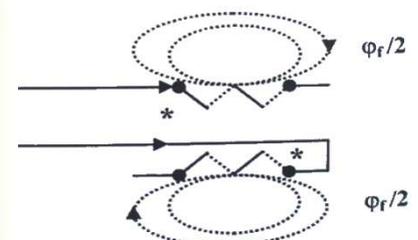
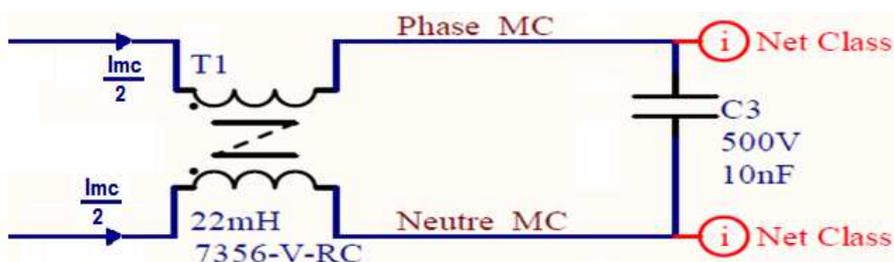


Figure IV. 21 : structure du filtre de mode commun

Figure IV. 22 : Inductance de mode commun

Chaque enroulement est réalisé en général en demi, l'une sur une moitié d'un tore. Les fuites sont relativement élevées dans ce cas.

Les flux de fuite dans l'air ne sont pas canalisés comme dans la ferrite et par suite, il est commode d'introduire la notion d'inductance de fuite équivalente par bobinage.

$$L_f = \frac{n_2}{0.5\mathfrak{R}_f} \text{ avec } \mathfrak{R}_f = \frac{L_0}{\mu_0 \cdot S_0} \text{ reluctance totale de fuite pour les deux enroulement On écrira :}$$

$$L_f = \frac{(2n)^2}{\mathfrak{R}_f} = \text{inductance totale de fuite} = 2\ell_f \text{ donc } \ell_f = \frac{L_f}{4}$$

(Voir l'annexe 6). Et pour les valeurs (voir le datasheet de B82731M2801A030)

On a le flux  $\varphi = \frac{2n_i}{4.\mathfrak{R}_f}$  (soit 2 fois le flux dû à un seul enroulement). La bobine équivalente constituée par la mise en série de B1 et B2 qui ont même nombre de spires et même courant aurait pour inductance propre.

$$L_{.T} = \frac{\text{Flux totale}}{i} = \frac{(2n)^2 \times i}{\mathfrak{R} \times i} = \frac{4n^2}{\mathfrak{R}}$$

Donc  $L_{.T} = 4L_1 = 4L_2 = 4M = 4L$

Alors  $L = \frac{L_{.T}}{4}$ .

Si l'on tient compte de  $\mathcal{L}_f$  le schéma équivalent est:

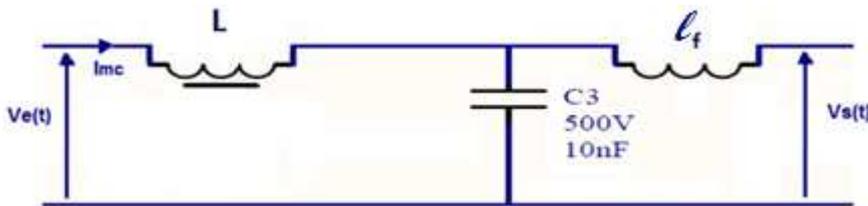


Figure IV. 23 : Modélisation simplifiée de la self de mode commun (mc)

En plus de l'inductance de fuite cette inductance (MC) a une impédance de fuite qui a comme valeur  $Z_f=0.8\text{Ohm}$

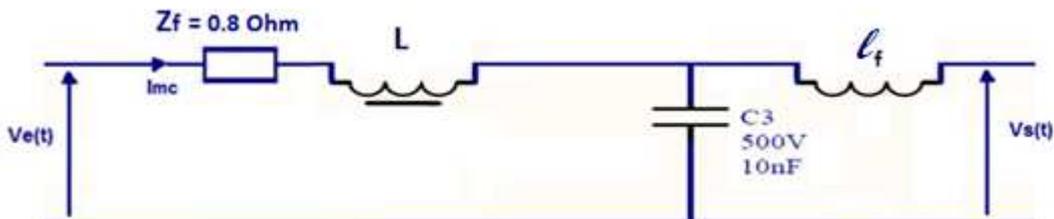


Figure IV. 24 : Modélisation simplifiée de la self de mode commun (mc) avec prise en compte de l'impédance de fuite

Le calcul de la fonction de transfert (Voir l'annexe) nous a donné

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{Z_C}{Z_C + Z_B} = \frac{\frac{1}{R + jL\omega}}{\frac{1}{R + jL\omega} + jC_3\omega} = \frac{1}{1 - LC_3\omega^2 + jRC_3\omega}$$

On remarque que l'inductance de fuite n'entre pas dans le calcul de la fonction de transfert de ce filtre donc on peut la ramené à la seconde cellule qui comporte le filtre du mode différentiel.

On effectué une analyse fréquentiel (AC-SWEEP) des filtres avec OrCAD-Spice, on choisit une source de fréquence (AC-source) qui représente un générateur de fréquence d'impédance normalisé (50 Ohms en générale).

Voila ce qu'on trouve (les mêmes résultats pour les deux cartes)

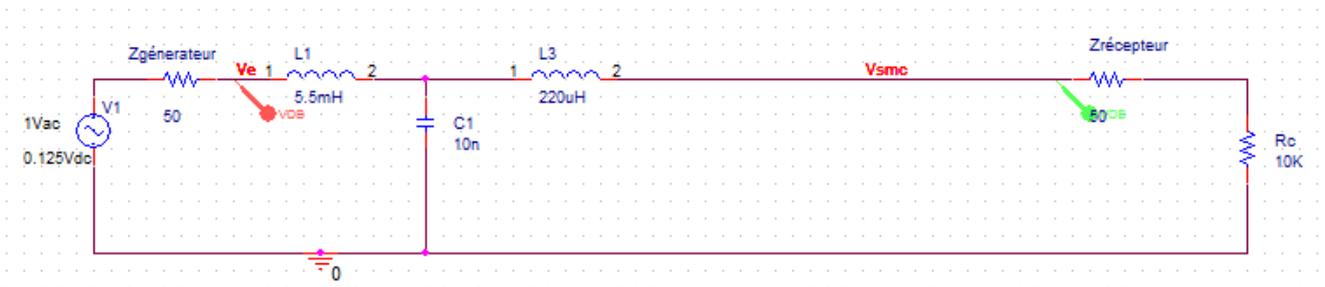


Figure IV. 25 : le filtre MC (même résultats pour les deux cartes)

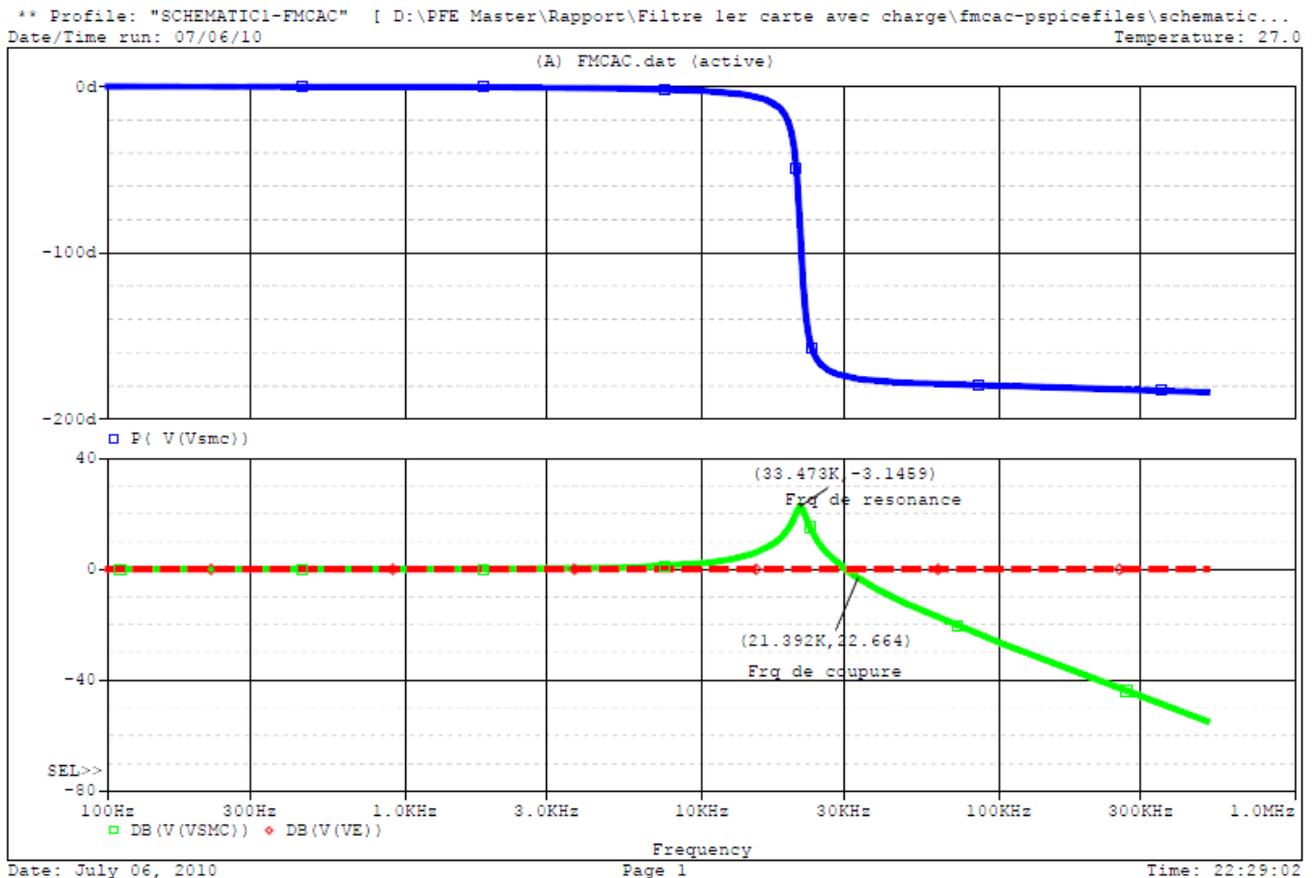


Figure IV. 26 : Le gain et le déphasage du filtre du mode commun

La courbe en rouge représente la réponse fréquentiel du filtre, et la verte le signal d'entrée, on voit bien que la fréquence de coupure est de l'ordre de 21.4KHz et l'atténuation de 40dB/decade.

Donc ce filtre est capable d'atténuer tous les harmoniques générés au-delà d'une fréquence de coupure de 21.4KHz.

**ii. Filtre de mode différentiel (1<sup>er</sup> Carte)**

La structure classique d'un filtre MD en CEM en entrée de convertisseur est représentée sur la **figure IV.27**

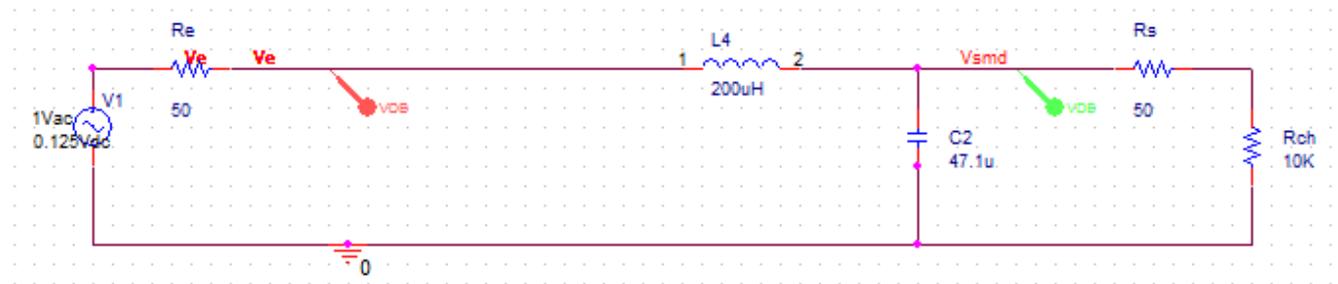


Figure IV. 27 : structure du filtre de Mode Différentiel (MD) de la 1<sup>er</sup> carte

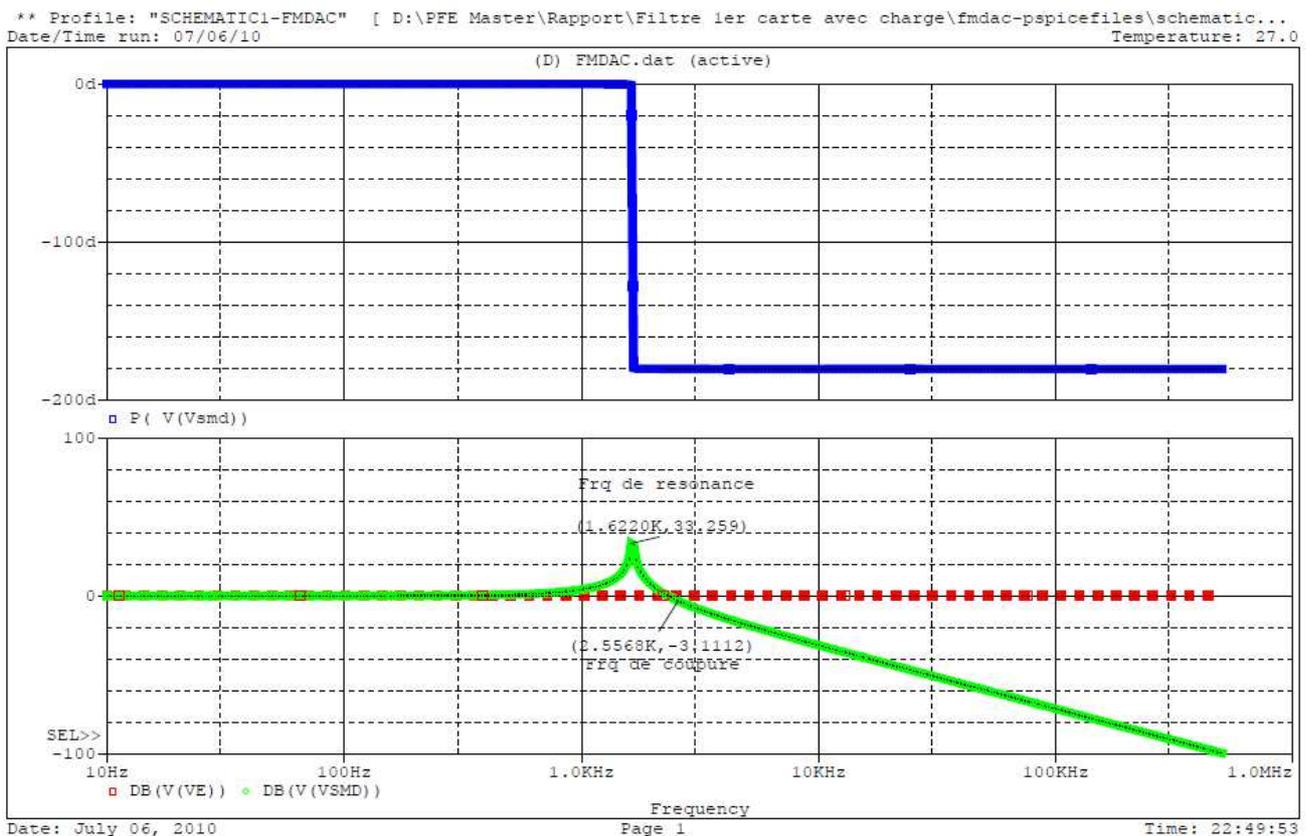


Figure IV. 28 : Le gain et le déphasage du filtre de MD de la 1<sup>er</sup> Carte

La fréquence de coupure est de l'ordre de 2.56KHz et l'atténuation est de 40dB/décade. Donc ce filtre est capable d'atténuer tous les harmoniques générés au-delà d'une fréquence de coupure de 2.56KHz.

iii. Filtre de mode différentiel (2<sup>ème</sup> Carte)

Pour la deuxième carte avec l'ajout d'une capacité C3 le filtre a la forme en  $\pi$ , *figure IV.29*

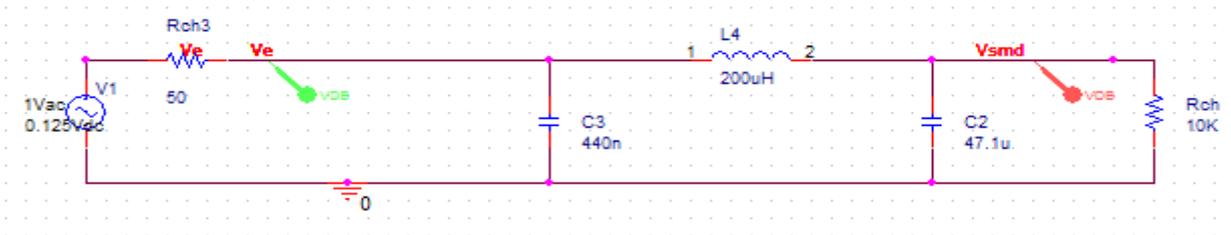


Figure IV. 29 : structure du filtre de Mode Différentiel (MD) de la 2<sup>ème</sup> carte

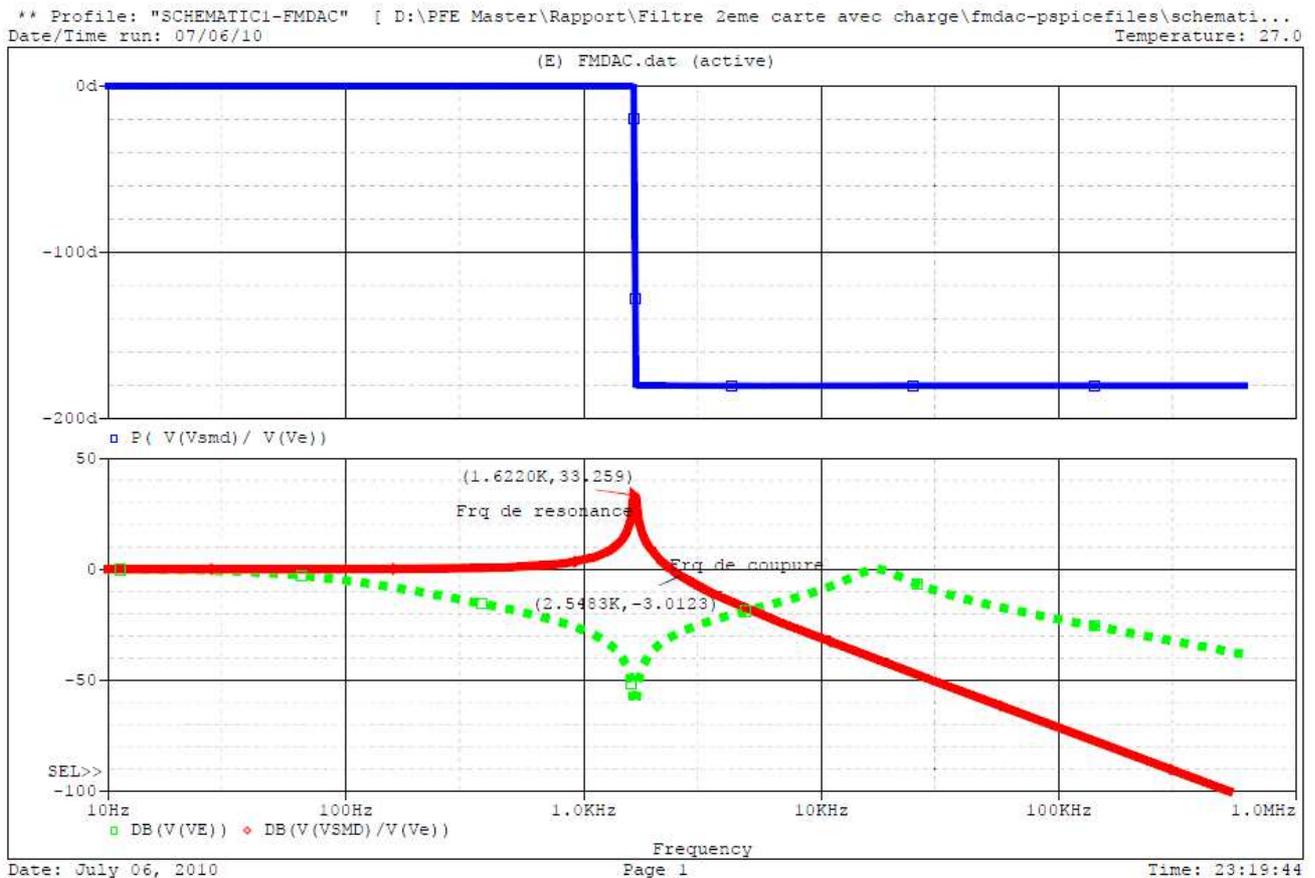


Figure IV. 30 : Le gain et le déphasage du filtre de MD de la 2<sup>ème</sup> carte

La fréquence de coupure est de l'ordre de 2.54KHz et l'atténuation de 40dB/décade. Donc ce filtre est capable d'atténuer tous les harmoniques générés au-delà d'une fréquence de coupure de 2.54KHz.

iv. L'étude du bloc de filtrage MC et MD avec le pond de redressement (1<sup>er</sup> Carte)

La figure suivante représente le bloc filtrage + redressement (filtre MC + pond de redressement + filtre MD)

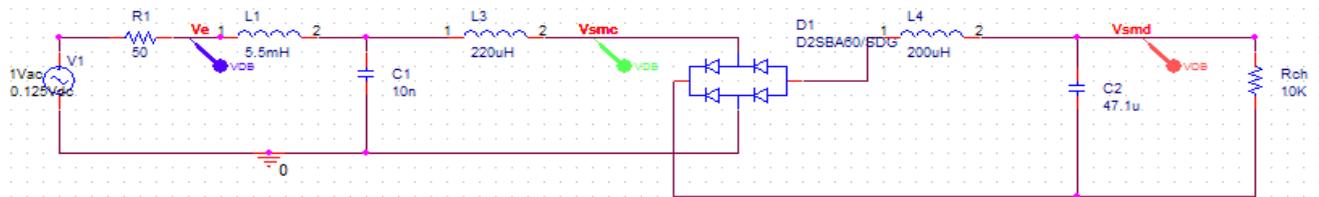
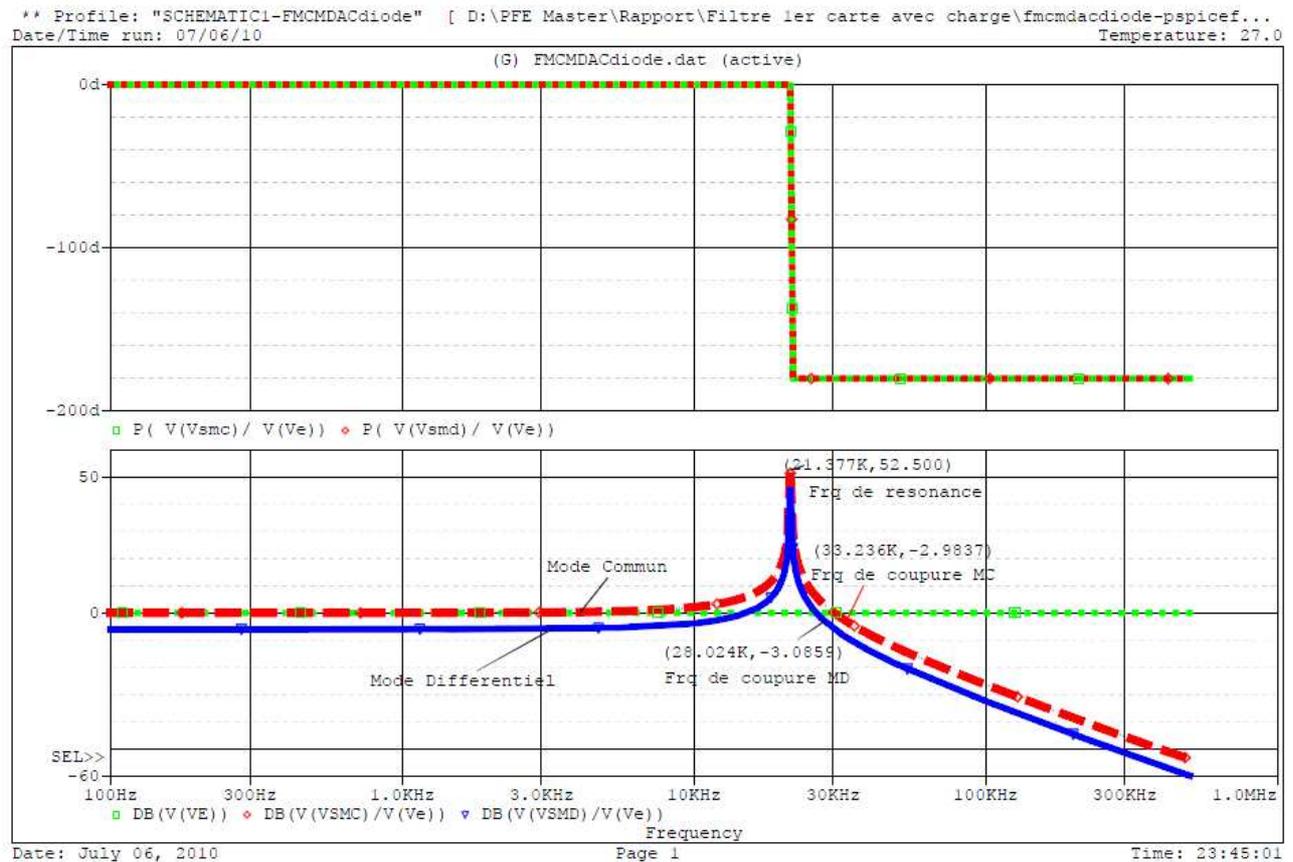


Figure IV. 31 : les deux filtres MC et MD avec le pond redresseur (Bloc de redressement + filtrage) de la 1<sup>er</sup> carte



On remarque qu'il n'y a pas une grande différence entre les deux filtres MC et MD par rapport à l'entrée, ils ont même allure et ils sont décalé par 8dB et ça due a la composante résistif des diodes. La fréquence de coupure du filtre MC est de l'ordre de 33.23KHz avec une atténuation de 40dB/décade, et la fréquence de coupure du filtre MD est de 28KHz avec une atténuation de 40dB/décade. Donc ce filtre est capable d'atténuer tous les harmoniques généré au-delà d'une fréquence de coupure de 28KHz.

i. L'étude du bloc de filtrage MC et MD avec le pond de redressement (2<sup>ème</sup> Carte)

La figure suivante représente le bloc filtrage + redressement (filtre MC + pond de redressement + filtre MD) avec l'ajout de la capacité C3 a la sortie du redresseur.

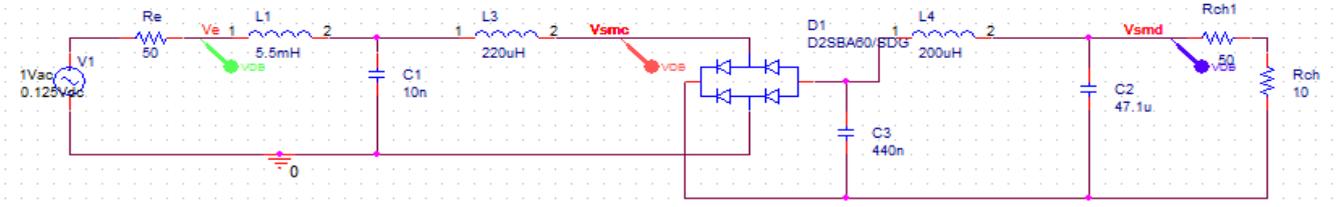


Figure IV. 33 : les deux filtres MC et MD avec le pond redresseur (Bloc de redressement + filtrage) de la 2<sup>ème</sup> carte

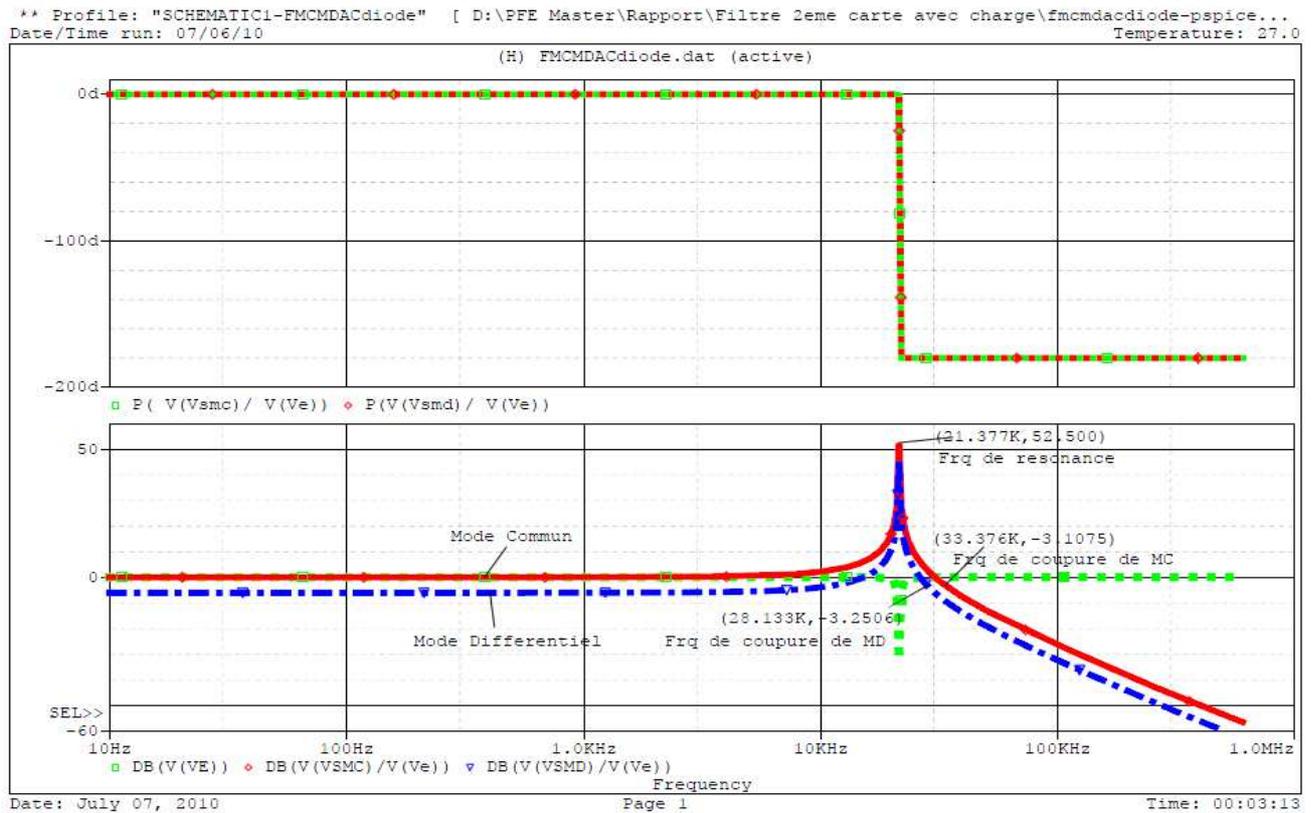


Figure IV. 34 : les deux filtres MC et MD avec le pond redresseur (Bloc de redressement + filtrage) de la 2<sup>ème</sup> carte

On remarque qu'il n'y a une correspondance entre les deux filtres MC et MD par rapport à l'entrée, ils ont même allure et ils sont décalé par 8dB et ça due a la composante résistif des diodes. La fréquence de coupure du filtre MC est de l'ordre de 33.37KHz avec une atténuation de 40dB/décade, et la fréquence de coupure du filtre MD est de 28.13KHz avec une atténuation de 40dB/décade. Donc ce filtre est capable d'atténuer tous les harmoniques généré au-delà d'une fréquence de coupure de 28.13KHz.

V.5.5 Pertes d'insertion des filtres

Pour évaluer les performances d'un filtre, on effectue généralement des mesures normalisées du rapport en dB [Ref]:

$$P_i = 20 \log \left( \frac{V_1}{V_2} \right) = 20 \log (V_1) - 20 \log (V_2) \quad \text{en fonction de la fréquence}$$

$V_1$  est la première mesure de la tension « côté charge » effectuée sans filtre et  $V_2$  une deuxième mesure effectuée avec filtre.

La figure représente le mode opératoire de la mesure des pertes d'insertion

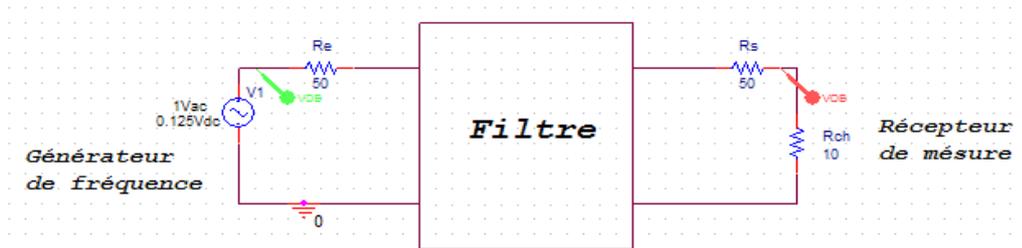


Figure IV. 35 : mode opératoire de la mesure des pertes d'insertion

On a dans tous l'étude la même charge et la même source, donc on peut évaluer la valeur de  $20\log(V_1)$  et on l'ajoute à  $-20\log(V_2)$  qu'on l'a déjà tracé pour l'étude des fonctions de transfert

Le schéma suivant représente le circuit sans filtre (MC, MD ou les deux)



Figure IV. 36 : circuit sans filtre

Voila les signaux qu'on trouve

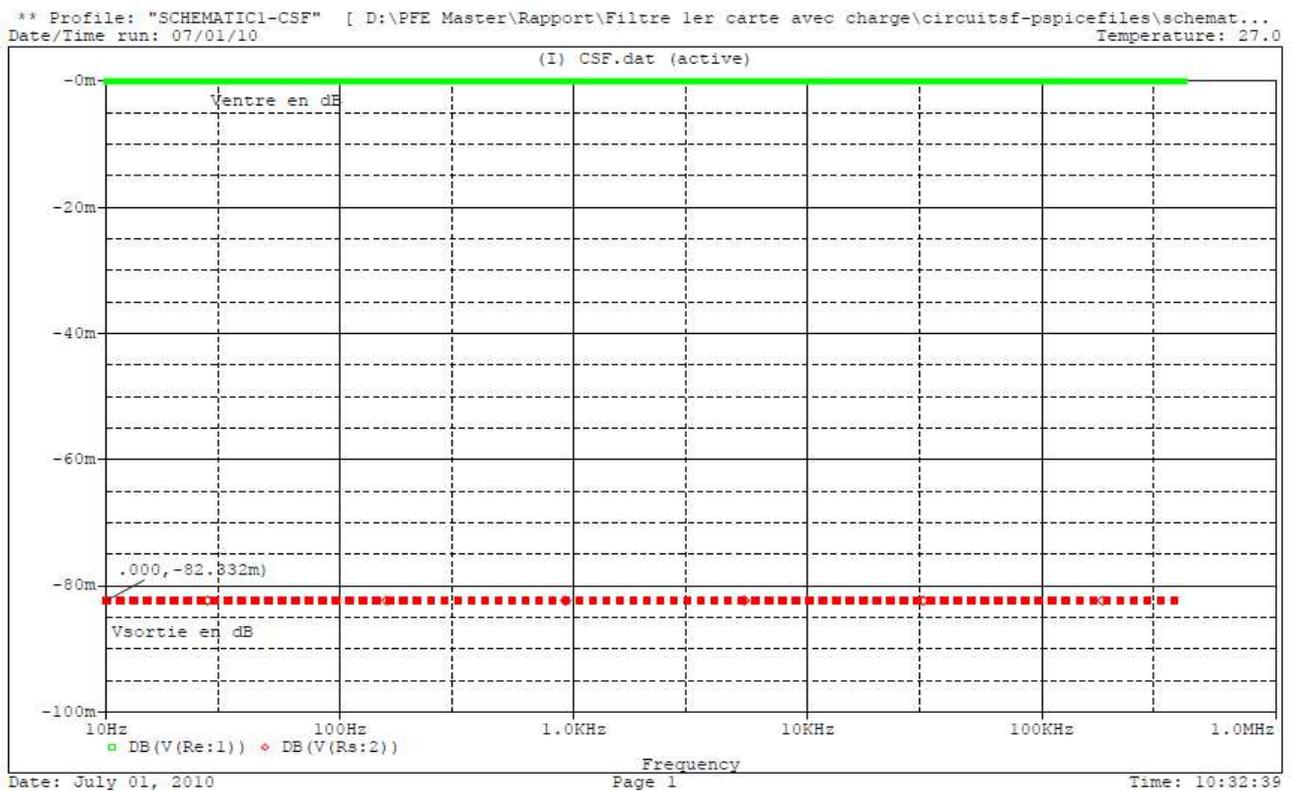


Figure IV. 37 : la réponse fréquentiel du circuit sans filtre

On remarque bien que la valeur de  $20\log(V_1) = -82.10^{-3}\text{dB}$ , pour avoir les pertes d'insertion on retranche cette valeur de  $20\log(V_2)$

### i. Perte d'insertion de filtre de mode commun (les mêmes pour les deux carte).

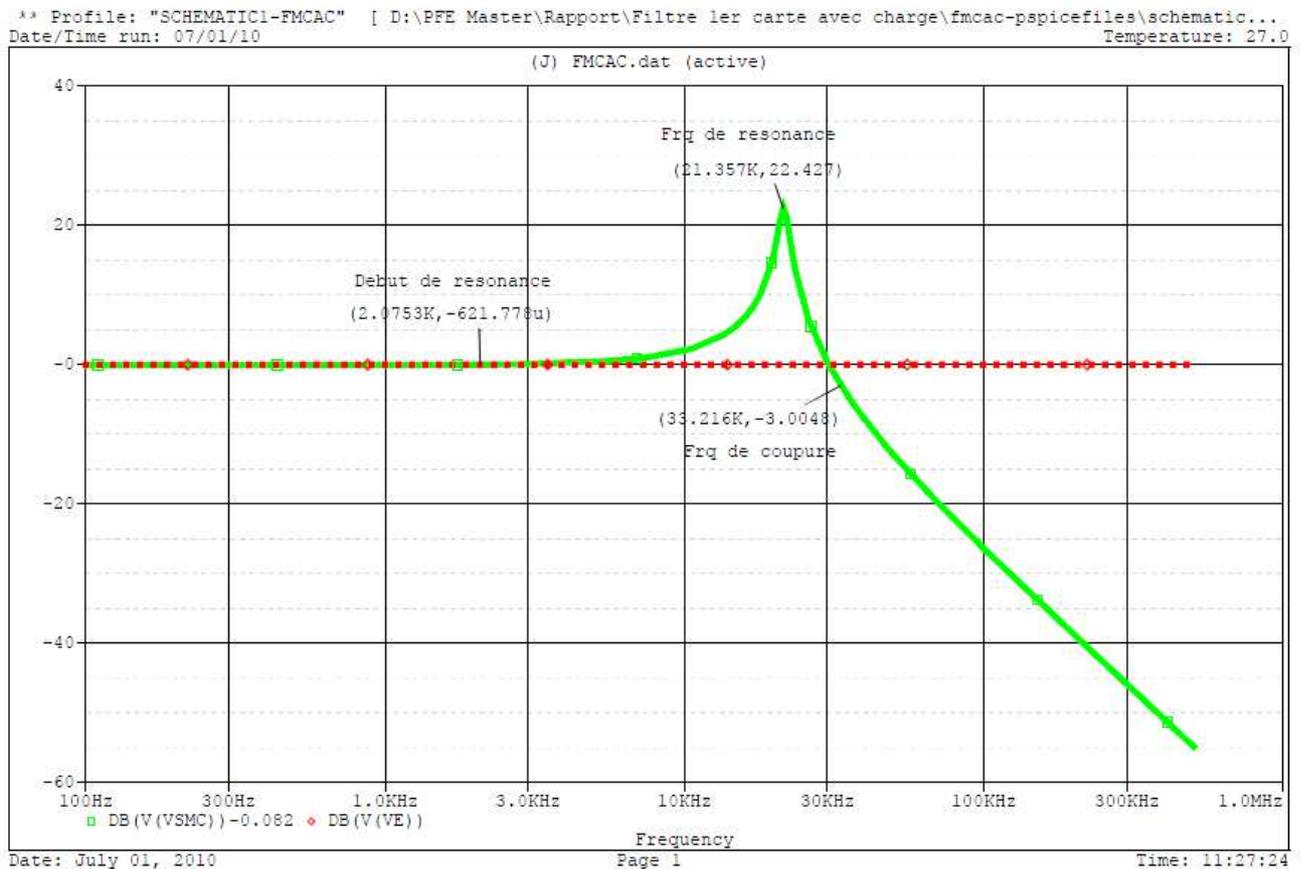


Figure IV. 38 : Pertes d'insertion du filtre MC

A l'observation de la courbe de  $V_s(f)$  il apparaît un changement de signe pour les fréquences entre 2.1KHz et 30KHz. Cela veut dire qu'une résonance intervient et que le filtre joue un rôle contraire à ce qui est souhaitable (accroissement de l'interférence plutôt que réduction).

#### Remarque

Si l'on se réfère à ce filtre, on peut trouver les modèles très approximatifs suivants, selon la fréquence :

- Fréquences basses et moyennes (<21.35KHz) : le filtre est réduit à l'inductance et la capacité, ce qui donne un circuit série résonnant vers 21.35KHz. Il est facile avec l'expression de  $V_s$ , de montrer que sa valeur change de signe et constitue donc un « gain d'insertion » ;
- Fréquence de résonance du circuit L, C : les perturbations conduites ne peuvent plus transiter du réseau à la charge et la courbe devient extrêmement élevée (40dB) ;
- Fréquence très élevée on ne traite pas ce cas car notre alimentation à découpage est à la  $f_d=132\text{KHz}$

ii. Perte d'insertion de filtre de mode différentiel de la 1er Carte

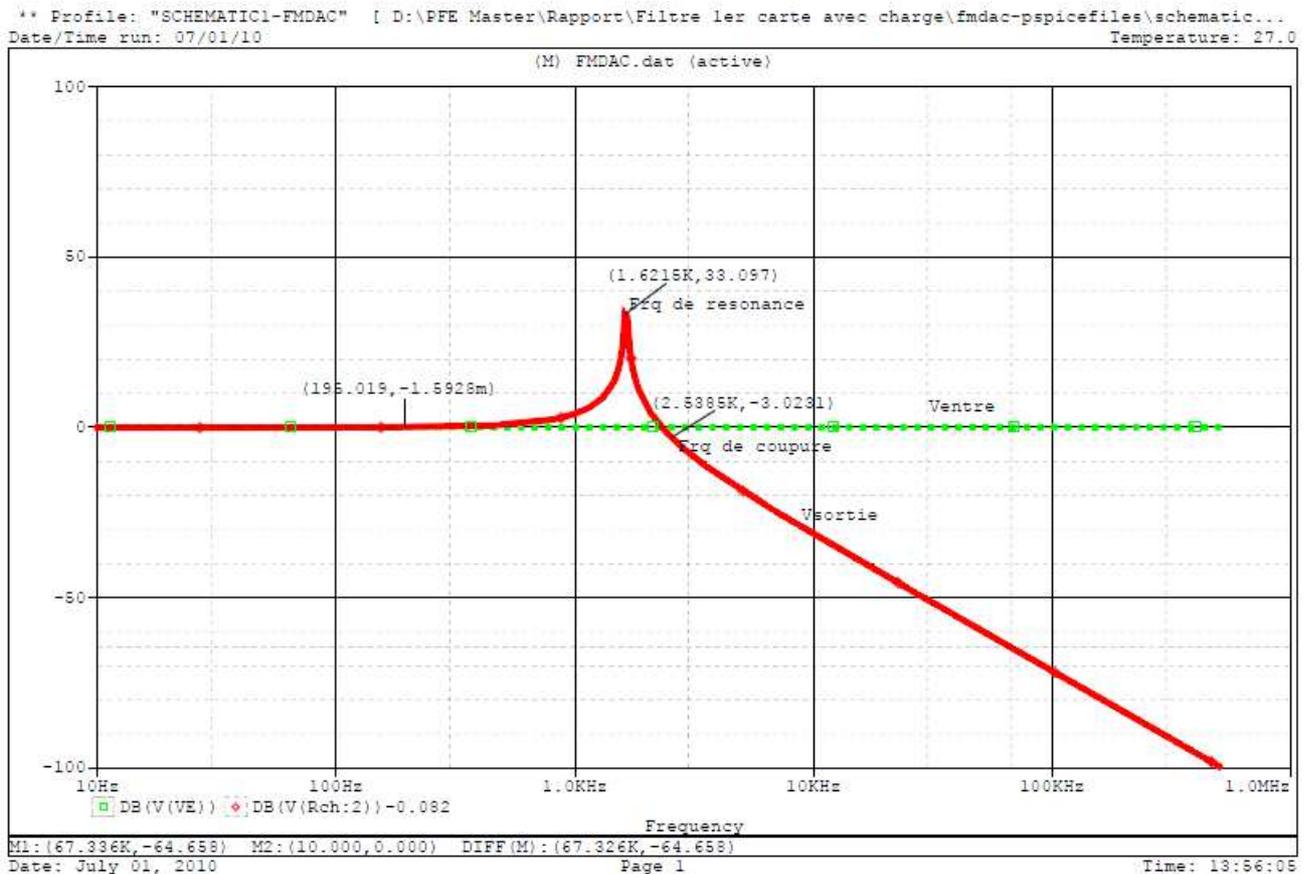


Figure IV. 39 : Pertes d'insertion du filtre MC de la 1<sup>er</sup> carte

A l'observation de la courbe de  $V_s(f)$  il apparaît un changement de signe pour les fréquences entre 196 Hz et 2.3KHz. Cela veut dire qu'une résonance intervient et que le filtre joue un rôle contraire à ce qui est souhaitable (accroissement de l'interférence plutôt que réduction).

**Remarque**

Si l'on se réfère à ce filtre, on peut trouver les modèles très approximatifs suivants, selon la fréquence :

- Fréquences basses et moyennes (<1.62KHz) : le filtre est réduit à l'inductance et la capacité, ce qui donne un circuit série résonnant vers 1.62KHz. Il est facile avec l'expression de  $V_s$ , de montrer que sa valeur change de signe et constitue donc un « gain d'insertion » ;
- Fréquence de résonance du circuit L, C : les perturbations conduites ne peuvent plus transiter du réseau à la charge et la courbe devient extrêmement élevée (40dB) ;
- Fréquence très élevée on ne traite pas ce cas car notre alimentation à découpage est à la  $f_d=132KHz$

iii. Perte d'insertion de filtre de mode différentiel 2eme Carte

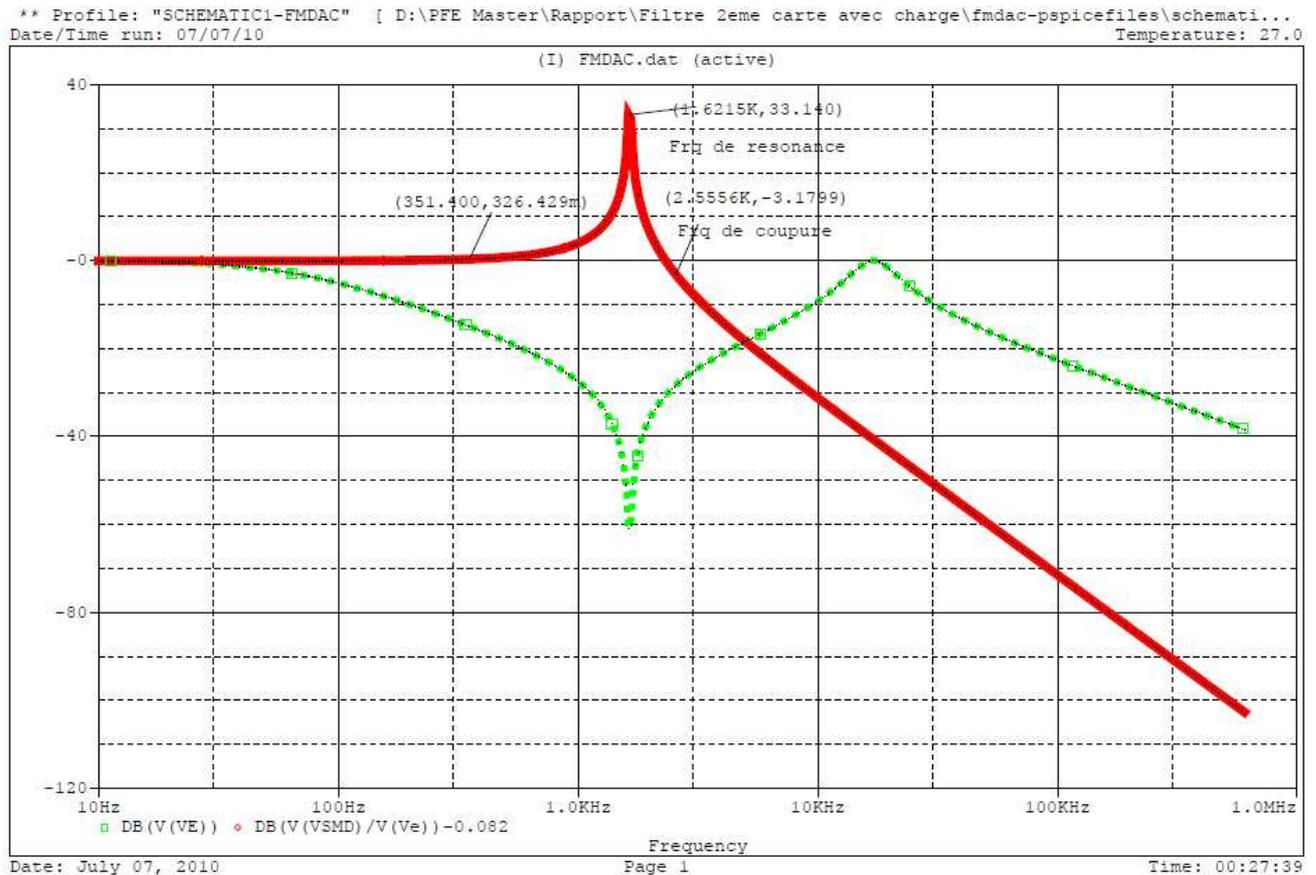


Figure IV. 40 : Pertes d'insertion du filtre MC de la 2<sup>ème</sup> carte

A l'observation de la courbe de  $V_s(f)$  il apparait un changement de signe pour les fréquences entre 351 Hz et 2KHz. Cela veut dire qu'une résonance intervient et que le filtre joue un rôle contraire à ce qui est souhaitable (accroissement de l'interférence plutôt que réduction).

Remarque

Si l'on réfère à ce filtre, on peut trouver les modèles très approximatifs suivants, selon la fréquence :

- Fréquences basses et moyennes (<1.62KHz) : le filtre est réduit à l'inductance et la capacité, ce qui donne un circuit série résonnant vers 1.62KHz. Il est facile avec l'expression de  $V_s$ , de montrer que sa valeur change de signe et constitue donc un « gain d'insertion » ;
- Fréquence de résonance du circuit L, C : les perturbations conduites ne peuvent plus transiter du réseau à la charge et la courbe devient extrêmement élevée (40dB) ;
- Fréquence élevée on ne traite pas ce cas car notre alimentation à découpage est à la  $f_d=132KHz$

iv. Pertes d'insertion de tout le bloc de filtrage avec le pond de diode de la 1er carte

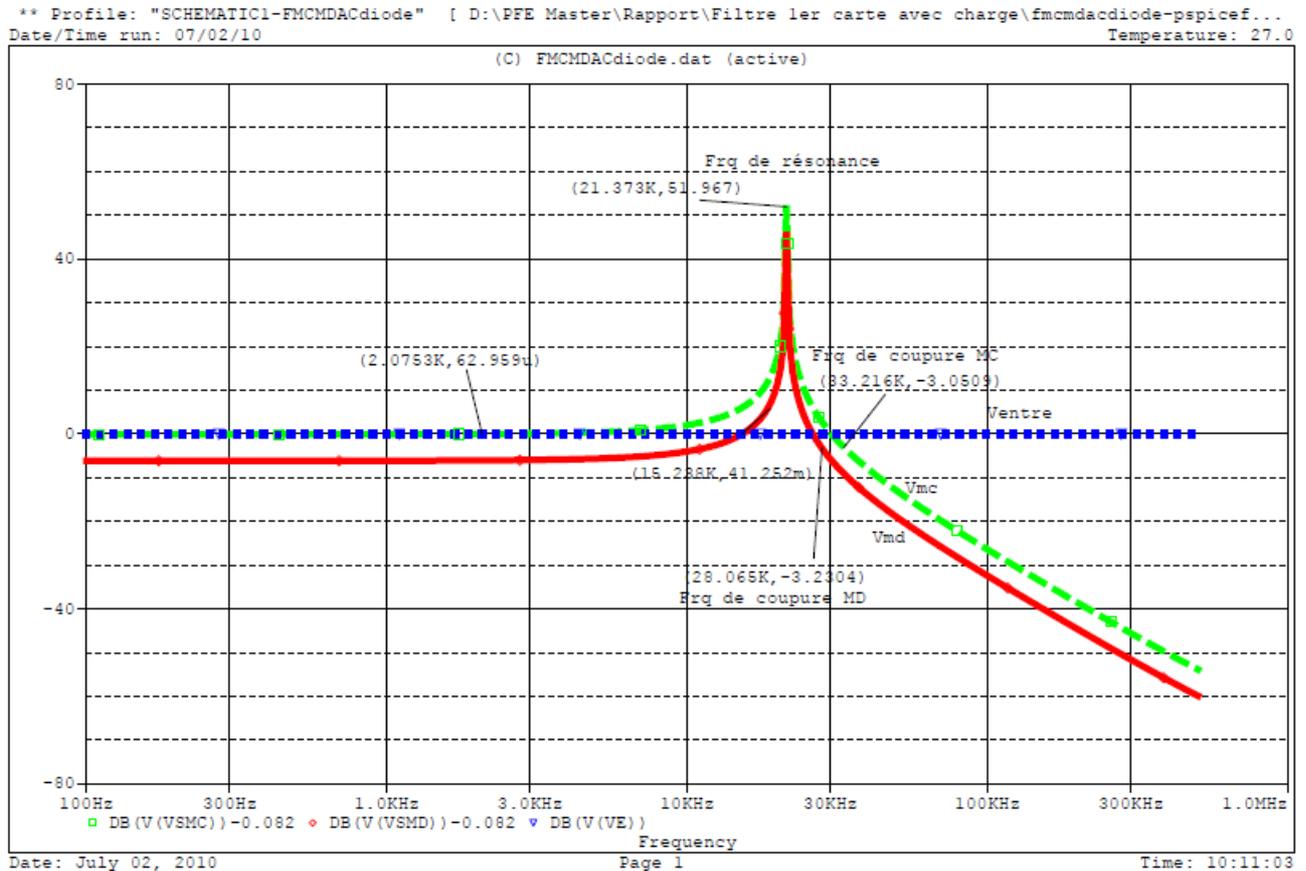


Figure IV. 41 : Pertes d'insertion de tous le bloc (filtre MC + Pond de diodes + filtre MD)

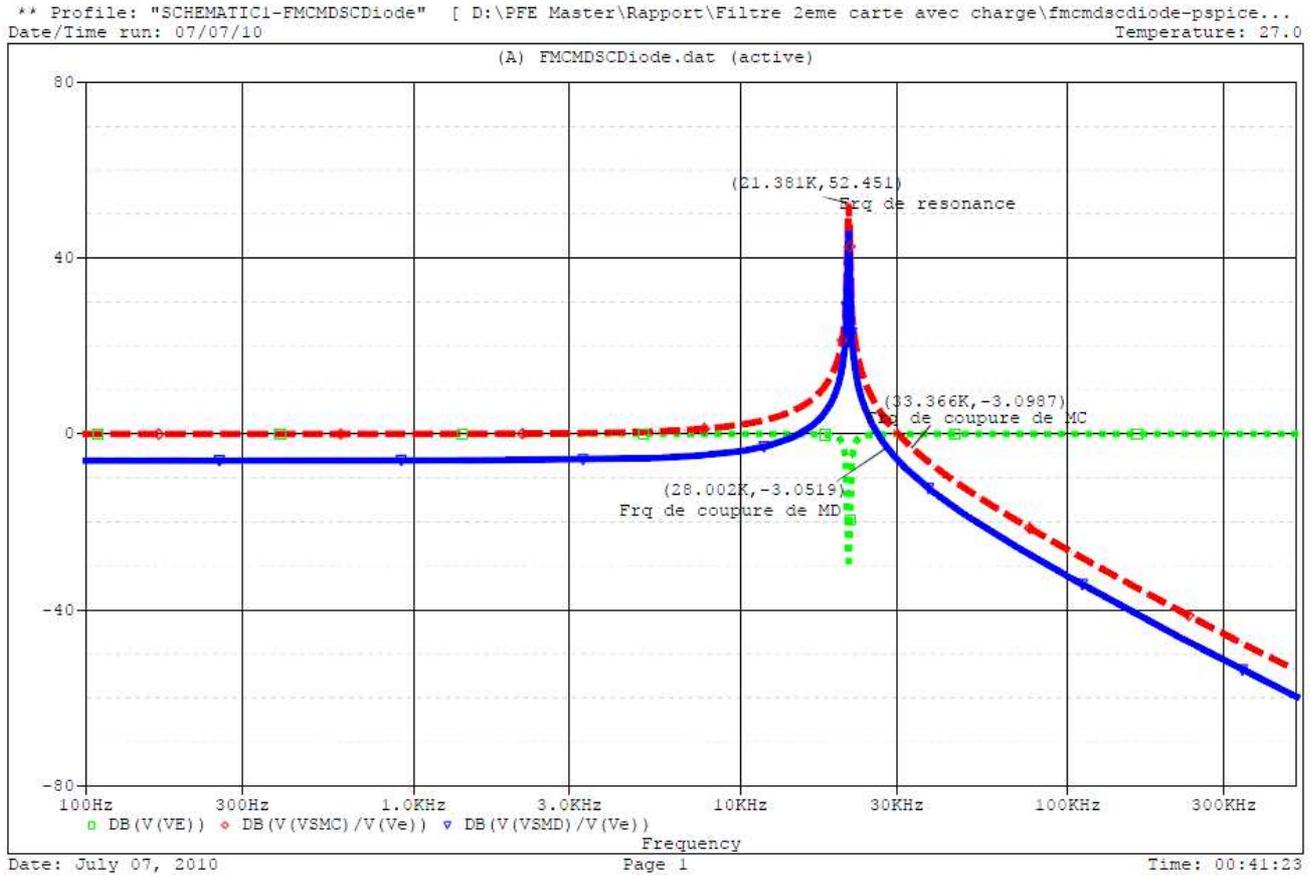
A l'observation de la courbe il apparait un changement de signe pour les deux courbes Vmc à partir d'une fréquence de 2KHz et Vmd à partir d'une fréquence de 15.3KHz. Cela veut dire qu'une résonance intervient et que les deux filtres jouent un rôle contraire à ce qui est souhaitable (accroissement de l'interférence plutôt que réduction).

Remarque

Si l'on réfère à ce filtre, on peut trouver les modèles très approximatifs suivants, selon la fréquence :

- Fréquences basses et moyennes (<21KHz) : le filtre est réduit au effet inductif (inductances) ce qui donne un circuit résonnant vers 21KHz. Il est facile avec l'expression de Vmd, de montrer que sa valeur change de signe et constitue donc un « gain d'insertion » ;
- Fréquence de résonance du circuit L, C : les perturbations conduites ne peuvent plus transiter du réseau à la charge et la courbe devient extrêmement élevée (40dB) ;
- Fréquence très élevée on les traite pas car notre alimentation à découpage à la fd=132KHz

v. Pertes d'insertion de tout le bloc de filtrage avec le pond de diode de la 2éme carte



A l'observation de la courbe il apparait un changement de signe pour les fréquences différentes de 4KHz (15 dB ± 0.3). Cela veut dire qu'une résonance intervient et que le filtre joue un rôle contraire à ce qui est souhaitable (accroissement de l'interférence plutôt que réduction).

Remarque

Si l'on réfère à ce filtre, on peut trouver les modèles très approximatifs suivants, selon la fréquence :

- Fréquences basses et moyennes (<21.4KHz) : le filtre est réduit à l'inductance et la résistance de la source, ce qui donne un circuit série résonnant vers 21.4KHz. Il est facile avec l'expression de Vs, de montrer que sa valeur change de signe et constitue donc un « gain d'insertion » ;
- Fréquence de résonance du circuit L, C : les perturbations conduites ne peuvent plus transiter du réseau à la charge et la courbe devient extrêmement élevée (+40dB) ;
- Fréquence élevée on les traite pas car notre alimentation à découpage à la fd=132KHz

### V.5.6 Les filtres de sortie

Les impulsions sortent des enroulements secondaires du transformateur pour aller à l'étage de redressement final. On utilise encore une fois des diodes puissance et très rapides (Schottky). Ça signifie simplement que si la tension vient à s'inverser à ses bornes, ce qui est le cas avec les impulsions positives-négatives, elle se bloque beaucoup plus vite qu'une diode normale pour ne pas laisser passer le courant dans l'autre sens. C'est très important vu la vitesse de découpage.

En plus des diodes on utilise des filtres LC afin de lisser les tensions et les courants de sortie. La figure suivante représente la décomposition en série de Fourier le signal de la tension à la sortie (**Voire Annexe 7**)

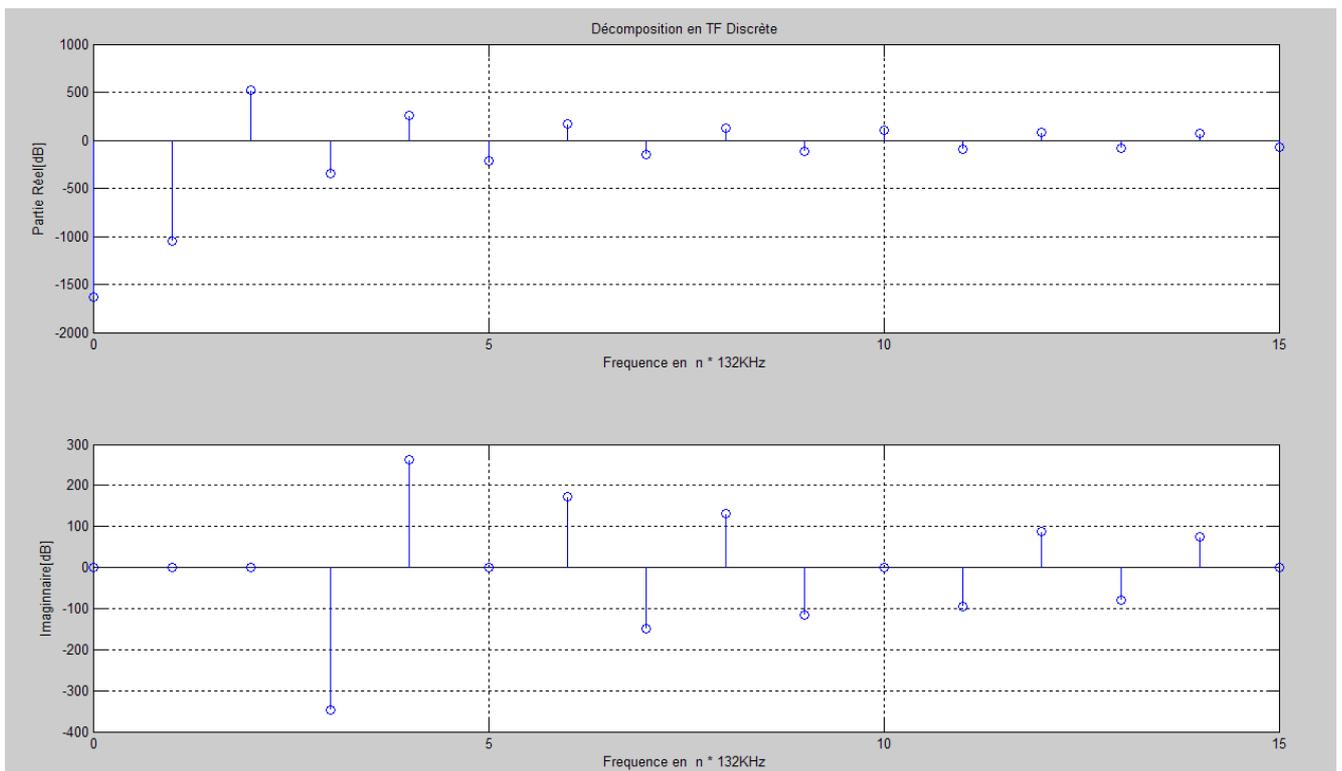


Figure IV. 42 décomposition en série de fourrier la tension de sortie

#### i. La sortie P12 (tension égale à 12V)

En plus de ces diodes on utilise des filtres LC pour bien lisser les courants et les tensions de sortie **figure IV.43**

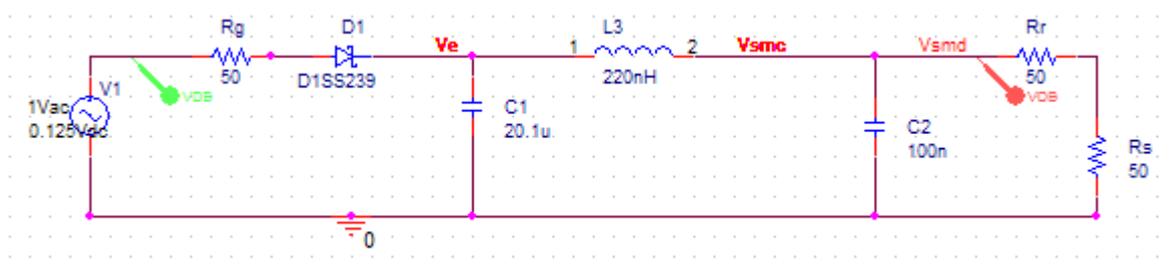


Figure IV. 43 structure du filtre de la sortie P12

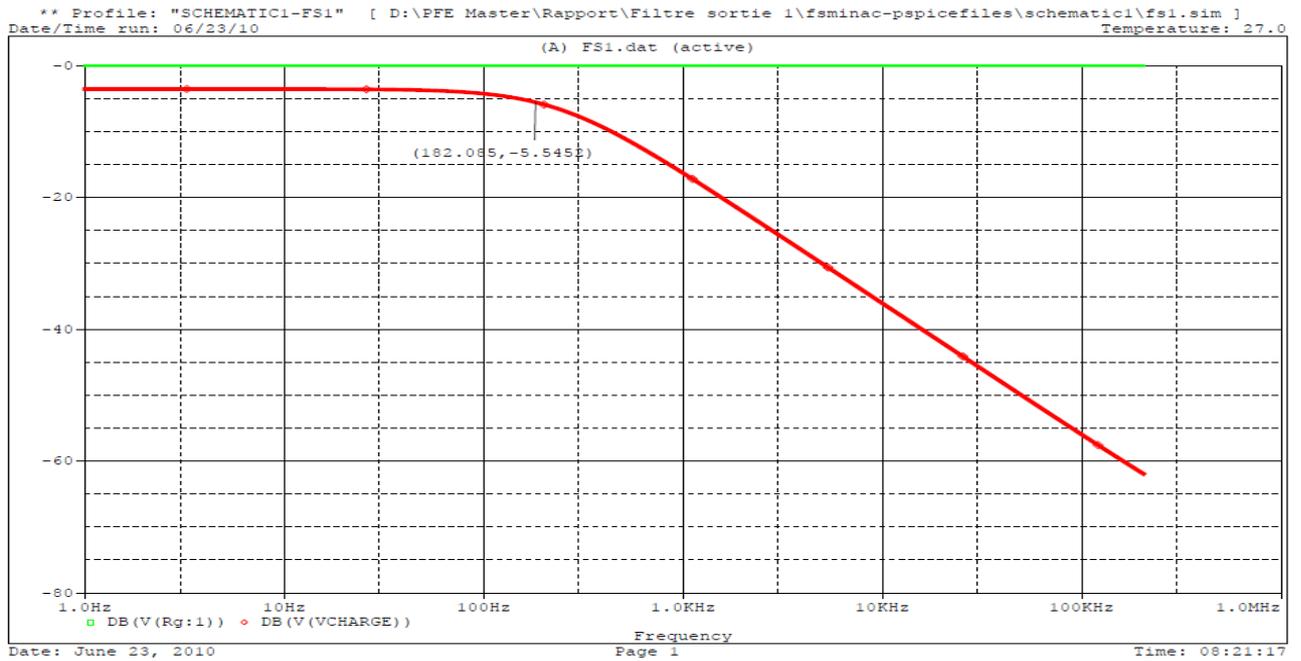


Figure IV. 44 le gain du filtre de sortie P12

La fréquence de coupure est de l'ordre de 182KHz et l'atténuation de 20dB/decade.

Donc ce filtre est capable d'atténuer tous les harmoniques générés au-delà d'une fréquence de coupure de 182KHz.

### ii. La sortie P3V3 (tension égale à 3.3V)

En plus de ces diodes on utilise des filtres LC pour bien lisser les courants et les tensions *figure IV.45*

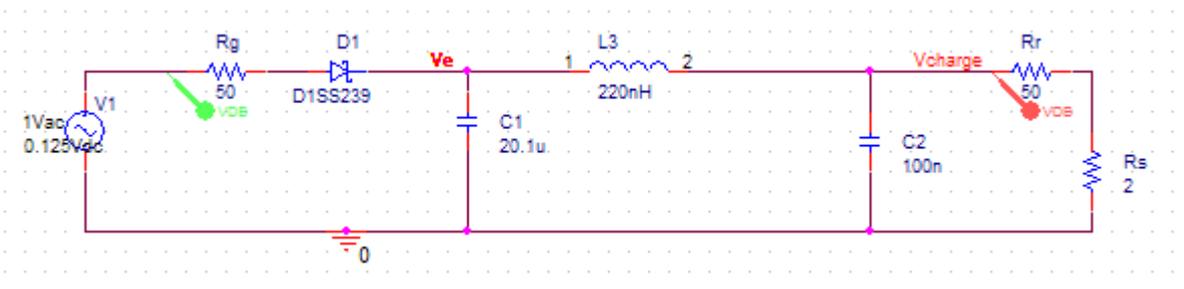


Figure IV. 45 structure du filtre de sortie

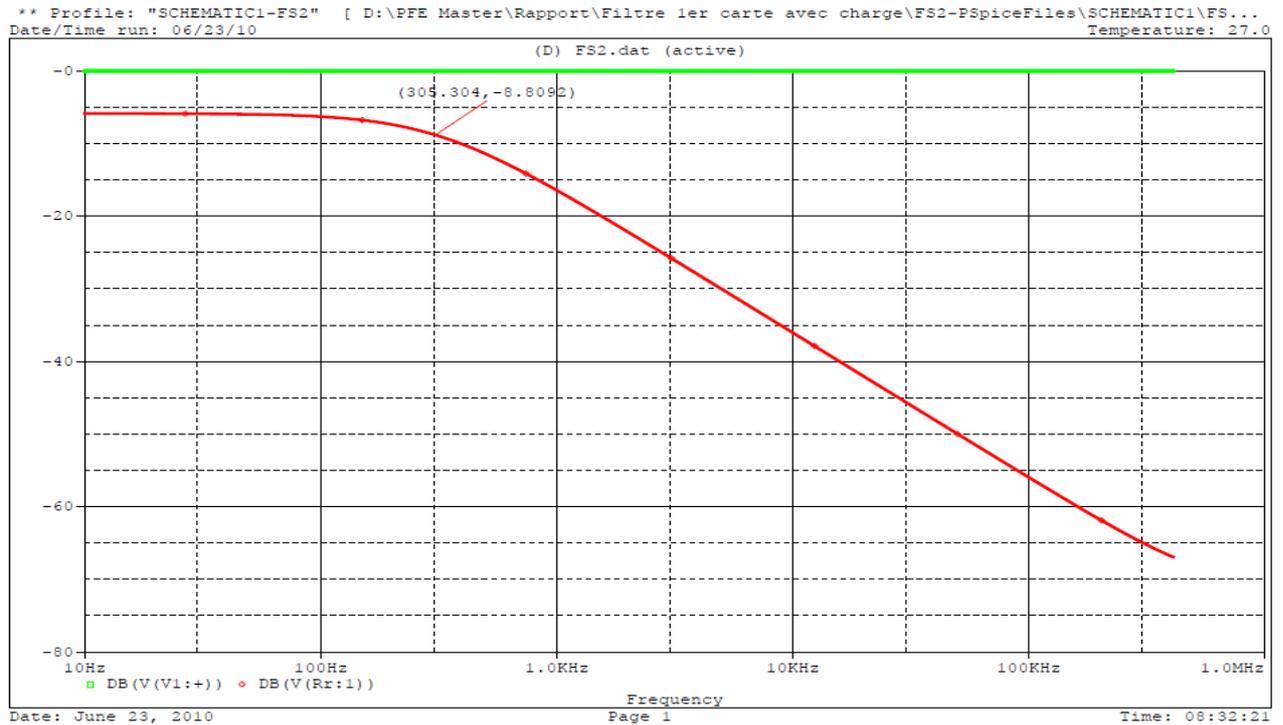


Figure IV. 46 le gain du filtre de sortie P3V3

La fréquence de coupure est de l'ordre de 182KHz et l'atténuation de 20dB/decade.

Donc ce filtre est capable d'atténuer tous les harmoniques générés au-delà d'une fréquence de coupure de 182KHz.

D'après l'étude de la réponse fréquentielle de la tension de sortie on remarque que ce filtre est capable d'éliminer tous les harmoniques et laisse la composante continue et le fondamentale donc il faut encore éliminer le fondamentale alors il ne faut pas placer un autre filtre

Le présent travail est consacré à l'étude CEM d'une alimentation à découpage de type flyback. L'objectif de notre étude était l'évaluation des perturbations électromagnétiques, détermination des sources qui les génèrent, les éléments victimes de ces perturbations et l'étude des différents filtre afin de les optimisés dans le contexte de CEM.

La complexité des phénomènes qui entrent en jeux lors de l'étude de la CEM d'un circuit de l'électronique de puissance fait de plus en plus sentir le besoin d'un outil CAO de prédiction des perturbations électromagnétiques rayonnées et conduites par ces circuits. Cet outil permettrait la prise en compte de la compatibilité électromagnétique au stade de la conception des circuits. C'est pour cela on a fait appel à des logiciels de simulation (OrCAD-Spice, Matlab, Flux 3D)

L'étude est basé sur une analyse de la carte du coté électrique afin de déterminé le rôle et le comportement de chaque composant, à partir de la simulation des forme d'onde des différents signaux avec OrCAD PSpice, on a relevé les sources des perturbations avec ses mode de couplage (transmission) et les éléments victimes.

Pour faire face à ces perturbations le filtrage passif reste la technique la plus utilisée pour maîtriser les perturbations conduites, malheureusement, leur efficacité en fréquence est limitée par les éléments parasites des composants inductifs et capacitifs qui les constituent, l'étude du dispositif de filtrage fait également partie de ce dernier chapitre. Nous présenterons les premiers résultats obtenus grâce à la simulation de ces filtres (pertes d'insertion) Mode Commun, Mode Différentiel et les filtres des sorties avec OrCAD Spice et Matlab, donc il nous reste maintenant qu'à optimiser ces filtres par une certain conception afin de diminué les gains obtenue et les atténuations (pertes d'insertion).

Pour les perturbations de mode rayonné, nous a proposé la simulation des principaux éléments perturbateurs dans le mode rayonnés, tel que le transformateur, le transistor de puissance sous le logiciel Flux 3D (simulation des champs magnétiques avec la méthode des éléments finies) afin de déterminé la porté de ces rayonnements et les éléments victime de ces perturbations.

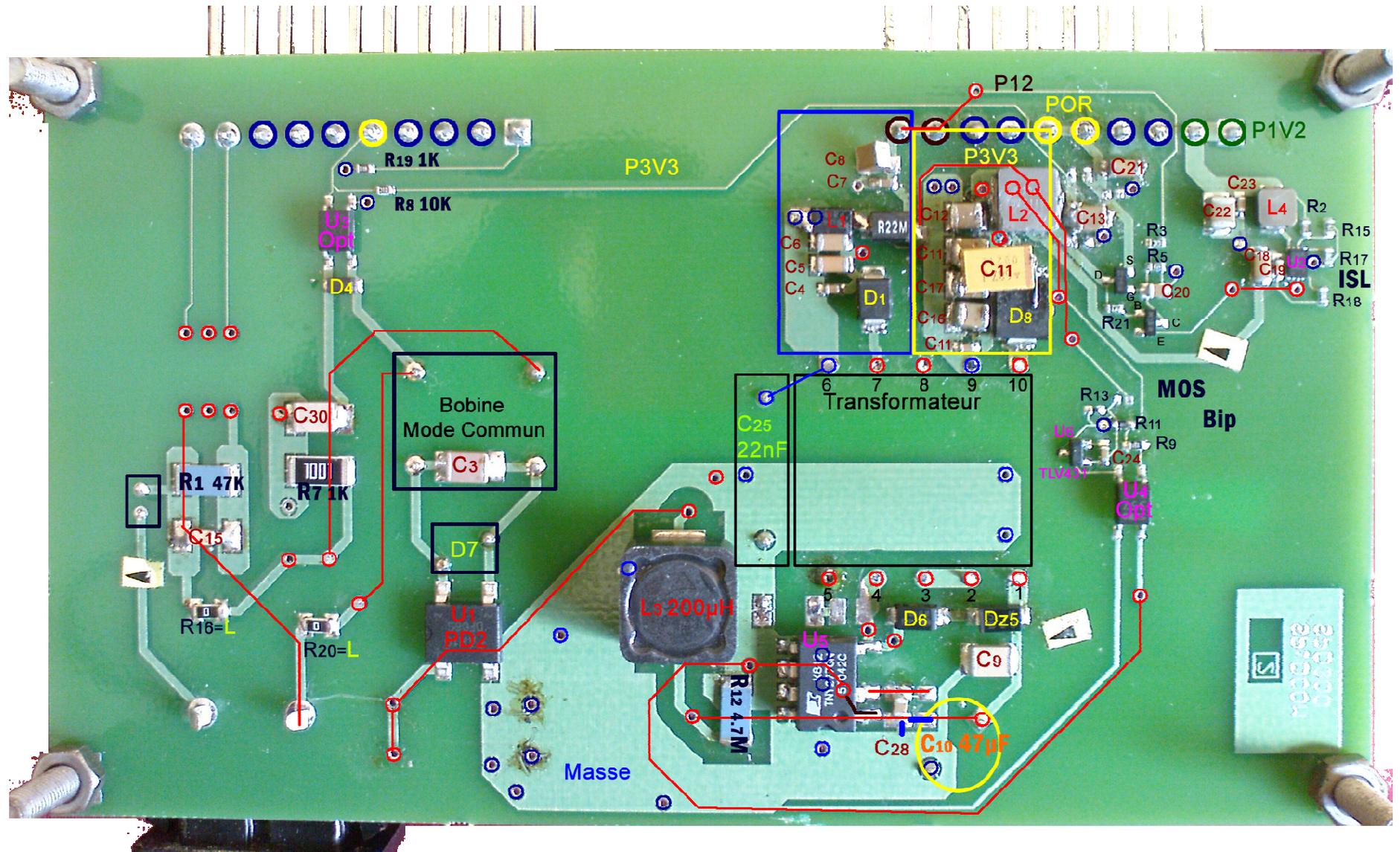


***ANNEXES***

## ANNEXES

---

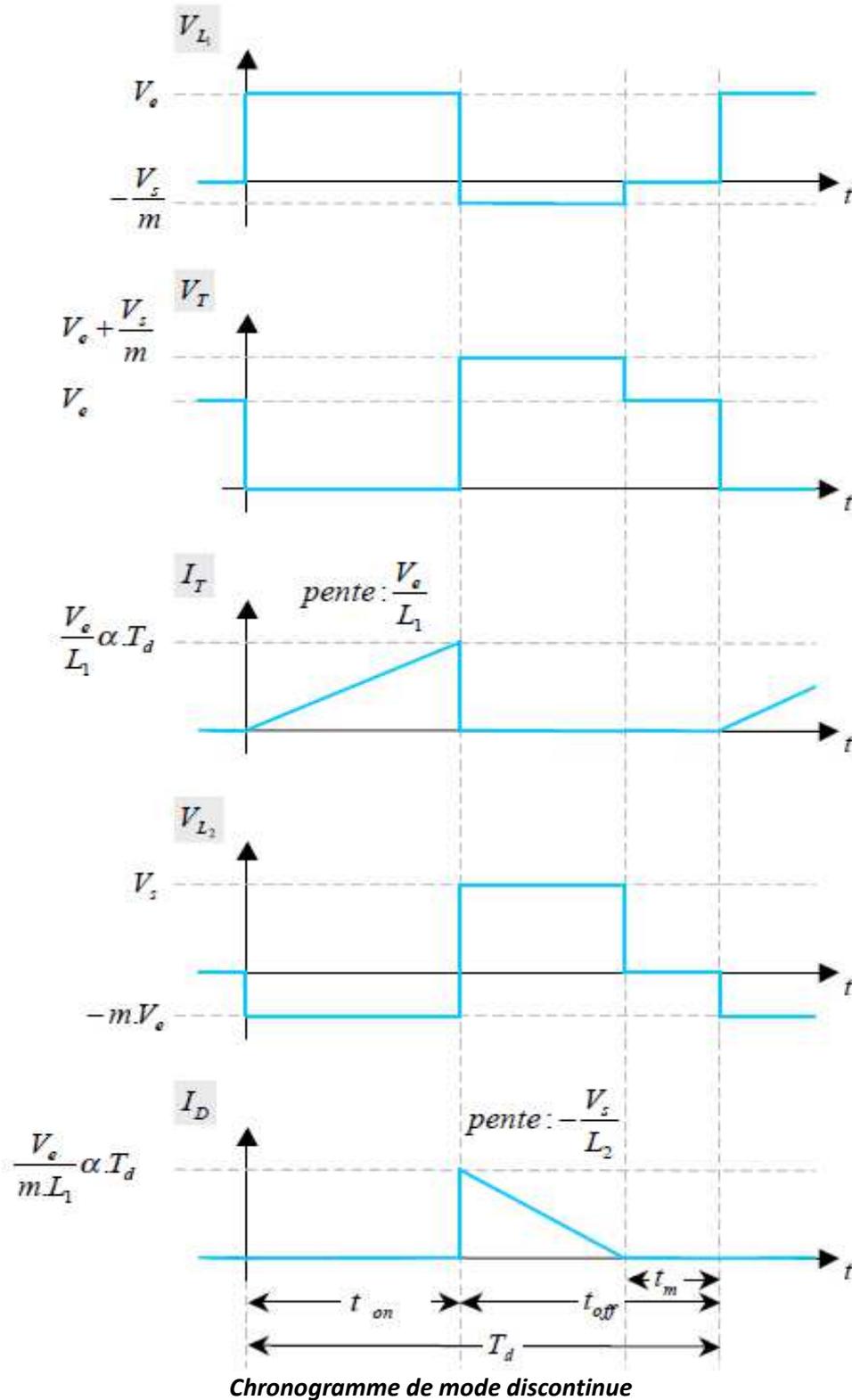
ANNEXES 1 : Photo de la première carte en superposant une face sur l'autre





## ANNEXES 3 : Mode discontinue de l'alimentation flyback

Les différentes formes des signaux dans le mode discontinue



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

$$I_{L_1 \max} = \frac{V_e}{L_1} \cdot t_1 \quad (1)$$

## ANNEXES 3 : Mode discontinue de l'alimentation flyback

La diode D est bloquée et supporte une tension inverse :  $V_s + m.V_e$

L'énergie emmagasinée dans le circuit magnétique vaut alors :  $W_e = \frac{1}{2} L_1 \cdot I_{L_1 \max}^2$  (2)

En posant  $t_1 = \alpha T$ , il vient de (1) et (2) :  $W_e = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_e^2 \cdot (\alpha T)^2}{L_1}$  (3)

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

$$W_e = \frac{1}{2} L_1 \cdot I_{L_1 \max}^2 = \frac{1}{2} L_2 \cdot I_{L_2 \max}^2 \text{ avec } n_1 \cdot I_{L_1 \max} = n_2 \cdot I_{L_2 \max} \quad (4)$$

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

$$V_D = V_e + V_s/m. \quad (5)$$

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 plus aucune variation  $\left(\frac{d\phi}{dt} = 0\right)$  donc  $V_s$  "retombe" à la valeur  $V_e$ .

A partir de l'équation (3) on peut alors calculer la tension de sortie  $V_s$ . En effet, la puissance au primaire vaut  $P_e = W_e/T$ . 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 :  $P_s = \frac{V_s^2}{R}$ , il vient

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

Or,  $P_s = V_s \cdot I_s$ . On en déduit immédiatement la relation  $I_s = f(V_s)$  :  $I_s = \frac{V_e^2 \cdot \alpha^2 \cdot T}{2L_1} \cdot \frac{1}{V_s}$  (7a)

d'où l'expression de  $L_1$  :  $L_1 = \frac{V_e^2 \cdot t_1^2}{2P_s \cdot T}$  (7b)

On exprime les valeurs efficaces des courants primaire et secondaire :  $I_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T} \int i^2(t) dt}$

$$\text{soit ici : } I_{Teff} = \frac{I_{L_1 \max}}{\sqrt{3}} \sqrt{\frac{t_1}{T}} \quad \text{et} \quad I_{Deff} = \frac{I_{L_1 \max}}{m \cdot \sqrt{3}} \sqrt{\frac{t_2}{T}} \quad (8)$$

Enfin, rappelons que le courant moyen à travers  $L_1$  étant constant, la tension moyenne aux bornes du primaire est nulle. On a donc :  $t_2 \cdot \frac{V_s}{m} = V_e \cdot t_1$  (9)

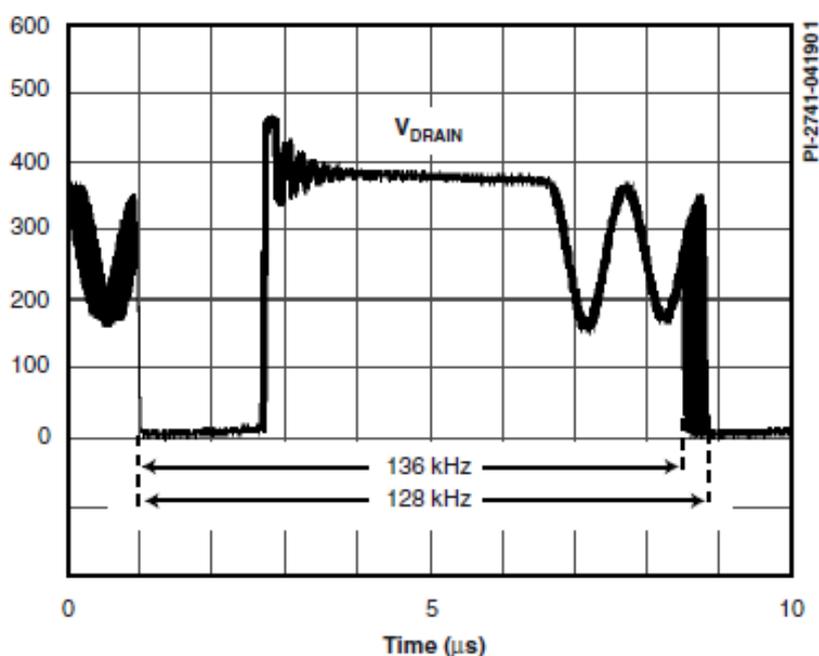
Pour faire un dessin en mode discontinu, on prend en plus :  $t_2 + t_1 < 0.8 T$  (10).

**Les principaux éléments constituant le circuit TNY277 sont :**

### Oscillateur

La fréquence de l'oscillateur interne typique est fixée à une moyenne de 132 kHz. Deux signaux sont générés par l'oscillateur: le signal du cycle d'utilisation maximal (DCMAX) et le signal d'horloge qui indique le début de chaque cycle.

L'oscillateur comprend un circuit qui présente quelques giges de fréquence, typiquement de pointe de 8 kHz à gigue, de réduire au minimum les émissions de EMI, le taux de modulation de 1 kHz pour optimiser la réduction des émissions EMI moyens et de quasi-crête. Les giges de fréquence doivent être mesurées à l'oscilloscope déclenché au front descendant du signal DRAIN. La forme d'onde de la figure 4 illustre la gigue de fréquence.



### Le circuit d'activation d'entrée et le circuit limiteur d'état

Le circuit d'activation d'entrée à la broche l'EN/UV se compose d'une sortie de suiveur à faible impédance de source fixée à 1,2 V. Le courant dans la source du suiveur est limité à 115  $\mu A$ . Lorsque le courant de sortie de cette broche dépasse le seuil actuel, un niveau logique bas (désactivé) est généré à la sortie, jusqu'à ce que le courant de cette broche est réduit à moins que le seuil actuel (activé). Ce circuit permet la production des échantillons au début de chaque cycle sur le front montant du signal d'horloge. Si haut, le transistor MOSFET de puissance est activé pour ce cycle (activé), si faible, le MOSFET de puissance reste éteint (désactivé). Puisque les échantillons sont faites seulement au début de chaque cycle, les changements ultérieurs dans la broche EN/UV de la tension ou du courant pendant le reste du cycle sont ignorés.

Le circuit limiteur d'état actuel permet de réduire la limite de courant par des quantités discrètes à des charges légères, quand TinySwitch-III est susceptible de passer dans la gamme des fréquences audibles. La limite inférieure actuelle soulève la fréquence effective de commutation en dessus de la gamme audio et réduit la densité de flux de transformation, y compris le bruit audible associé. Le

## ANNEXES 4 : Description du circuit TNY277

---

Le circuit limiteur d'état surveille la séquence des événements permettant de déterminer l'état de charge et ajuste le niveau de limitation de courant en conséquence en quantités discontinues.

Dans la plupart des conditions de fonctionnement (sauf si proche de charge nulle), la basse impédance de la source suiveur maintient la tension sur la broche EN/UV d'aller bien au-dessous de 1,2 V à l'état désactivé. Cela améliore le temps de réponse de l'optocoupleur qui est habituellement relié à cette broche.

### **Régulateur 5,85 V et 6,4 V de tension de serrage Shunt**

Le régulateur de 5.85 V charge le condensateur de déviation relié à la broche BYPASS à 5.85 V en tirant un courant de la tension sur la broche de DRAIN toutes les fois que le transistor MOSFET est éteint. Lorsque le MOSFET est allumé, l'appareil fonctionne à partir de l'énergie stockée dans le condensateur de découplage. Une valeur condensateur de découplage de 0,1  $\mu$ F est suffisante pour les deux découplages hauts fréquence et de stockage de l'énergie.

En outre, c'est un régulateur shunt de 6.4V, il serre la broche BYPASS/MULTIFONCTION à 6,4 V lorsque le courant fourni à la broche BYPASS/MULTIFONCTION par une résistance externe. Cela facilite la mise sous tension de TinySwitch-III à l'extérieur à travers un enroulement de polarisation pour diminuer la consommation hors charge bien en dessous de 50 mW.

### **La broche BYPASS/MULTIFONCTION sous-tension**

La broche BYPASS/MULTIFONCTION sous-tension désactive les MOSFET de puissance lorsqu'elle est soumise à une tension inférieure à 4,9 V en régime permanent. Une fois que la tension dépasse 4,9 V, il y a lieu de retour à 5,85 V pour activer (turn-on) le MOSFET de puissance.

### **La protection à la température**

Le circuit de coupure thermique détecte la température d'épuisement. Le seuil est généralement fixé à 142 ° C avec une hystérésis de 75 ° C. Lorsque la température d'épuisement augmente en dessus de ce seuil le MOSFET de puissance est désactivé et reste désactivé jusqu'à ce que la température de la puce tombe de 75 ° C, à quel point il est réactivé. Une large boucle d'hystérésis de 75 ° C (typique) est fournie pour empêcher la surchauffe de la carte de circuit imprimé en raison d'une condition de défaut continu.

### **Le Limiteur de courant**

Le circuit de limitation de courant contrôle le courant dans le transistor MOSFET de puissance. Quand ce courant dépasse le seuil interne (ILIMIT), le MOSFET de puissance est désactivé pour le reste de ce cycle. Ce circuit réduit la limite de courant de seuil par des quantités discrètes sous forme des charges moyennes et légères.

### **Redémarrage automatique**

Dans le cas d'une défaillance comme une surcharge de sortie, le court-circuit de la sortie, ou une condition de boucle ouverte, le TinySwitch-III entre en auto-opération de redémarrage. Un compteur interne cadencé par l'oscillateur est remis à zéro chaque fois que la broche EN/UV est tirée vers le bas. Si la broche EN/UV n'est pas tirée vers le bas pour 64 ms, la commutation du MOSFET de

puissance est généralement désactivée pour les 2,5 secondes (sauf dans le cas de l'état de sous-tension en ligne, auquel cas il est désactivé jusqu'à ce que la condition est supprimée). Le redémarrage automatique permet à tour de rôle d'activer et de désactiver la commutation des MOSFET de puissance jusqu'à ce que la condition de défaut soit supprimée. La figure 5 montre le fonctionnement de redémarrage automatique du circuit en présence d'une puissance de court-circuit.

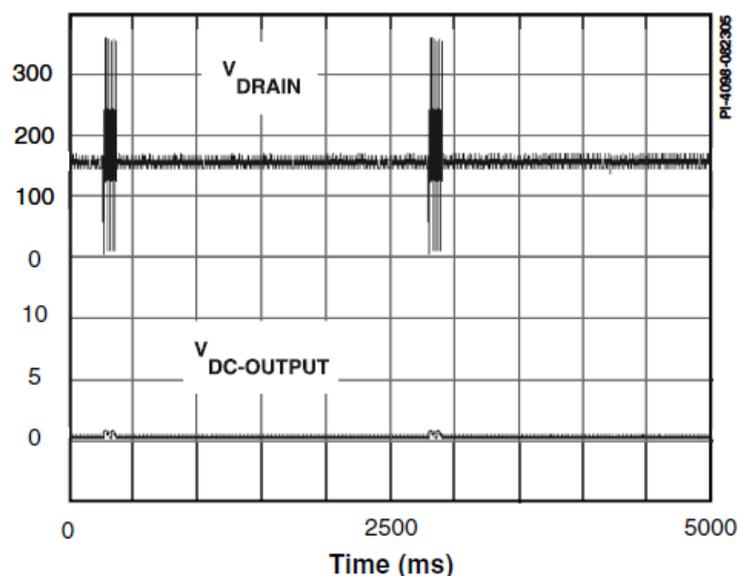


Figure 5. Auto-Restart Operation.

Dans le cas d'un état de sous-tension en ligne, la commutation des MOSFET de puissance est désactivée au-delà de sa normale 2,5 secondes jusqu'à ce que l'état de sous-tension ligne se termine.

### La prolongation adaptative de la période active de cycle de commutation

L'adaptateur du délai du cycle de commutation à temps continue (on-time) garde le cycle active jusqu'à ce que la limite de courant est atteinte, au lieu de mettre fin prématurément après que le signal de DCMAX passe au niveau bas. Cette fonctionnalité réduit la tension d'entrée minimum requis pour maintenir la réglementation, la prorogation de délai hold-up et de minimiser la taille du condensateur en vrac requis. L'extension à l'heure est désactivée pendant le démarrage de l'alimentation, jusqu'à la sortie de l'alimentation atteint règlement.

La prolongation adaptative de la période active de cycle de commutation garde le cycle dessus jusqu'à ce que la limite de courant soit atteinte, au lieu de mettre fin prématurément après que le signal de DCMAX passe au niveau bas (0). Ce dispositif réduit la tension d'entrée minimum exigée pour maintenir le règlement, le temps de retard et réduire au minimum la taille du condensateur en bloc exigée. La prolongation de période active est désactivée pendant le démarrage de l'alimentation d'énergie, jusqu'à ce que le rendement d'alimentation d'énergie atteigne le règlement.

### Fonctionnement (ON/OFF) avec limitation de courant de l'état de circuit

L'horloge interne de l'TinySwitch-III fonctionne tout le temps. Au début de chaque cycle d'horloge, elle contrôle la broche EN/UV pour décider ou non de mettre en œuvre un cycle de commutation, et elle est basé sur la séquence d'échantillons sur plusieurs cycles, il détermine le courant

## ANNEXES 4 : Description du circuit TNY277

limite appropriée. À des charges élevées, le circuit d'état fixe ce courant à sa valeur maximale. À des charges plus légères, il le fixe à une valeur réduite.

A proximité de la charge maximale, le circuit TinySwitch-III conduit pendant la quasi-totalité de ses cycles d'horloge (Figure 6). A charge légèrement plus faible, il saute des cycles afin de maintenir la régulation de la tension à la sortie d'alimentation (Figure 7). À des charges moyennes, les cycles seront ignorés et le courant limités sera réduit (figure 8). À des charges très légères, la limite actuelle sera encore plus réduite (figure 9). Seul un faible pourcentage de cycles se produisent pour satisfaire la consommation électrique de l'alimentation.

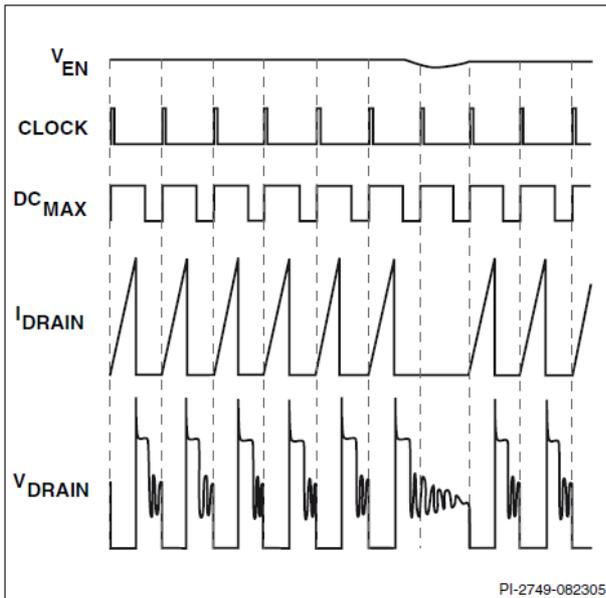


Figure 6. Operation at Near Maximum Loading.

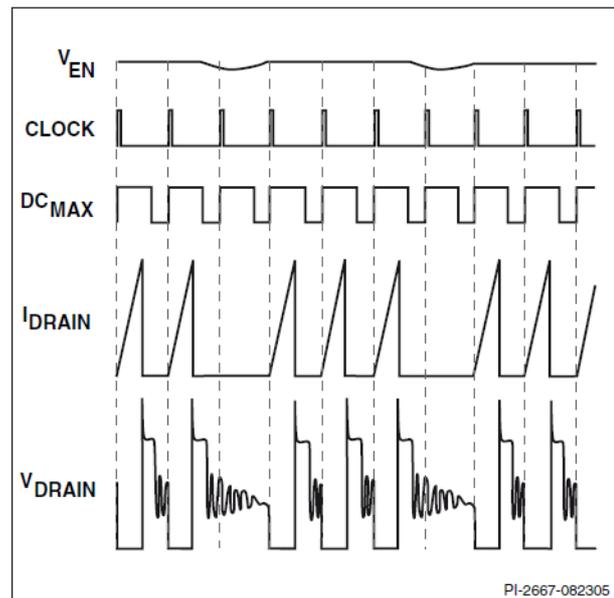


Figure 7. Operation at Moderately Heavy Loading.

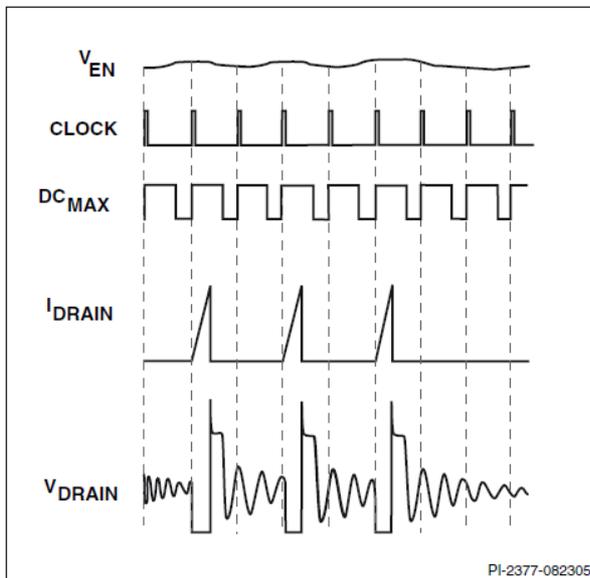


Figure 8. Operation at Medium Loading.

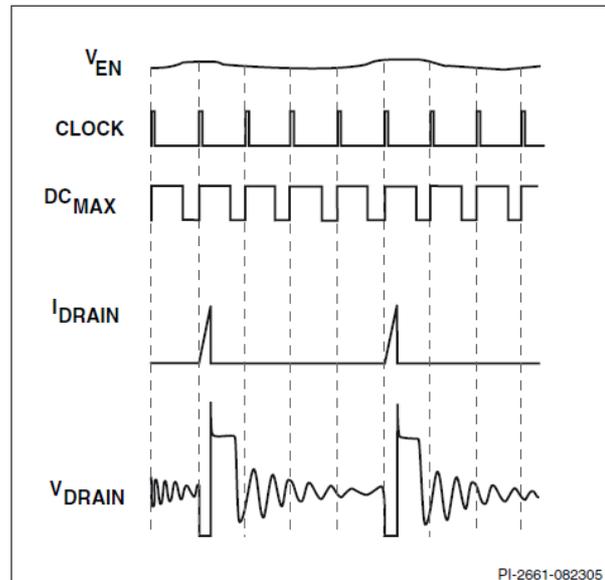


Figure 9. Operation at Very Light Load.

Le temps de réponse de système de contrôle (ON/OFF) est très rapide par rapport au contrôle PWM. Ce réglage prévoit serrés et une excellente réponse transitoire.

### Power Up/Down

## ANNEXES 4 : Description du circuit TNY277

Le TinySwitch-III ne nécessite qu'un condensateur de 0,1  $\mu\text{F}$  sur la broche BYPASS/MULTIFONCTION pour fonctionner avec limitation de courant standard. En raison de sa petite taille, le temps de charge de ce condensateur est maintenu à un minimum absolu, typiquement 0,6 ms. Le temps de charge varie en proportion de la valeur de condensateur de la broche BYPASS/MULTIFONCTION lors de la sélection de différentes limites actuelles. En raison de la large bande passante de la rétroaction ON OFF, il n'y a pas de dépassement à la sortie de l'alimentation. Quand une résistance externe (4 M $\Omega$ ) est connectée à partir de l'entrée positive DC à la broche EN/UV, la commutation du MOSFET de puissance sera retardée au cours de la mise sous tension jusqu'à la tension de la ligne DC dépasse le seuil (100 V). Les figures 10 et 11 montrent la forme d'onde de la mise sous tension dans les applications, avec et sans résistance externe (4 M $\Omega$ ) connectée à la broche EN/UV.

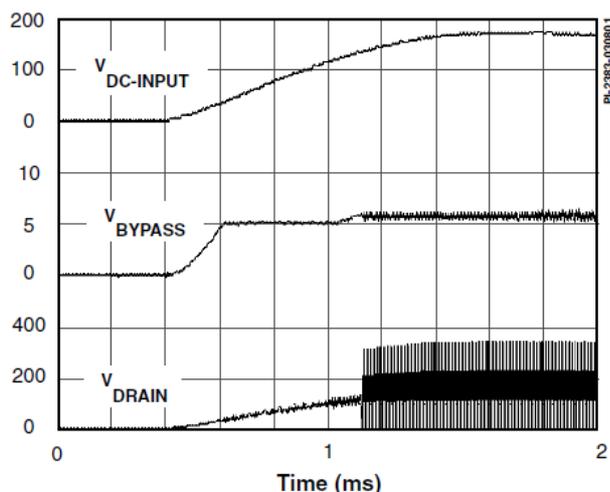


Figure 10. Power Up with Optional External UV Resistor (4 M $\Omega$ ) Connected to EN/UV Pin.

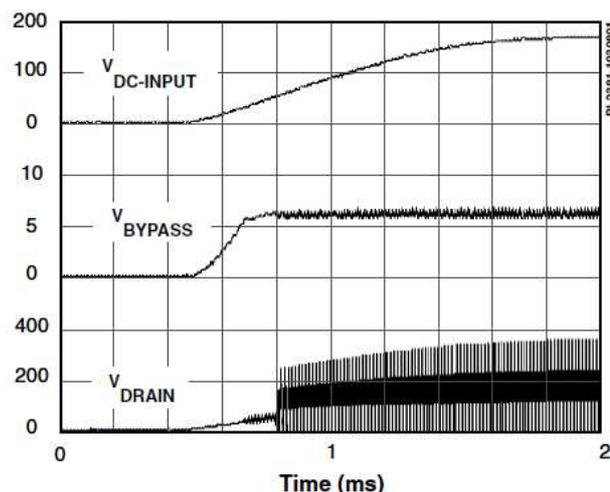


Figure 11. Power Up Without Optional External UV Resistor Connected to EN/UV Pin.

Dans des surcharges de démarrage et, quand le temps de conduction est moins de 400 NS, le dispositif réduit la fréquence de commutation pour maintenir la commande du courant maximal de drain.

Pendant la mise hors tension, quand une résistance externe est utilisée, le transistor MOSFET de puissance commutera pour 64ms après la sortie perd la régulation. Le MOSFET de puissance restera alors bloqué sans aucun problème puisque la fonction de sous-tension interdit le redémarrage lorsque la tension est faible.

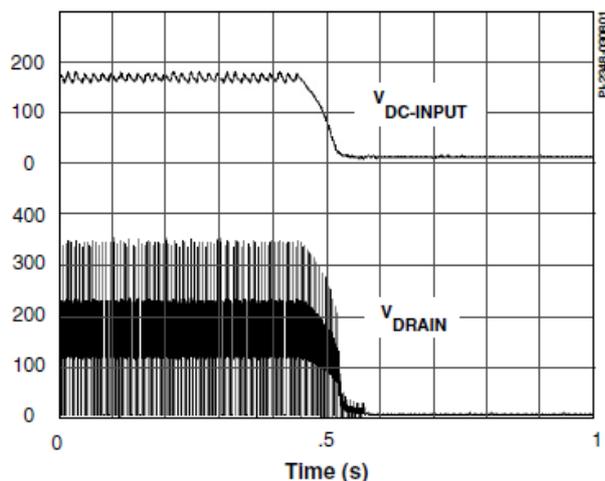


Figure 12. Normal Power Down Timing (without UV).

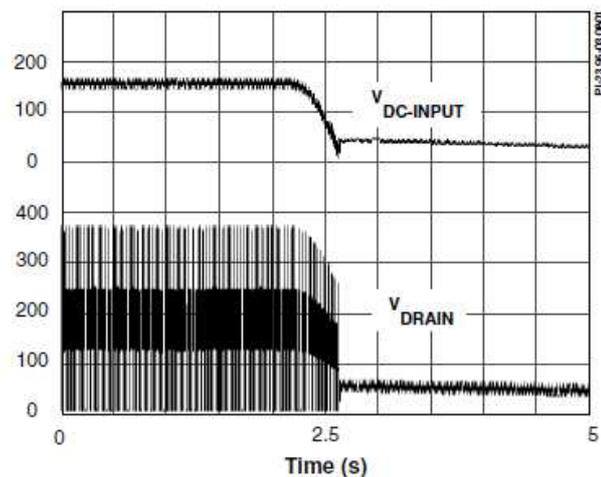


Figure 13. Slow Power Down Timing with Optional External (4 M $\Omega$ ) UV Resistor Connected to EN/UV Pin.

La figure 12 illustre une forme d'onde des différentes tensions lors de la mise hors tension. La figure 13 illustre une forme d'onde très lente: coupure de courant.

La résistance externe (4 M $\Omega$ ) est relié à la broche EN/UV dans ce cas pour éviter un redémarrage non désirées. Aucun biais de liquidation n'est nécessaire pour fournir la puissance à la puce, car il tire la force directement à partir de la tige de vidange (voir Description fonctionnelle ci-dessus). Cela a deux avantages principaux.

### Opération limite de courant.

Chaque cycle de commutation est terminé lorsque le courant du DRAIN atteint la limite de l'appareil. Opération de limitation de courant fournit un bon rejet d'entraînement en ligne et livraison de puissance relativement constant indépendant de la tension d'entrée.

### Le condensateur de la Broche BYPASS/MULTIFONCTION

La broche BYPASS/MULTIFONCTION pouvez utiliser un condensateur en céramique aussi petites que 0,1 $\mu$ F pour le découplage de l'alimentation interne de l'appareil. Une plus grande taille de condensateur peut être utilisée pour ajuster la limite actuelle. Pour TNY275-280, le condensateur de la broche BP/M est de 1 $\mu$ F sélectionnera une limite inférieure du courant égal à la norme.

## ANNEXES 5 : La décomposition en série de Fourier du signal de sortie redresseur

Comme montre la figure 3 ci-dessous Le signal de sortie ( $V_{out}$ ) de redresseur figure 1 à l'allure classique du redressement bi-alternance c-à-dire :  $V_{out} = |A \sin \omega t|$

La forme d'onde d'entrée et de la sortie du signal sont présentés dans les figures 2 et 3 respectivement. Nous allons exprimer en séries trigonométriques de Fourier, et nous supposons que  $w=1$ .

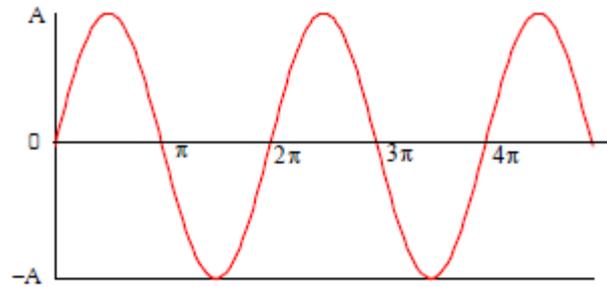
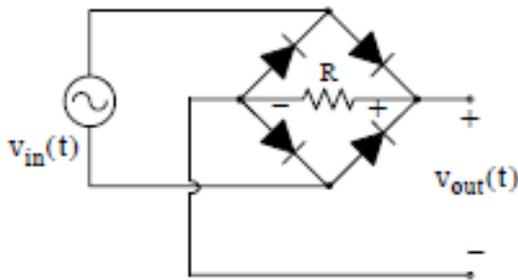


Figure1 : Pond de redressement

Figure 2 : Signale d'entrée du PD2

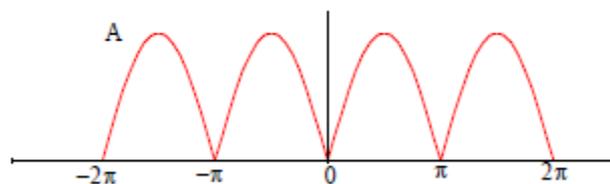
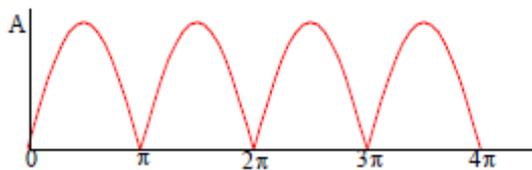


Figure 3 : Signale de sortie du PD2

Figure 4 : Signale de sortie PD2 décalage

La moyenne de ce signal est non nulle. Nous avons choisi la période de la sinusoïde d'entrée afin que le résultat soit exprimé en termes de fréquence fondamentale. Nous avons également choisir les limites de l'intégration  $-\pi$   $\pi$  et  $+\pi$ , nous observons que la forme est même symétrique (signale paire). Par conséquent, nous déduisons que seuls les termes en cosinus sont présents.

Les coefficients  $a_n$  sont trouve a partir de :

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(t) \cos nt dt$$

Alors

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} A \sin t \cos nt dt = \frac{2A}{\pi} \int_0^{\pi} \sin t \cos nt dt$$

$$\int (\sin mx)(\cos nx) dx = \frac{\cos(m-n)x}{2(n-m)} - \frac{\cos(m+n)x}{2(m+n)} \quad (m^2 \neq n^2)$$

$$\cos(x-y) = \cos(y-x) = \cos x \cos y + \sin x \sin y$$

En remplant dans l'équation précédente on trouve :

$$\begin{aligned}
 a_n &= \frac{2A}{\pi} \cdot \frac{1}{2} \left\{ \left[ \frac{\cos(n-1)t}{n-1} - \frac{\cos(n+1)t}{n+1} \right] \Big|_0^\pi \right\} \\
 &= \frac{A}{\pi} \left\{ \left[ \frac{\cos(n-1)\pi}{n-1} - \frac{\cos(n+1)\pi}{n+1} \right] - \left[ \frac{1}{n-1} - \frac{1}{n+1} \right] \right\} \\
 &= \frac{A}{\pi} \left[ \frac{1 - \cos(n\pi + \pi)}{n+1} + \frac{\cos(n\pi - \pi) - 1}{n-1} \right]
 \end{aligned}$$

En plus on' a :

$$\cos(n\pi + \pi) = \cos n\pi \cos \pi - \sin n\pi \sin \pi = -\cos n\pi$$

$$\cos(n\pi - \pi) = \cos n\pi \cos \pi + \sin n\pi \sin \pi = -\cos n\pi$$

c-à-dire :

$$\begin{aligned}
 a_n &= \frac{A}{\pi} \left[ \frac{1 + \cos n\pi}{n+1} - \frac{1 + \cos n\pi}{n-1} \right] = \frac{A}{\pi} \left[ \frac{-2 + (n-1)\cos n\pi - (n+1)\cos n\pi}{n^2 - 1} \right] \\
 &= \frac{-2A(\cos n\pi + 1)}{\pi(n^2 - 1)} \quad n \neq 1
 \end{aligned}$$

Maintenant, nous pouvons évaluer l'ensemble des coefficients  $a_n$ , à l'exception de  $a_1$ . Tout d'abord, nous évaluerons  $a_0$  pour obtenir la valeur de tension DC. Par substitution avec  $n=0$ , nous obtenons.

$$a_0 = \frac{4A}{\pi} \quad \text{donc} \quad \frac{1}{2}a_0 = \frac{2A}{\pi}$$

Pour les valeurs de  $n$  impaire supérieur que 1, les  $a_n=0$ .

La valeur de  $a_1=0$  est calculer, à partir de :

$$a_1 = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi \sin t \cos t dt$$

$$\int (\sin ax)(\cos ax) dx = \frac{1}{2a} (\sin ax)^2$$

$$a_1 = \frac{1}{2\pi} (\sin t)^2 \Big|_0^\pi = 0$$

Pour les  $n$  paires on a :

$$a_2 = \frac{-2A(\cos 2\pi + 1)}{\pi(2^2 - 1)} = -\frac{4A}{3\pi}$$

$$a_4 = \frac{-2A(\cos 4\pi + 1)}{\pi(4^2 - 1)} = -\frac{4A}{15\pi}$$

$$a_6 = \frac{-2A(\cos 6\pi + 1)}{\pi(6^2 - 1)} = -\frac{4A}{35\pi}$$

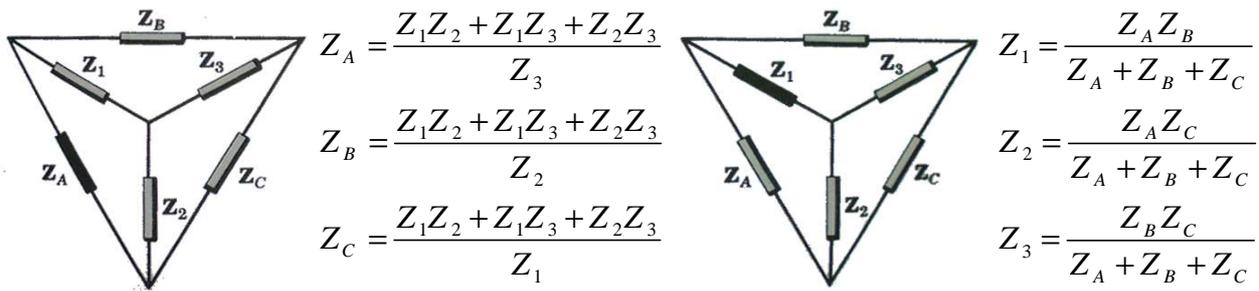
$$a_8 = \frac{-2A(\cos 8\pi + 1)}{\pi(8^2 - 1)} = -\frac{4A}{63\pi}$$

$$f(t) = \frac{2A}{\pi} - \frac{4A}{\pi} \left\{ \frac{\cos 2\omega t}{3} + \frac{\cos 4\omega t}{15} + \frac{\cos 6\omega t}{35} + \frac{\cos 8\omega t}{63} + \dots \right\}$$

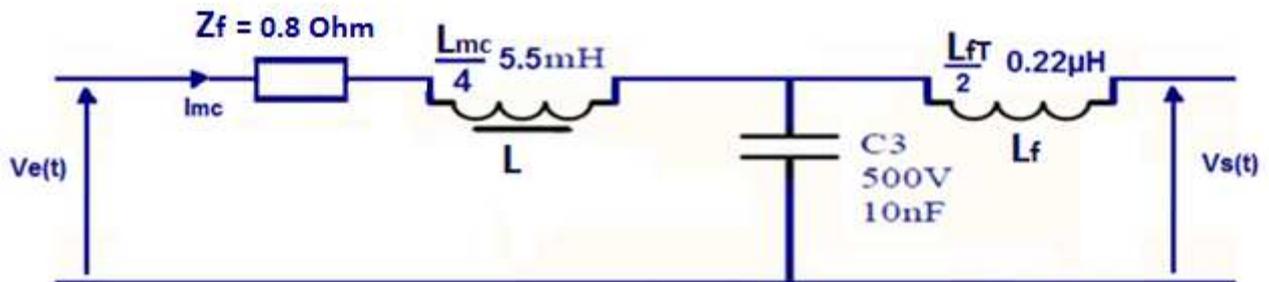
$$f(t) = \frac{2A}{\pi} - \frac{4A}{\pi} \sum_{n=2,4,6,\dots}^{\infty} \frac{1}{(n^2 - 1)} \cos n\omega t$$

## ANNEXES 6 : Calcul de Fonction de transfert du Filtre de Mode Commun

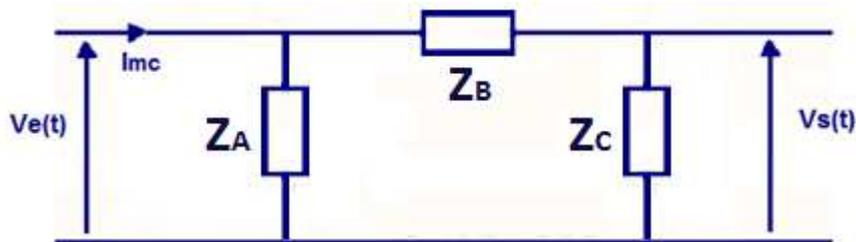
Le passage Etoile –triangle et inversement



On applique ce passage sur l'inductance de MC pour faciliter l'étude de la fonction de transfert



Après une simplification voila ce qu'on trouve



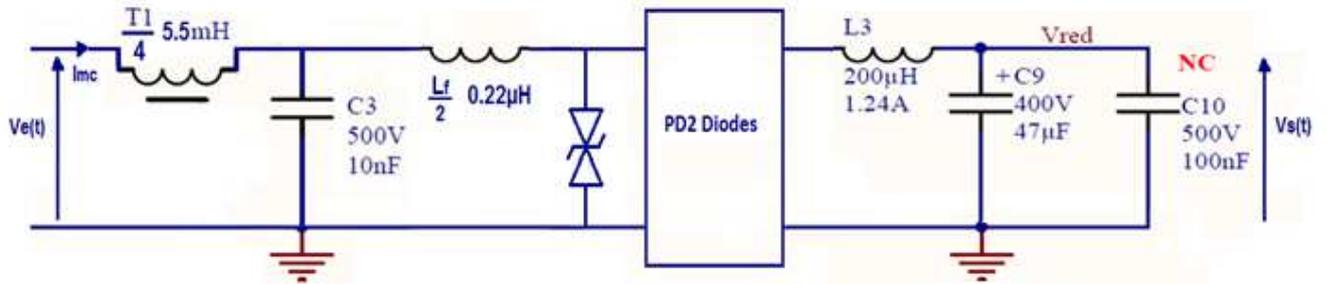
$$Z_A = \frac{\frac{R + jL\omega}{jC_3\omega} + jL_f\omega(R + jL\omega) + \frac{L_f}{C_3}}{jL_f\omega}$$

$$Z_B = \frac{\frac{R + jL\omega}{jC_3\omega} + jL_f\omega(R + jL\omega) + \frac{L_f}{C_3}}{1/jC_3\omega}$$

$$Z_C = \frac{\frac{R + jL\omega}{jC_3\omega} + jL_f\omega(R + jL\omega) + \frac{L_f}{C_3}}{R + jL\omega}$$

## ANNEXES 6 : *Calcul de la Fonction de transfert du Filtre de Mode Commun*

$$\text{Donc } \frac{V_S}{V_e} = \frac{Z_C}{Z_C + Z_B} = \frac{\frac{1}{R + jL\omega}}{\frac{1}{R + jL\omega} + jC_3\omega} = \frac{1}{1 - LC_3\omega^2 + jRC_3\omega}$$



$$a_0 = \frac{1}{T} \int_0^T x(t) . dt = \frac{2}{T} \left( \int_0^{t_1} -mV_e . dt + \int_{t_1}^{t_2} V_s . dt \right) = \frac{2}{T} ((-mV_e . t_1) + V_s (t_2 - t_1))$$

$$a_n = \frac{2}{T} \int_0^T x(t) . \cos(n\omega t) . dt = \frac{2}{T} \left( \int_0^{t_1} -mV_e . \cos(n\omega t) . dt + \int_{t_1}^{t_2} V_s . \cos(n\omega t) . dt \right)$$

$$= \frac{-2mV_e}{Tn\omega} \sin(n\omega t_1) + \frac{2V_s}{Tn\omega} \sin(n\omega t_2) - \frac{2V_s}{Tn\omega} \sin(n\omega t_1)$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_0^T x(t) . \sin(n\omega t) . dt = \frac{2}{T} \left( \int_0^{t_1} -mV_e . \sin(n\omega t) . dt + \int_{t_1}^{t_2} V_s . \sin(n\omega t) . dt \right)$$

$$= \frac{2mV_e}{Tn\omega} \cos(n\omega t_1) - \frac{2V_s}{Tn\omega} \cos(n\omega t_2) + \frac{2V_s}{Tn\omega} \cos(n\omega t_1)$$

$$f(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_1^{+\infty} a_n \cos(n\omega t) + b_n \sin(n\omega t) e$$

$$a_0 = \frac{1}{T} \int_0^T x(t) . dt = \frac{2}{T} \left( \int_0^{t_1} -mV_e . dt + \int_{t_1}^{t_2} V_s . dt \right) = \frac{2}{T} ((-mV_e . t_1) + V_s (t_2 - t_1))$$

On a les données suivantes pour les deux sorties (Voir le rapport de conception):

	<b>Sortie P3V3</b>	<b>Sortie P12</b>
T	1/132000	1/132000
t <sub>1</sub>	0.5T	0.5T
t <sub>2</sub>	0.3T	0.3T
m	28.33	8.92
V <sub>e min</sub>	90√2	90√2
V <sub>e max</sub>	260√2	260√2
V <sub>s</sub>	3.3V	12V

*BIBLIOGRAPHIE*

## BIBLIOGRAPHIE

---

### *Bibliographies :*

- Cours CEM Maitrise Génie Industriel (D.TAHRI et N. OUAZZANI)
- C.E.M et Electronique de Puissance (J.L COCQUERELLE)
- Alimentations à découpage (Michel GIRARD) Edition EDISCIENCE
- Alimentations linéaire (Michel GIRARD) Edition EDISCIENCE
- Alimentations à découpage Convertisseurs à Résonance (Jean-Paul FERRIEUX et François FOREST) Edition DUNOD
- Convertisseurs et électronique de puissance (Michel Pinard) Edition DUNOD
- Electronique appliquée aux hautes fréquences (Olivier Romain) Edition DUNOD
- Réalisez vos alimentations électroniques (Yves MERGY) Edition ETSF
- Inside OrCAD Capture for Windows (Chris SCHROEDER). Edition EDN
- Complete PCB Design Using OrCAD Capture and PCB Editor (Kraig MITZER) Edition Newnes
- Electronics and Circuit Analysis Using MATLAB (JOHN O.ATTIA) CRC Press
- Electronic Devices and Amplifier Circuits II (Steven KARRIS) Edition Orchard
- Signals.and.Systems.with.MATLAB IV (Steven KARRIS) Edition Orchard

### *Thèses :*

- J.B. HADJ SLAM « Modélisation du rayonnement électromagnétique des circuits d'électronique de puissance. Application à un hacheur ». Thèse de doctorat. EDEEA de Lyon. Décembre 1996.
- S.MANDRAY « Optimisation des convertisseurs d'électronique de puissance selon des critères thermiques et CEM Application aux dispositifs dédiés à l'aéronautique » Thèse de doctorat. EDEEAT de Grenoble. Juin 2009.
- S.BREHAUT « Modélisation et optimisation des performances CEM d'un convertisseur AC/DC d'une puissance de 600W » Thèse de doctorat Docteur de l'université de Tours. Février 2005
- Ouafae AOUINE - Cécile LABARRE - François Costa "Measurement and modeling of the magnetic near field radiated by a BUCK chopper" IEEE Transactions on Electromagnetic compatibility, pp. 445-449, vol. 50 N°2, mai 2008.



Mémoire de fin d'études pour l'obtention du Diplôme de Master Sciences et Techniques

**Nom et prénom:** Lakrim abderrazak

**Année Universitaire :** 2009/2010

**Titre:** Etude d'une alimentation à découpage de type flyback dans le contexte de la CEM

### Mots clés:

CEM, Electronique de puissance, Alimentation à découpage flyback, Redresseur, harmoniques, perturbations, commutation, pertes d'insertion,

### Résumé

Les alimentations à découpage de type Flyback se trouve dans la majorité, comme alimentation, des systèmes électroniques. Malgré l'abondance de ces alimentations, ils présentent de sérieux problèmes surtout au niveau perturbations électromagnétique (CEM).

L'étude CEM est devenue un passage obligé pour les concepteurs de circuits d'électronique de puissance. La complexité des phénomènes qui entrent en jeu lors de cette étude, fait de plus en plus sentir le besoin d'un outil CAO de prédiction des perturbations électromagnétiques conduites et rayonnées.

Le présent travail est consacré à l'étude CEM d'une alimentation à découpage de type flyback en mode conduit et rayonné. Cette étude est basé sur une analyse de la carte du coté électrique dans une première partie, afin de déterminé le rôle et le comportement de chaque composant, à partir de la simulation des forme d'onde des différents signaux avec OrCAD PSpice, on a relevé les sources des perturbations avec ses mode de couplage (transmission) et les éléments victimes.

Pour faire face à ces perturbations, le filtrage passif reste la technique la plus utilisée pour maîtriser les perturbations conduites, malheureusement, leur efficacité en fréquence est limitée par les éléments parasites des composants inductifs et capacitifs qui les constituent, l'étude du dispositif de filtrage fait également partie de ce dernier chapitre. Nous présenterons les premiers résultats obtenus grâce à la simulation de ces filtre mode commun (MC), mode différentiel (MD) et les filtres des sorties avec et OrCAD Spice, Matlab.

Pour les perturbations de mode rayonné, nous a proposé des simulations des principaux éléments rayonnés tel que le transformateur, le transistor de puissance sous Flux 2D et 3D afin de déterminé la porté de ces rayonnements et les éléments victime de ce rayonnement.

### Abstract

The SMPS (Switch Mode Power Supply) flyback type is found in the majority, like power, electronic systems. Despite the abundance of these supplies, they have serious problems especially in disturbances (EMC).

The EMC study has become a must for designers of power electronics circuits. The complexity of phenomena that come into play during this study, is increasingly feeling the need for a CAD tool for prediction of conducted and radiated electromagnetic disturbances.

This work is devoted to the study of EMC SMPS flyback type conducted and radiated. This study is based on an analysis of the electrical side of the card in the first part, to determined the role and behavior of each component, from the simulation waveform of various signals with OrCAD PSpice, it noted sources of disturbances with mode coupling (transmission) and elements victims.

To cope with these disruptions, the passive filtering is the most common technique used to control conducted disturbances, unfortunately, their effectiveness often is limited by the parasitic elements of capacitive and inductive components that constitute the study of the filtering device is also part of this final chapter. We present the first results obtained by simulation of these common mode filter (CM), differential mode (DM) and filters and outputs with OrCAD Spice, Matlab.

For radiated mode disturbances, we proposed simulations of the main radiated so that the processor, the power transistor in Flux 2D and 3D determined to wear such radiation and the elements of this radiation victim.